

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 790 632**

51 Int. Cl.:

H02K 11/00 (2006.01)

H02K 11/04 (2006.01)

H02K 3/28 (2006.01)

H02P 25/22 (2006.01)

H02P 6/14 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.08.2012** **E 12182063 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.02.2020** **EP 2704297**

54 Título: **Máquinas eléctricas DC**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
28.10.2020

73 Titular/es:

**GE ENERGY POWER CONVERSION
TECHNOLOGY LTD (100.0%)
Boughton Road, Rugby
Warwickshire CV21 1BU, GB**

72 Inventor/es:

CRANE, ALLAN DAVID

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 790 632 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

Máquinas eléctricas DC

Campo técnico

5 La presente invención se refiere a máquinas eléctricas dc y, en particular, a máquinas con alta densidad de par y alta densidad de potencia, que son eficientes y fiables, y son sencillas de instalar y poner en servicio.

Antecedentes de la técnica

10 Una máquina eléctrica de rotación de dc típicamente incluye un rotor rodeado por un estator enrollado. Un conmutador conectado al rotor con segmentos de cobre y un dispositivo de escobillas estacionario se usan para controlar la conmutación de corriente en el devanado del rotor en base a la posición angular del rotor. Las máquinas eléctricas dc conmutadas con escobillas es sabido que son capaces de un alto esfuerzo de cizallamiento de escobillas. El dispositivo de escobillas estacionario y el conmutador giratorio convierten la tensión de terminal dc de la máquina eléctrica en una tensión ac polifásica que gira dentro del devanado del inducido en una dirección y a una velocidad que hace que la fuerza magnetomotriz (mmf) del inducido sea sustancialmente estacionaria y esté

15 alineada en cuadratura con los polos de campo. De este modo, los espectros armónicos del espacio de campo de mmf del rotor y del estator están sustancialmente sincronizados, contribuyendo por ello al par medio del eje. Es esta relación casi ideal entre los armónicos del espacio del rotor y del estator la que permite que la mayoría de la circunferencia del entrehierro de la máquina eléctrica dc conmutada con escobillas opere a un alto esfuerzo de cizallamiento de entrehierro.

20 Sin embargo, el proceso de conmutación de escobillas para máquinas eléctricas dc es complicado y tiene ciertas limitaciones.

25 La tensión de la bobina del inducido se usa para hacer la conmutación de corriente del inducido. Esto significa que la posición de la escobilla se debe establecer para permitir un tiempo suficiente para que la corriente se reduzca a un nivel bajo en el momento en que un segmento del conmutador saliente interrumpa el contacto con el borde posterior de la escobilla con el fin de evitar un arco eléctrico (denominado 'subconmutación'), y también evitar un tiempo excesivo para la reducción de corriente y la inversión de corriente posterior en el momento que un segmento del conmutador saliente interrumpa el contacto con el borde posterior de la escobilla con el fin de evitar el arco eléctrico (denominado 'sobreconmutación'). Ambos modos de arco de subconmutación y sobreconmutación son típicamente destructivos.

30 Hay un requisito primordial de que la tensión entre los segmentos del conmutador inmediatamente después de que el segmento del conmutador saliente interrumpa el contacto con el borde posterior de la escobilla debe ser lo suficientemente bajo para evitar contorneamiento eléctrico. También hay un requisito primordial de que la densidad de corriente de la escobilla debe ser baja con el fin de evitar calentamiento excesivo, pérdidas de potencia y riesgos de contorneamiento eléctrico de arco sostenido.

35 En la máquina eléctrica dc conmutada con escobillas más básica, la temporización de la conmutación de escobillas es crítica y es severamente limitante del rendimiento porque la posición angular ideal de la escobilla varía con la corriente y la velocidad del inducido, es decir, no hay una única posición angular ideal para el dispositivo de escobillas. Por lo tanto, se acepta que en tales máquinas eléctricas dc algunos arcos del conmutador son inevitables. Sin embargo, en grandes máquinas eléctricas dc, los riesgos de arco eléctrico y contorneamiento eléctrico se pueden aliviar mediante el uso de polos conmutadores (o interpolos) que sirven para compensar la posición del campo en respuesta a la variación en la corriente del inducido.

40 Como resultado, el conmutador giratorio y el dispositivo de escobillas estacionario tienden a ser grandes y complejos. Además, los polos conmutadores ocupan espacio dentro de la máquina eléctrica que de otro modo se podría usar para aumentar el flujo total del entrehierro y la densidad de par. Esto significa que la densidad de par para un esfuerzo de cizallamiento de entrehierro pico dado es relativamente baja. Las máquinas eléctricas dc conmutadas con escobillas son inherentemente máquinas de baja tensión, por ejemplo, menor que 1 kV.

45 Algunos de los problemas de la conmutación de escobillas se pueden superar mediante el uso de un inversor conmutado de carga (LCI). En máquinas eléctricas que usan un LCI, el campo se produce por el devanado del rotor que comúnmente incorpora excitación sin escobillas. El devanado del inducido está situado en el estator y comúnmente usa tres o seis fases. Un convertidor de frecuencia estático reemplaza el conmutador de escobillas. Un convertidor básico de potencia conmutado de manera natural que opera a baja frecuencia de conmutación se puede situar de manera remota. Tales máquinas eléctricas tienen un aumento de la densidad de par y alta eficiencia, pero es sabido que producen pulsaciones de par indeseables. Tampoco pueden emplear la relación casi ideal entre los armónicos de espacio del rotor y estator descritos anteriormente. Por lo tanto, el esfuerzo de cizallamiento medio del entrehierro es típicamente menor que el de una máquina eléctrica dc conmutada con escobillas. Sin embargo, una ventaja de las máquinas eléctricas que usan un LCI es que es posible tener un valor nominal de tensión de línea más alto, por ejemplo, hasta 11 kV.

Se han usado convertidores de frecuencia estáticos más sofisticados para permitir que se eliminen sustancialmente las pulsaciones de par del LCI, pero los convertidores son complejos y menos eficientes. A medida que aumenta el valor nominal de la tensión de línea, tales convertidores llegan a ser cada vez más complejos y es excepcional para ellos ser clasificados en más de 6.6kV.

5 Se conocen máquinas eléctricas dc sin escobillas conmutadas electrónicamente. El documento GB 2117580 describe una máquina eléctrica dc sin escobillas que emplea un circuito de conmutación electrónico que usa la tensión de bobina del inducido para causar la conmutación natural de tiristores. Otras máquinas eléctricas dc sin escobillas usan circuitos de potencia auxiliares tales como los descritos en el documento GB 2431528 para causar la conmutación forzada por recuperación inversa de tiristor. Estos conmutadores electrónicos han sido superados por el uso de dispositivos de potencia de semiconductores que son capaces de ser encendidos y apagados mediante el control por puerta, por ejemplo, tiristores de apagado por puerta (GTO). Tales conmutadores electrónicos se describen en el documento EP 1798847 del presente solicitante. Una posible desventaja de las máquinas eléctricas conmutadas electrónicamente es que no son inherentemente adecuadas para operación dc de alta tensión, dado que es necesario usar dispositivos de potencia semiconductores conectados en serie y aislar la pared principal del devanado del inducido para esfuerzos ac de alta tensión – obsérvese que el esfuerzo de tensión dominante en el aislamiento del inducido es ac, dado que cada terminal en el devanado del inducido se conecta secuencialmente a los terminales dc positivo y negativo.

20 El documento EP 2403111 describe un generador de aerogenerador con un rotor y un estator. El estator tiene una pluralidad de bobinas de estator, cada bobina que está conectada a un rectificador de diodos. Se proporciona una interfaz de generador-red de servicios públicos en la que los rectificadores de diodos se asignan a cada fase de una red de servicios públicos.

25 El documento WO 2012/062376 describe una máquina eléctrica giratoria en la que cada bobina del estator está conectada a un inversor de corriente que incluye un condensador para formar un circuito LC resonante con la bobina. Los inversores de corriente se conectan en serie a una fuente de energía dc y pueden suministrar una corriente dc de cualquier polaridad. Los inversores de corriente conectados en serie se pueden disponer en circuitos dc paralelos para aceptar una corriente más alta.

Compendio de la invención

La presente invención proporciona una máquina eléctrica dc (por ejemplo, un motor o generador) según la reivindicación 1.

30 El rotor tiene N_p polos de campo giratorios y el inducido tiene N_s ranuras de devanado. La relación no entera de N_s/N_p se expresa como $n \pm \delta$ donde n es un número entero y δ se puede definir en términos de un desplazamiento de vernier que se determina por el diseño físico y la construcción de la máquina eléctrica.

Más particularmente, en máquinas de gran diámetro y baja velocidad que deben tener un número relativamente alto de polos (por ejemplo, $N_p > 80$) con el fin de minimizar la densidad de flujo en el hierro posterior del estator, el desplazamiento de vernier se proporciona más convenientemente aumentando o disminuyendo el número de polos en relación con el número de polos que típicamente se encontrarían en una máquina eléctrica convencional para un número dado de ranuras y que proporcionarían una relación entera de N_s/N_p . Por ejemplo, si una máquina eléctrica convencional con el requisito de tener $N_s/N_p=3$ tuviera 360 ranuras ($N_s=360$), entonces tendría 120 polos ($N_p=120$). Según esta metodología, el desplazamiento de vernier se puede expresar como $\pm 2m$ polos sobre la circunferencia del rotor cuando se compara con la máquina eléctrica convencional, donde m es un número entero y, de este modo, el desplazamiento de vernier mínimo posible es ± 2 polos sobre la circunferencia del rotor. O dicho de otra manera, para un número dado de ranuras, el rotor tendrá un número total de polos que es o bien dos más o bien dos menos que el número total de polos que típicamente se encontrarían en una máquina eléctrica convencional. En el ejemplo dado anteriormente con 360 ranuras, entonces la máquina eléctrica de la presente invención con un valor mínimo de $m=1$ tendría 118 o 122 polos ($N_p=118$ o $N_p=122$) lo que corresponde a $N_s/N_p=3.05$ o $N_s/N_p=2.95$ y $\delta=0.05$. El principal beneficio de esta metodología es que permite que los diseños convencionales existentes de perforaciones de laminación del estator y bobinas (se pueden usar bobinas o bien de una sola capa o bien de dos capas) se retienen. Se apreciará fácilmente que el rotor no sufre ninguna penalización en el proceso dado que los rotores de máquinas tan grandes típicamente tienen un diseño a medida. La metodología es igualmente aplicable a otras máquinas grandes, de alto número de polos, con un número relativamente pequeño de ranuras por polo. Por ejemplo, sería posible hacer una máquina eléctrica con $N_s/N_p=5 \pm \delta$ (es decir, donde $n=5$) incluso aunque el uso de cinco ranuras por polo nominalmente no sería convencional.

55 En el caso de máquinas más pequeñas que tienen relativamente pocos polos (por ejemplo, $N_p < 16$) y un número relativamente alto de ranuras por polo (por ejemplo, $9 < N_s/N_p < 15$), el desplazamiento de vernier mínimo según la metodología anterior puede ser excesivamente tosco y esta situación es igualmente aplicable para lograr el desplazamiento de vernier deseado usando una metodología alternativa aumentando o disminuyendo el número de ranuras del inducido N_s en relación con el número de ranuras que típicamente se encontrarían en una máquina eléctrica convencional para un número dado de polos y que proporcionarían una relación entera de N_s/N_p . Según esta metodología alternativa, el desplazamiento de vernier se puede expresar como $\pm 2q$ ranuras sobre la

circunferencia del inducido cuando se compara con la máquina eléctrica convencional, donde q es un número entero y, de este modo, el desplazamiento de vernier mínimo posible es ± 2 ranuras sobre la circunferencia del inducido. Algunos valores resultantes de N_s impedirían el uso de devanados de inducido que empleen bobinas de una sola capa, pero dado que la metodología alternativa está dirigida a máquinas más pequeñas, es posible usar bobinas de dos capas que se pueden acomodar en cualquier número conveniente de ranuras. También, si no se proporcionan ranuras discretas en el inducido, sino que en su lugar cada bobina se enrolla alrededor de un diente del inducido (es decir, un devanado concentrado en dientes), entonces si N_t es el número de dientes, para todos los propósitos prácticos $N_t = N_s$ y puede ser cualquier número conveniente.

Los polos típicamente están distribuidos por igual alrededor de la circunferencia del rotor y el desplazamiento de vernier es consistente alrededor del inducido o la circunferencia de la máquina eléctrica. Esto significa que el desplazamiento de vernier hace que la máquina eléctrica de la presente invención tenga un número relativamente alto de fases del inducido.

Una máquina eléctrica convencional con un número entero o no entero de ranuras por polo tiene una pluralidad de fases de inducido internas que están interconectadas para proporcionar tres fases en los terminales salientes (siendo un requisito común conectar en serie, en el dominio ac, las bobinas cuyas tensiones fundamentales no están en fase). En el caso de máquinas convencionales que tienen los denominados 'devanados de ranura fraccionaria', es decir, los que tienen un número no entero de ranuras por polo, es un requisito obligatorio conectar en serie, en el dominio ac, las bobinas cuyas tensiones fundamentales no están en fase. Más particularmente, la secuencia de fase interna de las máquinas eléctricas convencionales se repite en sincronismo con la rotación del rotor cada dos pasos de polo. En el caso de máquinas convencionales que tienen devanados de ranura fraccionaria, aunque la secuencia de fase interna se repite en sincronismo cada dos pasos de polo, las tensiones de fase internas pueden estar desequilibradas dentro del espacio de dos pasos de polo y el equilibrio de fase en los terminales salientes se logra solamente conectando en serie grupos de bobinas que se extienden sobre múltiples pares de pasos de polo en el dominio ac. Además, el uso de devanados de ranura fraccionaria interconectados en el dominio ac convencional excluye el uso de bobinas de una sola capa. Sin embargo, la máquina eléctrica de la presente invención puede tener tantas como N_s fases de inducido (es decir, $P = N_s$) dado que la secuencia de fases en pasos sucesivos de polos o bien progresa o bien retrocede a una tasa según la magnitud y la polaridad del desplazamiento de vernier - un desplazamiento de vernier positivo que causa una secuencia de fase progresiva y un desplazamiento de vernier negativo que causa una secuencia de fase regresiva. Esto significa que, mientras que la secuencia de fase en una máquina convencional se repite a intervalos regulares y estrechamente separados alrededor de la circunferencia del inducido y gira en la misma dirección y a la misma velocidad que el rotor, la máquina eléctrica de la presente invención tiene una secuencia de fase en donde las bobinas del inducido que están a intervalos ampliamente separados alrededor de la circunferencia del inducido son adyacentes en la secuencia de fase eléctrica y esta secuencia de fase puede girar en la misma dirección u opuesta y a una velocidad diferente al rotor. El número de fases de inducido también es dependiente de la topología de las bobinas del inducido. Por ejemplo, para una topología de rotor dada, un inducido que emplea bobinas de una sola capa tendrá la mitad del número de fases de inducido de un inducido equivalente que emplea bobinas de dos capas.

La siguiente descripción supone que la máquina eléctrica está diseñada para proporcionar el número máximo de fases. Sin embargo, puede ser técnicamente posible, dependiendo del número de polos, por ejemplo, diseñar una máquina eléctrica con menos que el número máximo de fases. Por esta razón, la siguiente descripción se entenderá que es ilustrativa y que la máquina eléctrica según la presente invención no se limita a tener el número indicado de fases P . En el caso en el que se use la primera metodología para lograr el desplazamiento de vernier descrito anteriormente expresado como $\pm 2m$ polos sobre la circunferencia del rotor cuando se compara con la máquina eléctrica convencional, cuando se usan bobinas de una sola capa con un número par de ranuras, entonces $P = N_s/4m$ y cuando se usan bobinas de dos capas con un número par de ranuras, entonces $P = N_s/2m$. Cuando se usa la segunda metodología para lograr el desplazamiento de vernier descrito anteriormente, cuando se usan bobinas de una sola capa con un número de ranuras N_s de manera que $N_s/4$ sea un número entero, entonces $P = N_s/4$ y cuando se usan bobinas de dos capas con un número par de ranuras, entonces $P = N_s/2$. En el caso en el que el inducido tenga un número impar de ranuras, entonces $P = N_s$ y es necesario usar o bien bobinas de dos capas o bien bobinas con dientes.

Si consideramos la primera metodología para el ejemplo donde $N_s = 360$ y $N_p = 118$ o $N_p = 122$, donde el desplazamiento de vernier se establece en el valor mínimo de δ seleccionando $m = 1$, y donde el inducido se enrolla con bobinas de dos capas, entonces, independientemente de la polaridad del desplazamiento de vernier, la máquina eléctrica de la presente invención tendría 180 fases eficaces de inducido ($P = 180$). Con más precisión, el inducido tendría un primer grupo de 180 bobinas con 2º intervalos de fase eléctrica y un segundo grupo de 180 bobinas con 2º intervalos de fase eléctrica en antifase con las bobinas del primer grupo - siendo ello un convenio estándar de la industria que una bobina y un bobina en antifase se consideren que son dos elementos dentro de una sola fase eficaz de inducido. Sin embargo, si el inducido se enrolla con bobinas de una sola capa, entonces, independientemente de la polaridad del desplazamiento de vernier, la máquina eléctrica de la presente invención tendría 90 fases eficaces de inducido ($P = 90$). Con más precisión, el inducido tendría un primer grupo de 90 bobinas con 4º intervalos de fase eléctrica y un segundo grupo de 90 bobinas con 4º intervalos de fase eléctrica en antifase con las bobinas del primer grupo. Cuando se consideran las derivadas del ejemplo donde $m = 2$ (es decir, $N_p = 116$ o $N_p = 124$), entonces la máquina eléctrica tendrá 90 o 45 fases de inducido con 4º u 8º intervalos de fase eléctrica

dependiendo de si se usan bobinas de dos capas o de una sola capa, respectivamente. En el caso en el que el inducido tenga un número impar de ranuras con bobinas de dos capas o un devanado concentrado con dientes, entonces el inducido tendría 360 fases de inducido ($P=360$) o más particularmente un único grupo de 360 bobinas con 1º intervalos de fase eléctrica. En el caso en el que el inducido tenga un número par de ranuras (y dientes) con un devanado concentrado con dientes, entonces el inducido tendría 180 fases ($P=180$) o, con más precisión, el inducido tendría un primer grupo de 180 bobinas con 2º intervalos de fase eléctrica y un segundo grupo de 180 bobinas con 2º intervalos de fase eléctrica en antifase con las bobinas del primer grupo.

La magnitud del desplazamiento de vernier también influye en cómo las bobinas se pueden interconectar por los módulos de conmutación del conjunto de conmutación electrónica de potencia, y cómo se controlan los módulos de conmutación. Con la excepción del caso en el que la máquina eléctrica tenga un número impar de bobinas y un número impar de fases de inducido, la máquina eléctrica de la presente invención tendrá un número par de bobinas en cada fase de inducido y el módulo de las formas de onda de tensión de circuito abierto de cada bobina en una fase de inducido particular es aproximadamente igual y, con el fin de operar cada bobina bajo condiciones electromagnéticas iguales e ideales, se prefiere que los eventos de conmutación en cada módulo de conmutación que está conectado respectivamente a las bobinas dentro de esa fase de inducido particular se ejecuten de manera sustancialmente simultánea. En otras palabras, todas las bobinas dentro de una fase de inducido particular de la máquina eléctrica operan preferiblemente sustancialmente con el mismo factor de potencia y estructura armónica. Por lo tanto, resulta que las máquinas eléctricas con primer y segundo grupos de bobinas, como se ha descrito anteriormente, deberían operar con eventos de conmutación en cualquier bobina en particular que se reflejan por un evento de conmutación en antifase en una bobina que se desplaza 180 grados mecánicos alrededor del inducido, de modo que dos eventos de conmutación ocurran de manera sustancialmente simultánea en dos módulos de conmutación separados conectados a bobinas en lados diametralmente opuestos del conjunto de inducido. De manera similar, máquinas eléctricas que tienen un primer, segundo, tercer y cuarto grupos de bobinas deben operar con eventos de conmutación en cualquier bobina particular que se reflejan por un evento de conmutación idéntico en una bobina que bobina que está desplazada 180 grados mecánicos alrededor del inducido y por dos eventos de conmutación en antifase idénticos en bobinas que están desplazadas 90 y 270 grados mecánicos alrededor del inducido, de modo que cuatro eventos de conmutación ocurran de manera sustancialmente simultánea en cuatro módulos de conmutación separados conectados a bobinas separadas por igual alrededor del conjunto del inducido. Se puede emplear cualquier número conveniente de grupos de bobinas y eventos de conmutación simultáneos correspondientes, pero se entenderá fácilmente que un objetivo importante es emplear el mayor número de fases de inducido al tiempo que se simplifica la interconexión de bobinas de dominio dc y, por esta razón, a menudo se preferirá por lo tanto que la máquina eléctrica tenga el número mínimo de grupos de bobinas y eventos de conmutación simultáneos.

Se pueden usar bobinas convencionales de cualquier forma conveniente, pero se conectan entre sí en serie en el dominio dc (es decir, en el lado del terminal dc de los módulos de conmutación) para definir al menos dos circuitos dc paralelos. Preferiblemente no se conectan entre sí en el dominio ac. Cada bobina tiene preferiblemente terminales ac que se conectan a los terminales ac del módulo de conmutación correspondiente que controla la corriente de bobina. Se apreciará fácilmente que las bobinas se pueden disponer de manera uniforme en aproximadamente, pero no exactamente, n ranuras por polo. En una disposición común, entonces $n=3$, pero es posible para la máquina eléctrica tener otros números de ranuras por polo como se ha señalado anteriormente. Aunque no es preferible conectar las bobinas entre sí en el dominio ac, esto sigue siendo una posibilidad técnica y todavía se considera que está dentro del alcance de la presente invención. Cualquier referencia a un módulo de conmutación (o su puente H – ver más adelante) que se conecta a una bobina se debería entender por lo tanto como que no excluye la opción de que se conecte a dos o más bobinas dependiendo del diseño de la máquina. Por ejemplo, en máquinas con múltiplos de cuatro bobinas, sería posible técnicamente conectar en serie pares de bobinas situadas físicamente adyacentes o al menos estrechamente en el dominio ac y conectar cada par de bobinas a un único módulo de conmutación. Los terminales dc de los módulos de conmutación entonces se interconectarían como se describe en otra parte. Tal máquina tendría la mitad del número de fases de inducido y la mitad del número de módulos de conmutación en comparación con una máquina en la que cada módulo de conmutación está conectado solo a una sola bobina. Esta interconexión ac de las bobinas conduciría a la suma de fases de las tensiones de las bobinas. Por consiguiente, los componentes fundamentales de tensión sumados de dos bobinas conectadas en serie serían menos de dos veces el componente fundamental de la tensión de una sola bobina. La desventaja de la reducción de tensión de salida que resulta de conectar cada módulo de conmutación a dos o más bobinas en el dominio ac tendría que ser considerada por el diseñador de la máquina y equilibrar frente al beneficio de tener menos componentes y un conjunto de conmutación electrónica de potencia menos complicado.

Como se ha señalado anteriormente, las bobinas pueden ser bobinas de dos capas (por ejemplo, bobinas de diamante convencionales) con N_s bobinas que se reciben en las ranuras del devanado y que definen un máximo de $N_s/2$ fases de inducido, por ejemplo, donde $m=1$ cuando se usa la primera metodología para el desplazamiento de vernier. Una excepción es cuando N_s es un número impar cuando se reciben N_s bobinas en las ranuras del devanado y definen un máximo de N_s fases de inducido. Alternativamente, las bobinas pueden ser bobinas de una sola capa con $N_s/2$ bobinas que se reciben en las ranuras del devanado y que definen un máximo de $N_s/4$ fases de inducido, por ejemplo, donde $m=1$ cuando se usa la primera metodología para el desplazamiento de vernier. Alternativamente además, las bobinas pueden tener la forma de un devanado concentrado con dientes en el que

cada bobina está enrollada alrededor de un diente del inducido. Tal disposición tendría N_s bobinas que definen un máximo de N_s fases de inducido cuando N_s es impar y $N_s/2$ fases de inducido cuando N_s es par.

