

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 5/297 (2006.01)

H02M 5/293 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200780018970.2

[43] 公开日 2009 年 6 月 17 日

[11] 公开号 CN 101461123A

[22] 申请日 2007.5.18

[21] 申请号 200780018970.2

[30] 优先权

[32] 2006.5.24 [33] JP [31] 143563/2006

[86] 国际申请 PCT/JP2007/060186 2007.5.18

[87] 国际公布 WO2007/135968 日 2007.11.29

[85] 进入国家阶段日期 2008.11.24

[71] 申请人 株式会社明电舍

地址 日本东京

[72] 发明人 只野裕吾

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所
代理人 党建华

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 3 页
按照条约第 19 条的修改 1 页

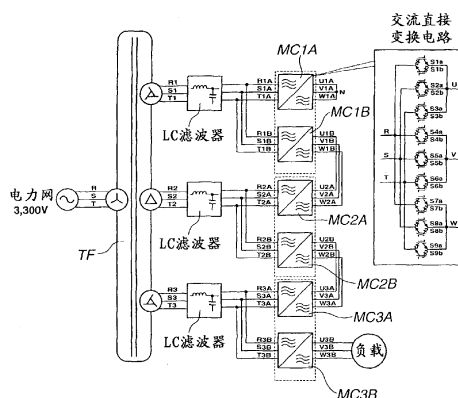
[54] 发明名称

高压交流直接电力变换器

[57] 摘要

包括变压器和 LC 滤波器的主电路结构可被简化。LC 滤波器被串联连接到复绕组变压器(TF)的每个次级绕组上。在交流直接变换电路中,电源侧的级被两并联连接(MC1A 和 MC1B、MC2A 和 MC2B、及 MC3A 和 MC3B),与最低电压级的交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧的相终端被互连,与最高电压级的交流直接变换电路另一个的电源侧相对的侧被连接到负载上,在最低与最高电压级之间的级中,与交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧、和与前级的交流直接变换电路的另一个的电源侧相对的侧被互连,及与交流直接变换电路的另一个的电源侧相对的侧、和与后级的交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧被互连。高压交流直接电力变换器具有其中复绕组变压器的次级绕组的相位彼此不同以抑制输入谐波的构造、其中

交流直接变换电路的每一个将输入单独地变换成正弦波并且复绕组变压器的次级绕组的相位相同以抑制输入谐波的构造、及其中两并联连接变换电路被用于基本单元构造的构造,并且使控制器在每个基本单元中共用。



1.一种用来直接变换高压交流电力的高压交流直接电力变换器，其中，布置多个交流直接变换电路和多个 LC 滤波器，多个流直接变换电路的每一个把从复绕组变压器输入的电压和频率直接变换成任意电压和频率并且输出它们，在该复绕组变压器上安装多个次级绕组，多个 LC 滤波器的每一个置于次级绕组之一和交流直接变换电路之间；交流直接变换电路以多级连接构造被连接；及通过对在交流直接变换电路的每一个中的双向开关的控制用高压直接驱动负载；并且其中，相应交流直接变换电路的多级连接构造形成为，对于交流直接变换电路的每一级在两个并联连接的交流直接变换电路的电源侧处形成两个并联连接；与最低电压级的两个并联连接的交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧的每相端子被互连；与最大电压级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧被连接到负载上；与位于最低电压级与最大电压级之间的每一级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧被互连到与前级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧上；及与两个并联连接交流直接变换电路的另一个的电源侧相对的侧被互连到与后级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧上。

2.根据权利要求 1 所述的高压交流直接电力变换器，其中，交流直接变换电路的每一个是多相输入和多相输出交流直接变换电路。

3.根据权利要求 1 或 2 所述的高压交流直接电力变换器，其中，复绕组变压器的次级绕组的每一个相互具有相位差，以抑制输入的较高谐波。

4.根据权利要求 1 或 2 所述的高压交流直接电力变换器，其中，交流直接变换电路的每一个单独地提供输入正弦波，并且复绕组变压器的次级绕组的每一个相互具有相同相位以抑制输入的较高谐波。

5.根据权利要求 1 或 2 所述的高压交流直接电力变换器，其中，两个并联连接交流直接变换电路是基本单元构造，并且其用于基本单元构造的控制器在基本单元构造内被共用。

