

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 663 897**

51 Int. Cl.:

H02M 7/483 (2007.01)

H02P 27/14 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **30.03.2012 PCT/EP2012/055890**

87 Fecha y número de publicación internacional: **04.10.2012 WO12131073**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **30.03.2012 E 12715548 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **30.08.2017 EP 2678933**

54 Título: **Método para producir una tensión de salida en un convertidor multinivel modular y método para ejecutar el método**

30 Prioridad:

01.04.2011 DE 102011006631

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

17.04.2018

73 Titular/es:

**SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT (100.0%)
Werner-von-Siemens-Straße 1
80333 München, DE**

72 Inventor/es:

**BAERNKLAU, HANS;
BERNET, STEFFEN;
GENSIOR, ALBRECHT y
WEBER, JENS**

74 Agente/Representante:

CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel

ES 2 663 897 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

Método para producir una tensión de salida en un convertidor multinivel modular y método para ejecutar el método

5 La invención se refiere a un método para generar una tensión de salida de frecuencia variable u_a mediante un convertidor de potencia multinivel modular (M2C), donde el convertidor, mediante la conexión y desconexión de submódulos, genera una corriente alterna de forma aproximadamente sinusoidal mediante escalones de tensión discretos, con una primera frecuencia angular ω_0 , que se encuentra en una frecuencia cero $\omega_{0,min}$ y una segunda frecuencia angular $\omega_{0,max}$ a partir de una frecuencia de entrada U_d .

10 La invención se refiere a un conjunto para ejecutar el método para generar una tensión de salida de frecuencia variable u_a a partir de una tensión de entrada de frecuencia variable U_d mediante un convertidor de potencia multinivel modular (M2C), en el que para generar una tensión de salida están dispuestas ramas que consisten cada una en un circuito serie de una pluralidad de submódulos.

Los convertidores de potencia multinivel pueden generar tensiones en los terminales de salida de bajo contenido armónico, que se acercan mucho a un perfil sinusoidal deseado de la tensión.

15 En la actualidad existen numerosas topologías multinivel ampliamente conocidas como NPC de tres niveles, convertidor-capacitor flotante, convertidor Puente tipo H en cascada como se describe en Bin Wu, "High-Power Converters And AC Drives" John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey, EE.UU., 2006.

20 Una topología relativamente nueva es el convertidor de potencia multinivel modular (M2C, M²LC), como el que se describe en R. Marquardt, A. Lesnicar, J. Hildinger, "Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen", ETG- Fachtagung, Bad Nauheim, 2002 y en R. Marquardt, A. Lesnicar, "New Concept for High Voltage Modular Multilevel Converter", Proc. of IEEE-Power Electronics Specialists Conference (PESC), Aachen, 2004.

En la actualidad estos convertidores son objeto de aplicación e investigación. La característica principal del convertidor M2C es la conexión en serie de varias de celdas, también llamadas submódulos.

25 Para su funcionamiento es necesario que cada una de las celdas cuente con un dispositivo de almacenamiento de energía, como por ejemplo, un capacitor de corriente continua.

En la operación de los convertidores de potencia multinivel de acuerdo con el estado de la técnica, se deben observar las siguientes condiciones.

30 Dado que el dispositivo de almacenamiento de energía no se carga ni descarga mediante una red de cableado externa, como por ejemplo, rectificadores eléctricamente aislados, el perfil temporal de la energía almacenada depende en gran medida del funcionamiento del convertidor y/o de la carga. Por lo tanto, la fluctuación de la energía correspondiente al diseño depende [R. Marquardt, ... "Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen Spannungen", ...] del así llamado "funcionamiento libre de circulación" indirectamente proporcional a la frecuencia fundamental de la corriente de carga.

35 Con las corrientes circulantes se reconocen los componentes de corriente en las ramas del convertidor, que no circulan ni a través del circuito intermedio de CC ni a través de la carga. El "funcionamiento libre de circulación" se caracteriza en que la corriente en las ramas del convertidor solo tiene componentes que circulan en el circuito intermedio de CC y de carga.

40 Por consiguiente, un "funcionamiento libre de circulación" con frecuencias fundamentales "pequeñas" no es posible, o solo lo es con limitaciones. Esto se observa en particular en el funcionamiento de máquinas eléctricas.

En particular, en aplicaciones de motores o generadores se debe realizar un arranque bien rápido de la máquina a la frecuencia de dimensionamiento f_N para reducir la entrada de energía en los capacitores de los submódulos. Por lo tanto, surgen otras limitaciones del campo de aplicación debido a las características del sistema mecánico accionado.

45 La limitación de las frecuencias de trabajo f_0 del convertidor dentro del rango $f_{0,Min} < f_0 < f_{0,Max}$ para las aplicaciones de la máquina significa un arranque „duro“ de la máquina desde punto muerto.

Una posibilidad de realizar un arranque más rápido sería limitar la frecuencia de trabajo del convertidor de 0

$f_{0,Min} \leq f_0 \leq f_{0,Max}^4$. En particular, esto significa el arranque "duro" de una máquina asíncrona desde punto muerto

$$f_{Mech} = \frac{f_{0,Min}}{p} * (1 - s_x)$$

5 Donde p representa el número de par de polos, f_{Mech} la cantidad revoluciones mecánicas de la máquina y s_x el deslizamiento.

Por lo tanto, no es posible el funcionamiento en estado estable en las frecuencias $f_0 < f_{0,Min}$, así como tampoco el frenado por inyección de corriente continua ni el arranque suave desde punto muerto. Debe recordarse que un sistema mecánico corriente abajo no se dañará por posibles sobretensiones de par.

10 Una posibilidad adicional de reducir el desplazamiento de energía consiste en ajustar la amplitud de la corriente de carga en función de la frecuencia f_0 , $I_L = g(f_0)$, para limitar la entrada de energía a los capacitores de los submódulos. Esto da como resultado una reducción del rendimiento del M2C. En funcionamiento esto se traduce en una reducción del par. Para aplicaciones de red esto corresponde a una reducción de la potencia que se transmitirá.

15 Además, cabe destacar la interferencia de la entrada de energía en los capacitores del submódulo mediante componentes de corriente adicionales en el convertidor, que no circulan a través del circuito de CC o de carga. Las consecuencias frecuentes de esta interferencia son pérdidas adicionales de conducción y de conmutación en los elementos semiconductores, pérdidas adicionales dentro del convertidor en los resistores óhmicos, incrementos en el área de silicio de los componentes semiconductores y reducción de la eficiencia.

20 Bajo la influencia de la entrada de energía en los capacitores de los submódulos se produce una diferencia entre la suma de tensión del terminal de los submódulos por encima de los terminales de conexión de la carga o la red y la suma de la tensión del terminal de los submódulos siguientes. Esta variación supone una modulación de la tensión de modo común.

25 Esta medida no está disponible en todos los sistemas. Si fuera posible, la modulación de la oscilación promedio de la tensión a menudo está limitada por los requisitos técnicos de la aplicación. Ejemplos de esto son los requisitos de aislamiento. Mediante la modulación de la regulación por variación de tensión promedio del submódulo se produce un cambio en la pérdida por conmutación.