El conjunto de conmutación electrónica de potencia de la máquina eléctrica tiene al menos un primer y segundo terminales de carga dc que se pueden conectar a equipos externos. Por ejemplo, una máquina de un solo canal tiene un terminal de carga dc positivo y un terminal de carga dc negativo, mientras que una máquina de canal doble tiene un par de terminales de carga dc positivos y un par de terminales de carga dc negativos que se pueden conectar en paralelo a equipos externos. En la práctica, el conjunto de conmutación electrónica de potencia se puede dividir en un número par de segmentos, cada segmento que tiene uno o más módulos de conmutación y un primer y segundo terminales dc locales, por ejemplo, un terminal dc positivo local y un terminal dc negativo local. El primer y segundo terminales dc locales de una pluralidad de segmentos se pueden interconectar uno con otro y con el primer y segundo terminales de carga dc del conjunto de conmutación electrónica de potencia para interconectar los segmentos. Aunque los respectivos terminales dc locales del conjunto de conmutación electrónica de potencia están dispuestos preferiblemente a intervalos regulares alrededor de la circunferencia del inducido como se describe con más detalle a continuación, los terminales de carga dc se pueden situar de manera compartida dentro de una caja de terminales adecuada para facilitar una conexión fácil de la máquina eléctrica al equipo externo.

Algunas disposiciones específicas se describen a continuación con referencia a las Figuras 14A a 14D en las que los módulos de conmutación individuales del conjunto de conmutación electrónica de potencia se representan esquemáticamente por recuadros cuadrados. Cada una de las Figuras 14A a 14D incluye un diagrama superior que muestra cómo los módulos de conmutación y los terminales dc locales de los segmentos respectivos del conjunto de conmutación electrónica de potencia están dispuestos físicamente alrededor de la circunferencia del conjunto de inducido o estator, y un diagrama inferior que muestra esquemáticamente cómo se interconectan los módulos de conmutación. El número de módulos de conmutación por segmento se ha limitado en interés de la claridad.

En una primera disposición mostrada en las Figuras 14A y 14B, la máquina eléctrica tiene un terminal de carga dc positivo DC+ y un terminal de carga dc negativo DC-. Los módulos de conmutación del conjunto de conmutación electrónica de potencia definen dos circuitos dc paralelos. Más particularmente, una primera proporción (por ejemplo, 50% para circuitos dc simétricos y un número par de fases de inducido (es decir, la Figura 14A) o A% para circuitos dc asimétricos y un número impar de fases de inducido (es decir, la Figura 14B)) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un primer circuito dc que se extiende entre los terminales de carga dc y una segunda proporción (por ejemplo, 50% para circuitos dc simétricos o $B\%=(100-A\%)$ para circuitos dc asimétricos) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un segundo circuito dc que se extiende entre los terminales de carga dc. El conjunto de conmutación electrónica de potencia se divide por lo tanto en dos segmentos, cada segmento correspondiente a un circuito dc. Los terminales dc positivos locales Seg1+ y Seg2+ del primer y segundo segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí y están interconectados entre sí y al terminal de carga dc positivo DC+. De manera similar, los terminales dc negativos locales Seg1- y Seg2- del primer y segundo segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí y están interconectados entre sí y al terminal de carga dc negativo DC-. Por lo tanto, se apreciará fácilmente que en la primera disposición, el conjunto de conmutación electrónica de potencia incluye un total de cuatro terminales dc locales que definen dos pares interconectados. Uno de los pares interconectados está conectado al terminal de carga dc positivo DC+ y el otro de los pares interconectados está conectado al terminal de carga dc negativo DC-. Uno de los pares interconectados de los terminales dc locales puede definir una referencia circunferencial del inducido y las magnitudes y polaridades de las tensiones que se desarrollan en los circuitos dc paralelos en los lados opuestos (por ejemplo, los lados en el sentido de las agujas del reloj y en el sentido contrario a las agujas del reloj) de la referencia están preferiblemente sustancialmente equilibrados. Los terminales dc locales individuales de cada segmento se pueden situar sustancialmente separados 180 grados mecánicos como se muestra en las Figuras 14A y 14B. Los pares interconectados de terminales dc locales se pueden situar de manera similar sustancialmente separados 180 grados mecánicos.

En una segunda disposición mostrada en la Figura 14C, la máquina eléctrica tiene un terminal de carga dc positivo DC+ y un terminal de carga dc negativo DC-. Los módulos de conmutación del conjunto de conmutación electrónica de potencia definen cuatro circuitos dc paralelos. Más particularmente, una primera proporción (por ejemplo, 25% para circuitos dc simétricos y un número par de fases de inducido) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un primer circuito dc que se extiende entre los terminales de carga dc, una segunda proporción (por ejemplo, 25% para circuitos dc simétricos) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un segundo circuito dc que se extiende entre los terminales de carga dc, una tercera proporción (por ejemplo, 25% para circuitos dc simétricos) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un tercer circuito dc que se extiende entre los terminales de carga dc, y una cuarta proporción (por ejemplo, 25% para circuitos dc simétricos) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un cuarto circuito dc que se extiende entre los terminales de carga dc. El conjunto de conmutación electrónica de potencia se divide por lo tanto en cuatro segmentos, cada segmento correspondiente a un circuito dc. Los terminales dc negativos locales Seg1- y Seg2- del primer y segundo segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí y están interconectados entre sí y al terminal de carga dc negativo DC-. Los terminales dc positivos locales Seg2+ y Seg3+ del segundo y tercer segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí y están interconectados entre sí y al terminal de carga dc positivo DC+. Los

terminales dc negativos locales Seg3- y Seg4- del tercer y cuarto segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí y están interconectados entre sí y al terminal de carga dc negativo DC-. Los terminales dc positivos locales Seg4+ y Seg1+ del cuarto y primer segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí y están interconectados entre sí y al terminal de carga dc positivo DC+. Por lo tanto, se apreciará fácilmente que en la segunda disposición el conjunto de conmutación electrónica de potencia incluye un total de ocho terminales dc locales que definen cuatro pares interconectados. Dos de los pares interconectados están conectados al terminal de carga dc positivo DC+ y dos de los pares interconectados están conectados al terminal de carga dc negativo DC-. Uno de los pares interconectados de los terminales dc locales puede definir una referencia circunferencial del inducido y las magnitudes y polaridades de las tensiones que se desarrollan en los circuitos dc paralelos en los lados opuestos (por ejemplo, los lados en el sentido de las agujas del reloj y en el sentido contrario a las agujas del reloj) de la referencia preferiblemente están sustancialmente equilibrados. Los terminales dc locales individuales de cada segmento se pueden situar sustancialmente separados 90 grados mecánicos, como se muestra en la Figura 14C. Los pares interconectados de terminales dc locales se pueden situar, de manera similar, sustancialmente separados 90 grados mecánicos. Más particularmente, los dos pares interconectados de terminales dc locales que están conectados al terminal de carga dc positivo se pueden situar sustancialmente separados 180 grados mecánicos, mientras que los dos pares interconectados de terminales dc locales que están conectados al terminal de carga dc negativo se pueden situar sustancialmente separados 180 grados mecánicos.

En una tercera disposición mostrada en la Figura 14D, entonces la máquina eléctrica es una máquina de canal doble con los terminales de carga dc positivos DC1+ y DC2+ y los terminales de carga dc negativos DC1- y DC2-. Los módulos de conmutación del conjunto de conmutación electrónica de potencia definen cuatro circuitos dc paralelos. Más particularmente, una primera proporción (por ejemplo, 25% para circuitos dc simétricos y un número par de fases de inducido) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un primer circuito que se extiende entre el primer y segundo terminales de carga dc DC1+ y DC1-, una segunda proporción (por ejemplo, 25% para circuitos dc simétricos) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un segundo circuito dc que se extiende entre el primer y segundo terminales de carga dc DC1+ y DC1-, una tercera proporción (por ejemplo, 25% para circuitos dc simétricos) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un tercer circuito dc que se extiende entre el tercer y cuarto terminales de carga dc DC2+ y DC2-, y una cuarta proporción (por ejemplo, 25% para circuitos simétricos) de los módulos de conmutación están conectados entre sí en serie para definir un cuarto circuito dc que se extiende entre el tercer y cuarto terminales de carga dc DC2+ y DC2-. El conjunto de conmutación electrónica de potencia se divide, por lo tanto, en cuatro segmentos, cada segmento correspondiente a un circuito dc. Los terminales dc negativos locales Seg1- y Seg2- del primer y segundo segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí, pero no están interconectados entre sí. Los terminales dc positivos locales Seg2+ y Seg3+ del segundo y tercer segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí, pero no están interconectados entre sí. Los terminales dc negativos locales Seg3- y Seg4- del tercer y cuarto segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí, pero no están interconectados entre sí. Los terminales dc positivos locales Seg4+ y Seg1+ del cuarto y primer segmentos, respectivamente, están colocados inmediatamente adyacentes entre sí, pero no están interconectados entre sí. Los terminales dc positivos locales Seg1+ y Seg3+ del primer y tercer segmentos, respectivamente, están interconectados entre sí y con el primer terminal de carga dc DC1+. Los terminales dc negativos locales Seg1- y Seg3- del primer y tercer segmentos, respectivamente, están interconectados entre sí y al segundo terminal de carga dc DC1-. Los terminales dc positivos locales Seg2+ y Seg4+ del segundo y cuarto segmentos, respectivamente, están interconectados entre sí y al tercer terminal de carga dc DC2+. Los terminales dc negativos locales Seg2- y Seg4- del segundo y cuarto segmentos, respectivamente, están interconectados entre sí y al cuarto terminal de carga dc DC2-. Por lo tanto, se apreciará fácilmente que en la tercera disposición, el conjunto de conmutación electrónica de potencia incluye un total de ocho terminales dc locales que definen cuatro pares interconectados. Los terminales dc locales individuales de cada segmento se pueden situar sustancialmente separados 90 grados mecánicos como se muestra en la Figura 14D. Sin embargo, a diferencia de la primera y segunda disposiciones, los terminales dc locales que definen cada par interconectado no están colocados inmediatamente adyacentes entre sí, sino que están situados sustancialmente separados 180 grados mecánicos. Uno de los pares de terminales dc locales inmediatamente adyacentes pero no interconectados puede definir una referencia circunferencial del inducido y la magnitud y polaridades de las tensiones que se desarrollan en los circuitos dc paralelos en los lados opuestos (por ejemplo, los lados en sentido de las agujas del reloj y en el sentido contrario a las agujas del reloj) de la referencia preferiblemente están sustancialmente equilibrados. Más particularmente, este equilibrio preferiblemente se hace sustancialmente independiente de los canales respectivos de la disposición de canal doble como resultado de los segmentos conectados en paralelo Seg1 y Seg3 que están dispuestos sustancialmente separados 180 grados mecánicos y los segmentos conectados en paralelo Seg2 y Seg4 que están dispuestos sustancialmente separados 180 grados mecánicos.

En términos generales, se puede establecer una referencia en cualquier lugar alrededor de la circunferencia del inducido que coincida sustancialmente con un terminal dc local en el inicio o extremo físico de una cadena de módulos de conmutación conectados en serie que forman uno de los circuitos o segmentos del conjunto de conmutación electrónica de potencia. Las tensiones que se desarrollan en cualquier lado de tal referencia se equilibrarán sustancialmente cuando se emplee un número igual de bobinas por circuito dc o cuando se utilice un

número impar de fases y el número de fases sea grande, independientemente del número de circuitos dc o canales paralelos.

La primera disposición con circuitos dc simétricos se podría considerar que es una disposición de 'punto de referencia' con una tensión dc media $V_{dc}=1pu$ y una corriente de terminal de carga dc $I_{dc}=1pu$. En comparación, para la segunda disposición $V_{dc}=0.5pu$ y $I_{dc}=2pu$ y para la tercera disposición $V_{dc}=0.5pu$ e $I_{dc}=2pu$ cuando la máquina se define como una máquina de canal doble con dos canales que están conectados eficazmente en paralelo por equipos externos, cada canal que tiene valores nominales de $V_{dc}=0.5pu$ y $I_{dc}=1pu$. Aunque generalmente no se prefiere y no se muestra, los dos canales de la tercera disposición, en principio, se podrían conectar en serie conectando el segundo terminal de carga dc DC1- al tercer terminal de carga dc DC2+, dando por ello $V_{dc}=1pu$ y $I_{dc}=1pu$ en el primer y cuarto terminales de carga dc DC1+ y DC2-. Para la primera disposición con circuitos dc asimétricos, entonces el grado de asimetría será típicamente mínimo porque se emplea un gran número de fases y las corrientes en el primer y segundo circuitos dc paralelos no estarían suficientemente equilibradas para ser problemáticas. Típicamente, la disposición asimétrica tendría aproximadamente el mismo número total de módulos que la disposición simétrica, de modo que $V_{dc}\approx 1pu$ e $I_{dc}\approx 1pu$. Los aspectos armónicos, de carga variable y de modo de fallo de la simetría se describen con más detalle a continuación.

Si el conjunto de conmutación electrónica de potencia incluye dos segmentos y cuatro terminales dc locales, entonces los terminales dc locales de cada segmento típicamente se situarán sustancialmente separados 180 grados mecánicos. Si el conjunto de conmutación electrónica de potencia incluye más de dos segmentos y más de cuatro terminales dc locales, por ejemplo, para una máquina de un solo canal con cuatro segmentos o una máquina de canal doble, entonces los terminales dc locales de cada segmento se pueden situar separados el número apropiado de grados. Los terminales dc locales que están interconectados (es decir, para formar un par interconectado de terminales dc locales) se pueden colocar adyacentes entre sí, o situar separados el número apropiado de grados. Se pueden proporcionar diferentes disposiciones de circuito dc, pero todas satisfacen el requisito anterior de que al menos una primera proporción de los módulos de conmutación se conecten entre sí en serie entre el primer y segundo terminales de carga dc y una segunda proporción de los módulos de conmutación se conecten entre sí en serie entre el primer y el segundo terminales de carga dc para definir dos circuitos dc paralelos. En términos generales, entonces cualquier número conveniente de circuitos dc paralelos adicionales de módulos de conmutación conectados en serie se puede proporcionar entre el primer y segundo terminales dc de carga. En una máquina de canal doble, el tercer y cuarto terminales de carga dc están proveen de cualquier número conveniente de circuitos dc paralelos que se proporcionan entre el primer y segundo terminales de carga dc y entre el tercer y cuarto terminales de carga dc. Para máquinas de un solo canal o de canal doble que emplean un número par de bobinas y tienen más de dos circuitos dc paralelos, entonces: (i) el número de bobinas en cada circuito dc típicamente debe ser igual, (ii) un número igual de bobinas diametralmente opuestas típicamente se debe proporcionar en cada circuito dc, y (iii) la interconexión entre los módulos de conmutación y entre los módulos de conmutación y el equipo externo a través de los terminal de carga dc típicamente se debe configurar para minimizar la tensión entre bobinas.

En todas las disposiciones, los módulos de conmutación estarán interconectados en el dominio dc para cumplir con requisitos tales como la minimización de la tensión entre bobinas bajo condiciones normales de operación, esto que se logra mediante la colocación apropiada de los terminales dc locales de polaridad similar inmediatamente adyacentes entre sí para permitir su interconexión directa en el dominio dc, o su interconexión eficaz en el dominio dc mediante equipos externos. En las máquinas de canal doble que están operando bajo condiciones normales, el equipo externo típicamente es responsable de minimizar las tensiones entre bobinas, es decir, la tensión entre pares de terminales dc locales inmediatamente adyacentes pero no interconectados. Sin embargo, se entenderá fácilmente que una máquina de canal doble tiene dos pares de terminales de carga dc aislados galvánicamente de manera independiente y que éstos podrían fijarse a diferentes tensiones de modo común bajo condiciones de fallo. En consecuencia, se podría desarrollar una tensión de fallo sustancial entre los respectivos terminales dc locales que están colocados inmediatamente adyacentes entre sí.

El aislamiento de la pared principal para las bobinas estará dominado por un componente de tensión dc y los requisitos de aislamiento entre bobinas se minimizan en máquinas de un solo canal bajo todas las condiciones de operación y en máquinas de canal doble bajo condiciones de operación normales. El aislamiento de la pared principal puede ser inherentemente de graduación automática de esfuerzo dentro de su volumen y sobre sus superficies bajo condiciones en donde el esfuerzo de tensión es predominantemente dc en su naturaleza con componentes ac sustancialmente menos significativos que están presentes. Más particularmente, el aislamiento de la pared principal puede contener una graduación de esfuerzo no lineal de nanopartículas a lo largo de su volumen, permitiendo que se emplee una pared principal relativamente delgada y reduciendo por ello la resistencia térmica de la pared principal al tiempo que proporciona una operación libre de descarga parcial y de baja pérdida. Las tensiones entre bobinas son particularmente bajas y comprenden componentes dc y ac que son insuficientes para causar una descarga parcial, permitiendo por ello simplificar el aislamiento del extremo de devanado. Las tensiones entre espiras dentro de cada bobina son comparables a las de las máquinas eléctricas convencionales y se puede usar el aislamiento entre espiras convencional.

Dado que las bobinas están conectadas entre sí en el dominio dc, se pueden proporcionar muchas fases sin tener que usar interconexiones complejas de extremo de devanado, terminaciones ac y sistemas de aislamiento ac. Más

- particularmente, una máquina eléctrica dc según la presente invención puede tener muchas fases por ranura por polo. En los generadores de imanes permanentes es conocido limitar el número de ranuras por polo con el fin de reducir los efectos de la reacción del inducido y/o reducir la parte posterior del estator del requisito de profundidad radial del núcleo, y la presente invención permite que estos beneficios se conserven al tiempo que todavía tienen un alto número de fases de inducido. Los generadores de imanes permanentes convencionales típicamente tienen tres ranuras por polo ($n=3$) y el número de fases de inducido de los devanados interconectados ac convencionales en tales máquinas normalmente está limitado a tres o seis. Sin embargo, un generador de imanes permanentes según la presente invención que tiene aproximadamente tres ranuras por polo típicamente tendría muchas (por ejemplo, >70) fases de inducido.
- Las bobinas se pueden conectar en el dominio dc para proporcionar cancelación de fase de armónicos de tensión de la bobina, minimizando por ello el rizado de la tensión terminal dc y minimizando las corrientes circulantes que fluyen en los circuitos dc paralelos entre el primer y segundo terminales de carga dc y, cuando sea apropiado, en los circuitos dc paralelos entre los otros terminales de carga dc adicionales, por ejemplo, en una máquina de canal doble. La tensión de terminal dc de cada módulo de conmutación está dominada por el segundo armónico de la tensión de bobina asociada, pero la tensión de bobina de circuito abierto y los armónicos de tensión relacionados con la corriente/impedancia se transpondrán de manera síncrona a los terminales dc de cada módulo de conmutación. El proceso de conmutación que se lleva a cabo por los módulos de conmutación afectará a los armónicos de tensión de terminal de bobina y también contribuirá al espectro de tensión de armónico de entero en los terminales dc de cada módulo de conmutación. El factor de potencia y el espectro de armónicos de la corriente de bobina se controlan como se describe a continuación y se definen para permitir que las bobinas operen bajo condiciones sustancialmente iguales. Resulta que la tensión de terminal de bobina y los espectros de tensión del terminal dc del módulo de conmutación están desplazados en fase por el intervalo de fase en la frecuencia fundamental del estator. En máquinas que emplean un número par de bobinas, las tensiones de las bobinas diametralmente opuestas están en antifase. Pero dado que la salida de la bobina o bien se rectifica o bien se invierte por los módulos de conmutación con el fin de convertir de ac a dc o viceversa, los espectros de rizado de tensión en los terminales dc de los dos módulos de conmutación asociados y diametralmente opuestos están en fase. Dado que esta relación de fase se aplica a todos los pares de bobinas diametralmente opuestas y sus módulos de conmutación asociados resulta que el rizado de tensión es idéntico en los circuitos dc paralelos de máquinas que tienen dos circuitos dc conectados en paralelo y, por lo tanto, las corrientes circulantes armónicas que fluyen entre los circuitos dc paralelos son mínimas. En tales máquinas, la simetría aproximada de las inductancias de conmutación, las resistencias de bobina y las pérdidas de estado 'encendido' del dispositivo del módulo de conmutación conducen a la minimización de la corriente circulante media dc y la potencia de carga se extrae o se alimenta a cada canal por igual. De manera similar, tales corrientes circulantes armónicas y medias dc son mínimas en máquinas en las que el número de fases del inducido P, cuando se divide por el número de circuitos dc conectados en paralelo, produce un número par como resultado. El rizado de la tensión dc simétrica y la minimización de las corrientes circulantes dc también se logran dentro de cada canal de máquinas de canal doble que tienen cuatro terminales de carga dc cuando los dos circuitos dc paralelos dentro de cualquier canal comprenden un número igual de bobinas diametralmente opuestas y la potencia de carga se extrae o se alimenta a cada canal por igual. Bajo estas circunstancias, el rizado de tensión entre el primer y segundo terminales de carga dc es aproximadamente igual en magnitud a, y en fase con, el rizado de tensión entre el tercer y cuarto terminales de carga dc. Cuando los dos circuitos dc paralelos dentro de cada canal comprenden un número igual de bobinas diametralmente opuestas y la potencia de carga se extrae o se alimenta a cada canal de manera desigual, el rizado de tensión dc simétrica y la minimización de las corrientes circulantes dc aún se logran dentro de cada canal. A pesar de la operación de circuito desequilibrada, la simetría electromagnética se mantiene sustancialmente y no resultará una atracción magnética desequilibrada. Sin embargo, el rizado de tensión entre el primer y segundo terminales de carga dc ya no será igual en magnitud a, o en fase con, el rizado de tensión entre el tercer y cuarto terminales de carga dc. Las corrientes circulantes armónicas de orden $2xCxP$ fluyen en los circuitos dc conectados en paralelo donde P es un número impar y C es un número entero. La magnitud de estas corrientes armónicas y de la corriente circulante dc es aceptablemente pequeña para máquinas con un gran número de fases de inducido (por ejemplo, $P>70$). En el caso de un modo de fallo que evite que una tensión de bobina se rectifique o invierta, limitando por ello la tensión entre terminales dc de un módulo de conmutación particular a aproximadamente cero, o un nivel que sea suficientemente bajo para tener el efecto de ser cero, entonces las corrientes circulantes armónicas de orden $2xCxFs$ fluyen en los circuitos dc paralelos donde C es un número entero y Fs es la frecuencia fundamental del estator. Sin embargo, una vez más, la magnitud de estas corrientes armónicas y la corriente circulante dc para los modos de fallo asimétrico es aceptablemente pequeña para máquinas con un gran número de fases de inducido (por ejemplo, $P>70$). El efecto de múltiples instancias de tales modos de fallo también es aceptable cuando una máquina tiene un gran número de fases de inducido (por ejemplo, $P>70$) incluso aunque esto cause inevitablemente alguna degradación del rendimiento.
- Cada módulo de conmutación puede incluir un puente H con terminales ac y terminales dc. Los terminales ac están conectados a los terminales ac de la bobina correspondiente. Los terminales dc una pluralidad de puentes H están conectados entre sí en serie para definir un circuito dc.

Los módulos de conmutación pueden controlar mediante un sistema de control adecuado. Por ejemplo, cada módulo de conmutación se puede asociar con un controlador correspondiente.

Cada módulo de conmutación puede incluir opcionalmente un circuito de recuperación de energía de conmutación, que tiene opcionalmente un condensador de almacenamiento de energía. Cada circuito de recuperación de energía se puede conectar a los terminales dc y a los terminales ac del puente H correspondiente. Solo se requiere un circuito de recuperación de energía cuando los puentes H operan como inversores de fuente de corriente que emplean dispositivos electrónicos de potencia controlados por puerta para interrumpir la corriente de bobina cuando la inductancia de conmutación está por encima de un umbral que haría la disipación de energía de conmutación inaceptable o bien para la eficiencia total del sistema o bien para el diseño del sistema de enfriamiento.