高压交流直接电力变换器

技术领域

本发明涉及一种高压交流直接电力变换器（一种矩阵变换器、一种交流-交流直接电力变换电路），并且具体地涉及一种通过交流直接变换电路的串联多级连接得到高压输出的高压交流直接电力变换器。

背景技术

图3示出了常规高压逆变器的主电路构造实例。高压逆变器以多电压电平PWM波形直接驱动3300伏特和6000V级的高压电机（例如，参考非专利文献1）。九个绕组被安装在复绕组变压器TF的次级侧上以在TF的每个次级绕组上得到降压输出。单相逆变器单元U1至U3、V1至V3、及W1至W3整流在变压器TF的次级绕组处的相应三相输出，并且将这些整流输出设置为其相应直流电源，以通过在单相构造（以单相构造为代表）中的逆变换电路得到单相交流输出。单相逆变器单元U1至U3、V1至V3、及W1至W3的每个输出对于U相、V相、及W相的每一相以多重串联方式连接以得到对于相U、V、及W的每一个的单相高压输出，并且与每个单相高压输出的一端相互连接作为中性点N，及用在驱动负载的另一端处得到的单相输出驱动诸如高压电机M之类的负载。应该注意，每个单元是指构成变换单元的基本单元。

这种高压逆变器不能从负载向电源侧（向变压器TF侧）重新产生再生电力，因为每个单相逆变器单元借助于整流器被交流-直流变换。为了使电力再生成为可能，分离地要求电源再生性变换器。已经提出了一种像具有电力再生功能的高压矩阵变换器，该高压矩阵变换器通过以多级方式连接单相矩阵变换器得到高压输出（参考专利文献1和非专利文献2）。

图 4 示出了这种高压矩阵变换器的主电路构造。在图 4 中, 设置单相矩阵变换器单元 $M \times C$, 代替在图 3 中示出的单相逆变器单元 $U1$ 至 $U3$ 、 $V1$ 至 $V3$ 、及 $W1$ 至 $W3$ 。单相矩阵变换器单元 $M \times C$ 直接从三相交流得到单相交流, 并且单相矩阵变换器 $M \times C$ 的每一个由双向开关 $S1$ 至 $S6$ 和在其三相输入与其单相输出之间的输入滤波器 AC Filter (输入 LC 滤波器) 构成。通过 PWM 控制来控制双向开关以将单相输出供给到任意频率和输出, 并且在负载的再生期间, 向电源侧可重新产生电力。

在图 3 和 4 中都应该注意, 对于次级绕组的每一个提供相位差, 以减小对于复绕组变压器 TF 的较高谐波电流。

非专利文献 1: 日本电气工程师学会 (Institute Of Electrical Engineers in Japan) 的日本语论文 D, 标题为“A Multilevel PWM Strategy suitable for High-Voltage Motor Direct Drive Systems in Consideration of the Adverse Effect of a Deadtime”, 作者 Yugo Tadano 等, 卷 126 No.1, 第 1 至 9 页。

专利文献 1: 日本专利申请公报 (Kokai) No.2005-45999。

非专利文献 2: “Motor Drives Using Medium-Voltage matrix Converter”, 作者 Yuzo Ueda 等, 在 2005 年 12 月 22 日发表的日本电气工程师学会的金属产业研究会技术会议 (Technical Meeting on Metal Industries Division of IEE Japan) 的论文中第 MID-05-22 到 28。

发明内容

常规高压逆变器和高压矩阵变换器的每一种具有主电路构造, 其中单相逆变器单元 (图 3) 或单相矩阵变换器单元 (图 4) 以串联多级连接中, 每个单元的电源侧从变压器的各个次级绕组取出交流电力。在上述的这样一种构造中, 需要至少九个单元, 还需要九个次级变压器 (27 个次级绕组), 及设备的整个构造尺寸变大, 并且变得复杂。

