

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02P 27/06 (2006.01)

H02M 5/458 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410063459.2

[45] 授权公告日 2006 年 11 月 22 日

[11] 授权公告号 CN 1286264C

[22] 申请日 2004.7.5

[21] 申请号 200410063459.2

[30] 优先权

[32] 2003.7.4 [33] FI [31] 20031022

[71] 专利权人 ABB 有限公司

地址 芬兰赫尔辛基

[72] 发明人 E·米蒂宁

审查员 贾 允

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 傅 康 王忠忠

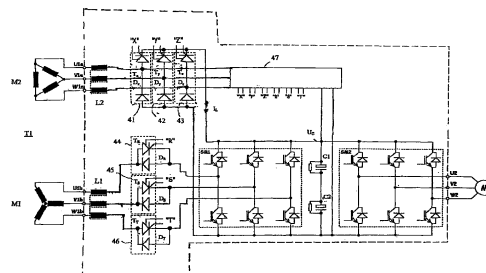
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 4 页

[54] 发明名称

用于电机的频率转换器和驱动器

[57] 摘要

使用被连接在三相电压源和电容器电池(C1, C2)之间的3个半导体开关(41, 42, 43)来替换在频率转换器的现有技术中间电路中的电容器电池的充电接触器和充电电阻器。当频率转换器被连接到供电网络时,这3个半导体开关(41, 42, 43)被配置用于首先工作在电流调整模式,以便使用所调整的充电电流对电容器电池(C1, C2)进行充电,直到电容器电池的电压达到预定电平。此后,导引这3个半导体开关(41, 42, 43)工作在与实际网络逆变器(SM1)并联的二极管电桥模式,从而提供第二整流分支。在本发明的优选实施例中,每个半导体开关包含一个二极管和栅极触发部件(最好是闸流晶体管)的串联连接。



1. 一种双向传送功率的频率转换器，并且它包含被连接到多相位交流电压源的网络逆变器，直流电压中间电路的电容器电池，要被连接到负载的第二逆变器，以及开关装置，所述开关装置双向传送功率并且被连接到多相位交流电压源和网络逆变器之间，并且被配置为使电源从网络逆变器断开，直到电容器电池的电压达到一个预定电平，其特征在于该频率转换器还包括：

第一、第二和第三半导体开关，它们被分别连接到多相位交流电压源的第一、第二以及第三相位同所述电容器电池之间，并被配置成首先工作在电流调整模式，以便利用所调整的充电电流对电容器电池进行充电，直到电容器电池的电压达到预定电平，并且然后工作在与网络逆变器并联的二极管电桥模式。

2. 如权利要求1所述的频率转换器，其特征在于每个第一、第二和第三半导体开关包括二极管和栅极触发部件的串联连接，所述半导体开关与电容器电池并联，并且具有一个被连接到该交流电压源的对应相位上的中间节点。

3. 如权利要求1所述的频率转换器，其特征在于：

第一、第二和第三半导体开关的每一个均包含该二极管与闸流晶体管的串联连接，并且构成二极管/闸流晶体管电桥，

并且在于频率转换器包括控制装置，它在电流调整模式时控制闸流晶体管，以便调整充电电流，直到电容器电压达到预定电平，并且它然后控制该闸流晶体管，以便作为整流器二极管工作，使得二极管/闸流晶体管电桥起到二极管整流电桥的作用。

4. 如权利要求2所述的频率转换器，其特征在于在电流调整模式下栅极触发部件的触发脉冲的定时相对于对应输入电压相位的电源周期是可调节的。

5. 如权利要求1所述的频率转换器，其特征在于双向传送功率的所述开关装置包含第四、第五以及第六相位特定半导体开关，后者双向传送功率。

6. 如权利要求5所述的频率转换器，其特征在于每一个第四、第五和第六半导体开关包含一个二极管和一个栅极触发部件，它们被反

向并联在对应的电源电压相位和网络逆变器之间，所述二极管被配置成从网络逆变器向交流电压源传送功率，并且该栅极触发部件被配置用于在导通状态下从交流电压源向网络逆变器传送功率，并在不导通状态下中断在所述方向上的功率传送。