30 Por combinaciones adecuadas de la interferencia de la entrada de energía por corrientes en circulación y la variación de la tensión de modo común también es posible el funcionamiento del convertidor de potencia según [Korn, Winkelkemper, "Low output frequ..."] con $f_0 \ll f_N$. En particular, también es posible el funcionamiento con $f_0 = 0$ Hz.

Las explicaciones pertinentes se pueden encontrar en A. J. Korn, M. Winkelkemper, y P. Steimer, "Low output frequency operation of the modular multi-level converter", en Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, Sept. 2010, pp. 3993-3997.

35 Otra posibilidad es el diseño de los capacitores del submódulo a una frecuencia mínima de funcionamiento continuo $f_{0, min}$. Un sobredimensionamiento respecto de la frecuencia nominal f_N aumenta el costo. Además, la energía almacenada adicional en el convertidor aumenta el esfuerzo para cumplir con los requisitos de seguridad.

En resumen:

40 • El funcionamiento de convertidor multinivel modular (M2C) para $f_0 < f_N$ a la corriente nominal del convertidor provoca un esfuerzo creciente en los capacitores y/o los semiconductores de potencia y/o requisitos adicionales respecto de la carga, por ejemplo, con respecto al aislamiento del punto neutro de una máquina.

45 • El funcionamiento con $f_0 < f_N$ con corriente reducida limita considerablemente las características del convertidor, de modo que las áreas de aplicación potenciales se reducen drásticamente. De modo que, por ejemplo, una unidad de 4 cuadrantes, en el que el rango para el par motor de la máquina se requiere $M = M_N$, no es posible.

La invención tiene por finalidad proporcionar un método para producir una tensión de salida y un conjunto para

realizar el método, y reducir así los costos del capacitor y semiconductor y los costos asociados para una corriente de carga dada, simplificar el control y los requisitos de regulación para el área de funcionamiento de $\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$ y reducir la pérdida del convertidor de potencia.

5 También se trata del aprovechamiento de áreas de aplicación adicionales del convertidor, por ejemplo, para el funcionamiento continuo con bajas frecuencias o para el funcionamiento de una máquina eléctrica con par motor constante en un amplio intervalo de velocidades sin las características antes mencionadas.

De acuerdo con la invención, este objetivo se logra con un método del tipo mencionado, en el que la tensión de entrada U_d en dependencia de la frecuencia angular ω_0 cuyo valor pertenece al intervalo definido por una frecuencia angular ω_1 , que es mayor o igual que la frecuencia cero $\omega_{0,min}$ y una frecuencia angular ω_2 , que para reducir para reducir la carga de un capacitor en el convertidor, es controlada o regulada, de manera que aumente al aumentar la frecuencia.

10

En este sentido es $\omega = 2\pi f$, en particular, $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Ésta es la frecuencia angular ω_0 , que forma la componente fundamental o la frecuencia de trabajo del convertidor de potencia, en el intervalo entre el límite inferior del intervalo de frecuencias $\omega_{0,min}$ y la segunda frecuencia angular $\omega_{0,max}$, que marca el límite superior del intervalo de frecuencias.

15

Se debe considerar el valor absoluto de la frecuencia angular.

La frecuencia mínima $\omega_{0,min}$ representa por consiguiente la frecuencia más pequeña realizable del convertidor de potencia en funcionamiento cuyo valor es mayor o igual que 0.

$$0 \leq \omega_{0,min} \leq \omega_0 \leq \omega_{0,max}$$

20 En el caso del control o la regulación de la tensión de CC U_d en el punto de conexión del convertidor de potencia en función de la frecuencia angular de la componente fundamental ω_0 dicho control o regulación se logra entre la frecuencia mínima inferior ω_1 y la segunda frecuencia angular ω_2 .

$$\omega_1 \leq \omega_0 \leq \omega_2$$

De acuerdo con la presente invención se prevé una variación de la tensión de CC U_d en el circuito intermedio de tensión continua ω_0 en función de la frecuencia angular fundamental ω_0 de la frecuencia fundamental f_0 del convertidor teniendo en cuenta la amplitud de la corriente de carga \hat{I}_L y/o la tensión del terminal. Por medio de esta variación de la tensión de CC U_d la entrada energía influirá en los capacitores de los submódulos de M2C de acuerdo con la presente invención.

25

Una modulación adicional de la tensión de modo común y un desplazamiento de la energía mediante componentes de corriente adicionales son posibles adicionalmente. La variación de la tensión de CC U_d en el circuito intermedio determina una conmutación que puede proporcionar una tensión U_d variable. Una selección de tales circuitos se da a continuación en la forma de realización ejemplificativa.

30

La invención se refiere además a un método para generar una tensión U_d en el circuito intermedio de CC a partir de una tensión de entrada de frecuencia variable u_a mediante el convertidor de potencia multinivel modular (M2C).

35

En una forma de realización de la invención se prevé que la conexión y desconexión de al menos un submódulo se realice por etapas.

En otra forma de realización de la invención se prevé que la conexión y desconexión de al menos un submódulo estén controladas por modulación por ancho de pulsos (PWM)

40 Una forma de control del submódulo consiste en controlar uno o más módulos mediante señales de control PWN (modulación por ancho de pulsos).

En otra forma de realización de la presente invención se prevé que la tensión U_d aumente monótonamente en función de la frecuencia angular ω_0 .

En una forma de realización en particular de la invención se prevé que la tensión U_d aumente, en función de la frecuencia angular ω_0 , al menos en un intervalo lineal.

En una forma de realización en particular de la invención se prevé que la tensión de entrada U_d aumente, en función de la frecuencia angular ω_0 , al menos en un intervalo no lineal.

- 5 De acuerdo con la presente invención el perfil de tensión U_d aumenta monótonamente como una función de la frecuencia angular ω_0 . Por lo tanto, no es obligatorio que exista una dependencia lineal entre U_d y ω_0 , la tensión U_d mantiene su valor o bien lo aumenta como una función de ω_0 .

El perfil de tensión también puede tener un aumento lineal en al menos un intervalo para ser considerado.

- 10 En una variante de la forma de realización de la invención se prevé que la tensión de entrada U_d esté regulada o controlada con una dependencia adicional de un corriente de carga y/o una tensión de un terminal o de una tensión de carga del M2C y/o del par motor de una máquina controlada por la tensión de salida u_a

Además de la dependencia de la tensión de entrada U_d de la frecuencia angular puede haber otras dependencias, como por ejemplo, de la corriente de carga o de una tensión de un terminal de una máquina controlante.

- 15 También existe la posibilidad de considerar un par motor requerido por la máquina cuando se genera la tensión U_d .

En una variante de la invención se prevé que la tensión de entrada U_d sea controlada con una dependencia adicional de una modulación de la tensión de modo común de la carga.

- 20 En otra forma de realización de la invención se provee que la tensión de entrada U_d sea controlada con una dependencia adicional del desplazamiento de energía entre el almacenamiento de energía del convertidor de potencia con con componentes adicionales de corriente en las corrientes de la rama del convertidor de energía

La tensión en el circuito intermedio de CC U_d también se conoce como tensión de entrada.

- 25 De acuerdo con la invención, este objeto se logra en una disposición del tipo mencionado, en la que, a fin de reducir el esfuerzo del capacitor en el convertidor de potencia, los medios para variar la tensión de entrada U_d están conectados corriente arriba del convertidor de potencia del lado de entrada.