Cada puente H puede incluir cuatro dispositivos electrónicos de potencia dispuestos de una manera convencional y se configura preferiblemente como convertidor de fuente de corriente pero opcionalmente como convertidor de fuente de tensión. Se puede usar cualquier dispositivo electrónico de potencia adecuado, incluyendo diodos y tiristores, y sus equivalentes funcionales, y dispositivos que se pueden encender y apagar mediante el control por puerta. Dado que muchos módulos de conmutación están conectados entre sí en serie, sus terminales dc transportan inherentemente la misma corriente dc sustancialmente constante con componentes de rizado superpuestos, facilitando por ello la operación como convertidores de fuente de corriente. Pero es igualmente posible operar cada puente H como convertidor de fuente de tensión mediante la incorporación de un condensador de enlace dc. También, dado que muchos módulos de conmutación están conectados entre sí en serie; es deseable emplear dispositivos electrónicos de potencia con una caída de tensión directa particularmente baja y, por lo tanto, se prefieren típicamente en su mayoría topologías portadoras y unipolares. Estos dispositivos deben ser tipos de bloqueo inverso cuando un puente H está configurado como convertidor de fuente de corriente y pueden ser tipos asimétricos con diodos de marcha libre inversos conectados en paralelo o tipos de conducción inversa cuando un puente H está configurado como convertidor de fuente de tensión. Ejemplos de tales dispositivos de bloqueo inverso incluirían diodos, derivados de transistores de inducción estática (SIT), tiristores, transistores de efecto de campo de unión vertical (VJFET) de bloqueo inverso y espalda con espalda, y transistores de efecto de campo de metal óxido semiconductor (MOSFET) espalda con espalda, transistores de unión bipolar de puerta aislada de bloqueo inverso (RB-IGBT), tiristores de apagado por puerta (GTO) simétricos y tiristores conmutados por puerta simétricos (SGCT). Ejemplos de tales dispositivos asimétricos incluirían transistores de efecto de campo de unión vertical (VJFET), transistores de efecto de campo metal óxido semiconductor (MOSFET), transistores de unión bipolar de puerta aislada (IGBT), tiristores de apagado por puerta (GTO) y tiristores conmutados por puerta (GCT). Estos dispositivos asimétricos generalmente se acompañarán por un diodo conectado en paralelo inverso discreto, pero es posible integrar monolíticamente o de otro modo el diodo conectado en paralelo inverso dentro del paquete del dispositivo asimétrico con el fin de formar una variante de conducción inversa. Se pueden usar dispositivos electrónicos de potencia que emplean materiales de banda prohibida ancha tales como carburo de silicio debido a su capacidad para operar a temperaturas relativamente altas y más particularmente sería beneficioso dado que pueden operar temperaturas de unión que están por encima de las temperaturas que se encuentran en los devanados del inducido, pero los dispositivos basados en silicio se pueden usar en disposiciones refrigeradas por aire y por líquido, siempre que el líquido refrigerante de fluido de trabajo esté a una temperatura suficientemente baja. Es preferible que la mayoría de los modos de fallo de los dispositivos electrónicos de potencia den como resultado el desarrollo de un estado estable de baja resistencia en donde la capacidad de transportar una corriente nominal de circuito dc continuamente y las corrientes de sobrecarga brevemente se logre por el dispositivo sin ruptura o disipación excesiva. Por lo tanto, se prefieren dispositivos semiconductores de potencia de contacto por presión. Pero éstos no necesitan ser alojados en configuraciones convencionales de 'paquete de prensa', ni necesitan ser ensamblados con una alta presión de compresión, es decir, el uso de un sistema de contacto de presión se asocia solo con el logro del estado de fallo de baja resistencia deseado. Se pueden proporcionar señales de accionamiento de puerta a cada módulo de conmutación desde el controlador asociado. Las señales de accionamiento de puerta se pueden usar para controlar la conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia en el puente H y también para controlar cualquier dispositivo o dispositivos electrónicos de potencia que se pudieran asociar con el circuito de recuperación de energía, por ejemplo. Se pueden usar redes de ayuda de conmutación (amortiguadores) para limitar las pérdidas de conmutación en los dispositivos electrónicos de potencia.

El uso de diodos y otras topologías de potencia de semiconductores de potencia que operan como un diodo (por ejemplo, el SIT) es particularmente beneficioso en el caso en el que sea un requisito la simplicidad y fiabilidad absolutas del conjunto de conmutación electrónica de potencia. En este caso, el sistema de control para el conjunto de conmutación electrónica de potencia no se requiere que tenga ninguna función con respecto a la conmutación de la máquina eléctrica y no se requieren circuitos de recuperación de energía. Cuando se emplean diodos o sus equivalentes funcionales, ocurre una conmutación natural dentro del puente H y la bobina asociada, y el puente H opera como un convertidor de fuente de corriente. Tal máquina eléctrica solo se podría usar en un modo de generación y no tendría la capacidad de limitar la corriente de fallo dc o cualquier sobrecarga del par del eje consecuente o la desmagnetización de la excitación del imán permanente si se usa. Dado que la tensión máxima de terminal dc de descarga de la máquina eléctrica varía aproximadamente en proporción con la velocidad del eje, y la tensión de terminal dc cargado está sujeta a la corriente de carga y a la caída de tensión dependiente de la inductancia de conmutación, tales máquinas eléctricas se conectan preferiblemente a un circuito externo por medio de un convertidor de potencia cuya función es mantener la calidad de la potencia de salida. Este convertidor de potencia, que puede ser de cualquier tipo adecuado, se puede adaptar para limitar la corriente de fallo del terminal dc y el par, dado que el conjunto de conmutación electrónica de potencia no tiene la capacidad inherente de proporcionar esta función de protección.

El uso de tiristores también puede ser beneficioso en el caso en el que sea un requisito la simplicidad y fiabilidad del conjunto de conmutación electrónica de potencia. En este caso, se requiere el sistema de control para el conjunto de conmutación electrónica de potencia para controlar la conmutación de la máquina eléctrica y no se requieren circuitos de recuperación de energía. Cuando se emplean tiristores, la conmutación natural ocurre dentro de los puentes H y la bobina asociada y los puentes H operan como convertidores de fuente de corriente. Tal máquina eléctrica solo sería completamente eficaz cuando se usa en un modo de generación en el que los puentes H operan como rectificadores conmutados naturalmente y tendrían una capacidad de tasa limitada para limitar la corriente de fallo y cualquier sobrecarga del par del eje consecuente y la desmagnetización de la excitación del imán permanente, si se usa. Dado que la tensión máxima de terminal dc de descarga de la máquina eléctrica varía aproximadamente en proporción con la velocidad del eje, y la tensión de terminal dc cargado está sujeta a la corriente de carga y a la caída de tensión dependiente de la inductancia de conmutación, tales máquinas eléctricas se conectan preferiblemente a un circuito externo por medio de un convertidor de potencia cuya función es mantener la calidad de la potencia de salida. Este convertidor de potencia, que puede ser de cualquier tipo adecuado, se puede adaptar para limitar aún más la corriente de fallo de terminal dc y el par. Tal máquina solo tendría una capacidad limitada para operar en modo de motorización como resultado del efecto de conmutación de inductancia tras la conmutación natural en la que los puentes H operan como convertidores de fuente de corriente en modo de inversión. El convertidor de potencia externo se puede adaptar para interrumpir la corriente dc que se alimenta al conjunto de conmutación electrónica de potencia cuando se motoriza para efectuar una conmutación de línea dc de baja velocidad, permitiendo por ello que una máquina cuya función primaria es la generación opere como motor a muy baja velocidad ($<0.05pu$) con propósitos de colocación del eje, 'desnudado' y puesta en servicio.

Si los módulos de conmutación usan dispositivos electrónicos de potencia que se pueden encender y apagar mediante el control por puerta, entonces el conjunto de conmutación electrónica de potencia se puede controlar para proporcionar conmutación forzada de la máquina eléctrica. La máquina eléctrica se puede usar tanto en modo de generación como de motorización. Los dispositivos electrónicos de potencia de los módulos de conmutación también se pueden controlar para proporcionar una función de protección para limitar la corriente de fallo del terminal, etc.

Los dispositivos electrónicos de potencia serán capaces de operar preferiblemente a altas temperaturas con bajas pérdidas de conducción, opcionalmente de modo que los módulos de conmutación se puedan enfriar mediante los circuitos de enfriamiento de aire de la máquina eléctrica sin afectar adversamente al diseño de su circuito de enfriamiento por aire o comprometer la fiabilidad de los dispositivos electrónicos de potencia. Los dispositivos electrónicos de potencia también se pueden enfriar siendo colocados en contacto de presión con el respectivo voladizo de la bobina del inducido usando una interfaz térmicamente conductora y eléctricamente aislante adecuada, permitiendo por ello que la bobina actúe como un disipador de calor. Los dispositivos electrónicos de potencia también se pueden enfriar mediante un circuito de refrigeración líquida que podría contener un líquido dieléctrico, por ejemplo, un fluido aislante de transformador propietario tal como MIDEL y sus equivalentes, o NOVEK que tiene un punto de ebullición adecuado y puede proporcionar el beneficio de alta densidad de flujo de calor de enfriamiento por cambio de fase. Los módulos de conmutación pueden estar aislados por aire y ser capaces de operar a la temperatura de bobina máxima que es típicamente $<150^{\circ}C$.

El conjunto de conmutación electrónica de potencia se puede adaptar para proporcionar una degradación gradual del rendimiento como resultado de fallos sucesivos de los componentes individuales del módulo de conmutación. Por ejemplo, después de un fallo del sistema de control que afecta a un módulo de conmutación particular, la bobina correspondiente se puede dejar en circuito abierto mientras que la corriente de enlace dc se desvía de la bobina seleccionando un estado de conmutación adecuado para los dispositivos electrónicos de potencia – sería adecuado cualquiera del cuarto y quinto estados de conmutación descritos a continuación en el contexto de un convertidor de fuente de corriente con dispositivos de conmutación de semiconductores de potencia de bloqueo inverso controlados por puerta y con referencia a la Figura 8. Los mismos estados de conmutación se pueden emplear por un inversor de fuente de tensión y este aspecto de la adaptación para proporcionar una degradación gradual del rendimiento se describe a continuación con referencia a la Figura 11. Además, es posible que algunos modos de fallo del módulo de conmutación y los modos de fallo de los dispositivos electrónicos de potencia puedan conducir al desarrollo de un estado de baja resistencia, controlado por puerta o de otro modo, en cualquiera de o en todos los dispositivos electrónicos de potencia dentro de uno o más módulos de conmutación y esto puede dar como resultado que una o más bobinas transporten la corriente de fallo y que produzcan un par de fallo y que expongan los sistemas de excitación de imanes permanentes (cuando se usan) al riesgo de desmagnetización. Bajo estas circunstancias, puede ser posible emplear un dispositivo fusible u otro dispositivo de conmutación para interrumpir las corrientes de fallo de bobina individuales, siendo el caso en que las corrientes y tensiones de bobina individuales alcanzan solo niveles moderados. El efecto de instancias únicas y múltiples de tales modos de fallo conduciría a una operación asimétrica de la máquina, siendo esto aceptable cuando el número de fases de inducido P es grande (por ejemplo, $P>70$) pero es inevitable en estos casos que ocurra alguna degradación del rendimiento. Además, algunas limitaciones de tolerancia del sistema de control y los modos de fallo pueden conducir a una operación asimétrica de la máquina, por ejemplo, las bobinas individuales pueden operar en factores de potencia que se desvían ligeramente de la norma. Una vez más, esto es aceptable si la máquina tiene un gran número de fases de inducido (por ejemplo, $P>70$) pero es inevitable en estos casos que ocurra alguna degradación del rendimiento.

La conexión de los terminales dc de los módulos de conmutación entre sí en serie para definir dos caminos de corriente paralelos permite desarrollar una alta tensión de terminal dc a ser desarrollada. Sin embargo, se apreciará

fácilmente que la corriente que fluye a través de cada módulo de conmutación será relativamente baja y, así, se puede minimizar el tamaño, el valor nominal y el coste de los dispositivos electrónicos de potencia. Por ejemplo, un generador de 5 MW de conmutación forzada típico con 180 bobinas de una sola capa, cada una que tiene un módulo de tensión de circuito abierto de terminal ac de 220 V y valor nominal de corriente rms media y aproximada de 150 A se puede configurar con dos circuitos dc paralelos para entregar 18 kV dc a alrededor de 280 A en los terminales de carga dc del conjunto de conmutación electrónica de potencia. Se entenderá que tal ejemplo se proporciona solo con propósitos ilustrativos y que se debe hacer una concesión para los efectos de operación no sinusoidal, inductancia de conmutación y recuperación de energía, etc., sobre el proceso de conmutación forzada.

Las interconexiones entre los módulos de conmutación y entre los módulos de conmutación y sus bobinas asociadas pueden ser cortas y directas. Opcionalmente, se pueden interconectar y combinar un número de módulos de conmutación en un conjunto con dos terminales dc locales. Opcionalmente, cualquier número conveniente de módulos de conmutación se pueden interconectar y combinar en un subconjunto y cualquier número conveniente de subconjuntos se pueden combinar para formar un conjunto con dos terminales dc locales. Las interconexiones entre los módulos de conmutación pueden ser tales que se sumen sus respectivas tensiones de terminales dc del puente H y/o que su tensión dc combinada esté en cualquier polaridad con respecto a la rotación alrededor del inducido. Los módulos de conmutación se pueden distribuir circunferencialmente alrededor del conjunto de inducido o estator en o cerca de los voladizos del extremo de devanado de la bobina.

Generalmente se prefiere que tanto la distribución circunferencial de la densidad de flujo del entrehierro como las corrientes de bobina sean no sinusoidales e incluyan armónicos enteros de bajo orden. La densidad de flujo del entrehierro y las corrientes de bobina se pueden sincronizar de manera que los componentes armónicos enteros fundamentales y de bajo orden de la fuerza magnetomotriz del inducido (mmf) y el flujo del entrehierro tengan una relación sustancialmente en cuadratura con el fin de maximizar el par por unidad de corriente de inducido y maximizar la densidad del par.

La máquina eléctrica puede usar cualquier forma conveniente de excitación de campo. Por ejemplo, los polos de campo se pueden definir mediante polos de imanes permanentes dispuestos alrededor del rotor, o bien montados en la superficie o bien incrustados, devanados de campo superconductores o imanes superconductores en volumen, devanados de campo convencionales de cobre o aluminio, etc. La máquina eléctrica puede ser de cualquier tipo adecuado, tal como inducción, síncrona, etc. y tener cualquier construcción adecuada de rotor e inducido tal como núcleo de hierro, núcleo de hierro con entrehierro sin dientes grande, sin hierro o con núcleo de aire, etc. El uso de un rotor superconductor que tenga un blindaje electromagnético junto con un devanado de inducido de tipo entrehierro que tenga un entrehierro magnético grande entre el rotor y el hierro posterior del estator sería beneficioso al permitir que la inductancia de conmutación se minimice hasta el punto en el que se preferirían módulos de conmutación conmutados de manera natural, al tiempo que se elimina el requisito para la región en ranura de aislamiento de la pared principal de la bobina del estator. Tal máquina eléctrica requeriría en su lugar un aislamiento equivalente de la pared principal en forma de un cilindro libre de descarga entre la agrupación de bobinas del estator y el hierro posterior del estator. Los beneficios de la presente invención serían completamente aplicables a este sistema de aislamiento y, como tal, las bobinas del inducido requerirían solo un sistema de aislamiento de baja tensión, es decir, las bobinas individuales no requerirían aislamiento de la pared principal. Aunque tal máquina no tendría dientes magnéticos o características de ranura en su hierro del estator, el uso del término 'ranura o ranuras' en la presente memoria se entenderá plenamente para definir el contorno de la sección transversal del lado o lados de la bobina apilada de una bobina de dos capas o de una sola capa, o los lados de la bobina de lado a lado de un devanado concentrado con dientes. Por lo tanto, el término 'ranura o ranuras' es completamente aplicable tanto a inducidos con ranuras como sin ranuras.

La máquina eléctrica puede usar cualquier topología mecánica conveniente, por ejemplo, flujo radial con rotor dentro del estator, flujo radial con rotor fuera del estator, flujo axial de un solo disco y flujo axial de múltiples discos.

Típicamente, la máquina eléctrica operará a una velocidad relativamente baja. Por ejemplo, un generador de imanes permanentes de accionamiento directo grande podría tener una velocidad máxima de menos de 15 rpm, mientras que otras máquinas grandes podrían tener una velocidad máxima de menos de 200 rpm.

La máquina eléctrica puede ser un generador de imanes permanentes de baja velocidad (por ejemplo, accionamiento directo) para su uso en un aerogenerador, opcionalmente donde $N_p > 80$, $N_s > 200$ y $\delta < 1$.

La máquina eléctrica puede ser un motor de propulsión de baja velocidad y alta potencia, opcionalmente donde $N_p > 8$, $N_s > 120$ y $\delta < 1$. Se espera que se puedan obtener beneficios técnicos significativos cuando $N_p = 12$, $N_s = 150$ y $\delta = 0.5$.

Dibujos

La Figura 1 es un diagrama esquemático que muestra una primera máquina eléctrica dc según la presente invención con bobinas de dos capas;

La Figura 2 es un diagrama esquemático que muestra la interconexión de los módulos de conmutación para la primera máquina eléctrica dc de la Figura 1;

La Figura 3 es un diagrama esquemático que muestra posiciones del rotor de la primera máquina eléctrica dc de la Figura 1;

La Figura 4 es un diagrama esquemático que muestra una segunda máquina eléctrica dc según la presente invención con bobinas de una sola capa;

- 5 La Figura 5 es un diagrama esquemático que muestra la interconexión de los módulos de conmutación para la segunda máquina eléctrica dc de la Figura 4;

La Figura 6 es un diagrama esquemático que muestra posiciones del rotor de la segunda máquina eléctrica dc de la Figura 4;

La Figura 7 muestra la topología de un módulo de conmutación;

- 10 La Figura 8 muestra diversos estados de conmutación que se pueden adoptar por el módulo de conmutación;

La Figura 9 muestra la forma de onda de corriente del estator de una máquina eléctrica dc según la presente invención; y

La Figura 10 muestra la secuencia de conmutación de un modo de conmutación forzada de un convertidor de fuente de corriente según las formas de onda de corriente del estator de la Figura 9;

- 15 La Figura 11 muestra la secuencia de conmutación de un modo de conmutación forzada de un convertidor de fuente de tensión;

La Figura 12 es una sección transversal a través de la segunda máquina eléctrica dc de la Figura 4 que muestra cómo se montan los módulos de conmutación en los devanados extremos;

La Figura 13 es un esquema de control simplificado para los módulos de conmutación; y

- 20 Las Figuras 14A a 14D son diagramas esquemáticos que muestran la disposición de terminales dc locales y la interconexión de módulos de conmutación para segmentos del conjunto de conmutación electrónica de potencia de la presente invención.

Una primera máquina eléctrica dc según la presente invención se muestra esquemáticamente en las Figuras 1 a 3. Una segunda máquina eléctrica dc según la presente invención se muestra esquemáticamente en las Figuras 4 a 6. Se apreciará fácilmente que el rotor y gran parte del estator se han omitido de las Figuras 1 y 4 por claridad.

- 25 Tanto en la primera como en la segunda máquinas eléctricas, el conjunto de estator (o inducido) tiene 360 ranuras de devanado ($N_s=360$) para recibir las bobinas del devanado del estator. En la primera máquina eléctrica, el devanado del estator incluye 360 bobinas de dos capas. En la segunda máquina eléctrica, el devanado del estator incluye 180 bobinas de una sola capa. Aunque no se muestra, el estator podría tener un número impar de ranuras de devanado o un devanado concentrado con dientes en el que cada bobina se enrolla alrededor de un diente del estator.

- 30 Una referencia se proporciona por los terminales dc positivos locales situados de manera compartida V_{dc_0} del primer y segundo segmentos (correspondientes al primer y segundo circuitos dc) de un conjunto de conmutación electrónica de potencia que se describe con más detalle a continuación. Los terminales dc negativos locales situados de manera compartida $V_{dc\#}$ del primer y segundo segmentos están situados 180 grados mecánicos alrededor de la circunferencia del estator de los terminales dc positivos locales V_{dc_0} . Los terminales dc positivos locales V_{dc_0} están conectados entre sí y a un primer terminal de carga dc (terminal de carga positivo DC+) del conjunto de conmutación electrónica de potencia. Los terminales dc negativos locales $V_{dc\#}$ están conectados entre sí y a un segundo terminal de carga dc (terminal de carga negativo DC-) del conjunto de conmutación electrónica de potencia. El primer y segundo terminales de carga dc se pueden conectar a cualquier equipo o circuito externo adecuado (no mostrado), opcionalmente por medio de un convertidor de potencia de interposición (no mostrado). En el caso de un generador tal como generador de imanes permanentes de accionamiento directo para un aerogenerador, entonces el circuito externo puede ser una red de recogida que proporciona energía desde el generador a una red de empresa de servicio público. En el caso de un motor tal como un motor de propulsión para un sistema de distribución y propulsión de energía marina, entonces el circuito externo puede ser una conexión a una barra colectora o panel de conmutación, por ejemplo.

- 35 En la primera máquina eléctrica mostrada en la Figura 1, la mitad del número total de bobinas que discurren en la dirección en el sentido de las agujas del reloj (CW) desde la referencia se han etiquetado con los números de fase P1, P2, P3, P4, P5 ... P180, mientras que las bobinas restantes que discurren en una dirección en el sentido contrario a las agujas del reloj (CCW) desde la referencia se han etiquetado con números de fase -P180, -P179, -P178, -P177 ... -P1. En la segunda máquina eléctrica mostrada en la Figura 4, la mitad del número total de bobinas que discurren en una dirección en el sentido de las agujas del reloj desde la referencia se han etiquetado con los números de fase P1, P2, P3 ... P90, mientras que las bobinas restantes que discurren una dirección en el sentido contrario a las agujas del reloj de la referencia se han etiquetado con los números de fase -P90, -P89 ... -P2, -P1.

Los terminales ac de cada bobina están conectados a los terminales ac de un módulo de conmutación asociado. Cada módulo de conmutación incluye un puente H convencional con cuatro diodos. En la primera máquina eléctrica, los terminales dc de los puentes H para las bobinas que definen las fases P1 ... P180 están conectados en serie entre el primer y segundo terminales de carga dc DC+, DC- para definir un primer circuito. Los terminales dc de los puentes H para las bobinas que definen las fases -P1 ... -P180 están conectados en serie entre el primer y segundo terminales de carga dc DC+, DC- para definir un segundo circuito dc. En la segunda máquina eléctrica, los terminales dc de los puentes H para las bobinas que definen las fases P1 ... P90 están conectados en serie entre el primer y segundo terminales de carga dc DC+, DC- para definir un primer circuito dc. Los terminales dc de los puentes H para las bobinas que definen las fases -P1 ... -P90 están conectados en serie entre el primer y segundo terminales de carga dc DC+, DC- para definir un segundo circuito dc. El primer y segundo circuitos dc están conectados por lo tanto en paralelo entre el primero y segundo terminales de carga dc. Dicho de otra forma, el conjunto de conmutación electrónica de potencia se divide en un primer segmento que incluye los módulos de conmutación que están interconectados para definir el primer circuito dc y un segundo segmento que incluye los módulos de conmutación que están interconectados para definir el segundo circuito dc. Las máquinas eléctricas mostradas en las Figuras 1 y 4 tienen por lo tanto la primera disposición (o 'punto de referencia') con circuitos dc simétricos como se ha descrito brevemente anteriormente. Se apreciará fácilmente que en otras disposiciones se pueden conectar circuitos dc adicionales en paralelo entre el primer y segundo terminales de carga dc. Por ejemplo, las máquinas de un solo canal pueden tener cuatro circuitos dc conectados en paralelo entre el primer y segundo terminales de carga dc, siempre que su número de bobinas sea divisible por cuatro para producir un número entero, o las máquinas de canal doble pueden tener un tercer terminal de carga dc (terminal de carga positivo) y un cuarto terminal de carga (terminal de carga negativo) con circuitos dc adicionales conectados en paralelo entre el tercer y cuarto terminales de carga dc. También son posibles disposiciones de circuito dc asimétricas (es decir, en las que los circuitos dc o segmentos paralelos tienen un número diferente de puentes H).