7. 如权利要求1所述的频率转换器，其特征在于双向传送功率的开关装置和第一、第二以及第三半导体开关被并联连接到同一三相交流电压源上，并且网络逆变器和第一、第二以及第三半导体开关完成6脉冲整流。

8. 如权利要求1所述的频率转换器，其特征在于双向传送功率的开关装置和第一、第二以及第三半导体开关被连接到六相位交流电压源的不同相位上，并且网络逆变器和第一、第二以及第三半导体开关完成12脉冲整流。

9. 如权利要求1所述的频率转换器，其特征在于该频率转换器包括与所述网络逆变器并联的至少一个附加频率转换器，所述附加频率转换器经由一个双向传送功率的对应开关装置而被连接到一个专用的三相电源上，并且被配置成为所述电容器电池馈电，并且所述网络逆变器，所述至少一个附加网络逆变器，以及所述第一、第二和第三半导体开关完成了至少18脉冲整流。

10. 如权利要求1所述的频率转换器，其特征在于该电容器电池包括一个或者多个电容器。

11. 如权利要求1所述的频率转换器，其特征在于所述多相位交流电压源是利用变压器实现的，在该变压器中连接次级线圈以便产生相互具有相移的3相电源。

12. 一种电机驱动器，包含如权利要求1-11的任一权利要求所述的频率转换器。

13. 一种电机驱动器，包含 n 个并联的、如权利要求1-11的任一权利要求所述的频率转换器，以使每个频率转换器被连接到一个专用的6相位交流电压源上，其中 $n=2, 3, 4, \dots$ 。

用于电机的频率转换器和驱动器

技术领域

本发明设计频率转换器以及电驱动器。

背景技术

电机驱动器（即电驱动器）是在供电网和一个将供电网的能量转换（借助于由电机驱动的机器）为自身使用的过程之间配备的能量转换器。频率控制的鼠笼式感应电动机驱动器通常采用配备有中间电路的频率转换器。根据图 1，配备有中间电路的典型频率转换器包括一个整流器 10，它为直流电压中间电路 11 的电容器电池提供脉动直流电压，以在中间电路中产生直流电压。最后一个部件是逆变器 12，它的可控开关部件被用于把中间电路 11 之电容器的直流电压重新改变为期望频率的交变电压。此外，频率转换器通常包括控制单元 13，用于处理该频率转换器的适当操作。通常通过使用例如脉冲宽度调制来改变输出电压的脉冲图案，由此调整频率转换器输出电压的幅度。

许多驱动器总是以同一方向旋转，不需要制动负载。换言之，功率从供电网通过整流器、中间电路以及逆变器而流到电机。然而，功率（例如制动能量）不能通过传统的整流器 10 而从电机流到供电网。4 象限驱动器是一种电驱动器，其中功率可以自由地从交流供电网流到负载并且从负载流回该供电网。在供电网一侧，4 象限驱动器还包括一个用开关部件实现的逆变器供电单元 12。该开关元件（或者说斩波器）是栅极控制功率晶体管（IGBT）；快速的、所谓的续流二极管被连接在该晶体管的集电极和发射极之间。开关部件的其它实例包括 MOSFET 和双极性晶体管。当功率从供电网流向负载时，逆变器供电单元 12 的二极管通常也被用于整流。由于当在二极管上施加一个正向偏置电压时该二极管立刻变成导通，因此在没有辅助设备的情况下不能将 4 象限驱动器连接到该供电网，利用上述辅助设备，中间电路电容器电池 11 首先被充电到电源电压所需要的电平上。为此，通常采用分开的电源和充电接触器以及一个或者多个限流充电电阻器。

图 2 示出了一个 4 象限驱动器的例子，它包括一个用于对中间电路电容器电池充电的电路。开关模块 SM1 对应于整流器 10，开关模块

SM2 对应于图 1 中的逆变器 12。在这两个开关模块中，开关部件 SW1 到 SW12 是例如栅极控制功率晶体管（IGBT）；所谓的快速续流二极管 D1 到 D12 被连接到它们的集电极和发射机之间。中间电路的电容器电池包括电容器 C1 和 C2。接触器 K1 是主接触器，根据标称相电流定制，而接触器 K2 是根据充电电流定制的充电接触器。电阻器 R1 是充电电阻器。