Esta variación de la tensión de entrada U_d puede tener lugar porque uno o más medios para variar la tensión de entrada o la tensión del circuito intermedio de CC U_d están conectados corriente arriba del convertidor en el lado de entrada.

- 30 En una forma de realización de la invención se prevé que el medio para variar la tensión de entrada U_d consista en un transformador variable y un rectificador.

Una de las formas más sencillas consisten en utilizar un diodo rectificador. Otra posibilidad consiste en utilizar dos M2C2 u otro convertidor de potencia con circuito intermedio de tensión u otro convertidor de potencia con circuito intermedio. Estos se comportan como rectificadores o convertidores.

- 35 En otra forma de realización se prevé que el medio para variar la tensión de entrada U_d consista en un convertidor de potencia con circuito intermedio de tensión.

En una forma de realización de la invención en particular se prevé que los medios para variar la tensión de entrada U_d consistan en un convertidor de potencia del lado de la red y un convertidor CC/CC.

En una forma de realización adicional de la invención se prevé que el medio para variar la tensión de entrada U_d consista en un convertidor de potencia con circuito intermedio de tensión.

- 40 En otra forma de realización de la invención se prevé que el convertidor de potencia con circuito intermedio de tensión consista en un convertidor de dos niveles, un convertidor con enclavamiento al punto neutro (NPC) de tres niveles, un capacitor flotante de tres niveles o un convertidor de fuente de tensión de capacitor flotante multinivel o un convertidor multinivel o un convertidor multinivel con enclavamiento al punto neutro activo (ANPC).

Las siguientes son algunas referencias de la literatura técnica del arte:

- Bin Wu, "High-Power Converters And AC Drives", John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2006
- M. Hagiwara, H. Akagi, "PWM control and experiment of modular multilevel converters", Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2008, PESC 2008, IEEE, página 154-161
- 5 • R. Marquardt, A. Lesnicar, J. Hildinger, "Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen", ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 2002
- R. Marquardt, A. Lesnicar, "New Concept for High Voltage - Modular Multilevel Converter", Proc. of IEEE-Power Electronics Specialists Conference (PESC), Aachen, 2004
- 10 • A. J. Korn, M. Winkelkemper, and P. Steimer, "Low output frequency operation of the modular multi-level converter", in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, Sept. 2010, pp. 3993-3997.

La invención se explicará con más detalle en referencia a una forma realización de ejemplo. Las figuras adjuntas muestran lo siguiente.

En la Figura 1 se muestra una realización de un circuito de un submódulo de un M2C del estado de la técnica,

- 15 En la Figura 2 se muestra un posible diseño de circuito de un M2C con N submódulos por rama del estado de la técnica.

En la Figura 3a se representa la dependencia principal de la tensión U_d de ω_0 ,

La Figura 3b representa la dependencia principal de la tensión U_{LN} de ω_0 ,

- 20 En la Figura 4 se muestra una conexión de ejemplo para la variación de la tensión U_d . (Carga: motor/generador (máquina asíncrona/máquina síncrona...)/Red de corriente trifásica) - Combinación de circuito de transformador (posiblemente por etapas) ajustable, diodo rectificador y M2C

La Figura 5 se muestra una conexión de ejemplo adicional para la variación de la tensión U_d con una combinación de circuitos de CSR (rectificador de fuente de corriente) y M2C,

- 25 En la Figura 6 se muestra un tercer circuito de ejemplo para la variación de la tensión U_d con una combinación de circuitos compuesta por un NSR de convertidor de potencia de lado de la red, un convertidor CC/CC y un M2C y

En la Figura 7 se muestra una representación esquemática de la tensión de salida del convertidor (línea de tensión de neutro) que depende de la tensión U_d ; sin modulación PWN del submódulo

- 30 Para el M2C se describen varios métodos de control y regulación, como por ejemplo, los mencionados en M. Hagiwara, H. Akagi, "PWM control and experiment of modular multilevel converters", Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2008, PESC 2008, IEEE, páginas 154-161, conocidos por tener un efecto sobre las fluctuaciones de energía en los capacitores del submódulo. Además de los métodos de control o regulación implementados, el modo de funcionamiento del convertidor de potencia tiene un efecto decisivo en la fluctuación de la energía. Por esta razón, las dependencias esenciales de las fluctuaciones de energía se explican a modo
- 35 de ejemplo para un método y se muestra la influencia de la tensión U_d

La construcción de una celda dispuesta en un circuito serie o de un denominado submódulo de un M2C se muestra en la Figura 1, en la que también son posibles otras variantes de circuito.

- 40 La Figura 2 muestra la configuración del circuito de un M2C, por ejemplo para generar un sistema de tensión trifásica en los terminales U, V, W. Las declaraciones, sin embargo, se aplican a cualquier número de fases $m, m \in \{1,2,3,\dots\}$. Las ramificaciones de estrangulación L_z son importantes para el funcionamiento a fin de evitar un balance de energía de los submódulos del convertidor en el momento de conectar una celda. En este caso, los estranguladores de rama de una fase (U, V, W) pueden acoplarse magnéticamente. Las posibles resistencias no se muestran en la Figura 2. La tensión U_d se proporciona, por ejemplo, mediante un convertidor en el lado red (PFE o AFE) y puede regularizarse mediante capacitores en el circuito intermedio de CC.

Las combinaciones conocidas de M2C son

- M2C con puente de diodos (PFE)
- M2C con M2C (AFE)
- M2C con 3L-NPC-VSC como AFE,

5 también son posibles otras variantes. Las siguientes características son particularmente ventajosas para el circuito del M2C

- Mayor disponibilidad a través de redundancia
- Estructura estrictamente modular
- 10 • Tensión de salida de bajo contenido armónico; la calidad de la tensión de salida se puede aumentar mediante el número de submódulos
- Fácil adaptación a diferentes potencias y tensiones
- Control de fallas de la red de energía a corto plazo
- Inicio seguro desde el estado sin tensión ("black start")
- Aplicaciones de red: posible operación fuera de red
- 15 • Aplicaciones de red: poca o ninguna demanda de filtros
- Aplicaciones en máquinas: posibles tipos de máquinas Bel. (asíncronas-, sincrónicas,...)
- Aplicaciones sin filtro con motores estándar
- Posibilidad de configuraciones de bus de CC
- Posibilidad de transformador estándar o sin transformador.

20 A continuación se resumen las principales desventajas del circuito:

- Alta demanda de almacenamiento de energía capacitiva
- Alta demanda para control y / o regulación
- Dependencia de la fluctuación de energía en el almacenamiento de energía de la corriente de carga y frecuencia fundamental f_0 de la carga, así como también en el tipo de operación del convertidor de frecuencia
- 25 • A frecuencias de salida bajas
- Mayor demanda de capacitores
- Posible aumento de la tensión de punto neutro
- Posible componente de corriente adicional en la corriente de rama (aumento de pérdidas)
- Gran distorsión de la tensión de salida.

30 Una desventaja conocida del arte previo en la llamada operación libre de corriente circular es que en el M2C la fluctuación de energía en los capacitores de los submódulos depende de la amplitud \hat{I}_L y de la

frecuencia fundamental f_0 de la corriente de carga

Sin medidas adecuadas adicionales, con $\hat{I}_L = \text{constante}$, $U_d = \text{constante}$ es de esperarse un incremento de la

fluctuación de energía en los capacitores del submódulo si se reduce la frecuencia fundamental f_0 .