La salida de cada bobina se rectifica por el puente H correspondiente como se describe con más detalle a continuación.

En la primera máquina eléctrica, una tensión de terminal dc de carga ligera media V_{dc} se da por: $V_{dc} = (N_s/2 \times |V_c|_{avg}) - (N_s \times V_{diodo})$, donde $|V_c|$ es el módulo de la tensión de la bobina, avg es una función de promedio, y V_{diodo} es la caída de tensión idealizada de un único diodo rectificador. La corriente de terminal dc I_{dc} se divide entre los circuitos dc paralelos cuyas respectivas corrientes dc son sustancialmente $I_{dc}/2$ y las corrientes de bobina están restringidas a ser $\pm I_{dc}/2$ excepto durante la conmutación. Los efectos de la conmutación natural son significativos cuando la máquina se carga y durante el ángulo de solapamiento de conmutación, mientras que la corriente de bobina conmuta de $+I_{dc}/2$ a $-I_{dc}/2$ a una tasa establecida por V_c/L_c , donde V_c es la tensión de circuito abierto instantánea de la bobina y L_c es la inductancia de conmutación, los terminales de la bobina están efectivamente en cortocircuito, evitando de este modo que la bobina entregue potencia a la carga. Resulta que la tensión de terminal dc cae a medida que se aumenta la corriente de terminal dc y que la pendiente de la caída es aproximadamente proporcional a la inductancia de conmutación.

La segunda máquina eléctrica tiene la mitad de bobinas que la primera máquina y, por lo tanto, la relación de la tensión de terminal dc V_{dc} y la tensión de bobina V_c es aproximadamente la mitad que la de la primera máquina. Dado que las bobinas de una sola capa de la segunda máquina eléctrica ocupan sustancialmente la totalidad de la profundidad de la ranura (en oposición a la mitad de la profundidad de la ranura para las bobinas de dos capas de la primera máquina), los voltios.amperios de la bobina sumados del estator completo pueden permanecer sin cambios dado que el diseñador es libre de cambiar las espiras de la bobina para el área de sección transversal del hilo conductor de la bobina con el fin de llegar a los valores nominales de tensión y corriente de terminal dc deseados. Hablando en términos generales, para una geometría dada de dientes y ranuras de hierro del estator, la primera y segunda máquinas eléctricas típicamente se diseñarían para entregar la misma tensión de terminal dc y cada bobina de la segunda máquina emplearía dos veces las espiras que en la primera máquina al tiempo que se usan sustancialmente las mismas dimensiones del hilo conductor. El aislamiento entre espiras dentro de ambos tipos de bobinas sería comparable, habiendo sustancialmente el mismo número de espiras por metro cuadrado de sección transversal de ranura y siendo el caso de que el espesor del aislamiento entre espiras se determinaría por fuerzas mecánicas, más que por resistencia a la tensión. Aunque el uso de bobinas de dos capas teóricamente sufriría la desventaja de requerir barreras de aislamiento entre las capas superior e inferior de bobinas adyacentes en la misma ranura del estator, la baja tensión entre bobinas de la presente invención haría en la práctica tal desventaja insignificante en el contexto del diseño general del estator.

La caída de tensión relacionada con la inductancia de conmutación no se vería suficientemente afectada por la elección del tipo de bobina en máquinas que tienen valores nominales de terminales dc idénticos porque el mismo número de espiras de amperios de ranura se debe conmutar por la misma tensión de ranura. En otras palabras, el efecto de la inductancia de conmutación L_c que es proporcional al (número de espiras por bobina)² se niega habiendo la mitad de las bobinas a conmutar y dos veces la tensión por bobina para causar cada evento de conmutación. Dado que la presente invención es de particular relevancia para máquinas grandes cuyas bobinas típicamente estarían preformadas y serían relativamente inflexibles, la elección entre bobinas de dos capas o de una sola capa probablemente se determinaría por la facilidad de fabricación y las máquinas más grandes (típicamente aquellas con un diámetro exterior del estator >4 m) típicamente emplearían bobinas de una sola capa porque a menudo son más fáciles de insertar en las ranuras del estator.

Las interconexiones entre las bobinas y los puentes H en el dominio ac, y las interconexiones entre los terminales dc de los puentes H en el dominio dc, se muestran más claramente en la Figura 2 para la primera máquina eléctrica. Interconexiones similares para la segunda máquina eléctrica se muestran en la Figura 5.

5 El efecto de proporcionar una relación no entera para N_p/N_s para proveer un estator de muchas fases por ranura por polo se describirá con referencia a las Figuras 3 y 6. La Figura 3 muestra tres posiciones del rotor de la primera máquina eléctrica con bobinas de dos capas y la Figura 6 muestra tres posiciones correspondientes del rotor de la segunda máquina eléctrica con bobinas de una sola capa. Ambos rotores tienen 118 polos ($N_p=118$) y $N_s/N_p=3.0508$. En otras palabras, la primera y segunda máquinas eléctricas tienen aproximadamente, pero no exactamente, tres ranuras por polo. Si esto se define en términos del desplazamiento de vernier donde $N_s/N_p=n+\delta$, entonces se puede ver que $n=3$ y $\delta=0.0508$.

10 Para una máquina eléctrica dc convencional que tiene 360 ranuras, entonces sería típico que el rotor tuviera 120 polos de modo que $N_p/N_s=3$, facilitando por ello una interconexión trifásica del estator. Sin embargo, en el caso de la primera y segunda máquinas eléctricas de la presente invención, el número de polos se ha reducido de 120 a 118. Tanto la primera como la segunda máquinas eléctricas emplean por lo tanto la primera metodología descrita anteriormente donde $m=1$, pero se apreciará fácilmente que la metodología alternativa también se podría usar cuando el número de ranuras se aumenta o disminuye en relación con el número de ranuras que típicamente se encontrarían en una máquina eléctrica convencional para un número dado de polos y que proporcionaría una relación entera de N_s/N_p .

15 Los polos se distribuyen uniformemente alrededor de la circunferencia del rotor. Cada polo está definido por un imán permanente, los imanes que están dispuestos para definir los polos norte (N) y sur (S) alternativos. Solo cuatro polos S1, N1, S2 y N2 se muestran en las Figuras 3 y 6 por claridad.

20 La rotación del rotor con respecto al estator estacionario se representa en forma lineal mediante el movimiento paso a paso de los polos del rotor S1, N1, S2 y N2 hacia la derecha en relación tanto con los dientes del estator como con una referencia de posición del rotor que está alineada con el borde izquierdo del primer polo sur S1 cuando el rotor está en una primera posición del rotor. Se entenderá que el desplazamiento de vernier δ se ha escalado en interés de la claridad y que cada paso en el movimiento del rotor representado es ligeramente mayor que el 50% del desplazamiento de vernier escalado.

25 En una primera posición del rotor, el borde izquierdo del primer polo norte N1 está alineado con el borde derecho del diente del estator más cercano. Los bordes izquierdos de los polos anteriores se desplazan progresivamente desde el borde derecho del diente más cercano en múltiplos de $-\delta$ según una disposición de vernier estándar. El desplazamiento entre el borde izquierdo del polo respectivo y el borde derecho del diente más cercano se representa en la Figura 3 por $-\theta$ u θ , dependiendo de la polaridad del desplazamiento. En el caso del primer polo norte N1, entonces $\theta=0$ porque el borde izquierdo del polo y el borde derecho del diente están alineados, en el caso del primer polo sur S1, entonces $\theta=-\delta$, en el caso del segundo polo sur S2 entonces $\theta=\delta$, y en el caso del segundo polo norte N2 entonces $\theta=2\delta$. Aunque no se muestra, el borde izquierdo de un polo sur que está desplazado del primer polo norte N1 precisamente en la mitad de la circunferencia del rotor (es decir, en 180 grados mecánicos) también se alineará con el borde derecho del diente de estator más cercano.

30 En una segunda posición del rotor, el rotor se ha movido solo ligeramente hacia la derecha en relación con el estator estacionario. El borde izquierdo del primer polo norte N1 ahora está desplazado del borde derecho del diente del estator más cercano en un poco más de $\delta/2$, el borde izquierdo del primer polo sur S1 ahora está desplazado del borde derecho del diente más cercano en un poco menos de $-\delta/2$, el borde izquierdo del segundo polo sur S2 ahora está desplazado del borde derecho del diente más cercano en un poco más de $3\delta/2$, y el borde izquierdo del segundo polo norte N2 ahora está desplazado del borde derecho del diente más cercano en un poco más de $5\delta/2$.

35 En una tercera posición del rotor, el rotor se ha movido solo ligeramente más hacia la derecha en relación con el estator estacionario. El borde izquierdo del primer polo norte N1 ahora está desplazado del borde derecho del diente del estator más cercano en un poco más de δ , el borde izquierdo del primer polo sur S1 ahora está desplazado del borde derecho del diente más cercano en una pequeña fracción de δ , el borde izquierdo del segundo polo sur S2 ahora está desplazado del borde derecho del diente más cercano en un poco más de 2δ , y el borde izquierdo del segundo polo norte N2 ahora está desplazado del borde derecho del diente más cercano en un poco más de 3δ .

40 Por lo tanto, se puede ver que aunque el rotor se mueve solo ligeramente hacia la derecha entre cada posición sucesiva del rotor, la secuencia de fases se mueve hacia la izquierda a una tasa apreciablemente mayor. En el ejemplo mostrado en la Figura 3, mientras que el rotor se mueve desde el paso 1 al paso 3, o un poco más que el desplazamiento de vernier δ a la derecha, esto que es $<20\%$ del paso de ranura, la alineación entre los bordes respectivos de los polos del rotor y los dientes del estator se ha movido hacia la izquierda aproximadamente tres veces el paso de la ranura o aproximadamente un paso de polo, es decir, en el paso 3, el borde izquierdo del primer polo sur S1 está aproximadamente alineado con el borde derecho del diente del estator más cercano. Por lo tanto, se puede ver que mientras el rotor se mueve del paso 1 al paso 2, o un poco más de $\delta/2$ a la derecha, esto es $<10\%$ del paso de la ranura, la alineación entre los bordes respectivos de los polos del rotor y los dientes del estator se ha movido hacia la izquierda aproximadamente seis veces el paso de ranura o aproximadamente dos pasos de polo, es

decir, en el paso 2, el borde izquierdo del polo norte (no mostrado) inmediatamente a la izquierda del primer polo sur S1 está aproximadamente alineado con el borde derecho del diente del estator más cercano. Dado que un ciclo de la secuencia de fases ocupa dos pasos de polo, las fases eléctricas adyacentes en la secuencia de fases están físicamente separadas por seis ranuras del estator, seis bobinas y seis fases eléctricas. A diferencia de una máquina eléctrica convencional con un número entero de ranuras por polo y en la que la secuencia de fase del devanado del inducido es sincrónica con la posición del rotor y en la que las bobinas adyacentes son fases eléctricamente consecutivas, el desplazamiento de vernier hace que las fases eléctricamente consecutivas estén físicamente remotas unas de otras, es decir, la rotación de fase del estator no está directamente sincronizada con la rotación del rotor. De manera similar, los eventos de conmutación no se sincronizan directamente con la rotación del rotor. En el caso de la primera máquina eléctrica mostrada en la Figura 3, el aspecto físico de la rotación de fase eléctrica tiene >60 veces la velocidad angular de, y la polaridad opuesta a, la rotación mecánica del rotor. Si el desplazamiento de vernier hubiera estado en la polaridad opuesta (por ejemplo, causando una secuencia de fase regresiva), entonces el aspecto físico de la rotación de fase eléctrica también estaría en el sentido opuesto.

La relación mecánica de vernier entre los bordes del polo y los bordes de los dientes del estator de la segunda máquina eléctrica mostrada en la Figura 5 es exactamente la misma que para la primera máquina, pero la relación entre la rotación de fase eléctrica y la rotación mecánica del rotor es ligeramente diferente. En este caso, para un movimiento del rotor de aproximadamente el 10% del paso de la ranura hacia la derecha, la alineación entre los bordes respectivos de los polos y los dientes del estator se mueve hacia la izquierda aproximadamente seis veces el paso de la ranura o aproximadamente dos pasos de polo. Las fases eléctricas adyacentes en la secuencia de fases están separadas físicamente por seis ranuras, pero están separadas físicamente solo por tres bobinas y tres fases eléctricas.

Cada bobina está conectada a un módulo de conmutación de puente H. De este modo, la primera máquina eléctrica tiene 360 módulos de conmutación y la segunda máquina eléctrica tiene 180 módulos de conmutación. Los módulos de conmutación están dispuestos alrededor del estator y están en estrecha proximidad con los voladizos del extremo de devanado de la bobina en un extremo del estator. Como se muestra en las Figuras 2 y 5, una primera serie de módulos de conmutación (180 para la primera máquina eléctrica o 90 para la segunda máquina eléctrica) tienen terminales ac conectados a los terminales de bobina ac correspondientes y terminales dc conectados entre sí en serie. Una segunda serie de módulos de conmutación (180 para la primera máquina o 90 para la segunda máquina eléctrica) tienen terminales ac conectados a los terminales de bobina ac correspondientes y terminales dc conectados entre sí en serie. La polaridad de las conexiones dc entre la primera y la segunda series de módulos de conmutación es tal que los terminales dc locales en los extremos de cada serie se pueden conectar entre sí para formar dos circuitos dc paralelos. En el caso de la primera máquina eléctrica, entonces las 360 bobinas de dos capas corresponden a 360 fases de estator con una primera serie de 180 fases de estator con una separación de fases sustancialmente igual y una segunda serie de 180 fases de estator con una separación de fases sustancialmente igual pero que están en antifase exacta con la primera serie. El devanado del estator de la primera máquina eléctrica, por lo tanto, define 180 fases eficaces del estator, el término 'fases eficaces' que se usa en la presente memoria para definir el rizado de tensión dc de extremo a extremo a través de cada circuito dc paralelo incluye 360 ciclos de rizado sustancialmente iguales por revolución del rotor, de modo que los dos circuitos se puedan conectar en paralelo con corrientes circulantes mínimas. En el caso de la segunda máquina eléctrica, entonces las 180 bobinas de una sola capa corresponden a 180 fases de estator con una primera serie de 90 fases de estator con una separación de fase sustancialmente igual y una segunda serie de 90 fases de estator con una separación de fase sustancialmente igual pero que están en antifase exacta con la primera serie. El devanado del estator de la primera máquina eléctrica define por lo tanto 90 fases eficaces del estator.

Es sabido que los rotores de imanes permanentes montados en la superficie definen una longitud de entrehierro magnético que es la suma de la longitud del entrehierro físico y el grosor radial de los imanes. La simetría electromagnética de tales máquinas eléctricas no se ve afectada sustancialmente por la excentricidad del rotor siempre que se empleen estándares normales de precisión de fabricación. Esta simetría electromagnética se debe especificar cuidadosamente con el fin de evitar corrientes circulantes, siendo el caso de que la excentricidad del eje del rotor con respecto al estator, y la excentricidad del rotor con respecto al eje del rotor, ambas hacen que la tensión de circuito abierto de bobinas diametralmente opuestas esté ligeramente desequilibrada.

La disposición y operación de los módulos de conmutación cuando se configuran para su operación como convertidores de fuente de corriente se describirán ahora con referencia a las Figuras 7 a 10.

Cada módulo de conmutación incluye un puente H con cuatro dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4. En los ejemplos descritos anteriormente, los dispositivos electrónicos de potencia son diodos y la máquina eléctrica solo puede operar en un modo de generación en el que las tensiones de bobina se rectifican por los módulos de conmutación. Sin embargo, como se muestra en la Figura 7, en algunas disposiciones los dispositivos electrónicos de potencia se pueden encender y apagar selectivamente, por ejemplo, mediante el control por puerta. En este caso, la máquina eléctrica puede operar tanto en modo de generación como de motorización. Los dispositivos electrónicos de potencia son preferiblemente dispositivos de bloqueo inverso controlados por puerta con una resistencia de estado de encendido baja, una resistencia de estado apagado alta y pérdidas de conmutación bajas cuando se conmuta entre los estados de encendido y apagado. Es inherente que la frecuencia de conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 es igual a la frecuencia fundamental del estator cuando estos son

- dispositivos conmutados de manera natural y es preferible que la frecuencia de conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 sea igual a la frecuencia fundamental del estator cuando estos son dispositivos de conmutación forzada o por puerta. La frecuencia fundamental del estator es particularmente baja (típicamente <20Hz) en las máquinas de baja velocidad descritas en la presente memoria y la frecuencia de conmutación baja asociada es beneficiosa en hacer las pérdidas de conmutación de semiconductores de potencia prácticamente insignificantes. Los dispositivos electrónicos de potencia también son preferiblemente capaces de operar a una temperatura relativamente alta, opcionalmente por encima de la temperatura de la bobina experimentada durante la operación de la máquina eléctrica, y son suficientemente robustas para resistir la operación dentro de los confines del bastidor de la máquina.
- Los terminales ac de cada puente H están conectados a los terminales ac de la bobina correspondiente, que se muestra como una fuente de tensión con una inductancia conectada en serie. Los terminales dc de cada puente H están conectados a un circuito de enlace dc que se muestra como una fuente de corriente equivalente $I_{dc}/2$. Se apreciará fácilmente que el circuito de enlace dc es el circuito de corriente relevante entre el primer y segundo terminales de carga dc del conjunto de conmutación electrónica de potencia.
- Cada módulo de conmutación también puede incluir un circuito de recuperación de energía que está conectado tanto a los terminales ac como dc del puente H. El circuito de recuperación de energía puede incluir un condensador de almacenamiento de energía, dispositivos electrónicos de potencia y circuitería de control que se pueden operar para recibir la corriente de enlace dc y la corriente de bobina cuando uno cualquiera o más de los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 se conmutan y devolver la energía almacenada al circuito de enlace dc en el período entre eventos de conmutación. Dado que los períodos cuando tiene lugar la conmutación de un módulo de conmutación individual ocupan una pequeña proporción del tiempo de operación total, el circuito de recuperación de energía se describe mejor como que tiene una característica de carga de baja impedancia y una característica de descarga de alta impedancia. Aunque es una opción posible, generalmente se prefiere que la energía que está asociada con la conmutación de la corriente de bobina no se disipe dado que esto podría afectar adversamente la eficiencia y las pérdidas de potencia. El circuito de recuperación de energía, por lo tanto, recupera la energía que de otro modo se disiparía como calor de manera derrochadora.
- Los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 se pueden encender y apagar selectivamente para permitir que la corriente de enlace dc se dirija a través de la bobina según sea necesario.
- Los diversos estados de conmutación de cada puente H se muestran en la Figura 8 en la que la dirección del flujo de corriente está representada por flechas discontinuas.
- En un primer estado de conmutación, la corriente de enlace dc se dirige fluyendo de derecha a izquierda a través de la bobina correspondiente encendiendo los dispositivos electrónicos de potencia S2 y S3 (es decir, conmutando estos dispositivos al estado encendido). Los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S4 permanecen en estado apagado.
- En un segundo estado de conmutación, la corriente de enlace dc se dirige fluyendo de izquierda a derecha a través de la bobina correspondiente encendiendo los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S4 (es decir, conmutando estos dispositivos al estado encendido). Los dispositivos electrónicos de potencia S2 y S3 permanecen en estado apagado.
- En un tercer estado de conmutación, que puede seguir al segundo estado de conmutación, el circuito de recuperación de energía recibe corriente del circuito de enlace dc y la bobina como resultado de la conmutación del dispositivo electrónico de potencia S4 (es decir, el dispositivo S4 se conmuta desde el estado encendido al estado apagado mientras que el dispositivo S1 permanece en el estado encendido). Existen estados de conmutación equivalentes (no mostrados) si el segundo estado de conmutación se interrumpe conmutando el dispositivo electrónico de potencia S1, o si el primer estado de conmutación se interrumpe conmutando uno de los dispositivos electrónicos de potencia S2 y S3. En el tercer estado de conmutación o uno equivalente, la tensión V_{erc} impuesta a la bobina por el circuito de recuperación de energía está significativamente por encima de la tensión de circuito abierto de la bobina V_c , así una tensión forzada de la magnitud $V_{erc}-V_c$ se aplica a la inductancia de conmutación L_c . Esto hace que la corriente de bobina I_c cambie a una tasa $dI_c/dt = (V_{erc}-V_c)/L_c$ que a su vez causa conmutación y eventual inversión de la corriente de bobina.
- En un cuarto o quinto estado, la corriente de enlace dc se dirige fluyendo a través del puente H sin que fluya en la bobina encendiendo los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S2 o S3 y S4 respectivamente. La transición del cuarto estado o del quinto estado al primer estado o al segundo estado puede ser por conmutación natural o conmutación forzada de los dispositivos electrónicos de potencia según la polaridad de la tensión de circuito abierto de la bobina V_c en el momento de la conmutación. Por ejemplo, la transición desde el cuarto estado al primer estado cuando el terminal derecho de la tensión de bobina es positivo con respecto al terminal izquierdo se logra encendiendo el dispositivo electrónico de potencia S3, lo que hace que la corriente se conmute de manera natural desde el dispositivo electrónico de potencia S1 al dispositivo electrónico de potencia S3 en un tasa que se determina por la tensión de circuito abierto de bobina V_c y la inductancia de conmutación L_c . La corriente en la bobina aumenta correspondientemente desde cero hasta que ocurra una recuperación inversa del dispositivo electrónico de potencia

S1. La transición del cuarto estado al primer estado cuando el terminal izquierdo de la tensión de bobina es positivo con respecto al terminal derecho se logra encendiendo el dispositivo electrónico de potencia S3 y conmutando el dispositivo electrónico de potencia S1 (es decir, el dispositivo S1 se conmuta del estado encendido al estado apagado mientras que el dispositivo S3 se conmuta al estado encendido), lo que hace que la corriente se conmute de manera forzada desde el dispositivo electrónico de potencia S1 al dispositivo electrónico de potencia S3 a una tasa $dlc/dt = (V_{erc}-V_c)/L_c$ en un estado de conmutación equivalente (no mostrado) al tercer estado de conmutación.

En un sexto estado de conmutación, que puede seguir al segundo estado de conmutación, el circuito de recuperación de energía recibe corriente del circuito de enlace dc y de la bobina como resultado de la conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S4 (es decir, los dispositivos S1 y S4 se conmutan desde el estado encendido al estado apagado). Existe un estado de conmutación equivalente (no mostrado) si el primer estado de conmutación se interrumpe conmutando ambos de los dispositivos electrónicos de potencia S2 y S3. En el sexto estado de conmutación o uno equivalente, la tensión V_{erc} impuesta a la bobina por el circuito de recuperación de energía está significativamente por encima de la tensión de circuito abierto de la bobina V_c y, así, una tensión forzada de la magnitud $V_{erc}-V_c$ se aplica a la inductancia de conmutación L_c . Esto hace que la corriente de bobina I_c cambie a una tasa $dlc/dt = (V_{erc}-V_c)/L_c$ lo que a su vez causa conmutación y eventual inversión de la corriente de bobina.

En general, se prefiere que la corriente de bobina se conmute de modo que o bien esté fluyendo en la dirección correcta o bien se ajuste a cero antes de entrar en el primer, segundo, cuarto o quinto estados definidos anteriormente.