在图 2 中，变压器 T1 的星形连接的次级线圈 M1 提供了一个供电网，首先通过闭合充电接触器 K2 从该供电网对中间电路电容器电池 C1-C2 进行充电。经二极管 V1 和限流电阻器 R1 对电容器电池 C1-C2 进行充电，直到接触器的控制逻辑 20 观察到该电容器电池 C1-C2 达到充分高的电压电平。其情形如下：主接触器 K1 被打开，电容器电池 C1-C2 经开关模块 SM1 的二极管 D1 到 D6 被充电到它的最终电压，其中二极管被连接为 3 相桥。现在可以打开充电接触器 K2。

就电路图而言，该方法似乎很简单，但是高功率接触器和充电电阻器是一些体积大而且价格十分昂贵的部件。此外，在操作接触器时一个大接触器的牵引线圈所需的功率会是上百，甚至上千伏安，并且保持几十瓦功率。这需要一个十分有效的电源，但就其它方面而言却并不是必需的。

图 2 所示开关模块 SM1 的整流操作被称为 6 脉冲整流，因为在一个电源电压周期期间中间电路的直流电压由 6 个脉冲组成。很显然，当需要 12、18 或者 24 脉冲整流时（即当电源电压的相位数目增加时）主接触器 K1 的数目必须是原来的两倍、三倍或者四倍。

图 2 的二极管桥/开关整流器不但通常被采用于需要实际的 4 象限时，而且还被用于降低由 6 脉冲二极管桥式整流所产生的大的电源电流失真，尽管不一定需要将功率反馈回电源网络。然而，IGBT 晶体管和快速二极管都很昂贵，而且使用快速二极管实现的电源电桥的功率损失特性也不如使用慢速的所谓电源二极管实现的电桥好。

可以通过采用 12 脉冲整流使用图 3 所示的电路来避免失真问题。在实践中，部件的电流容差通常被做成，在低压的频率转换器中，由很低电流并且十分廉价的闸流晶体管/二极管模块 10A 和 10B 构成的整流器足以提供使用 IGBT 晶体管所实现的最高功率的开关模块 12A 和 12B。即使平均功率 (>200kw) 频率转换器也需要 2 个或者多个开关模

块的并联连接。在此情形下，最好使用专用的整流器 10A 和 10B 来为每个开关模块 12A 或者 12B 提供功率，该专用整流器 10A 和 10B 可以被连接到一个 6、9 或者甚至是 12 相位的电网供电（在图 3 中，连接到星形连接和三角形连接的次级线圈 M1 和 M2），由此，被反射回供电变压器 T1 的初级线圈（未示出）的电流失真得以显著减小。在这种装配中，最好使用一个公用的中间电路电容器 C。整流器受闸流晶体管控制器 30 的控制。图 3 的电路获得了比 6 脉冲二极管电桥显著降低的电源电流失真，但是不能转移功率以提供给网络。在风扇或者泵驱动器中甚至也不需要这样。电机可以包含一个或者两个线圈。

发明内容

本发明的目标因而是提供一种解决方案来减轻与接触器相关的问题。

根据本发明的第一方面，提供一种双向传送功率的频率转换器，并且它包含被连接到多相位交流电压源的网络逆变器，直流电压中间电路的电容器电池，要被连接到负载的第二逆变器，以及开关装置，所述开关装置双向传送功率并且被连接到多相位交流电压源和网络逆变器之间，并且被配置为使电源从网络逆变器断开，直到电容器电池的电压达到一个预定电平，其特征在于该频率转换器还包括：

第一、第二和第三半导体开关，它们被分别连接到多相位交流电压源的第一、第二以及第三相位同所述电容器电池之间，并被配置成首先工作在电流调整模式，以便利用所调整的充电电流对电容器电池进行充电，直到电容器电池的电压达到预定电平，并且然后工作在与网络逆变器并联的二极管电桥模式。

根据本发明的第二方面，提供一种电机驱动器，包含根据本发明的频率转换器。

根据本发明的第二方面，提供一种电机驱动器，包含 n 个并联的根据本发明的频率转换器，以使每个频率转换器被连接到一个专用的 6 相位交流电压源上，其中 $n=2, 3, 4, \dots$ 。