Este problema técnico es resuelto por la invención.

5 A continuación, se hacen consideraciones muy simplificadas acerca del M2C. Para describir el comportamiento de operación real, estas son incompletas, pero sin embargo son suficientes para el núcleo de la divulgación de la invención. El objetivo de las formas de realización es mostrar la influencia de la tensión variable U_d en un ejemplo de un tipo de operación.

10 Se asume que el convertidor tiene un diseño simétrico, en donde los componentes asociados tales como las reactancias de rama L_z o los submódulos (SM) tienen parámetros idénticos. El diseño del convertidor con N submódulos por rama se representa en la Figura 2. En el modelo usado, las reactancias de rama de una fase no están acopladas magnéticamente. Las argumentaciones con respecto a fluctuaciones de energía en un M2C con reactancias de rama acopladas magnéticamente son similares y por lo tanto no se proveen por separado.

15 En la literatura se conocen varios métodos para la regulación de un M2C. Para esta descripción no se hace referencia a ninguno de ellos. Son suficientes algunas simples consideraciones físicas para el funcionamiento en estado estacionario. Estas solo se relacionan con la frecuencia fundamental. La modulación de los submódulos no tiene influencia sobre la tensión de modo común, además no se registran componentes adicionales de la corriente de rama. Por otra parte las caídas de tensión en las reactancias de rama L_z son despreciables.

20 El tipo de operación considerada es la operación simétrica en estado estacionario. Esta se caracteriza porque las 6 ramas deben realizar similares sumas de tensión de los módulos, las cuales sin embargo tienen un desplazamiento temporal. Para la operación simétrica del convertidor, los módulos superior e inferior de una fase deben producir cada uno la tensión

$$u_{dSM} = \frac{u_d}{2N} \quad 1$$

25 en las terminales en promedio a lo largo del tiempo. Para la generación de un campo rotante en las terminales U, V, W se necesita además una modulación sinusoidal de la forma

$$u_{SenSM} = \pm \frac{\hat{U}_{LN}}{N} \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_x)$$

Por lo tanto, las tensiones a producirse en las terminales de los submódulos siguen la forma

$$\begin{aligned} u_{K1,1} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} - \hat{U}_{LN} \text{sen}(\omega_0 t + \varphi_u) \right) \\ u_{K1,2} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} + \hat{U}_{LN} \text{sen}(\omega_0 t + \varphi_u) \right) \\ u_{K1,3} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} - \hat{U}_{LN} \text{sen}(\omega_0 t + \varphi_u - \frac{2}{3}\pi) \right) \\ u_{K1,4} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} + \hat{U}_{LN} \text{sen}(\omega_0 t + \varphi_u - \frac{2}{3}\pi) \right) \\ u_{K1,5} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} - \hat{U}_{LN} \text{sen}(\omega_0 t + \varphi_u + \frac{2}{3}\pi) \right) \\ u_{K1,6} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} + \hat{U}_{LN} \text{sen}(\omega_0 t + \varphi_u + \frac{2}{3}\pi) \right) \end{aligned}$$

3 a 8

30 en donde las caídas de tensión en las reactancias de rama y los resistores eventualmente existentes son despreciables.

Si se considera una carga en las terminales U, V, W, la misma produce corrientes sinusoidales

$$i_{L1} = \hat{I}_L \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_{iL})$$

$$i_{L2} = \hat{I}_L \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_{iL} - \frac{2}{3}\pi)$$

$$i_{L3} = \hat{I}_L \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_{iL} + \frac{2}{3}\pi)$$

9

La distribución de las corrientes de carga en las ramas 1 a 6 se asume como uniforme. Para las corrientes en las ramas entonces sigue que

$$i_{z1} = \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}i_{L1}$$

$$i_{z2} = \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}i_{L1}$$

$$i_{z3} = \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}i_{L2}$$

$$i_{z4} = \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}i_{L2}$$

$$i_{z5} = \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}i_{L3}$$

$$i_{z6} = \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}i_{L3}$$

10 a 15

- 5 En donde i_d es la corriente en el puerto de CC. Debido al funcionamiento en estado estacionario si $\frac{di_d}{dt} = 0$ para la caída de tensión a través de las reactancias L_d entonces $u_{Ld} = 0$.

También, en las aplicaciones prácticas la caída de tensión en los resistores R_d con frecuencia se puede despreciar, de forma que en adelante se asume que $u_d = U_d$.

- 10 En un promedio en el tiempo, en cada uno de los j submódulos de una rama i , ($i \in \{1,2,\dots,6\}$, $j \in \{1, 2,\dots, N\}$) se implementa la potencia

$$p_{SM,ij} = u_{KL,ij} i_{SM,i} = u_{KL,ij} i_{zi} \quad 16$$

Las siguientes consideraciones se relacionan con los módulos de la rama 1, pero se aplican de forma similar para los módulos de las restantes ramas 2 y 3. En los módulos de la rama 1 se implementan las potencias

$$p_{SM,1j} = \frac{1}{N} \left(\frac{1}{6} U_d i_d - \frac{1}{4} \hat{U}_{LN} \hat{I}_L \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) - \frac{1}{3} \hat{U}_{LN} i_d \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_U) \right. \\ \left. + \frac{1}{4} U_d \hat{I}_L \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_{iL}) + \frac{1}{4} \hat{U}_{LN} \hat{I}_L \cos(2\omega_0 t + \varphi_U + \varphi_{iL}) \right) \quad \dots \dots \dots$$

17

- 15 Para que la energía permanezca constante a lo largo de un periodo en el dispositivo de almacenamiento de energía del submódulo, se debe aplicar

$$i_d = \frac{3 \hat{U}_{LN}}{2 U_d} \hat{I}_L \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) \quad 18$$

En estas condiciones la Ecuación 17 se hace

$$p_{SM,1j} = \frac{\hat{I}_L}{4N} \left(-2 \frac{\hat{U}_{LN}^2}{U_d} \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_U) + U_d \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_{iL}) + \hat{U}_{LN} \cos(2\omega_0 t + \varphi_U + \varphi_{iL}) \right) \quad 19$$

5 Para simplificar aún más la discusión, se asume una carga inductiva, o sea $\varphi_U = \varphi_{iL} + \frac{\pi}{2}$, pero las conclusiones siguientes también se aplican a las situaciones de carga general.

El ángulo de la corriente j_{iL} se configura a $j_{iL} = 0$. Por lo tanto, a la Ecuación 19 le sigue

$$p_{SM,1j} = \frac{\hat{I}_L}{4N} \left(U_d \text{Sen}(\omega_0 t) - \hat{U}_{LN} \text{Sen}(2\omega_0 t) \right) \quad 20$$

10 El contexto describe la entrada de energía periódica en un submódulo. Esta es directamente proporcional a la corriente de carga \hat{I}_L y conduce a un cambio periódico del contenido de energía en el dispositivo de almacenamiento de energía del submódulo. El contenido de energía se puede determinar a través de la integración de la Ecuación 20,

$$W_{SM,1j} = -\frac{U_d \hat{I}_L}{4N\omega_0} \left(\cos(\omega_0 t) - \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_{LN}}{U_d} \cos(2\omega_0 t) \right) + W_{ij0} \quad 21$$

15 con la energía media almacenada W_{ij0} en el régimen de trabajo estacionario. El componente dependiente del tiempo del contenido de energía es directamente proporcional a la corriente de carga e indirectamente proporcional a la frecuencia angular ω_0 .