En el caso de una máquina que tiene un conjunto de conmutación electrónica de potencia cuyos terminales dc locales están conectados al primer y segundo terminales de carga dc que reciben una corriente dc I_{dc} y donde esa corriente se distribuye por igual entre dos circuitos dc conectados en paralelo, en un primer caso en el que se descuida la recuperación de energía, la corriente de bobina se puede controlar para producir formas de onda de la forma mostrada en la Figura 9, donde el ancho de pulsos de una forma de onda de corriente cuasi cuadrada es variable, como lo es la fase de la forma de onda de la corriente con respecto a la forma de onda de la tensión de circuito abierto de la bobina. La amplitud de la corriente de bobina está restringida a ser aproximadamente $I_{dc}/2$ positiva o $I_{dc}/2$ negativa en todo momento distinto de durante las conmutaciones entre los estados definidos anteriormente y durante los períodos en los que el cuarto o quinto estados están activos. En un segundo caso en el que se tiene en cuenta la recuperación de energía, la amplitud de la corriente de bobina es, en términos generales, como se define para el primer caso, pero la corriente que fluye fuera del circuito de recuperación de energía entre conmutaciones se resta o suma con el módulo de corriente de bobina cuando se genera y se motoriza, respectivamente. Se debería observar que la acción de aplicar una tensión forzada para efectuar la conmutación hace que la tensión de terminal de la bobina se distorsione significativamente en relación con la tensión de circuito abierto de la bobina V_c , es decir, la tensión de terminal de la bobina es solo de la forma mostrada para la tensión de circuito abierto cuando no fluye ninguna corriente de bobina. El gradiente de los 'bordes' conmutados de corriente se ve afectado por la naturaleza del circuito de recuperación de energía y también el desplazamiento de fase entre la tensión y la corriente.

La relación de fase entre la tensión y la corriente se muestra para una máquina en modo de generación para el caso en el que la recuperación de energía es o bien insignificante o bien desatendida solo con propósitos de ilustración y, aunque las formas de onda muestran el caso de un factor de potencia retrasado ($pf < 0.8$ retraso) en interés de la claridad, generalmente se prefiere que no haya desplazamiento de fase entre los componentes fundamentales de las formas de onda de tensión y corriente de circuito abierto de la bobina con el fin de lograr la relación sustancialmente en cuadratura deseada entre el estator mmf y la densidad de flujo del entrehierro. Esto maximiza el par por unidad de corriente del estator en momentos cuando se espera que la máquina eléctrica genere una salida máxima. Con el fin de que los componentes fundamentales de las formas de onda de tensión y corriente de circuito abierto de la bobina estén en fase, es decir, en el factor de potencia interna unidad, la corriente de bobina se debe avanzar en fase en relación con la tensión de terminal de bobina, es decir, con un factor de potencia de terminal principal y, por lo tanto, se ha descrito una conmutación forzada por medio del circuito de recuperación de energía. Esta relación de cuadratura especificada, al proporcionar un par máximo por unidad de corriente del estator, corresponde a la condición en la que se alcanza la tensión máxima de terminal dc para cada módulo de conmutación y entre el primer y segundo terminales de carga dc del conjunto de conmutación electrónica de potencia de la máquina eléctrica para cualquier velocidad del eje dada. La potencia del eje también se maximiza por lo tanto por velocidad del eje unidad.

Se apreciará fácilmente que la relación de fase y el ancho de pulsos se podrían variar con propósitos de control y protección y según el modo operativo requerido. Más particularmente, tal máquina se puede operar en los modos de generación y motorización en ambas direcciones de rotación del eje con el fin de lograr la capacidad de accionamiento de cuatro cuadrantes y estos modos se pueden operar cada uno en modo de conmutación forzada o modo de conmutación natural, sujetos a restricciones de inductancia de conmutación. Cuando se opera en modo de motorización, la relación de fase es tal que la corriente de bobina se invierte en relación con la que se muestra en la Figura 9, es decir, la corriente de bobina y la tensión de circuito abierto de la bobina están aproximadamente en antifase y esta relación de fase se puede ajustar para maximizar el par del eje por unidad de corriente del estator operando cada bobina con un factor de potencia interno unidad negativo. El cambio de fase se muestra como que es

variable en la Figura 9 y en la práctica esta variabilidad es continua en cualquier dirección sobre el intervalo completo de 360°. En otros momentos cuando se opera en modo de generación, por ejemplo, cuando la máquina eléctrica se expone a una baja resistencia o fallo de cortocircuito entre el primer y segundo terminales de carga dc, la tensión y la corriente de salida de la máquina eléctrica se pueden regular mediante control de fase, es decir, ajustando el desplazamiento de fase entre la corriente de bobina y la tensión de circuito abierto de la bobina de modo que la máquina eléctrica opere con un factor de potencia retrasado o incluso cero. Aunque el control de fase hace que la máquina eléctrica opere a un par menor que el máximo por unidad de corriente del estator, la capacidad de regular su salida puede ser beneficiosa para el control y la protección del sistema de potencia. La acción de operar un generador con un factor de potencia retrasado hace que el efecto de la reacción del inducido contribuya beneficiosamente al comportamiento de limitación de corriente de fallo. Cuando se opera con un factor de potencia retrasado, cada módulo de conmutación se puede operar opcionalmente de una manera controlada en un modo de conmutación natural que es equivalente a la conmutación natural en un rectificador de puente de tiristores monofásico, controlado por fase. Incluso cuando se emplean dispositivos de conmutación electrónica de potencia de conmutación forzada, los esfuerzos de tensión de apagado del dispositivo de conmutación se minimizan cuando se opera en un modo de conmutación natural. Cada módulo de conmutación también puede operar bajo condiciones controladas que replican el comportamiento de un rectificador de puente de diodos monofásico. La salida de la máquina también se puede reducir con propósitos de control y protección reduciendo el ancho de pulsos de la corriente de bobina como se ha descrito anteriormente y puede apagarse mediante supresión de pulsos, es decir, apagando todos los dispositivos de conmutación electrónica de potencia en cada puente H o seleccionando cualquiera del cuarto y quinto estados mostrados en la Figura 8.

En el caso de un generador de aerogenerador, si la red de recogida externa está sujeta a ruptura y no puede recibir energía por un período corto, por ejemplo, 5 segundos, pero no es deseable regular la producción de par del generador mediante el control de inclinación de la pala, entonces se puede conectar una resistencia de frenado dinámico entre el primer y segundo terminales de carga dc mediante dispositivos de conmutación adecuados y los medios de control de fase mencionados anteriormente se pueden usar para permitir que la disipación de potencia en la resistencia de frenado se regule con el fin de regular la potencia extraída del aerogenerador con propósitos de control de velocidad y/o par.

Todas las realizaciones de la máquina eléctrica se pueden diseñar para maximizar la explotación de la densidad de flujo del entrehierro no sinusoidal y los armónicos de corriente de bobina. En principio, todos los armónicos enteros de bajo orden se pueden disponer para contribuir al par y la potencia medios, pero puede haber límites superiores prácticos para los órdenes de armónicos que se pueden explotar de esta forma. En algunas circunstancias, se pueden encontrar órdenes armónicos particulares en las corrientes de bobina que son contraproducentes o al menos tienen poco beneficio y el ancho de pulsos de la forma de onda de corriente cuasi cuadrada mostrada en la Figura 9 se puede ajustar para ajustar y optimizar de manera beneficiosa los espectros de armónicos de corriente. De manera similar, el efecto de la reacción del inducido sobre la distribución de flujo del entrehierro y la tensión del circuito abierto de la bobina puede ser más o menos productivo y el desplazamiento de fase entre la tensión de circuito abierto de la bobina y la corriente de bobina mostrado en la Figura 9 se puede ajustar para ajustar y optimizar de manera beneficiosa la tensión de circuito abierto de la bobina y/o la tensión de terminal de bobina para cualquier condición de carga particular.

El proceso de conmutación natural se describirá ahora con referencia a la Figura 7 para el caso en el que los dispositivos electrónicos de potencia sean diodos. Antes de la conmutación natural, los diodos S1 y S4 están conduciendo y la corriente fluye de izquierda a derecha en la bobina. La salida de tensión dc del puente H es igual a la tensión de circuito abierto de la bobina Vc. La conmutación natural se inicia cuando la tensión de circuito abierto de la bobina Vc se invierte, causando por ello la conducción simultánea de los diodos S1, S2, S3 y S4. La corriente de bobina Ic se reduce a una tasa establecida por Vc/Lc dado que la bobina se cortocircuita eficazmente por la conducción simultánea de los diodos. La corriente en los diodos S2 y S3 (los dispositivos entrantes) aumenta a la misma tasa, mientras que la corriente en los diodos S1 y S4 (los dispositivos salientes) se reduce a la misma tasa hasta que la corriente en los diodos S1 y S4 se conmuta por la recuperación inversa de los diodos S1 y S4 después de una inversión momentánea. Las redes de ayuda a la conmutación o amortiguadores se pueden usar para moderar los transitorios de conmutación de diodos. Después de la conmutación natural, los diodos S2 y S3 están conduciendo y la corriente fluye de derecha a izquierda en la bobina. La salida de tensión dc del puente H es igual a la tensión de circuito abierto de la bobina Vc. De la misma forma que la ubicación física de las fases eléctricamente adyacentes no sigue las ubicaciones de la bobina físicamente consecutivas, en su lugar de seguir una secuencia regresiva o progresiva que se determina por el desplazamiento de vernier, los eventos de conmutación son sincrónicos con las tensiones de bobina y, por lo tanto, siguen la secuencia de fase eléctrica, es decir, las ubicaciones de eventos de conmutación consecutivos siguen la misma secuencia regresiva o progresiva.

El proceso de conmutación natural también se puede aplicar a una configuración en la que los dispositivos electrónicos de potencia son tiristores. La única diferencia con la aplicación de la conmutación natural en la que los dispositivos electrónicos de potencia son diodos es que el inicio de la conducción de los dispositivos entrantes y el comienzo correspondiente del proceso de conmutación de los dispositivos salientes se pueden retrasar según el proceso de control de fase descrito anteriormente usando control por puerta. Aunque el retraso de fase en el control por puerta es sustancialmente menor que 90° de la frecuencia fundamental, cada puente H opera como rectificador y la máquina opera como generador. En retrasos de fase mayores que 90° cada puente H opera como inversor y la

máquina opera como motor. Las ubicaciones físicas de los eventos de conmutación consecutivos siguen la secuencia regresiva o progresiva descrita anteriormente y además están sujetas a un desplazamiento de fase física según el principio de control de fase descrito anteriormente – el intervalo de desplazamiento de fase físico teóricamente limitante ocupa un paso de polo para dar un desplazamiento de fase eléctrico de 180°. Como se ha descrito anteriormente, la conmutación natural de inversión está sujeta a las limitaciones impuestas por la inductancia de conmutación y se prefiere usar la conmutación de línea dc y confinar la operación del motor a velocidades muy bajas. Se observará que una máquina que emplee excitación de superconductor con un blindaje de rotor y un devanado de estator de tipo entrehierro tendrá una inductancia de conmutación particularmente baja y que esto será particularmente beneficioso para la conmutación natural. El uso de la tecnología de tiristores de conmutación natural es particularmente beneficioso en términos de su naturaleza simple y robusta y su capacidad de control y protección. Se apreciará que tal sistema conmutado de manera natural es incapaz de operar con tensión y corriente de terminal de bobina con un factor de potencia principal.

El proceso de conmutación forzada se describe ahora con referencia a la Figura 10 y en el que los dispositivos electrónicos de potencia son dispositivos semiconductores controlados por puerta representados como conmutadores. Cada módulo de conmutación también incluye una red de ayuda a la conmutación simplificada con una función de recuperación de energía que sería adecuada para una máquina eléctrica que opera en un modo de generación. La corriente dc que fluye en el circuito dc se define como una corriente de enlace dc que no se ve afectada sustancialmente por el proceso de conmutación que ocurre en cada módulo de conmutación y se representa como una fuente de corriente ideal.

El primer, segundo y quinto estados de conmutación de la Figura 8 se replican en la Figura 10 en interés de la claridad. La transición conmutada forzada entre el primer y el quinto estados de conmutación y entre el quinto y segundo estados de conmutación se muestran junto con un estado de recuperación de energía.

En el primer estado de conmutación, los dispositivos electrónicos de potencia S2 y S3 se encienden y la corriente de enlace dc se dirige fluyendo de derecha a izquierda a través de la bobina correspondiente. Los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S4 están en el estado apagado.

Para iniciar la conmutación forzada desde el primer estado de conmutación hasta el quinto estado de conmutación, entonces el dispositivo electrónico de potencia S2 se apaga mediante el control por puerta mientras que el dispositivo electrónico de potencia S4 se enciende mediante el control por puerta. La acción de apagar el dispositivo electrónico de potencia S2 hace que la corriente de enlace dc se desvíe rápidamente a través del circuito de recuperación de energía (ERC) que se define: (i) para presentar una impedancia en paralelo con el dispositivo electrónico de potencia S2 que sea lo suficientemente baja para evitar una tensión de recuperación transitoria excesiva a través del dispositivo S2, (ii) para presentar una tensión que esté significativamente por encima de la tensión de bobina de circuito abierto V_c y, por lo tanto, sea suficiente para causar la conmutación forzada de la corriente de bobina I_c , y (iii) para tener una característica de recuperación inversa u otra secuencia de conmutación que evite la inversión involuntaria de la corriente de bobina I_c . En la práctica, el circuito de recuperación de energía puede comprender una pluralidad de circuitos de pinza de tensión de tipo condensador diodo que se definen adecuadamente para tener una inductancia parásita baja. A medida que se reduce la corriente de bobina I_c , la corriente en el circuito de recuperación de energía se reduce correspondientemente, al tiempo que la corriente en el dispositivo electrónico de potencia S4 aumenta correspondientemente hasta que la recuperación inversa del circuito de recuperación de energía interrumpe el proceso y se establece el quinto estado de conmutación. La corriente saliente en la bobina y el circuito de recuperación de energía se representa en una línea discontinua en negrita, mientras que la corriente entrante en el dispositivo electrónico de potencia S4 se representa como una línea discontinua fina.

En el quinto estado, la corriente de enlace dc se dirige fluyendo a través del puente H sin que fluya en la bobina con los dispositivos electrónicos de potencia S3 y S4 encendidos y los dispositivos S1 y S2 apagados.

Para iniciar la conmutación forzada del quinto estado de conmutación al segundo estado de conmutación, entonces el dispositivo electrónico de potencia S3 se apaga mediante el control por puerta mientras que el dispositivo electrónico de potencia S1 se enciende mediante el control por puerta. La acción de apagar el dispositivo electrónico de potencia S3 hace que la corriente de enlace dc se desvíe rápidamente a través del circuito de recuperación de energía (ERC). A medida que aumenta la corriente de bobina I_c , la corriente en el circuito de recuperación de energía disminuye correspondientemente al tiempo que la corriente en el dispositivo electrónico de potencia S3 aumenta correspondientemente hasta que se establece el segundo estado de conmutación. La corriente saliente en el dispositivo electrónico de potencia S3 y el circuito de recuperación de energía se representa en una línea discontinua en negrita mientras la corriente entrante en un dispositivo electrónico de potencia S1 y la bobina se representa como una línea discontinua fina. Es posible de manera similar forzar la conmutación entre estos y otros estados en cualquier dirección.

En el segundo estado de conmutación, los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S4 se encienden y la corriente de enlace dc se dirige fluyendo de izquierda a derecha a través de la bobina correspondiente. Los dispositivos electrónicos de potencia S2 y S3 permanecen en el estado apagado.

Las ubicaciones físicas de los eventos de conmutación forzada consecutivos siguen la secuencia de regresiva o progresiva desplazada en fase descrita anteriormente.

Se apreciará que tal sistema de conmutación forzada tiene la capacidad de operar con la tensión y la corriente de terminal de bobina con un factor de potencia principal y operar con la relación de cuadratura beneficiosa descrita anteriormente entre la tensión de circuito abierto de bobina y la corriente de bobina.

Después de que se haya completado un evento de conmutación forzada, el circuito de recuperación de energía puede contener un exceso de carga, este exceso de carga puede acumularse siguiendo a sucesivos eventos de conmutación forzada y algo o todo esto se puede inyectar en el circuito dc antes del siguiente evento de conmutación adecuado como se muestra en Figura 10. Este estado de inyección se puede superponer en cualquiera del primer o segundo estado de conmutación. En la práctica, la inyección de carga en exceso se puede lograr usando un convertidor DC/DC operado según una estrategia de modulación por ancho de pulsos (PWM) y se puede derivar de un convertidor directo conocido. El convertidor DC/DC se puede controlar para inyectar esta carga en exceso de cualquier manera conveniente y es preferible inyectar corriente según una estrategia de control de tensión y corriente de bucle cerrado en donde la corriente se regula para mantener una tensión pico deseada dentro del circuito de recuperación de energía o a través de un condensador de almacenamiento de energía dentro del circuito de recuperación de energía mientras que se minimiza la corriente pico. La tensión pico dentro del circuito de recuperación de energía tiene una relación directa con la tensión pico que se experimenta por los dispositivos electrónicos de potencia salientes durante su proceso de apagado y también con la tensión forzada que define la tasa de cambio de la corriente de bobina durante las conmutaciones. Por lo tanto, es beneficioso que este control de bucle cerrado de tensión de circuito de recuperación de energía sea prácticamente independiente de la tensión de la bobina asociada, el término 'prácticamente independiente' que se usa en este caso para identificar que: (i) la tensión de circuito de recuperación de energía no se puede establecer en un nivel que sea menor que la tensión pico de circuito abierto de bobina, (ii) la extensión máxima prospectiva por la cual se puede aumentar la tensión de circuito de recuperación de energía más allá de la tensión pico de circuito abierto de la bobina, aumenta con la magnitud de la corriente de bobina que se conmuta, y (iii) la tensión pico de circuito de recuperación de energía se puede regular en la práctica a cualquier nivel deseado entre estos dos límites.

Aunque no se prefiere, los puentes H se pueden configurar como convertidores de fuente de tensión. La disposición y operación de tales puentes H se describirán ahora con referencia a las Figuras 7, 8, 9 y 11.

La implementación del convertidor de fuente de tensión se muestra esquemáticamente en la Figura 11 y tiene una topología de puente H similar a la descrita anteriormente con referencia a la Figura 7 pero los dispositivos electrónicos de potencia S1, S2, S3 y S4 son tipos de conducción inversa asimétricos y están representados cada uno como un conmutador ideal conectado en paralelo con un diodo de marcha libre. Un condensador de enlace dc se conecta entre los terminales dc del módulo de conmutación y no se emplea un circuito de recuperación de energía, sino el efecto de los diodos de marcha libre y el condensador de enlace dc realiza una función casi equivalente de definición de la tensión pico que se aplica a los dispositivos de conmutación salientes y que proporciona la tensión forzada que define la tasa de cambio de la corriente de bobina durante las conmutaciones. A diferencia de los inversores de fuente de tensión convencionales, dado que un número relativamente grande (típicamente >40) de puentes H tiene sus condensadores de enlace dc conectados en serie, se impone una corriente de enlace dc casi constante sobre el módulo de conmutación y esto se representa esquemáticamente como una fuente de corriente ideal de magnitud $I_{dc}/2$. El camino y la polaridad de esta corriente también se identifican para el caso de motorización por una línea de puntos en cadena con punta de flecha. La corriente dc equivalente para el caso de generación no se muestra, pero estaría en la dirección opuesta, es decir, como se muestra en la Figura 7. Otros caminos de corriente se identifican con líneas de puntos con punta de flecha en negrita y fina. Es preferible que la frecuencia de conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 sea igual a la frecuencia fundamental del estator cuando éstos son dispositivos de conmutación forzada o de conmutación por puerta y la siguiente descripción general es generalmente, según esta preferencia, solo una breve descripción de la opción para emplear una operación de modulación por ancho de pulsos (PWM) de los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4. Las implicaciones de conmutación, control y protección del uso de un convertidor de fuente de tensión son significativas y se resumen ahora.

La polaridad de los diodos de marcha libre se ha dispuesto que corresponda con el flujo de corriente en los dispositivos de la Figura 7 y, cuando están en modo de generación, estos diodos se pueden operar en el mismo modo de rectificador conmutado de manera natural como se ha descrito anteriormente en el contexto de un convertidor de fuente de corriente, siendo también un requisito suprimir el pulso de los dispositivos de conmutación controlados por puerta para que permanezcan en estado apagado. El efecto del condensador de enlace dc depende de su capacidad, con grandes capacidades que causan un aumento en la relación de corriente de bobina pico/rms. Cuando están configurados así, los módulos de conmutación no tienen la capacidad de regular la forma de onda de la corriente de bobina del estator o la corriente de salida dc del generador de operación normal o la corriente de fallo de cortocircuito dc del generador y el par.

A diferencia de la tensión de enlace dc para un convertidor de fuente de corriente que invierte la polaridad cuando hace una transición del modo de generación al modo de motorización y viceversa, mientras que la corriente de enlace dc permanece unipolar, en el caso del convertidor de fuente de tensión, la corriente de enlace dc invierte la

polaridad cuando se hace una transición del modo de generación al de motorización y viceversa, mientras que la tensión de enlace dc permanece unipolar. Con el fin de aclarar esta diferenciación, la Figura 11 muestra una corriente de enlace dc en la polaridad que se aplica cuando es motorización. Cuando es motorización, cada puente H funciona en modo de inversión. La topología del puente H de inversor de fuente de tensión tiene dos estados de conmutación casi equivalentes a los representados en la Figura 8 y, en consecuencia, también se identifican en la Figura 11 como un primer estado de conmutación y un segundo estado de conmutación. En estos estados, se encienden pares de dispositivos diagonales mediante el control por puerta, mientras que los pares de dispositivos diagonales opuestos se apagan mediante el control de puerta. En el primer estado de conmutación, los dispositivos electrónicos de potencia S2 y S3 están en el estado encendido y la corriente fluye de izquierda a derecha en la bobina, mientras que el terminal del lado izquierdo de la bobina tiene una tensión que es positiva con respecto a la de su terminal del lado derecho, esta tensión que se impone por la tensión a través del condensador de enlace dc. La conmutación forzada del primer estado de conmutación al segundo estado de conmutación se representa como el estado 1-2 y se inicia apagando los dispositivos electrónicos de potencia S2 y S3, causando por ello un rápido desvío de corriente al estado diagonal opuesto en el que los diodos de marcha libre que están en paralelo con los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S4 conducen y para invertir la tensión de terminal de bobina. Después de un denominado 'tiempo muerto' que está predeterminado para eliminar el riesgo de conducción simultánea de los dispositivos superior e inferior en una denominada 'pata de fase', por ejemplo, los dispositivos S1 y S2 de la pata de fase del lado izquierdo generalmente no deben estar en el estado encendido simultáneamente, los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S4 se encienden mientras que los diodos de marcha libre que están en paralelo con los dispositivos S1 y S4 continúan conduciendo. La tensión a través del condensador de enlace dc y la variación con el tiempo de la tensión de circuito abierto de la bobina, en combinación con la inductancia de conmutación, eventualmente llega a ser suficiente para hacer que se invierta la corriente de bobina. El segundo estado de conmutación se establece en el punto de tiempo cuando se invierte la corriente de bobina. Las corrientes que fluyen en los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 hacen que la corriente fluya en el condensador de enlace dc en una primera polaridad, mientras que las corrientes que fluyen en los diodos de marcha libre que están en paralelo con los dispositivos S1 ... S4 hacen que la corriente fluya en el condensador de enlace dc en la polaridad opuesta. De este modo, una corriente de rizado ac fluye en el condensador de enlace dc y sobre ésta se superpone la corriente de enlace dc casi constante definida anteriormente. En este modo de operación de inversión de fuente de tensión, los puentes H tienen una capacidad limitada para controlar el factor de potencia de la bobina, pero tienen una capacidad mínima para regular la forma de onda de la corriente de bobina de una manera que permita que la relación de cuadratura preferida entre la corriente de bobina y la tensión de circuito abierto de bobina se alcance al mismo tiempo que la sincronización preferida de corrientes y tensiones de armónicos enteros de bajo orden. El convertidor de fuente de tensión opera inherentemente con una tensión pico a través del condensador de enlace dc que es aproximadamente igual a la tensión pico de circuito abierto de bobina. A medida que se aumenta la capacidad del condensador de enlace dc, el rizado de la tensión de enlace se reduce mientras que aumenta la relación de corriente de bobina pico/rms. A medida que se reduce la capacidad del condensador de enlace dc, el rizado de la tensión de enlace dc aumenta mientras que se reduce la relación de corriente de bobina pico/rms y la tasa de cambio de corriente durante las conmutaciones llega a estar mal definida.