本发明基于：使用分别被连接在多相交流电源的第一、第二、第三相和电容器电池之间的 3 个半导体开关来替换中间电路电容器电池的传统充电接触器和充电电阻器。当频率转换器被连接到供电网络时，这 3 个半导体开关被配置用于首先工作在调整模式，以便使用调

整的充电电流对电容器电池进行充电，直到电容器电池的电压达到预定电平。然后控制这3个半导体开关工作在与网络逆变器并联的二极管电桥模式。在本发明的优选实施例中，每个半导体开关包含一个二极管和栅极触发部件（最好是闸流晶体管）的串联连接。

在本发明中所需要的半导体开关比现有技术的充电接触器和充电电阻器更加低廉并且体积更小。半导体开关是可控制的，以便以一种受控方式来充电电容器电池，并且通过使用例如相位控制方法将充电电流限制在一个允许的范围内。当充电已经到达期望电平，并且交流电压源也被连接到网络逆变器时，控制本发明的半导体开关使之作为一个二极管电桥工作。这样在两个路径上产生整流：通常是经由网络逆变器，和经由本发明中的半导体开关。这导致总功率的上升，或者导致经由网络逆变器传送的功率下降。在实践中，由于后一路径而引起的电压损耗比较小，使得它能够分担总的电源电流的较大部分。由于网络逆变器的二极管是快速的，并且它们的下降电压以及功率损耗都比闸流晶体管更大，因而这样是有益的。

在本发明的实施例中，至少6个交流电压相位被馈入到频率转换器中，即，上述的两个整流器路径被连接到电压源的不同相位上，由此，频率转换器实现了至少12脉冲整流，同时功率也可能从负载传回到该网络（4象限驱动）。和已有技术的电路相比这是一个显著的优点，因为在现有技术中不能组合上述两个特性。

在本发明的优选实施例中，还使用双向传送功率的半导体开关来代替主接触器。这不仅节省了空间和成本，而且还能够避免传统主接触器的牵引线圈所需要的附加功率或者额外的电源。

本发明的一些实施例以不同的组合方式包含了上述实施方式的特征。

本发明的一个特征是，电驱动器包含并联的 n 个依照本发明的频率转换器，这样每个频率转换器被连接到一个专用的 n 相位交流电压源，其中 $n=2, 3, 4, \dots$ 这样允许了18脉冲或者24脉冲整流的简单实现。这样做，电源电流失真几乎不会存在。

附图说明

在下文中，将参照附图详细说明本发明的优选实施例，其中：

图1的框图示例了配有中间电路的频率转换器或者电驱动器的结

构;

图 2 的电路图示出了现有技术 4 象限驱动器的原理;

图 3 的电路图示出了现有技术 2 象限驱动器的原理; 以及

图 4 示出了依照本发明实施例的电机驱动器的原理的电路图。

具体实施方式

在如图 4 的例子所示的 4 象限驱动器中, 中间电路的电容器电池 C1-C2 的传统的充电接触器和充电电阻器被 3 个半导体开关 41、42 和 43 所代替。每个半导体开关 41、42 以及 43 分别包括一个二极管 D_x , D_y 或者 D_z 以及栅极触发部件 (在示例性电路中为闸流晶体管) T_x , T_y 或者 T_z 的串联连接, 栅极触发部件 T_x , T_y 或者 T_z 被并联连接到电容器电池 C1-C2。串联连接的互连节点被连接到交流电压输入的对应相位 U1a, V1a 或者 W1a 上, 在示例情形中该交流电压输入是使用变压器 T1 的三角形连接的次级线圈 M2 产生的。扼流线圈 L2 可以便于限制电源电流中的谐波并且防止高干扰频率通过。

传统的主接触器被半导体开关 44、45 和 46 代替, 后者双向传送功率, 并且分别包括二极管 D_R , D_S 或 D_T 以及栅极触发部件 (在示例电路中为闸流晶体管) T_R , T_S 或者 T_T 的反并联。换言之, 每个闸流晶体管 T_R , T_S 和 T_T 的阳极被连接到交流电压输入的对应相位 U1b, V1b 或者 W1b 上, 该交流电压输入在本例中由变压器 T1 星形连接的次级线圈产生。扼流线圈 L1 可以便于限制电源电流中的谐波并且能够防止高干扰频率的通过。每个闸流晶体管 T_R , T_S 和 T_T 的阴极被连接到逆变器电桥 SM1, 即, 连接到该逆变器电桥开关部件的对应中间节点上。每个二极管 D_R , D_S 或 D_T 被并联连接到对应的闸流晶体管 T_R , T_S 和 T_T , 以使二极管的阳极和闸流晶体管的阴极相连, 二极管的阴极和闸流晶体管的阳极相连。因此, 当闸流晶体管 T_R , T_S 和 T_T 被触发时, 开关部件 44、45 和 46 在两个方向上都能传导功率。