En el caso especial de que $\hat{U}_{LN} \ll \frac{U_d}{2}$ la Ecuación 21 se puede simplificar a

$$W_{SM,1j} \approx -\frac{U_d \hat{I}_L}{4N\omega_0} \cos(\omega_0 t) + W_{ij0} \quad 22$$

20 En este caso la amplitud del cambio de la energía es directamente proporcional a la tensión U_d . Esto hace que la tensión U_d no sea constante, sino variable. Con ello, U_d no puede ser variada en forma arbitraria. Debido al diseño del M2C la tensión máxima alcanzable de fase a neutro sin influir sobre la tensión de modo común mediante la modulación, se limita a

$$0 \leq |\hat{U}_{LN}| \leq \frac{1}{2} U_d \quad 23$$

Esta ecuación también se puede interpretar de forma diferente. Para la tensión requerida \hat{U}_{LN} se debe aplicar

$$U_d \geq 2\hat{U}_{LN} \quad 24$$

5 Ha de notarse que mediante la variación de la tensión U_d , se puede controlar en forma adecuada la fluctuación de energía en los dispositivos de almacenamiento de energía. Además de la reducción de la corriente \hat{I}_L , esto representa por lo tanto una posibilidad adicional para limitar la fluctuación de energía en los dispositivos de almacenamiento de energía a una frecuencia angular variable ω_0 . Sin embargo, en especial en las aplicaciones en máquinas, la reducción de la corriente \hat{I}_L debido al reducido torque es posible solo en forma limitada.

De acuerdo a la invención, la tensión U_d se hace variable de acuerdo a $U_d = U_d(\omega_0)$. Mediante la adecuada elección de $U_d(\omega_0)$, se puede controlar correspondientemente la fluctuación de energía en los módulos de la aplicación.

La estrategia considerada es una dependencia lineal de la tensión de CC con la frecuencia angular ω_0

$$10 \quad U_d(\omega_0) = U_{d,n} \frac{\omega_0}{\omega_N} \quad 25$$

en donde también son posibles otras estrategias. Esta relación lineal no es posible de realizar en la práctica para frecuencias angular ω_0 arbitrarias, por lo tanto como rango de validez se debe considerar

$$\text{para } \omega_2 = \omega_N \quad \omega_1 < \omega_0 < \omega_2 \quad 26$$

15 Las relaciones se representan en la Figura 3a. Como carga sobre las terminales U, V, W se considera un motor. Para simplificar las consideraciones, se asume un control Uf de la máquina. La dependencia de la tensión de punto neutro conductora se puede describir aproximadamente mediante

$$\hat{U}_{LN}(\omega_0) = \hat{U}_{LN,n} \frac{\omega_0}{\omega_N} \quad 27$$

El perfil se representa en la Figura 3b. Para determinar la fluctuación de energía en los acumuladores de energía de los submódulos de la rama 1, es necesaria la integración de la Ecuación 19

$$20 \quad w_{SM,1j} = \frac{U_d \hat{I}_L}{4N\omega_0} \left(-\cos(\omega_0 t + \varphi_{iL}) + \frac{1}{4} \hat{u}_{LN} \text{Sen}(2\omega_0 t + \varphi_U + \varphi_{iL}) \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \hat{u}_{LN}^2 \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) \cos(\omega_0 t + \varphi_U) \right) + W_{ij0}, \quad 28$$

en donde la amplitud \hat{U}_{LN} se expresa mediante la cantidad relacionada \hat{u}_{LN}

$$\hat{u}_{LN} = 2 \frac{\hat{U}_{LN}}{U_d} \quad 29$$

La sustitución de la Ecuación 25 y 27 en la Ecuación 28 da

$$25 \quad w_{SM,1j} = \frac{U_{d,n} \hat{I}_L}{4N\omega_N} \left(-\cos(\omega_0 t + \varphi_{iL}) + \frac{1}{4} \hat{u}_{LN,n} \text{Sen}(2\omega_0 t + \varphi_U + \varphi_{iL}) \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \hat{u}_{LN,n}^2 \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) \cos(\omega_0 t + \varphi_U) \right) + W_{ij0}, \quad 30$$

con

$$\hat{u}_{LN,n} = 2 \frac{\hat{U}_{LN,n}}{U_{d,n}}.$$

Por lo tanto, la amplitud de la fluctuación de energía en los submódulos para frecuencias angulares ω_0

$$\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$$

a \hat{I}_L , j_U , j_{iL} es constante independientemente de la frecuencia angular ω_0 .

5 A continuación se presentan ejemplos de circuitos para la variación de la tensión U_d . En las consideraciones anteriores se describió el efecto de una tensión variable U_d . En las Figuras 4, 5 y 6 se representan a modo de ejemplo algunos principios de circuitos que permiten una tensión variable U_d . No hay ninguna reivindicación de completitud. No tiene lugar una discusión de las ventajas/ desventajas de las posibilidades de realización.

Si la tensión U_d se provee mediante un rectificador de diodos, entonces puede producirse una tensión variable U_d mediante el cambio de la tensión de entrada del rectificador. Esto se representa en la Figura 4.

10 Un ejemplo de circuito para la variación de la tensión U_d , el cual se puede operar sin transformador, se muestra en la Figura 5. En este caso, la tensión variable U_d se produce mediante un rectificadores de fuente de corriente (CSR) con semiconductores que se pueden conectar y desconectar.

También son posibles las combinaciones de circuito de la Figura 6. Aquí la tensión continua del convertidor de frecuencia del lado de la línea (NSR) se ajusta otra vez mediante un transformador de CC/CC.

15 Para los convertidores de múltiples niveles se sabe que la calidad de la tensión de salida con disminuye con la disminución de la calidad de la modulación. Para propósitos de ilustración, se hace referencia a la Figura 7 (líneas continuas, discontinuas y de puntos).

20 Se puede lograr una mejora de la calidad de la tensión de las etapas individuales, los submódulos. Estos diferentes niveles de tensión de las etapas se pueden producir mediante diferentes tensiones en los capacitores de los submódulos. Desde el punto de vista de la modularidad, esta estrategia es bastante desfavorable.

Otra manera de incrementar la calidad de la tensión es el ajuste de la tensión de submódulo promedio a la tensión U_d mediante el cambio de la energía almacenada en los dispositivos de almacenamiento de energía de los submódulos.

25 El ajuste de la tensión media corresponde a una modificación de "altura de escalón" en la tensión de salida. En la Figura 7, el perfil de tensión de salida auto ajustable para una tensión de capacitor de submódulo adaptada se representa mediante la línea discontinua.

30 La reducción de la fluctuación de energía da como resultado una minimización de la demanda de capacitores de submódulo, una simplificación del control y la regulación del M2C, una reducción de las pérdidas globales, para evitar una modulación alta de la tensión de modo común y/o componentes adicionales de corriente de rama (corrientes circulares) así como también para extender las áreas de aplicación del M2C, por ejemplo para una operación continua a frecuencias bajas.

35 Una ventaja adicional es la adaptación de la tensión del capacitor a la tensión variable U_d . Esto permite una mayor calidad de la tensión de salida con una menor amplitud de la tensión de salida con los submódulos ya disponibles. Son posibles redundancias adicionales, aunque no son obligatorias.