La descripción anterior de la operación del convertidor de fuente de tensión con una frecuencia de conmutación del dispositivo electrónico de potencia restringida a ser la misma que la frecuencia fundamental del estator ha identificado factores limitantes del rendimiento que están relacionados con la incapacidad de controlar la forma de onda de la corriente de bobina de la manera preferida y es una posibilidad técnica abordar estos factores usando control PWM de cada módulo de conmutación. Mientras que la operación PWM hace posible lograr un aumento del grado de independencia entre el control de forma de onda de la corriente de bobina, la tensión de circuito abierto de bobina y la tensión de enlace dc, esto se lograría a expensas de un aumento de la frecuencia de conmutación, un aumento de las pérdidas de potencia de conmutación y un aumento de la complejidad.

El convertidor de fuente de tensión tiene estados de conmutación casi equivalentes al cuarto y quinto estados de conmutación de la Figura 8 y cada estado tiene dos formas según la polaridad de la tensión de circuito abierto de bobina. En consecuencia, la primera forma del quinto estado de conmutación se representa y se identifica como el estado 5a. En este estado, los dispositivos electrónicos de potencia S3 y S4 se seleccionan simultáneamente para estar en el estado encendido y el efecto a corto plazo de esto es causar una descarga de tipo corriente de sobretensión del condensador de enlace dc que hace que los dispositivos S3 y S4 experimenten una sobrecarga térmica a corto plazo y potencialmente dañina. Es posible diseñar estos dispositivos de modo que conserven la capacidad de transportar corriente después de la corriente de sobretensión descrita anteriormente y un primer efecto a largo plazo potencialmente beneficioso de esto es proporcionar un camino para la corriente de enlace dc que se podría usar con el fin de permitir que la corriente de enlace dc pase por alto un módulo de conmutación defectuoso. Un segundo efecto a largo plazo desventajoso de esto es proporcionar un camino de corriente en el que la bobina asociada esté cortocircuitada por el camino conectado en serie que comprende el diodo de marcha libre que está en paralelo con los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S3. La primera forma del quinto estado de conmutación es eficaz durante el medio ciclo de tensión de circuito abierto de bobina cuando el terminal del lado derecho de la bobina está a una tensión positiva con respecto a la del terminal del lado izquierdo. Una segunda forma correspondiente del quinto estado de conmutación (es decir, el estado 5b, no mostrado) es eficaz durante el otro medio ciclo de tensión de circuito abierto de bobina cuando la bobina asociada está cortocircuitada por el camino conectado en serie que comprende el dispositivo electrónico de potencia S4 y el diodo de marcha libre que está en

paralelo con los dispositivos electrónicos de potencia S2. Las formas correspondientes del cuarto estado de conmutación son eficaces en los medios ciclos correspondientes de tensión de circuito abierto de bobina cuando los dispositivos electrónicos de potencia S1 y S2 conducen simultáneamente. Un fusible u otro medio de interrupción de circuito se debe conectar en serie con cada bobina si el beneficio potencial del cuarto o quinto estado de conmutación se ha de explotar con el fin de proporcionar una degradación gradual del rendimiento que sigue a los fallos de módulo de conmutación.

La Figura 12 muestra cómo se pueden montar los módulos 2 de conmutación en la máquina eléctrica. La máquina eléctrica tiene bobinas 4 de una sola capa como se muestra esquemáticamente en la Figura 4 que están situadas en las ranuras del estator provistas en el conjunto 6 de estator. Pero se apreciará fácilmente que las máquinas eléctricas que tienen devanados concentrados de dos capas o con dientes podrían emplear una disposición general similar, los voladizos de devanado de extremo de bobina que tienen sus respectivas formas.

Un rotor 8 está montado en un eje 10 del rotor. Una agrupación circunferencialmente separada de imanes 12 permanentes está montada en una superficie radialmente exterior del rotor 8 y está separada del estator por un entrehierro.

El aislamiento 14 de la pared principal rodea la región en ranura de los lados de la bobina y se extiende hacia el espacio de aire más allá de los extremos axiales del paquete 16 del núcleo de estator. Los extremos de las bobinas se forman para permitir el espacio libre entre los voladizos 18 de extremo de devanado. Dado que la región en ranura del aislamiento 14 de la pared principal está expuesta al esfuerzo de tensión radial que está dominado por un componente de tensión dc, su distribución de campo eléctrico está gobernada por la resistividad del material de aislamiento. Su capacidad para resistir una alta intensidad de campo eléctrico medio se puede mejorar incorporando un material de relleno de nanopartículas fino y uniformemente distribuido para que el material de aislamiento compuesto tenga una relación no lineal entre la corriente de fuga y la tensión, o que hace que el volumen del aislamiento se gradúe por tensión con respecto al esfuerzo de tensión dominante. Se prefiere que el material de aislamiento compuesto tenga una característica de resistividad sustancialmente isotrópica y el aislamiento 14 de la pared principal se extienda más allá de los extremos de la ranura para proporcionar una graduación de esfuerzo de tensión axial en la superficie del voladizo 18 del extremo de devanado a medida que sale de la región en ranura. Se requiere una graduación de esfuerzo axial suficiente con el fin de superar el riesgo de ruptura o seguimiento de tensión de la superficie y esto se puede proporcionar totalmente por las extensiones de extremo del material de aislamiento de la pared principal compuesto o por la aplicación de cinta o revestimiento de graduación de esfuerzo dedicada sobre la superficie de las extensiones de extremo del material de aislamiento de la pared principal compuesto. El material de aislamiento compuesto puede comprender una resina epoxi y una distribución de nanopartículas de carburo de silicio. La distribución del tamaño de las partículas del relleno será preferiblemente tal que asegure el contacto entre las asperezas de las partículas de manera sustancialmente uniforme a lo largo del volumen del aislamiento.

Un beneficio de la presente invención sobre las máquinas eléctricas convencionales cuyos sistemas de aislamiento experimentan pérdidas ac significativas y descarga parcial es que el mecanismo de graduación de esfuerzo descrito anteriormente, al ser definido en términos del dominio del esfuerzo de tensión dc sobre el esfuerzo de tensión ac, y al haber definido la resistividad del sistema de aislamiento, experimenta una disipación o descarga mínima en respuesta a esfuerzos de tensión ac. En consecuencia, el mecanismo de graduación de esfuerzo mejora beneficiosamente la estabilidad del sistema de aislamiento y la esperanza de vida. Un beneficio adicional de la presente invención sobre las máquinas eléctricas convencionales cuyas bobinas están interconectadas en serie en el dominio ac, en donde estas interconexiones en serie se extienden potencialmente sobre muchos pasos de polos, y en donde los sistemas de aislamiento entre bobinas experimentan por lo tanto esfuerzos de tensión ac significativos, pérdidas y descarga parcial, es que la tensión entre bobinas es mínima y, consecuentemente, el aislamiento entre bobinas experimenta un esfuerzo de baja tensión. En consecuencia, la presente invención permitiría ventajosamente que las bobinas se enrollen y preformen con un aislamiento de hilo mínimo y entonces los componentes de aislamiento de la pared principal libres de descarga se podrían ensamblar alrededor de las regiones en ranura de los lados de la bobina usando un proceso libre de vacíos, y finalmente las bobinas preformadas y aisladas previamente se podrían insertar en las ranuras del estator.

El estator 6 de la máquina eléctrica se puede enfriar por flujo de aire radial a través de conductos (no mostrados) que se forman proporcionando espacios entre las superficies de laminación en el paquete de núcleo del estator a intervalos a lo largo de su longitud axial. El flujo a través de estos conductos puede ser radialmente hacia dentro o radialmente hacia fuera y se pueden forzar por ventiladores accionados por eje o ventiladores eléctricos, por ejemplo. El flujo de aire puede estar en un circuito cerrado toroidal doble o simple que comprende el espacio entre la carcasa 20 del estator y el exterior del hierro posterior del estator, los voladizos 18 del extremo de devanado y el entrehierro entre el rotor 8 y el estator 6. En una máquina eléctrica que tiene un área de superficie externa relativamente grande en relación con su potencia de salida, el calor se puede disipar a temperatura ambiente por esta área de superficie, pero en cualquier caso se puede complementar añadiendo un intercambiador de calor adecuado que puede ser un simple aumento del área de superficie externa del estator o una adaptación para incluir superficies internas o externas que están en contacto con un fluido de intercambio de calor adecuado y un intercambiador de calor remoto. Los blindajes del extremo del estator y/o deflectores adecuados pueden dirigir el flujo de aire a través de la región del voladizo del extremo de devanado en los extremos axiales del estator. En

algunos casos, el estator se puede enfriar suficientemente bien sin recurrir a los circuitos de aire mencionados anteriormente, es decir, se puede enfriar por conducción a través del conjunto de estator a la superficie externa del conjunto de estator o a un intercambiador de calor.

5 Los módulos 2 de conmutación están situados en estrecha proximidad a los voladizos 18 del extremo de devanado, de modo que haya una conexión en cortocircuito entre los terminales ac 22 de cada módulo de conmutación y los extremos de bobina correspondientes. Los módulos 2 de conmutación se operan sustancialmente a la misma tensión que las bobinas y, por lo tanto, se deben aislar del bastidor 20 del estator. Se necesita un aislamiento mínimo entre cada módulo 2 de conmutación y su bobina 4 correspondiente.

10 En el caso de que la máquina eléctrica use un circuito de aire interno, los módulos de conmutación también se pueden enfriar por aire y beneficiar del flujo de aire radial que se usa para enfriar los voladizos del extremo de devanado. En cualquier caso, los dispositivos electrónicos de potencia están conectados eléctrica y térmicamente a las bobinas 4 mediante cables 24 de bobina cortos y así se preferirán dispositivos que pueden operar a temperaturas que se acercan a la temperatura de extremo de bobina (típicamente <150°C). Esto incluiría dispositivos electrónicos de potencia que emplean materiales de banda prohibida ancha tal como carburo de silicio.

15 En algunos casos, los módulos de conmutación se pueden disponer para permitir que los dispositivos electrónicos de potencia se enfríen mediante los extremos de devanados de bobina y los módulos de conmutación se pueden asegurar a las superficies de voladizo del extremo de devanado usando una interfaz eléctricamente aislante adecuada pero térmicamente conductora. Otros componentes dentro de los módulos de conmutación están conectados menos bien térmicamente a los extremos de bobina y se pueden clasificar según la temperatura del aire de enfriamiento.

20

Con referencia a la Figura 13, los módulos 2 de conmutación son típicamente tan autónomos como sea posible con el fin de simplificar la fuente de alimentación auxiliar y las interfaces de control y maximizar la fiabilidad. Las señales de accionamiento de puerta g1 ... g4 para los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 que definen el puente H se pueden proporcionar desde un controlador 26 asociado.

25 La tensión en los terminales del condensador de almacenamiento de energía del circuito de recuperación de energía (o en el condensador de enlace dc de un módulo de conmutación de tipo convertidor de fuente de tensión) se proporciona como una señal de sincronización y una tensión de fuente de alimentación al controlador 26. Tal tensión es igual o mayor que el pico rectificado de la tensión de terminal de bobina.

30 Más particularmente, cada controlador 26 recibe la señal de sincronización y la tensión de fuente de alimentación $ERC \pm m$ del circuito de recuperación de energía correspondiente, la tensión 28 de terminal de bobina respectivo, una señal 30 de referencia común (que se puede transmitir inalámbricamente), una señal 32 de sincronización desde un primer módulo de conmutación adyacente, y una sincronización desde un segundo módulo 34 de conmutación adyacente. Cada controlador también puede recibir opcionalmente una entrada de fuente de alimentación auxiliar, por ejemplo, de un transformador 36 de pulso local con un sistema de aislamiento apropiado. El controlador 26

35 proporciona las señales de puerta g1 ... g4 a los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 y opcionalmente también a cualquier dispositivo electrónico de potencia en el circuito de recuperación de energía.

Las fuentes de alimentación internas dentro de cada controlador 26 se derivan de una fuente de alimentación de modo conmutado (no mostrada) que recibe la tensión de fuente de alimentación del circuito de recuperación de energía (o del condensador de enlace dc de un módulo de conmutación de tipo convertidor de fuente de tensión).

40 Mientras que la máquina eléctrica está girando a al menos el 10% de la velocidad nominal, los requisitos de suministro de energía de cada controlador 26 se satisfacen típicamente y es posible que una máquina eléctrica se ponga en marcha negra siempre que el sistema de control permita esto. Bajo circunstancias de operación normales, los controladores 26 no necesitan ninguna otra forma de entrada de fuente de alimentación. Bajo otras circunstancias de operación, por ejemplo, si se requiere un generador de imanes permanentes para motorizar a una

45 velocidad muy baja, los controladores reciben energía de la entrada de fuente de alimentación auxiliar.

Un conjunto de datos de referencia transmitidos como parte de la señal 30 de referencia común incluye al menos una referencia de desplazamiento de fase y una referencia de ancho de pulsos. También puede incluir unos pulsos de referencia de velocidad, dirección y sincronización con propósitos de control de motorización. Cada controlador 26 se sincroniza con la tensión 28 de terminal de bobina correspondiente y determina la dirección de rotación comparando las señales 32, 34 de sincronización proporcionadas por el primer y segundo módulos de conmutación adyacentes. La relación tensión/frecuencia de terminal de bobina será sustancialmente constante sobre la velocidad de trabajo prevista (por ejemplo, para la primera y segunda máquinas eléctricas descritas anteriormente, ésta podría ser 0.2pu – 1.1pu de velocidad nominal) y la sincronización con respecto a la tensión de terminal de bobina puede emplear de manera beneficiosa una función integradora de hardware cuya salida tiene una salida de tensión ac pico

50 a pico sustancialmente constante. La función de sincronización genera una señal de referencia de fase a partir de la cual se determina la temporización de eventos de conmutación individuales en el módulo 2 de conmutación. En el caso de un controlador que está adaptado a los requisitos de un convertidor de fuente de corriente, la referencia de ancho de pulsos por defecto podría ser la que hace que se dibuje una forma de onda de corriente trapezoidal simétrica desde los terminales de bobina proporcionando señales de accionamiento de puerta correspondientes al

55 primer y segundo estados de conmutación perfilados anteriormente para duraciones de medio ciclo iguales, menos

60

la duración del proceso de conmutación. Otras condiciones de referencia de ancho de pulsos hacen que se dibuje una forma de onda de corriente cuasi cuadrada simétrica desde los terminales de bobina como se ha descrito anteriormente. Hay pocas oportunidades de controlar la forma de onda de corriente de bobina en el caso de un convertidor de fuente de tensión. Los desplazamientos de fase respectiva entre las señales de accionamiento de puerta g1 ... g4 para los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 y la tensión de terminal de bobina se generan en respuesta a una entrada de referencia de desplazamiento de fase común. Como se ha descrito anteriormente, las tensiones de terminal de bobina no son las mismas que las tensiones de circuito abierto de bobina y esto es porque las tensiones de circuito abierto de bobina no son accesibles – en consecuencia, la referencia de desplazamiento de fase común debe incluir un término estimado como compensación por la caída de tensión reactiva dentro de las bobinas. Esta compensación se proporciona por un controlador general (no mostrado, pero con el cual se puede combinar o integrar opcionalmente el controlador 26) que puede incluir sensores para la corriente y la tensión en el primer y segundo terminales de carga dc del conjunto de conmutación electrónica de potencia y tiene datos de inductancia de conmutación.

Mientras que un generador de imanes permanentes o una aplicación de generador excitado por separado no es necesariamente dependiente de la capacidad del sistema de control para sincronizar con la tensión de bobina en todo momento porque una fuente de energía renovable (por ejemplo, un conjunto de aerogenerador) o un motor primario (por ejemplo, un motor o turbina diesel) se puede usar para rotar el eje del rotor desde el punto muerto y hasta una velocidad mínima a la que las tensiones de bobina sean suficientes para permitir que el sistema de control sea eficaz, una aplicación de motorización es inherentemente dependiente de la funcionalidad de control para girar el eje del rotor desde el punto muerto. Las funciones de control descritas anteriormente definen eficazmente un sistema de control sin codificador que es eficaz a velocidades mayores que alrededor de 0.1pu, esta limitación que se establece por la sincronización de los dispositivos electrónicos de potencia disparando eventos a una señal de referencia de fase que se deriva de la tensión del estator integrada. A velocidades por debajo de alrededor de 0.1pu, las tensiones de bobina no son suficientes para permitir que el sistema de control sea eficaz y hay un requisito para que los eventos de disparo electrónico de potencia se sincronicen con la posición absoluta del eje. Se puede emplear cualquier forma conveniente de codificador de posición absoluta del eje y sus datos de salida se pueden proporcionar a un controlador general (no mostrado). Los datos de salida se pueden incorporar, por lo tanto, dentro del conjunto de datos de referencia que se transmite como parte de la señal 30 de referencia común que se transmite a todos los controladores 26. En las aplicaciones de motorización más comunes, el controlador 26 para cada módulo 2 de conmutación incluirá una función que permite que los eventos de disparo para los dispositivos electrónicos de potencia S1 ... S4 que definen el puente H se sincronicen con una señal de referencia de fase que se deriva de la suma de la posición absoluta del eje y un desplazamiento de posición preestablecido según la ubicación del módulo de conmutación dentro del conjunto de estator cuando la tensión del estator es insuficiente para permitir que el sistema de control sea eficaz. El controlador general es responsable de controlar cómo se entrega la energía a una carga cuando la máquina está generando y cómo se proporciona energía a la máquina cuando se motoriza, y esto se logra fijando el conjunto de fechas de referencia según las referencias generales del controlador y las entradas de realimentación que se conocerían por los expertos y no necesita ser descritas aún más.

REIVINDICACIONES

1. Una máquina eléctrica dc que comprende:
 - un rotor (8) que tiene N_p polos de campo rotativos;
 - un inducido (6) que tiene N_s ranuras de devanado, donde N_s/N_p es una relación no entera;
- 5 un devanado de inducido que tiene una pluralidad de bobinas (4) recibidas en las ranuras de devanado, el devanado de inducido que define una pluralidad de fases de inducido; y
 - un conjunto de conmutación electrónica de potencia que incluye:
 - un primer terminal de carga dc (DC+);
 - un segundo terminal de carga dc (DC-); y
- 10 una pluralidad de módulos (2) de conmutación, cada módulo de conmutación que tiene dos terminales ac y dos terminales dc y que incluye dispositivos electrónicos de potencia (S1-S4);
 - en donde cada bobina (4) está conectada a los terminales ac de un módulo (2) de conmutación respectivo;
 - caracterizada por que una primera proporción de los módulos de conmutación tienen sus terminales dc conectados entre sí en serie entre el primer y segundo terminales de carga dc (DC+, DC-) y una segunda
 - 15 proporción de los módulos de conmutación tienen sus terminales dc conectados entre sí en serie entre el primero y segundo terminales de carga dc (DC+, DC-) para definir dos circuitos dc paralelos; y
 - en donde N_s/N_p se expresa como $n \pm \delta$ donde n es un número entero y δ es un desplazamiento de vernier no entero.
- 20 2. Una máquina eléctrica dc según la reivindicación 1, en donde los polos de campo están distribuidos por igual alrededor de la circunferencia del rotor (8) y el desplazamiento de vernier es consistente alrededor del inducido (6).
3. Una máquina eléctrica dc según la reivindicación 1 o la reivindicación 2, que tiene una secuencia de fase de inducido en donde las bobinas (4) de inducido físicamente remotas son adyacentes en la secuencia de fase de inducido.
- 25 4. Una máquina eléctrica dc según la reivindicación 3, en donde la dirección de rotación de la secuencia de fase de inducido es la misma que, u opuesta a, la dirección de rotación del rotor (8).
5. Una máquina eléctrica dc según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en donde cada fase de inducido está definida por dos o más bobinas (4) de inducido, y en donde los módulos (2) de conmutación para cada bobina de inducido en una fase de inducido particular se controlan de modo que sus eventos de conmutación ocurran de manera sustancialmente simultánea.
- 30 6. Una máquina eléctrica dc según la reivindicación 5, en donde las bobinas (4) de inducido en una fase de inducido particular están separadas circunferencialmente sustancialmente por igual alrededor del inducido (8).
7. Una máquina eléctrica dc según cualquier reivindicación anterior, en donde las bobinas del devanado de inducido definen: (i) $N_s/2$, (ii) $N_s/4$ o (iii) N_s fases de inducido.
- 35 8. Una máquina eléctrica dc según cualquier reivindicación anterior, en donde las bobinas del devanado de inducido son: (i) bobinas de dos capas, (ii) bobinas de una sola capa o (iii) bobinas con dientes.
9. Una máquina eléctrica dc según cualquier reivindicación anterior, en donde el inducido (8) incluye una referencia circunferencial y la magnitud y las polaridades de las tensiones que se desarrollan en los circuitos dc paralelos en los lados opuestos de la referencia están sustancialmente equilibrados.
- 40 10. Una máquina eléctrica dc según cualquier reivindicación anterior, en donde una tercera proporción de los módulos de conmutación tienen sus terminales dc conectados entre sí en serie entre el primer y segundo terminales dc (DC+, DC-) y una cuarta proporción de los módulos de conmutación tienen sus terminales dc conectados entre sí en serie entre el primer y segundo terminales dc (DC+, DC-) para definir dos circuitos dc paralelos adicionales.
- 45 11. Una máquina eléctrica dc según cualquier reivindicación anterior, en donde el conjunto de conmutación electrónica de potencia incluye un tercer terminal dc (DC2+) y un cuarto terminal dc (DC2-), y en donde una tercera proporción de los módulos de conmutación tienen sus terminales dc conectados entre sí en serie entre el tercer y cuarto terminales dc (DC2+, DC2-) y una cuarta proporción de los módulos de conmutación tienen sus terminales dc conectados entre sí en serie entre el tercer y cuarto terminales dc (DC2+, DC2-) para definir dos circuitos dc paralelos.

12. Una máquina eléctrica dc según cualquier reivindicación anterior, en donde cada módulo (2) de conmutación incluye un puente H con terminales ac conectados a terminales ac de una bobina (4) de inducido correspondiente y terminales dc.
- 5 13. Una máquina eléctrica dc según la reivindicación 12, en donde cada módulo (2) de conmutación incluye un circuito de recuperación de energía conectado a los terminales ac y dc del puente H correspondiente.
14. Una máquina eléctrica dc según cualquier reivindicación anterior, en donde cada módulo (2) de conmutación está controlado por un sistema (26) de control.