此外, 由于对于图 3 的构造中的每个单元需要整流器和平滑电容

器并且对于图 4 的构造中的每个单元需要 LC 滤波器，所以在整个设备中引出大尺度和增大的成本。

本发明的目的是提供一种可实现简化包括变压器和 LC 滤波器的主电路构造的高压交流直接电力变换器。

本发明具有解决上述问题的如下特征。

(1) 一种用来直接变换高压交流电力的高压交流直接电力变换器，其中，布置多个交流直接变换电路和多个 LC 滤波器，交流直接变换电路的每一个把从复绕组变压器输入的电压和频率直接变换成任意电压和频率并且输出它们，在该复绕组变压器上安装多个次级绕组，多个 LC 滤波器的每一个置于次级绕组之一和交流直接变换电路之间；交流直接变换电路以多级连接构造被连接；及通过对在交流直接变换电路的每一个中的双向开关的控制用高压直接驱动负载；并且其中，相应交流直接变换电路的多级连接构造形成为，对于交流直接变换电路的每一级在两个并联连接交流直接变换电路的电源侧处形成两个并联连接；与最低电压级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧的每相端子被互连；与最大电压级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧被连接到负载上；与位于最低电压级与最大电压级之间的每一级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧被互连到与前级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧上；及与两个并联连接交流直接变换电路的另一个的电源侧相对的侧被互连到与后级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧上。

(2) 在高压交流直接电力变换器中，交流直接变换电路的每一个是多相输入和多相输出交流直接变换电路。

(3) 在高压交流直接电力变换器中，复绕组变压器的每个次级绕组相互具有相位差，以抑制输入的较高谐波。

(4) 在高压交流直接电力变换器中，交流直接变换电路的每一个单独地提供输入正弦波，并且复绕组变压器的次级绕组的每一个相互具有相同相位以抑制输入的较高谐波。

(5) 在高压交流直接电力变换器中, 两个并联连接交流直接变换电路是基本单元构造, 并且其用于基本单元构造的控制器在基本单元构造内被共用。

如以上描述的那样, 在根据本发明的高压交流直接电力变换器中, 可简化包括变压器和 LC 滤波器的主电路构造。

具体地说,

(1) 通用多相输入/多相输出矩阵连接半导体切换装置模块可被利用。

(2) 与常规方法相比, 相同设备可由相同数量的切换装置实现。

(3) 由于 LC 滤波器通过变换电路的并联连接被共用, 所以与常规方法相比可减少 LC 滤波器的数量。

(4) 除 LC 滤波器的共用之外, 通过变换电路的载波相移来执行抵消电流脉动的控制, 从而可期望 LC 滤波器的容量和尺寸的减小。

(5) 与常规方法相比, 可减小复绕组变压器的次级绕组的数量。

(6) 与常规方法不同, 交流直接电力变换器的输出侧也以三相连接。因而, 当执行输入电流 PWM 控制时, 引出分割源的相位选择自由度, 并且可仅通过变换电路实现输入正弦波。

(7) 由于输入复绕组变压器的次级绕组的设计变得简单, 所以变压器的结构、成本、及尺寸给出进一步的优点。

(8) 由于在并联单元与控制器之间的布线可被共用, 所以可实现布线电感的减小和控制器的共用。

附图说明

图 1 是示出根据本发明的实施例 1 的高压交流直接电力变换器的主电路构造图。

图 2 是示出根据本发明的实施例 2 的高压交流直接电力变换器的主电路构造图。

图 3 是常规高压逆变器的主电路的构造的实例。

图 4 是常规高压矩阵变换器的主电路的构造的实例。

具体实施方式

(实施例 1)

图 1 是指示根据本发明的优选实施例的高压交流直接电力变换器的主电路构造图，并且是其中使用三相交流直接电力变换器的实例。如下是在图 1 中示出的主电路构造的详细描述。

复绕组变压器 TF 被构造成具有提供彼此不同相位的三个次级绕组。每个次级绕组经 LC 滤波器连接到两个并联连接交流直接变换电路 MC1A 和 MC1B、MC2A 和 MC2B、及 MC3A 和 MC3B 的电源侧上。每个 LC 滤波器用来对于在两个并联连接交流直接变换电路与交流电源之间的输入和输出电流抑制较高谐波。

两个并联连接交流直接变换电路 MC1A 和 MC1B、MC2A 和 MC2B、及 MC3A 和 MC3B 由三相到三相交流直接变换电路构成，如典型地在 MC1A 中示出的那样。两个并联连接变换电路 MC1A 和 MC1B 提供最低电压级，在其电源侧处的其三个相端子在相互相同的相处被并联连接，并且在两个并联连接变换电路的一个 MC1A 的相对侧处的三相端子被互连以提供中性点 N，及两个并联连接变换电路的另一个 MC1B 的相对侧的三个相端子被串联连接到与后级的两个并联连接变换电路的一个 MC2A 的电源侧相对的三相端子侧上，以构成两电路串联连接构造。