Abreviaturas

f_0 frecuencia fundamental de la corriente de carga o frecuencia de trabajo del convertidor de frecuencia

f_N Frecuencia nominal del convertidor

i_d Corriente que fluye a través de la conexión de CC

40 \hat{I}_L corriente de carga (amplitud)

i_1, i_2 Corrientes circulantes en el convertidor, es decir componentes de corriente que no fluyen a través de la fuente de CC ni a través de la carga

m Número de fases del convertidor

M Torque

M_N Torque nominal

N Números de submódulos por rama

U_d Tensión de CC en el punto de conexión del convertidor de frecuencia

5 \hat{U}_{LL} Tensión de carga real (amplitud)

\hat{U}_{LN} Tensión de punto neutro de línea (amplitud)

u_x Tensión de modo común

p Número de polos

10 Rama Conexión en serie de N submódulos, una reactancia así como también eventuales resistores. Para suministrar una carga de tres fases son necesarias $2 \cdot 3 = 6$.

u_a Tensión de salida del convertidor de frecuencia o tensión terminal

ω cualquier frecuencia angular

REIVINDICACIONES

- 5 1. Método para la generación de una tensión de salida de frecuencia variable u_a mediante un convertidor de potencia multinivel modular (MC2), donde el convertidor de potencia, conectando y desconectando los submódulos, genera una tensión alterna aproximadamente sinusoidal, mediante escalones de tensión discretos, con una primera frecuencia angular ω_{01} , que se encuentra entre una frecuencia cero $\omega_{0,\min}$ y una segunda frecuencia angular $\omega_{0,\max}$, de una tensión de entrada U_d , donde cada uno de estos submódulos tiene un capacitor, caracterizado porque la tensión de entrada U_d está controlada o regulada como una función de la frecuencia angular ω_0 en la región comprendida entre una frecuencia angular menor ω_1 , que es igual o mayor que la frecuencia cero $\omega_{0,\min}$, y una frecuencia angular ω_z , para la reducción de la demanda de un capacitor en el convertidor de potencia, de modo que
- 10 aumente a medida que aumenta la frecuencia.
2. Método de acuerdo con la reivindicación 1 caracterizado porque la conexión y desconexión de al menos uno de los submódulos se realiza por etapas.
3. Método de acuerdo con la reivindicación 1 o 2 caracterizado porque la conexión y la desconexión de al menos uno de los submódulos está controlado por modulación por ancho de pulsos (PWM).
- 15 4. Método de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 3 caracterizado porque la tensión U_d aumenta monótonamente como una función de la frecuencia angular ω_0 .
5. Método de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 4 caracterizado porque la tensión U_d aumenta linealmente en al menos un intervalo como una función de la frecuencia angular ω_0 .
- 20 6. Método de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 4 caracterizado porque la tensión de entrada U_d aumenta no-linealmente en al menos un intervalo como una función de la frecuencia angular ω_0 .
7. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6 caracterizado porque la tensión de entrada U_d está controlada o regulada con una dependencia adicional de una corriente de carga y/o una tensión en el terminal o una tensión de carga del M2C y/o el par motor de una máquina controlada por la tensión de salida u_a .
- 25 8. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7 caracterizado porque la tensión de entrada U_d está controlada o regulada con una dependencia adicional de una modulación de la tensión de modo común de la carga.
9. Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8 caracterizado porque la tensión de entrada U_d está controlada con una dependencia adicional de un desplazamiento de energía entre los dispositivos de almacenamiento de energía del convertidor de potencia a través de componentes de corriente adicionales en las corrientes de rama del convertidor de potencia.
- 30 10. Conjunto para ejecutar el método de acuerdo con la reivindicación 1 para la generación de una tensión de salida variable con la frecuencia u_a a partir de una tensión de entrada U_d mediante un convertidor de potencia multinivel de estructura modular (M2C) con el cual para cada tensión de salida que se genere se dispone de una rama, que comprende un circuito serie de varios submódulos, donde cada uno de estos submódulos tiene un capacitor, caracterizado porque para reducir una demanda del capacitor en el convertidor de potencia se proporcionan medios para la variación de la tensión de entrada U_d corriente arriba del convertidor de potencia en el lado de entrada.
- 35 11. Conjunto de acuerdo con la reivindicación 10 caracterizado porque los medios para la variación de la tensión de entrada U_d consisten en un transformador variable y un rectificador.
- 40 12. Conjunto de acuerdo con la reivindicación 10 caracterizado porque los medios para la variación de la tensión de entrada U_d consisten en un convertidor de potencia y un circuito intermedio.
13. Conjunto de acuerdo con la reivindicación 10 caracterizado porque los medios para la variación de la tensión de entrada U_d consisten en un convertidor de potencia del lado de la red y un convertidor CC/CC.
14. Conjunto de acuerdo con la reivindicación 10 caracterizado porque los medios para la variación de la tensión de entrada U_d consisten en un convertidor de potencia y un circuito de tensión intermedio.
- 45 15. Conjunto de acuerdo con la reivindicación 14 caracterizado porque el convertidor de potencia con circuito de tensión intermedio consiste en un convertidor de dos niveles, un convertidor con enclavamiento al punto neutro (NPC) de tres niveles, un capacitor flotante de tres niveles o un convertidor de fuente de tensión de capacitor flotante multinivel o un convertidor multinivel o un convertidor multinivel con enclavamiento al punto

neutro activo (ANPC)