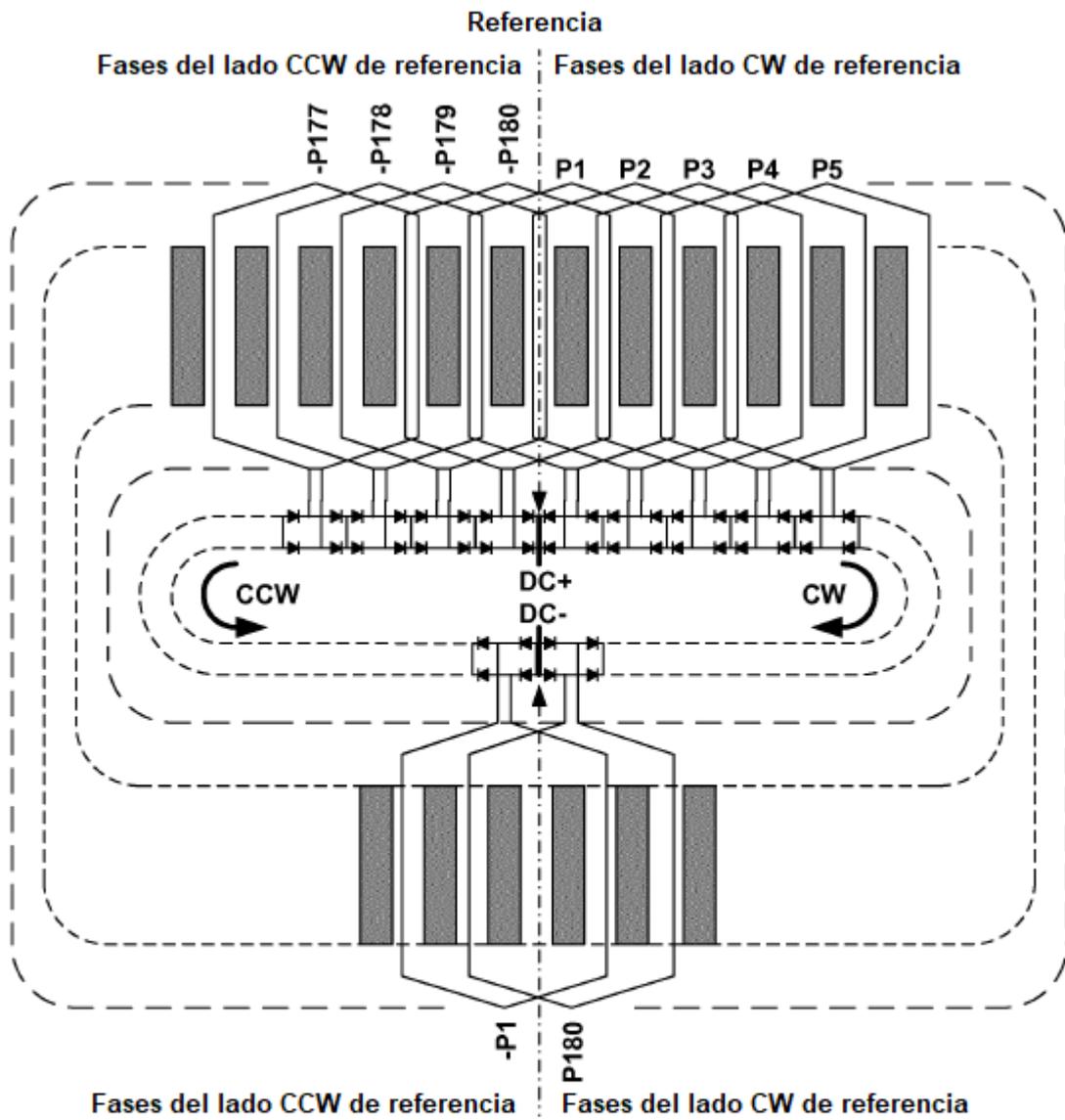


Figura 1

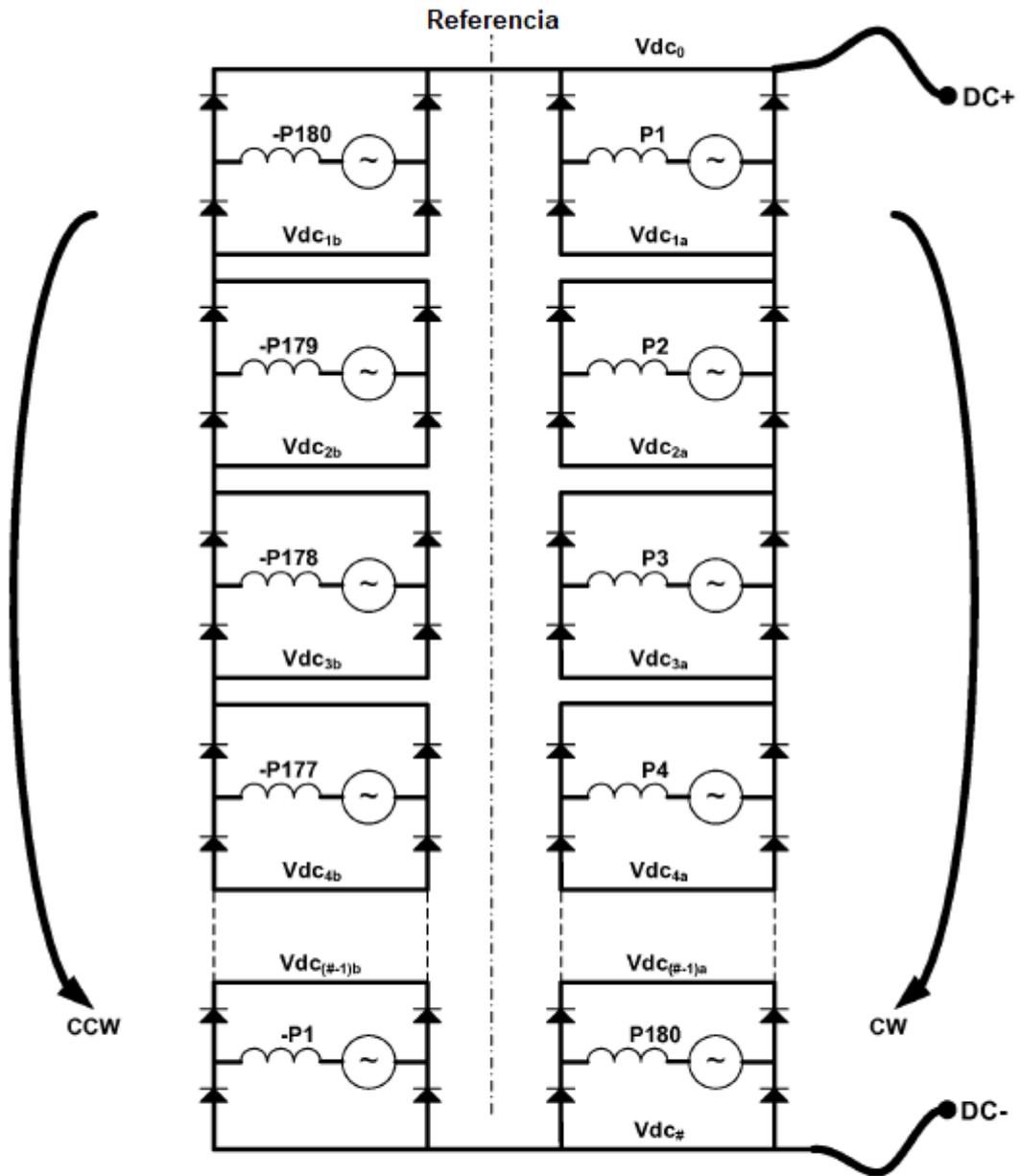


Figura 2

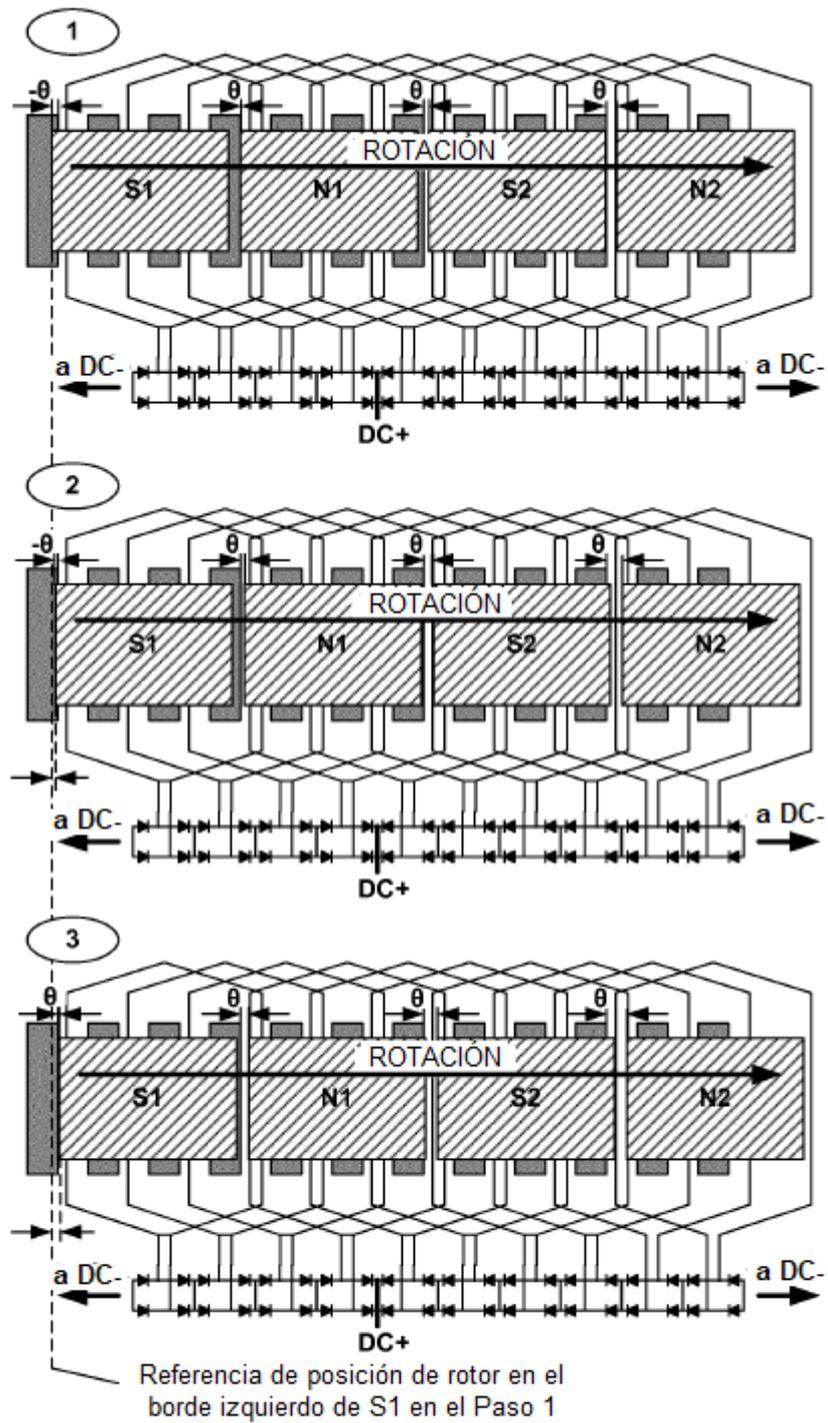


Figura 3

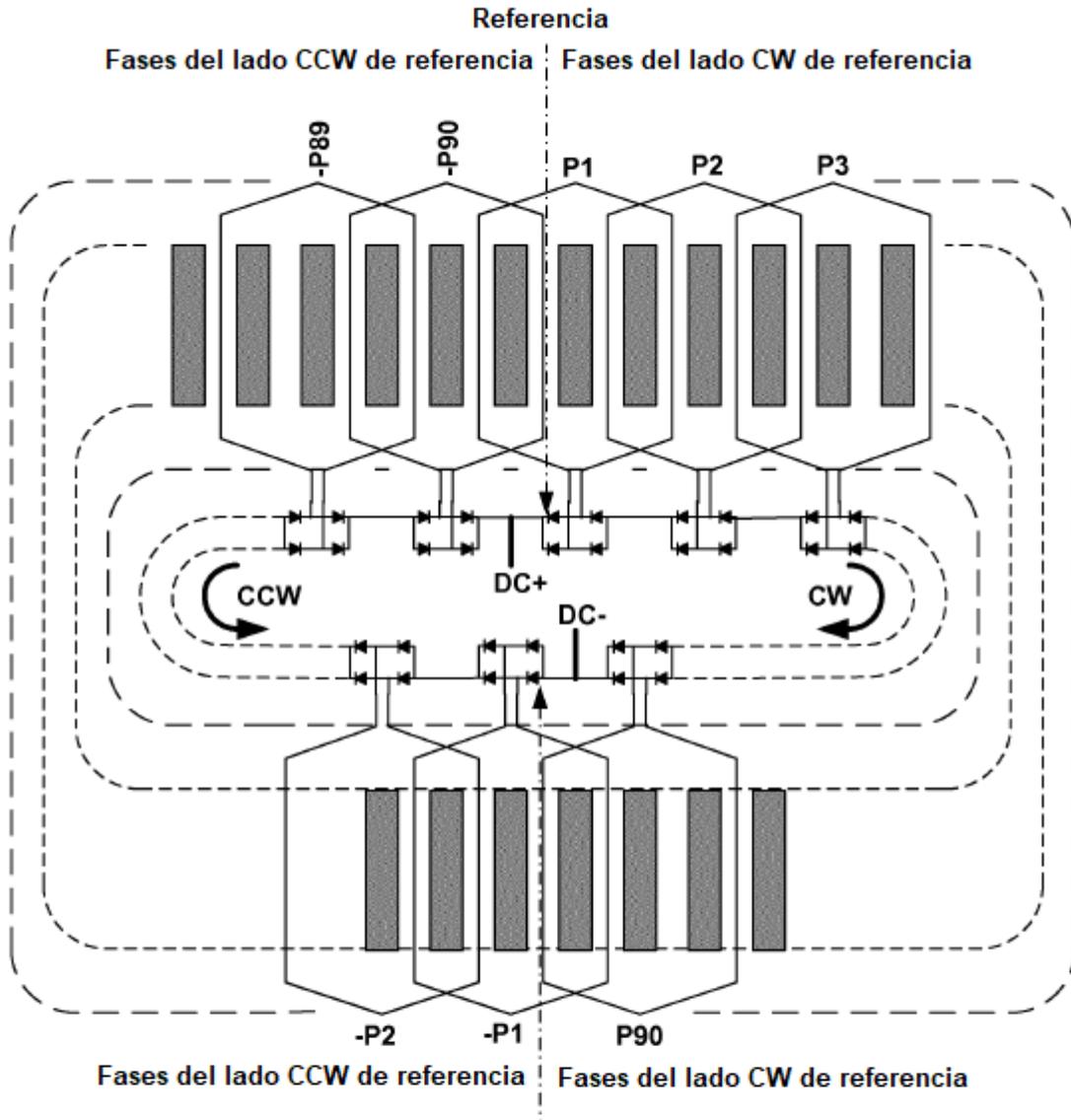


Figura 4

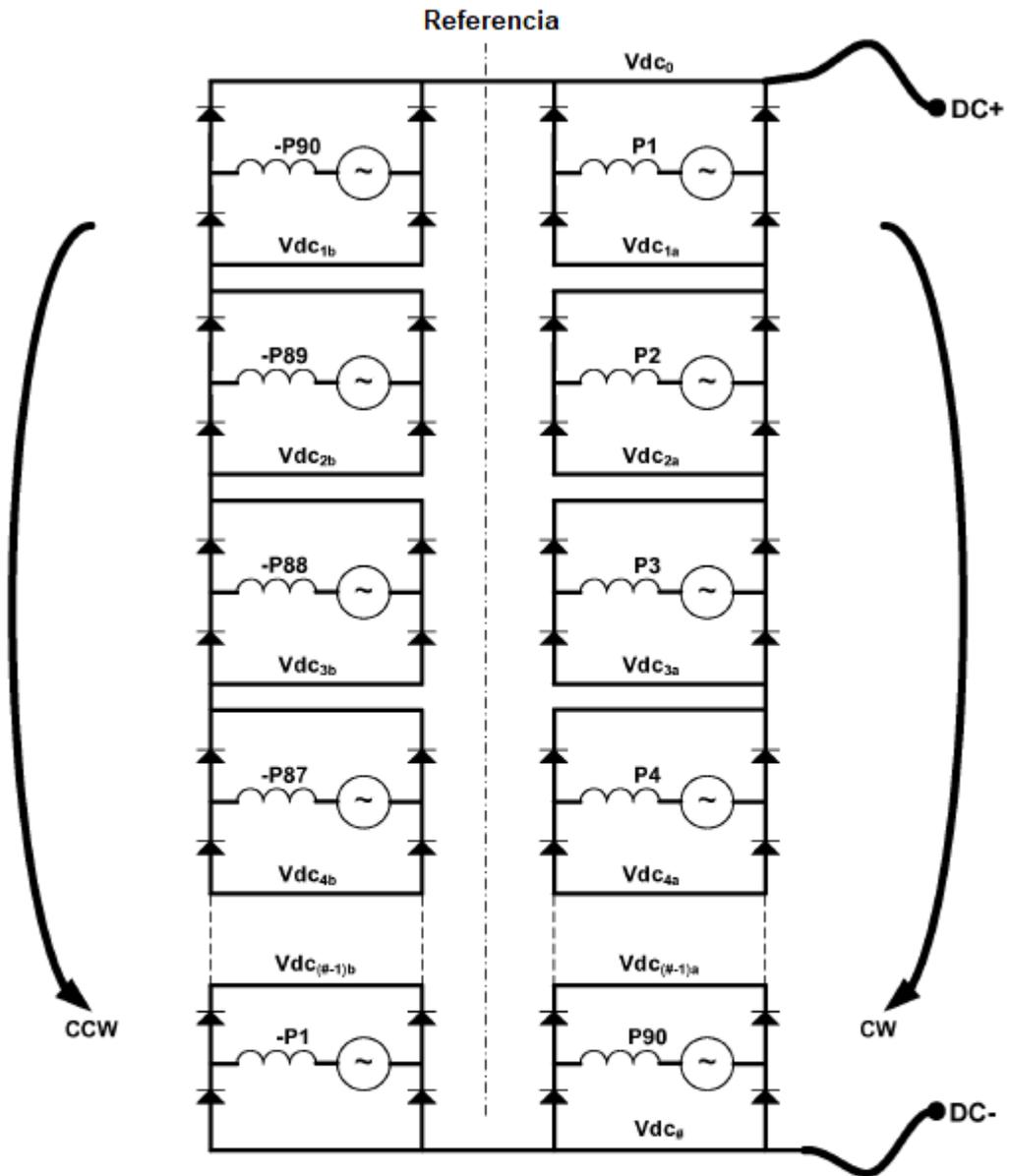


Figura 5

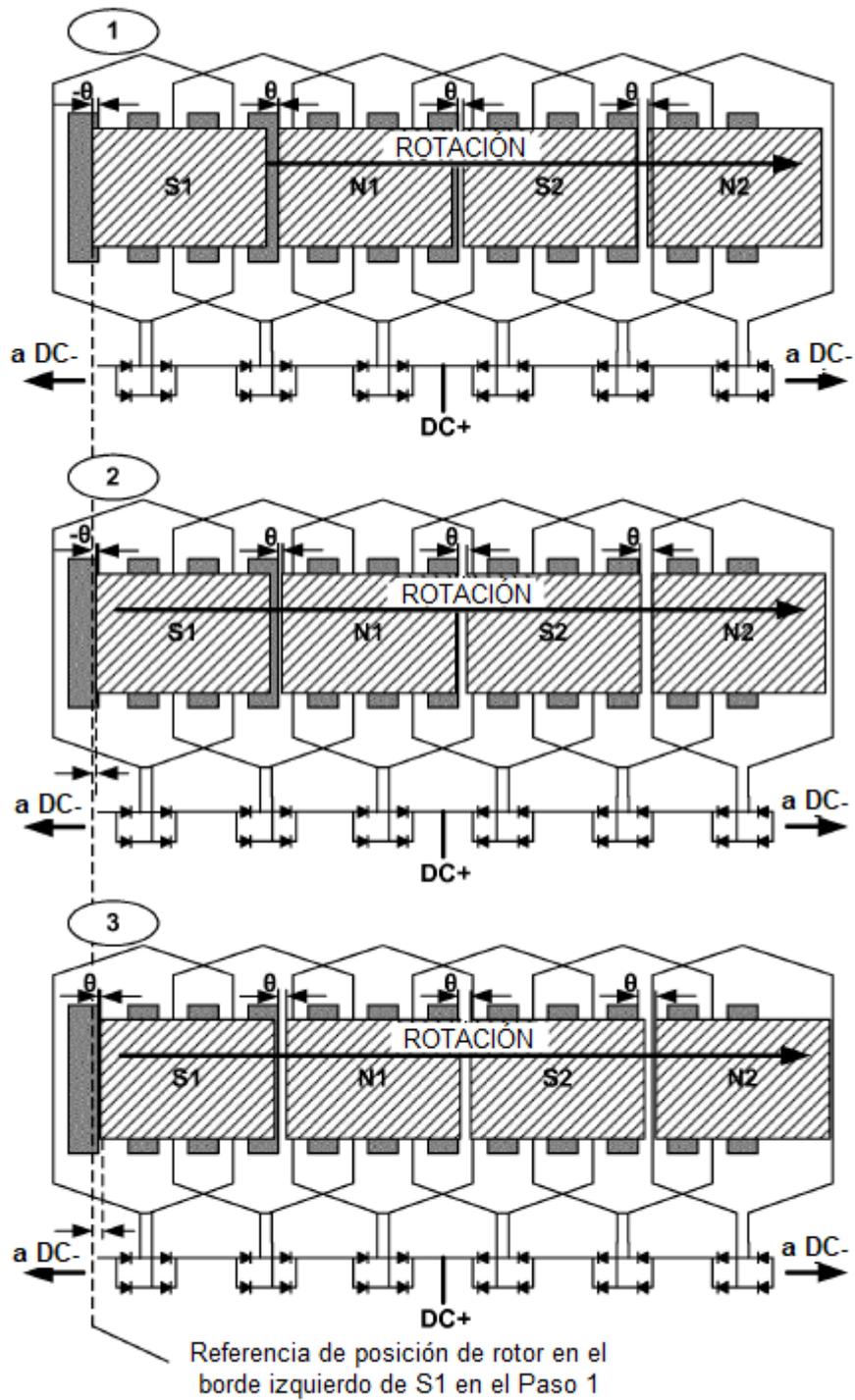


Figura 6

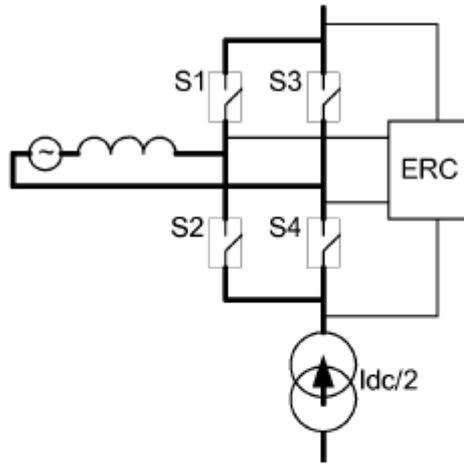


Figura 7

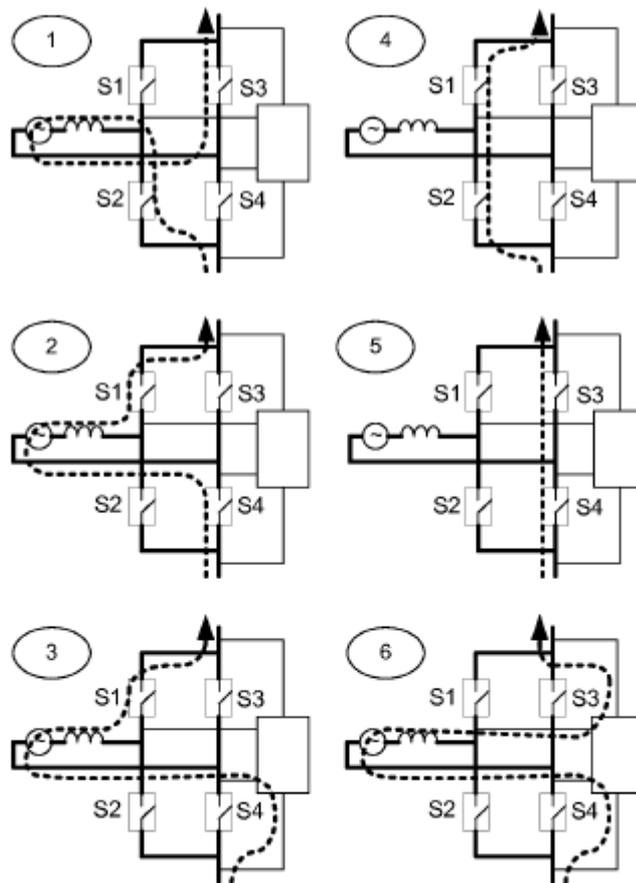


Figura 8

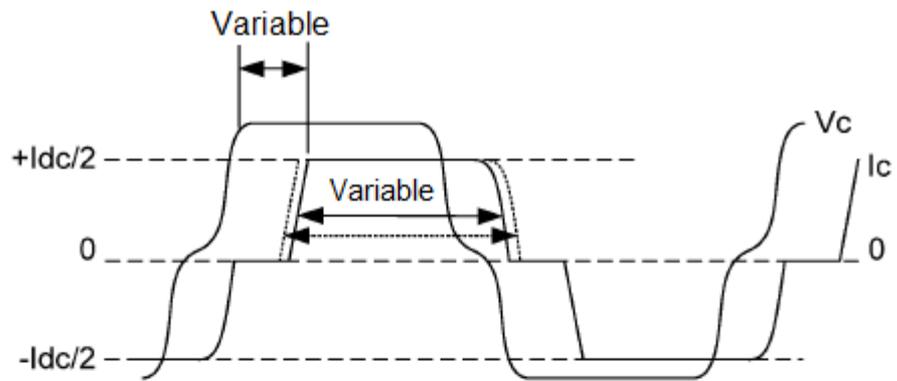


Figura 9

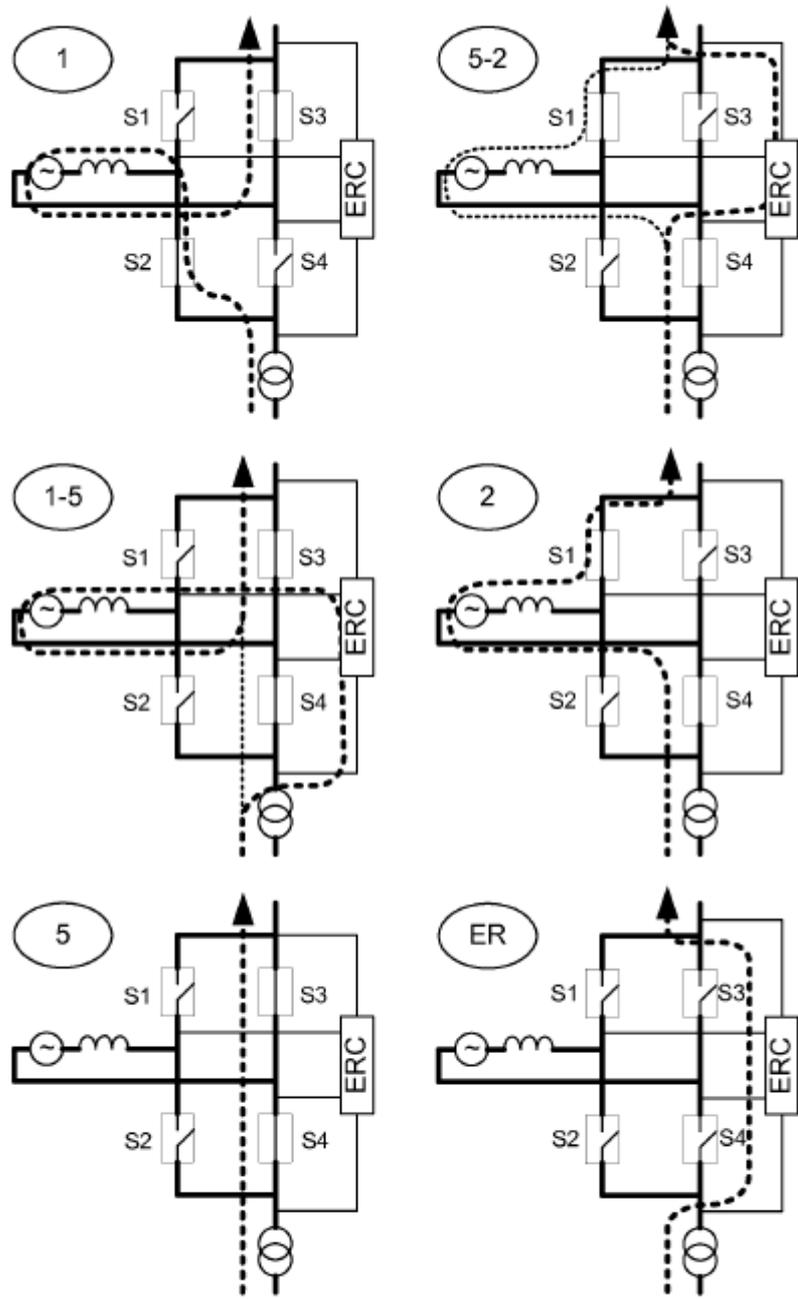


Figura 10