来自闸流晶体管控制电路 47 的控制信号 X, Y 和 Z 被连接到闸流晶体管 T_x , T_y 和 T_z 的栅极, 控制信号 R, S 和 T 被连接到闸流晶体管 T_R , T_S 和 T_T 的栅极。闸流晶体管控制电路 47 也被配置用于观察半导体开关部件 41、42 和 43 中间节点的电压以及电容器电池 C1-C2 的电压。

实施电容器电池、网络逆变器 SM1 以及逆变器 SM2 的方式并不重

要，它们可以使用任何适当的技术方案实现。在本文中，电容器电池是指由一个或者多个电容器 C1, C2 构成的单元。旁路电阻器最好和电容器并联。网络逆变器 SM1 可以是任何能够双向功率传送的开关电桥。适当的开关模块 SM1 结构对于本领域技术人员是显而易见的。图 4 的示例结构是现有技术中的网络逆变器 SM1，其中使用了 IGB 晶体管。它还允许以一种本身已知的方式来进一步降低电源失真。相似地，逆变器 SM2 可以使用已有技术方案实现，在图 4 中示例了其中之一。逆变器 SM2 以期望的频率为负载（例如电机 M）产生交流电压 U2, V2 和 W2。利用馈入到晶体管栅极的控制信号以一种本身已知的方式来控制逆变器 SM1 和 SM2。

依照本发明的该实施例，半导体开关的操作可以被分为两个操作模式，即，充电模式和二极管模式，在前一模式中，半导体开关 41、42 和 43 被控制以对电压中间电路的电容器电池 C1-C2 充电，在后一模式中，半导体开关 41、42 和 43 被控制以便作为整流器电桥工作并且将满电压馈送到直流电压中间电路的电容器电池 C1-C2 上。

在充电模式，以受控的方式将直流电压中间电路的电压升高到目标电平。通常，在充电开始时，中间电路的电容器电池或者电容器被完全放电或者几乎完全放电。充电情形如下：当切换到电源电压时，所有的闸流晶体管 T_x, T_y, T_z 和 T_r, T_s, T_t 不受控制（信号 X, Y, Z, R, S 和 T 不起作用），因而闸流晶体管不能被触发。因此半导体开关 44、45 和 46 将供电网络从网络逆变器 SM1 断开。这样一来，电流不能以不受控制的方式流经网络逆变器 SM1 的二极管电桥到达电容器电池 C1-C2。也没有电流流经半导体开关 41、42 和 43 到达中间电路。直到充电开始时，闸流晶体管控制 47 才利用信号“X”，“Y”和“Z”来控制闸流晶体管 T_x, T_y 和 T_z ，这样以一种受控的方式进行充电，并且充电电流 I_c 被限制为允许的值。在本发明的优选实施例中，利用一种本身已知的相位角度控制方法来进行。可以通过例如控制闸流晶体管 T_x, T_y 和 T_z 与电源周期相比的触发时刻来调整电容器 C1-C2 的充电速度。当闸流晶体管的阳极电压超过阴极电压时可以用已知的方式来触发闸流晶体管。然而，闸流晶体管不能被活动地关断，而只有当流经闸流晶体管的电流低于保持电流时才可以关断闸流晶体管。这种关断情形被称为自然换向。在通过自然线换向的动作来关断闸流晶体管之前，闸流

晶体管被触发的短暂时刻，闸流晶体管控制 47 能够将短脉冲输入到闸流晶体管 T_x , T_v 和 T_z 的栅极。这样得到一个电流脉冲，它截取自电源周期，被传送到直流电压中间电路的电容器电池 C1-C2，并且使该电池的终端电压升高。电流脉冲的幅度取决于限制该电流的电感，并且取决于栅极脉冲是在换向时刻之前多久给出的。