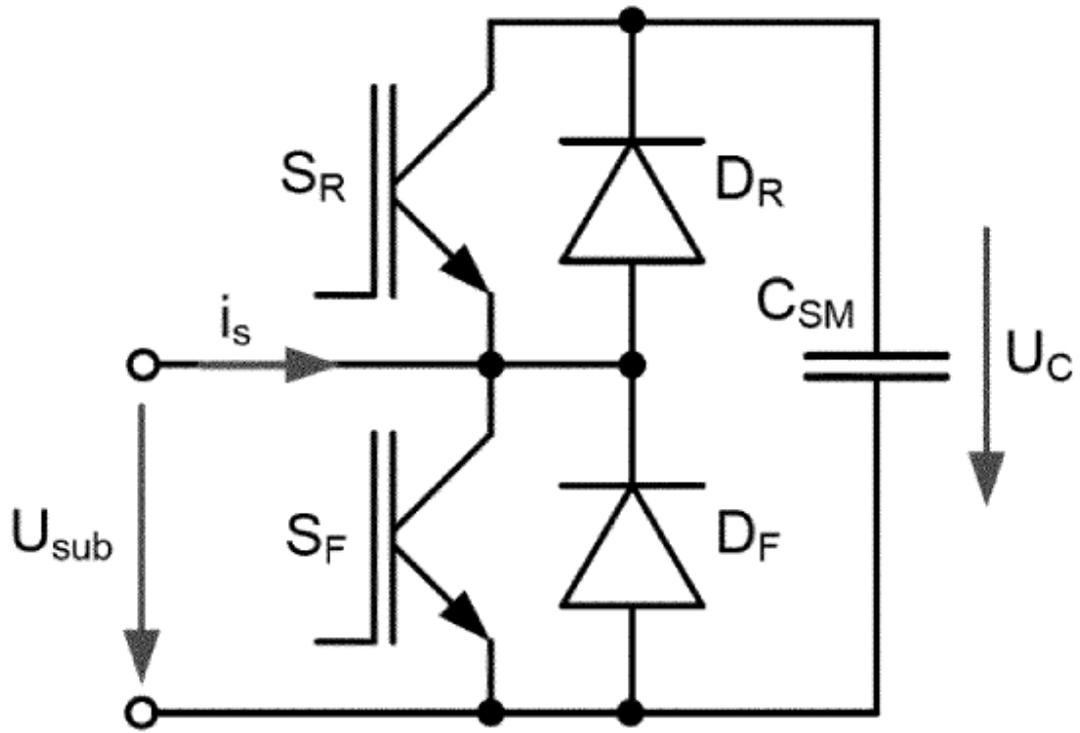


FIGURA 1

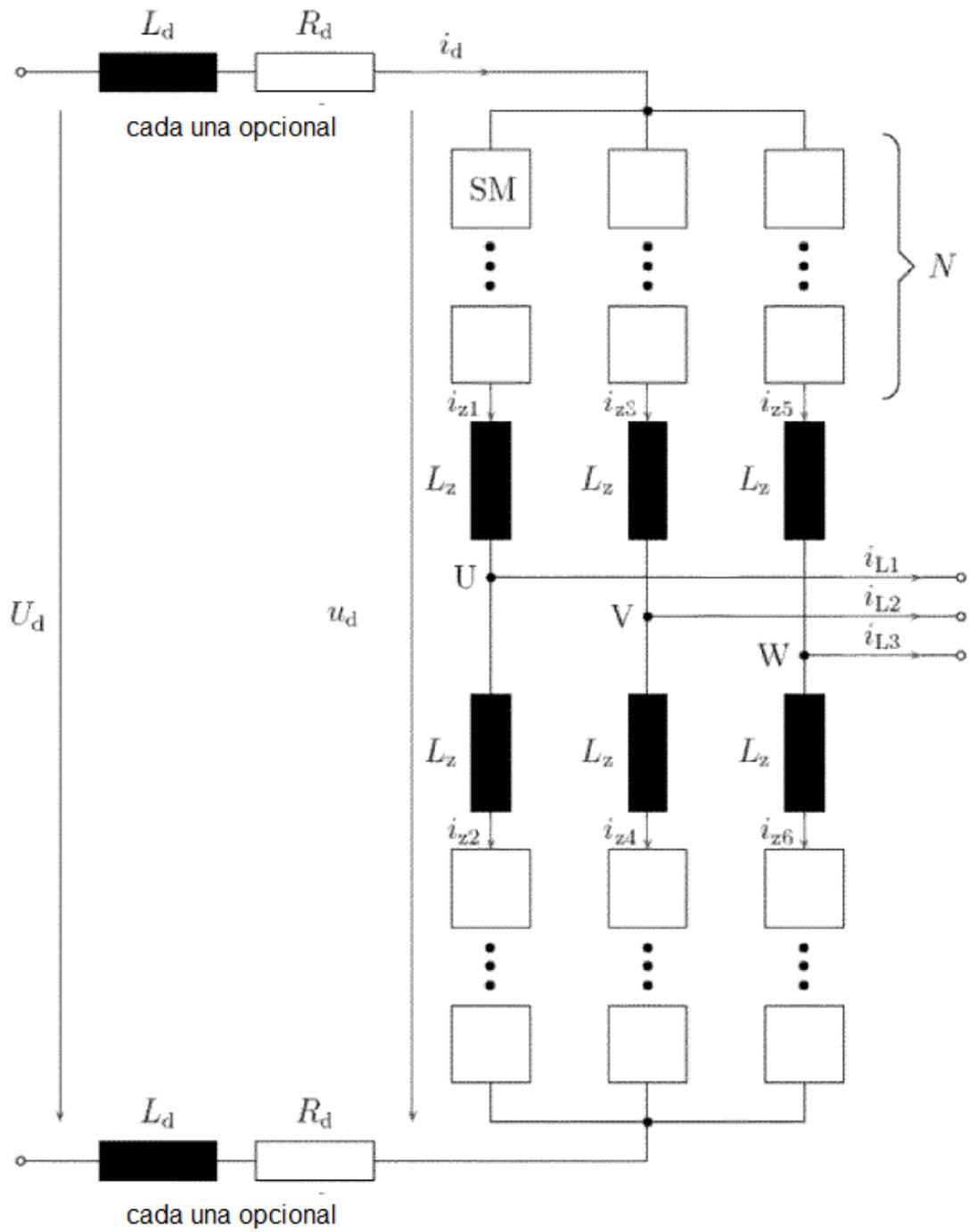
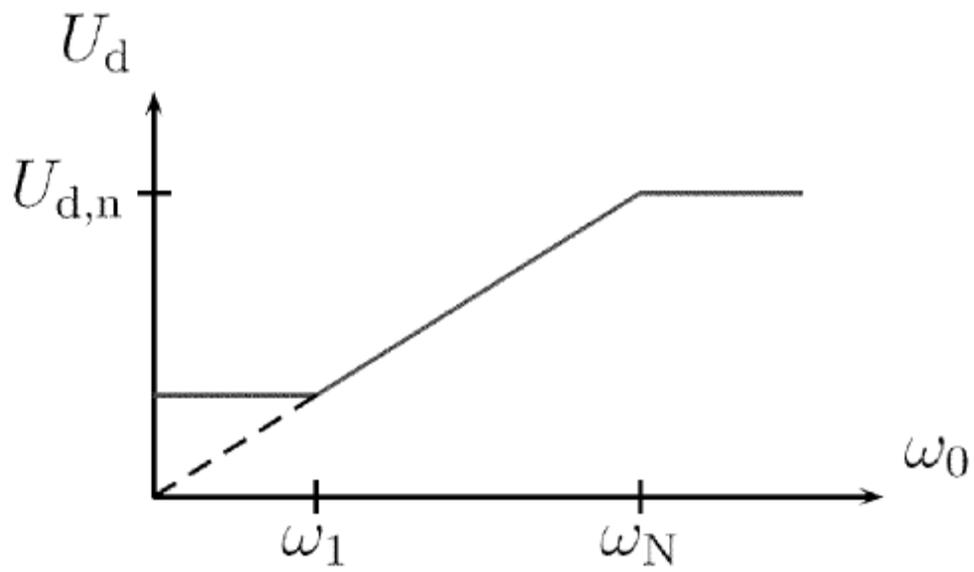
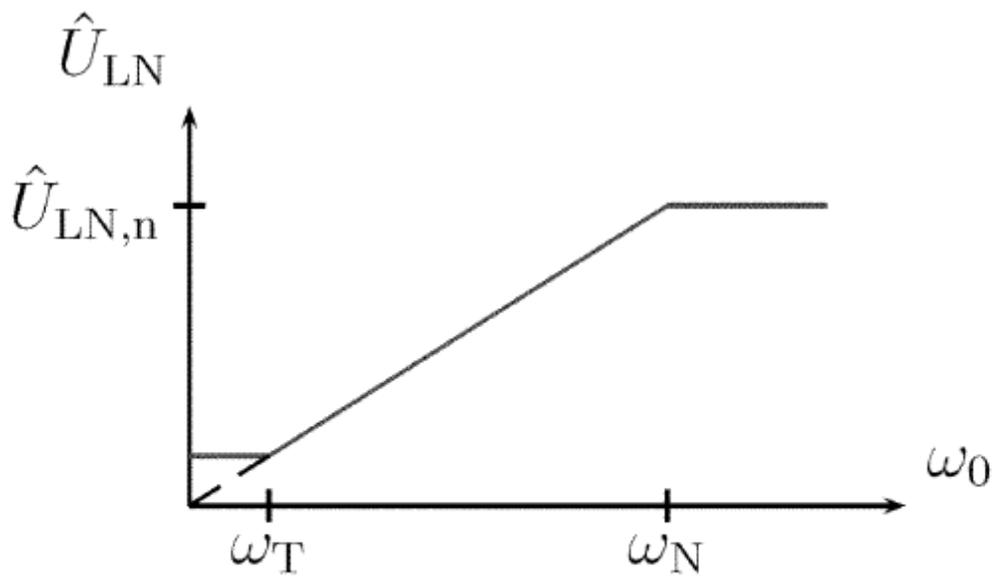