类似地，位于最低电压级与最大电压级之间的两个并联连接变换电路 MC2A 和 MC2B、和提供最大电压级的两个并联连接变换电路 MC3A 和 MC3B，分别是两电路串联连接构造。变换电路 MC2A 和 MC3A 的三相端子被串联连接到在与前级 MC1B 和 MC2B 的电源侧相对的侧处的前级的三个相端子上，并且在变换电路 MC2B 的相对电源侧处的三相端子被连接到负载上。

根据优选实施例中的主电路构造得到如下优点和好处。

- (1) 通用三相/三相矩阵连接半导体装置模块可被利用。
- (2) 切换装置的数量可由图 4 的相同数量实现。

(3) 由于 LC 滤波器被共用于两个并联连接变换电路, 所以与图 4 相比可减少输入 LC 滤波器的数量。

(4) 除 LC 滤波器的共用之外, 两个并联连接变换电路的载波相位被移位以相互抵消电流脉动, 而能够实现 LC 滤波器的容量和尺寸的减小。

(5) 与图 4 相比, 可减小复绕组变压器 TF 的次级绕组的数量。

(6) 与图 4 不同, 在与变换电路的电源侧相对的侧处执行三相连接。因此, 由于当执行输入电流 PWM 控制时在分割源的输出电流中引出相位自由度, 所以可仅通过变换电路实现输入正弦波形。

(实施例 2)

在实施例 1 中, 把相位差给予复绕组变压器的次级侧, 以抑制输入的较高谐波。然而, 如果使用项 (6) 的特征和好处, 则对于三相到三相交流直接变换电路的每一个可实现输入正弦波, 而不用为变压器的次级侧提供相位差。

因此, 在这个实施例中, 可实现输入较高谐波的抑制, 而不用在复绕组变压器的次级绕组处给出相同相位差。

根据这个实施例, 次级绕组侧复绕组变压器的设计变得简单, 并且就建造、成本、及尺寸而论提供进一步的优点。

(实施例 3)

尽管在优选实施例 1 和 2 的每一个中, 三相到三相交流直接电力变换电路 MC1A、MC1B、MC2A、MC2B、MC3A、MC3B 单独地在它们的基本单元中 (组元结构), 但在这个实施例中, 通过控制 CPU 使两个并联连接变换电路 MC1A 和 MC1B、MC2A 和 MC2B、及 MC3A 和 MC3B 作为基本单元构造 (在图 1 中用虚线包围的构造) 可实现共用和共同结构。