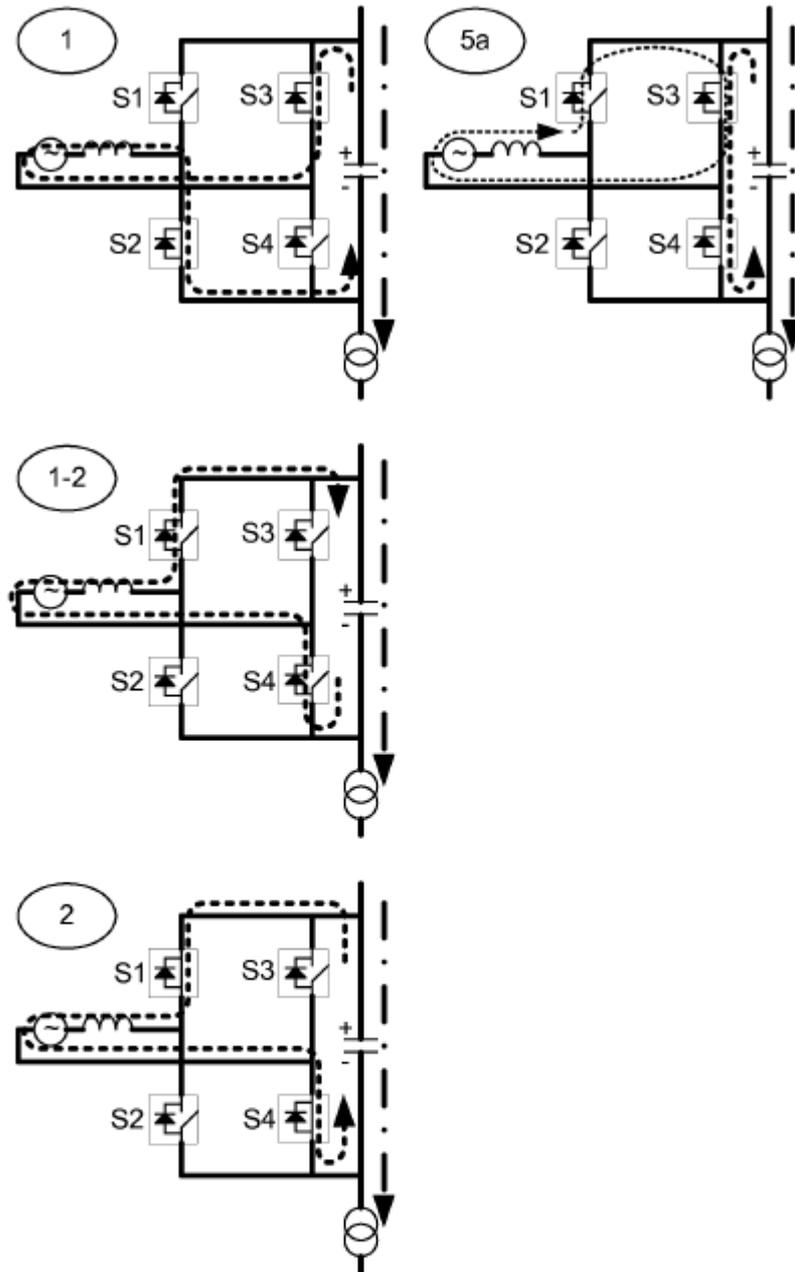


Figura 11

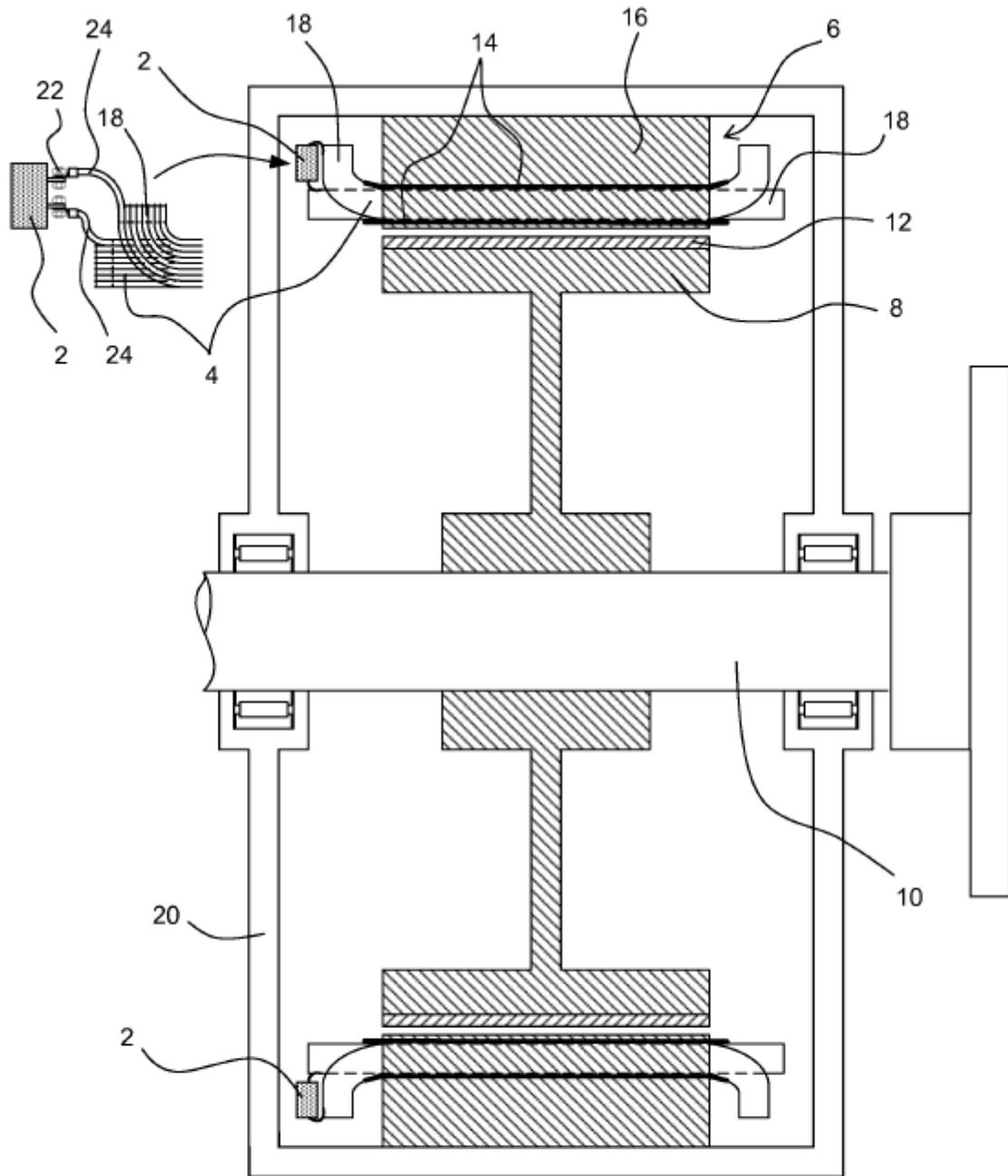


Figura 12

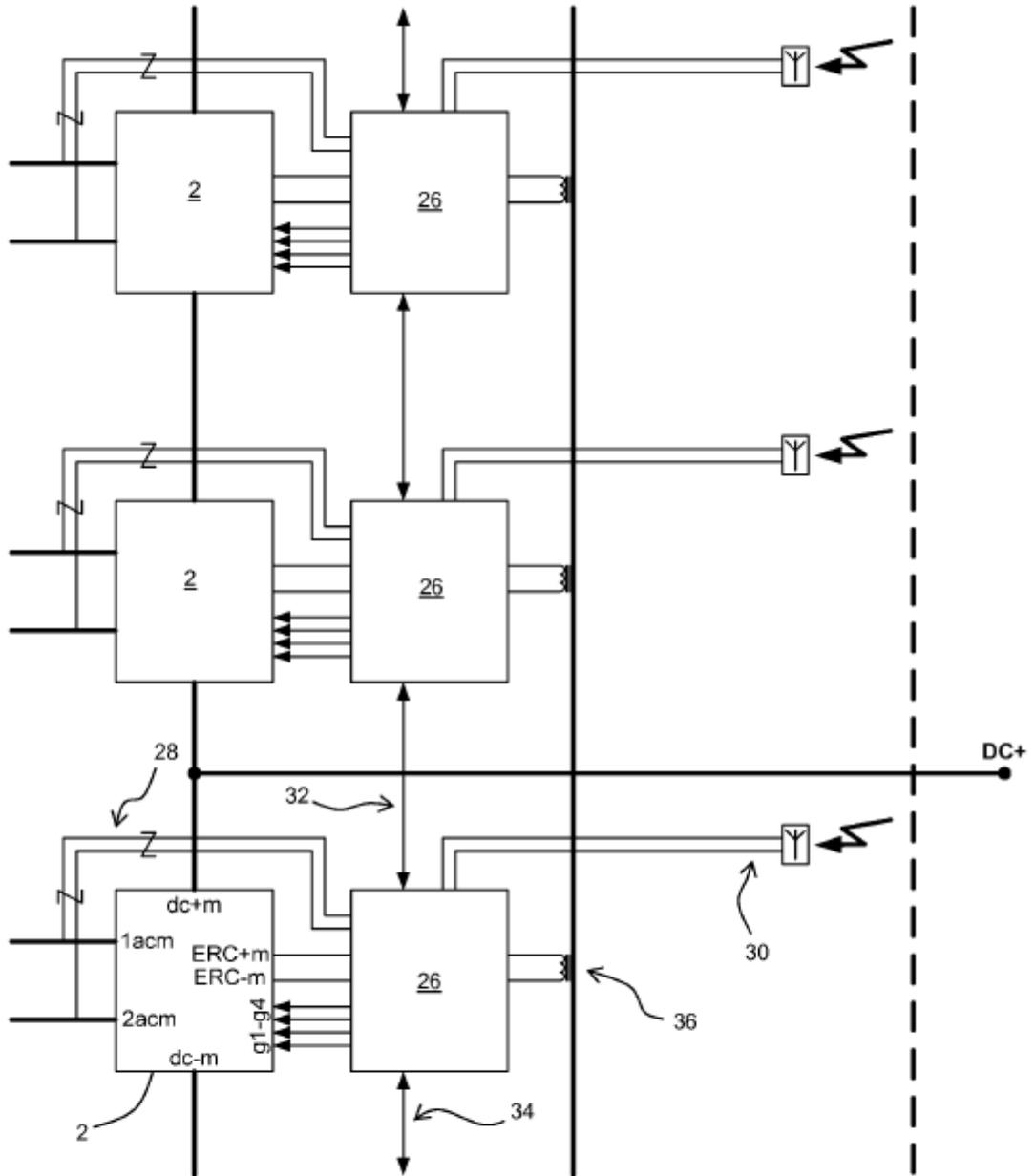


Figura 13

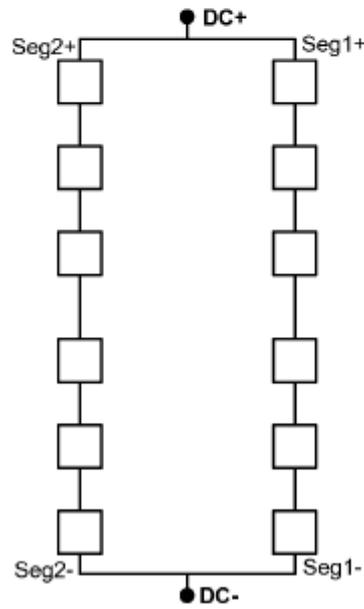
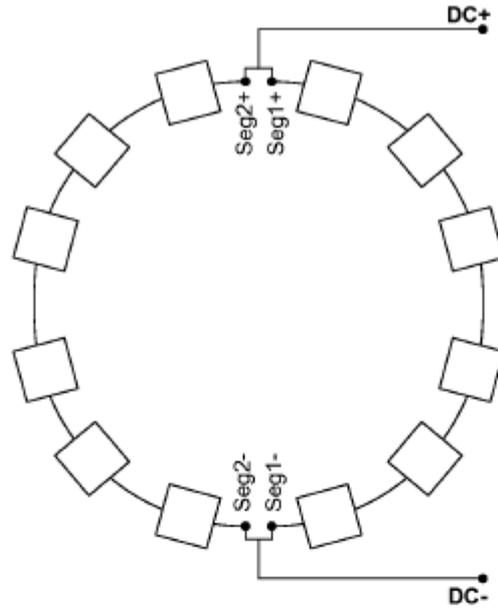


Figura 14A

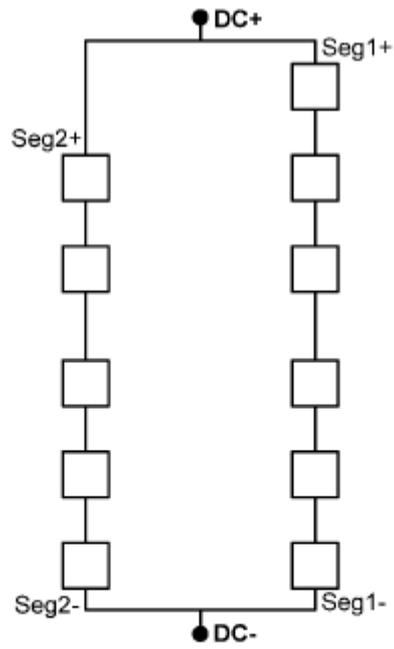
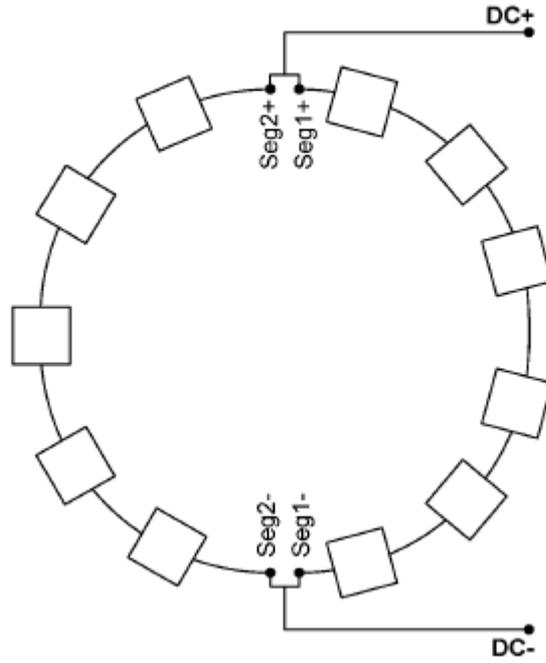


Figura 14B

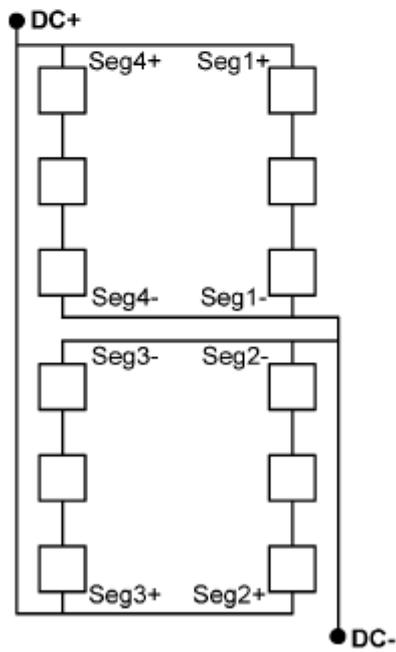
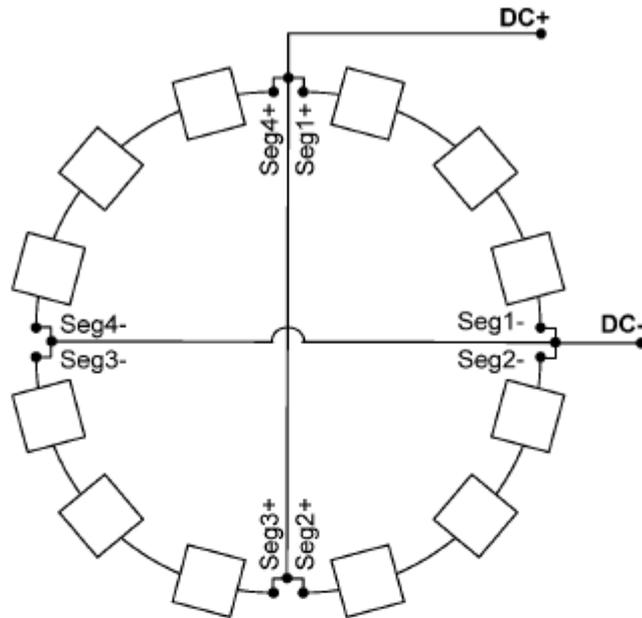


Figura 14C

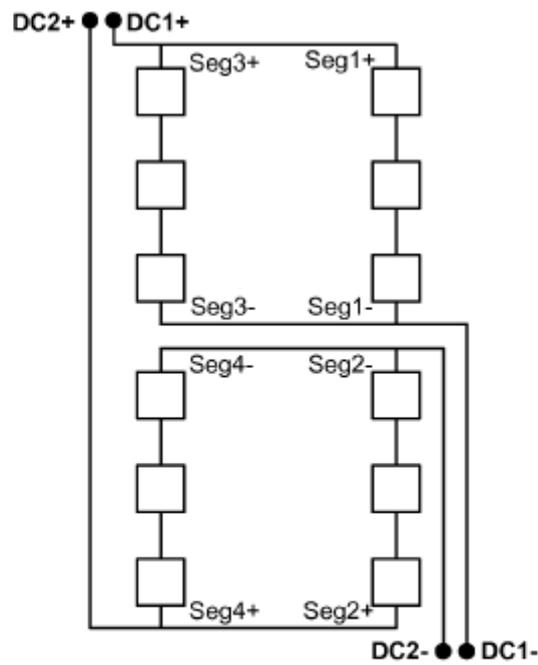
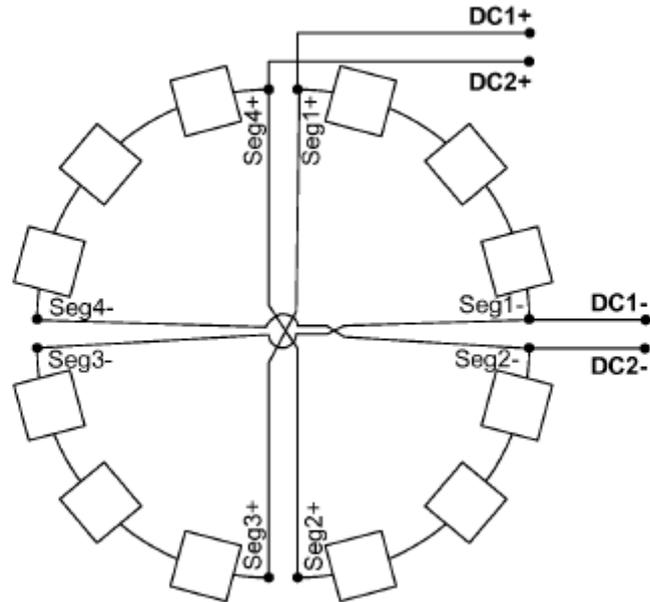


Figura 14D