FIGURA 2



(a) *Tensión Variable* $U_d = f(\omega_0)$

FIGURA 3A



(b) *Control de U/f*: $\hat{U}_{LN} = f(\omega_0)$

FIGURA 3B

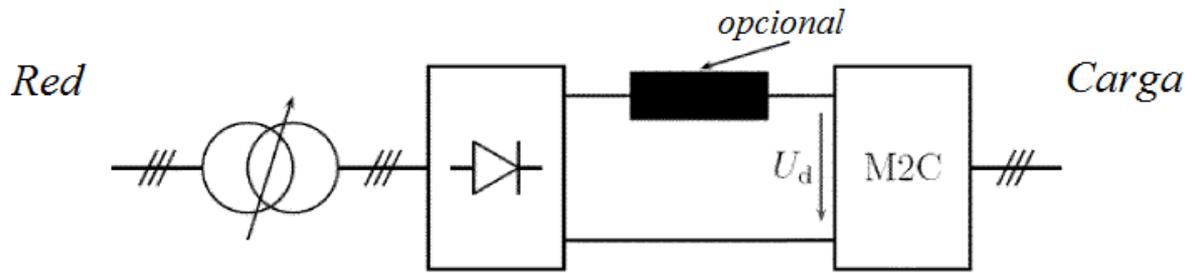


FIGURA 4

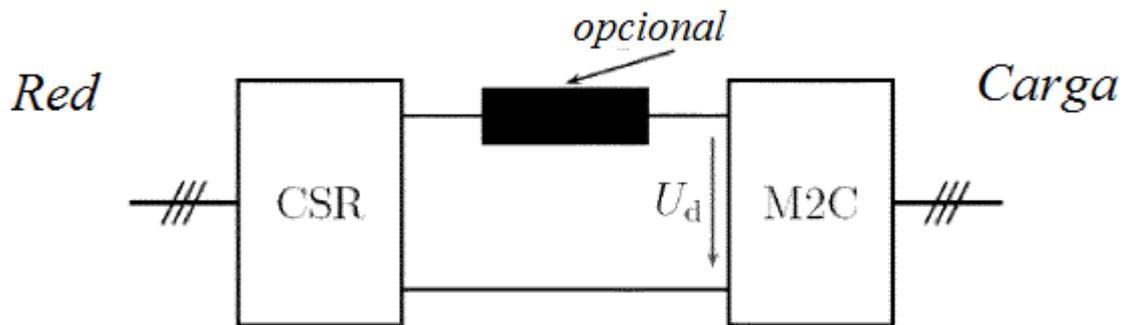


FIGURA 5

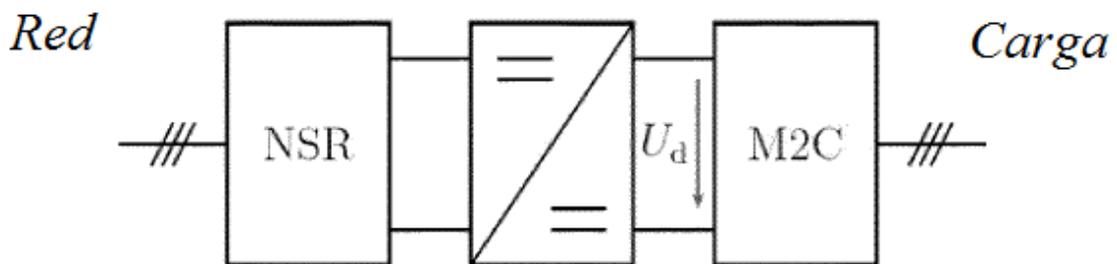


FIGURA 6

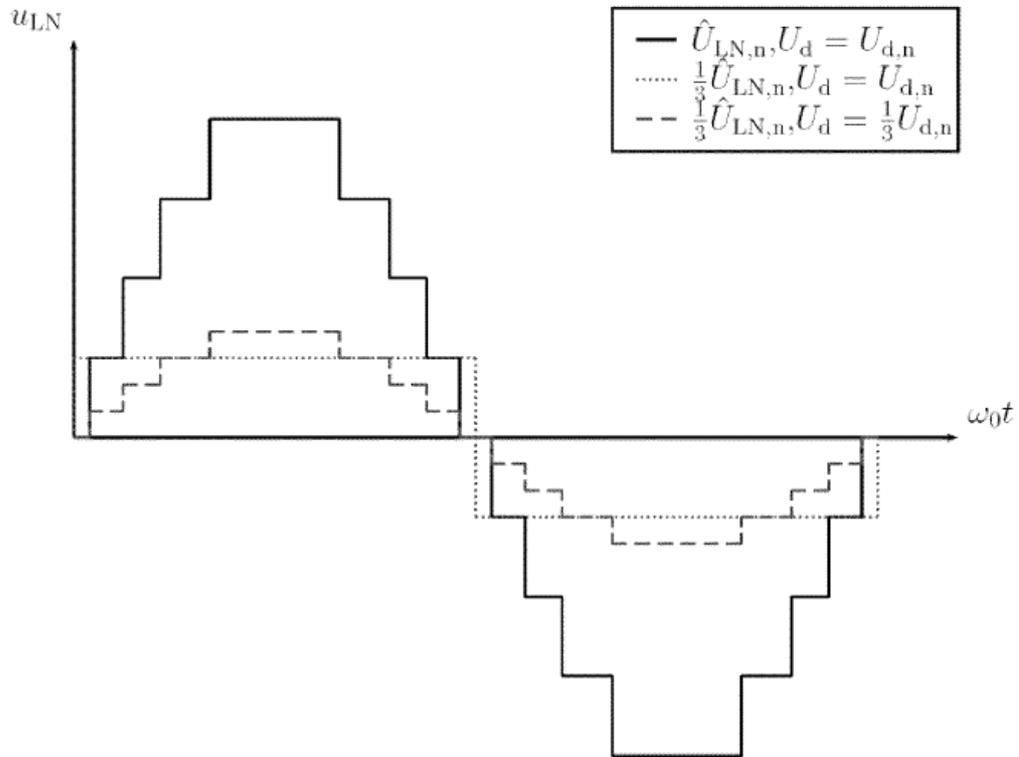


FIGURA 7