根据这个实施例, 可共用在变换电路单元与控制单元之间的布线, 并且可实现布线电感的减小和控制单元的共用。

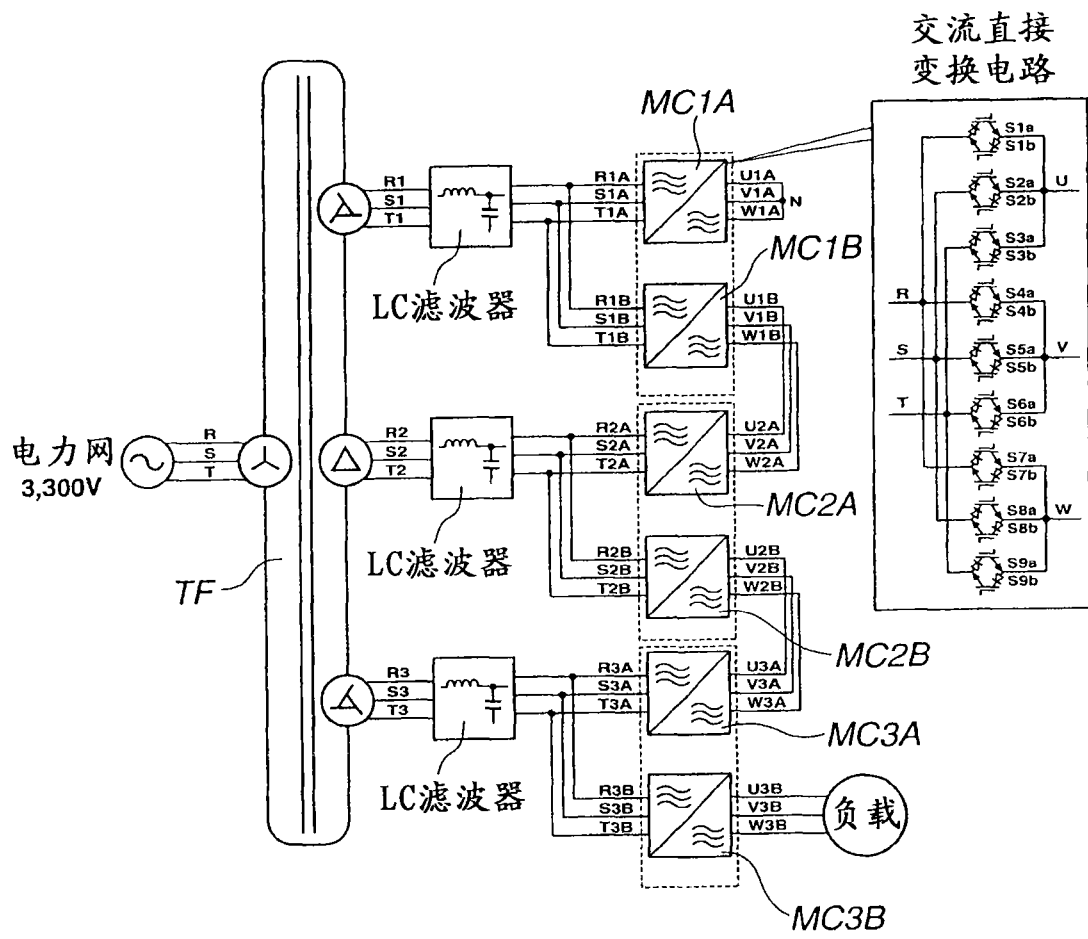


图1

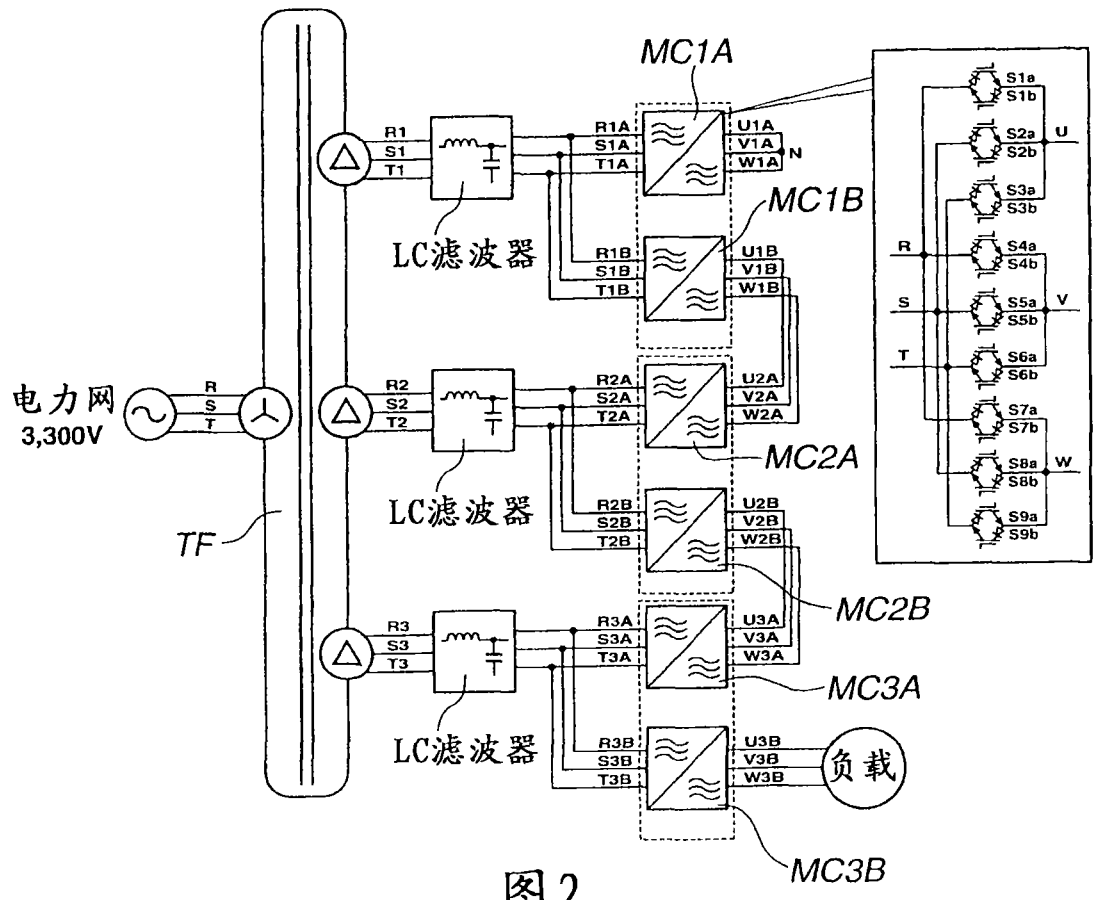


图 2

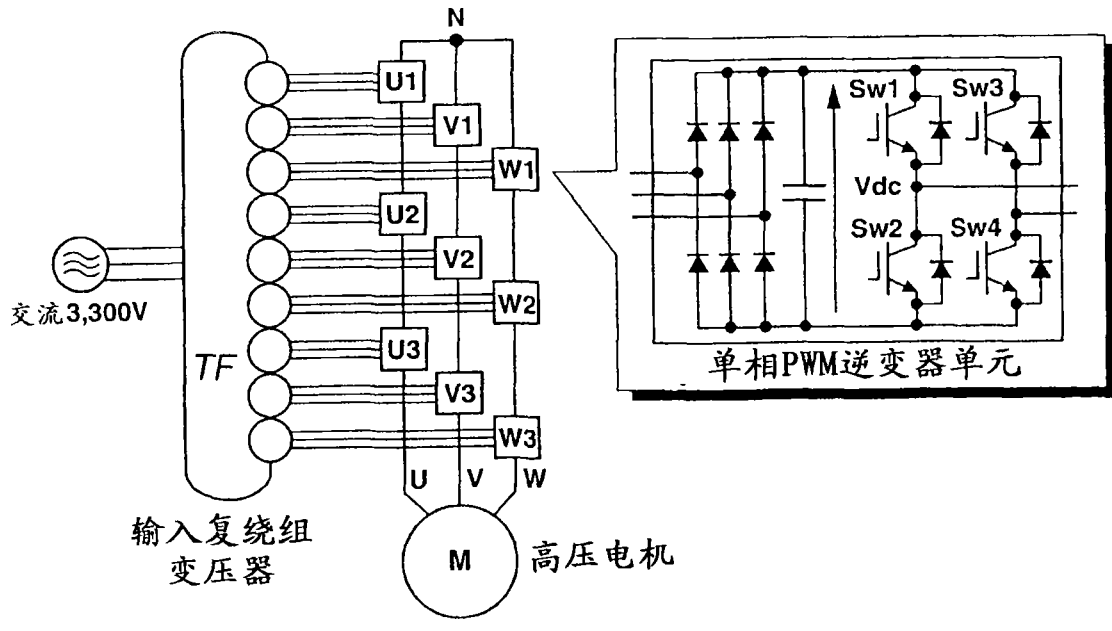


图 3

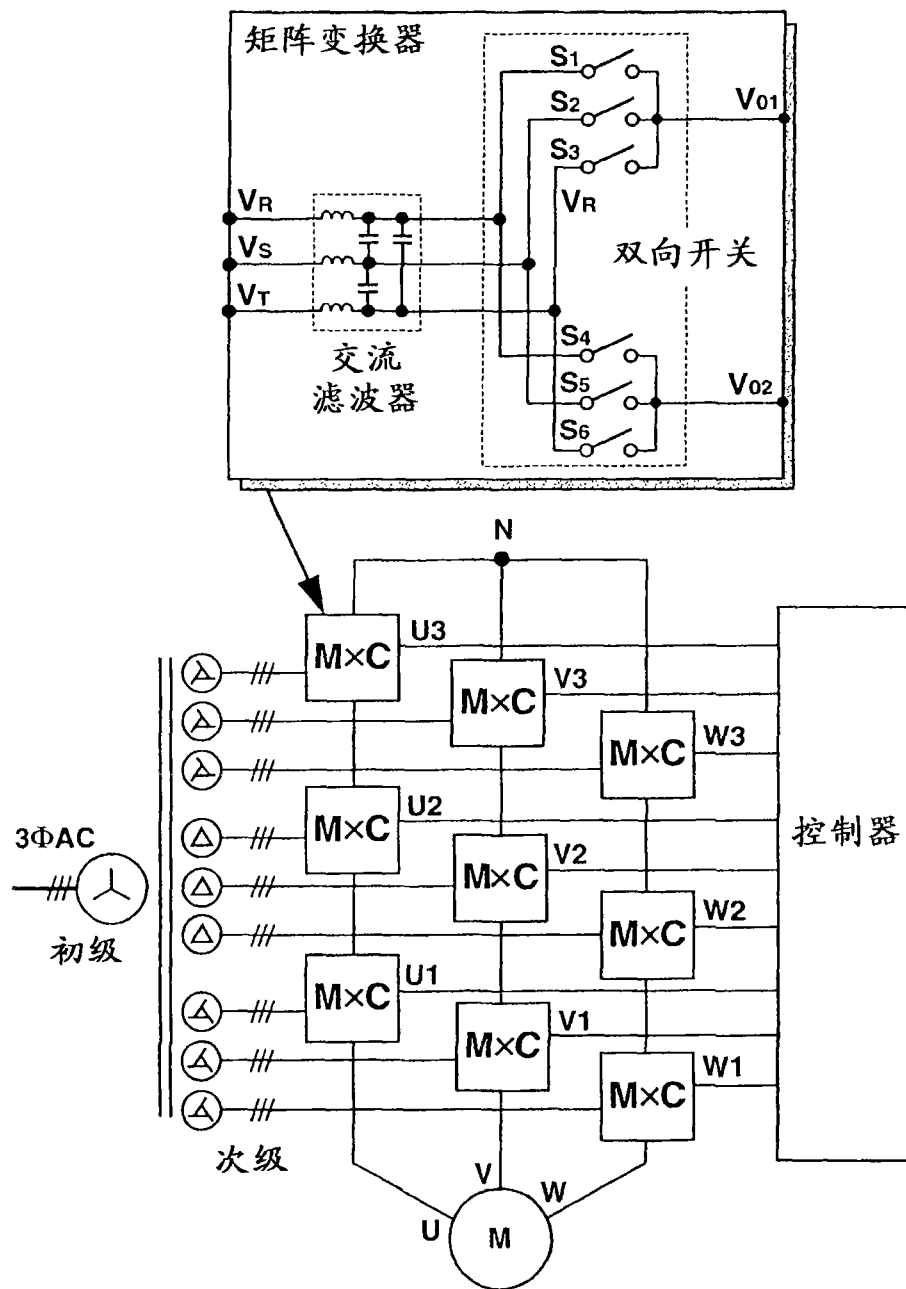


图 4

1.一种用来直接变换高压交流电力的高压交流直接电力变换器,其中,布置多个交流直接变换电路和多个 LC 滤波器,多个交流直接变换电路的每一个把从复绕组变压器输入的电压和频率直接变换成任意电压和频率并且输出它们,在该复绕组变压器上安装多个次级绕组,多个 LC 滤波器的每一个置于次级绕组之一和交流直接变换电路之间;交流直接变换电路以多级连接构造被连接;及通过对在交流直接变换电路的每一个中的双向开关的控制用高压直接驱动负载;并且其中,相应交流直接变换电路的多级连接构造形成为,对于交流直接变换电路的每一级在两个并联连接的交流直接变换电路的电源侧处形成两个并联连接;与最低电压级的两个并联连接的交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧的每相端子被互连;与最大电压级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧被连接到负载上;与位于最低电压级与最大电压级之间的每一级的两个并联连接交流直接变换电路之一的电源侧相对的侧被互连到与前级的两个并联连接交流直接变换电路的另一个的电源侧相对的侧上;及与两个并联连接交流直接变换电路的另一个的电源侧相对的侧被互连到与后级的两个并联连接交流直接变换电路的另一个的电源侧相对的侧上。

2.根据权利要求 1 所述的高压交流直接电力变换器,其中,交流直接变换电路的每一个是多相输入和多相输出交流直接变换电路。

3.根据权利要求 1 或 2 所述的高压交流直接电力变换器,其中,复绕组变压器的每个次级绕组相互具有相位差,以抑制输入的较高谐波。

4.根据权利要求 1 或 2 所述的高压交流直接电力变换器,其中,交流直接变换电路的每一个本身提供输入正弦波,并且复绕组变压器的次级绕组的每一个相互具有相同相位以抑制输入的较高谐波。

5.根据权利要求 1 或 2 所述的高压交流直接电力变换器,其中,两个并联连接交流直接变换电路是基本单元构造,并且其用于基本单元构造的控制器在基本单元构造内被共用。