闸流晶体管控制 47 观察电容器电池 C1-C2 的终端电压。当电容器电池 C 的终端电压升到足够高时，控制采取二极管模式。在二极管模式，闸流晶体管控制 47 比较瞬时相位电压 U_{1a} , V_{1a} 或者 W_{1a} (即 T_x , T_v 和 T_z 的阳极电压) 与它们的阴极电压 (即，电容器电池 C1-C2 的第二终端电压 U_c)。当闸流晶体管的阳极比阴极电势高时，闸流晶体管控制 47 通常利用信号 “X”，“Y”，“Z” 把栅极电流提供给闸流晶体管 T_x , T_v 和 T_z 。通过栅极电流的作用，当闸流晶体管的阳极电压超过阴极电压时，闸流晶体管立刻被触发。因此，根据本发明，直到阳极电压变得比阴极电压更低时才产生栅极电流。所以，由半导体开关 41、42 和 43 所构成的电桥的操作与二极管电桥的操作类似。

当半导体开关 41、42 和 43 被控制为二极管模式时，闸流晶体管控制 47 同时开始利用信号 “R”，“S”，“T” 向闸流晶体管 T_r , T_s 和 T_t 馈入连续的直流栅极电流，使得闸流晶体管总是在其阳极电势高于阴极时而被触发。反向并联连接的闸流晶体管对 44、45 和 46 因而在两个方向上导通，它和一个闭合的接触器完全类似。考虑到闸流晶体管的漏电流损耗，一个连续的栅极电流不会产生什么坏处，因为闸流晶体管 T_r , T_s 和 T_t 的反向电压被限制为等于二极管电压。DC 栅极电流可以以 3 个不同相位电势而被提供给闸流晶体管 T_r , T_s 和 T_t ，最好是利用一个小的脉冲变压器和二极管电桥，或者通过从开关模块 SM1 上面的 IGB 晶体管的栅极控制器来“窃取”。

逆变器 SM1 和 SM2 可以根据已有技术方案操作。

因而，沿着两条路径进行整流：经由半导体开关 41、42 和 43 构成的二极管电桥，和经由二极管/闸流晶体管 44、45，46 以及逆变器 SM1 的二极管电桥。如果根据图 4 使用 6 输入相位，则可以获得 12 脉冲整流，并且与之相伴，本质上只有一个很小的电源电流失真。以已知的方式可以通过使用网络逆变器 SM1 的 IGB 晶体管来进一步降低这种失真。由于前一路径的电压损耗更小，它占用了总的电源电流一个

大一些的部分。如果期望，该现象可以得到补偿，例如通过适当增加第一路径扼流的电感，或者通过安排输入变压器次级线圈的电感使它们彼此互不相同。

在依照本发明实施例的电机驱动器中，本发明的 n 个频率转换器被并联连接，以使每个频率转换器被连接到一个专用的 6 相位交流电压输入上，其中 $n=2, 3, 4, \dots$

并联连接多个这样的转换器得以实现 18 或 24 脉冲整流。在这些情形下，电源电流失真本质上几乎不存在，因而开关模块只是“完成”了整流。可以通过如下方式实现并联连接，例如通过使用一个特殊连接的输入变压器，该变压器输出所需要数量的 3 相输出。在 24 脉冲转换器系统中，因而需要 4 个次级线圈（即，除了图 4 的线圈 M1 和 M2 之外的两个附加线圈），其相位差是 15 度（ $360 \text{度}/24$ ）。开关电桥 41、42 和 43 被连接到次级线圈之一上（例如图 4 中的线圈 M2）。网络逆变器被连接到每一个其它次级线圈上，其连接方式与网络转换器 SM1 经由开关 44、45 和 46 被连接到次级线圈 M1 的方式相同。因此，图 4 的网络转换器分支被复制成 3 个并联分支，每一个都有专用的三相输入。所有分支馈入同一电容器电池。控制电机的逆变器例如可以与图 4 的逆变器 SM2 相似。

本发明的一个实际的附加优点是在制造用于实施图 3 的 2 象限驱动器类型和图 4 的 4 象限驱动器类型的电驱动器时，只需要一个机械方案。这是因为它们可以使用相同的部件，而只是使用方式稍微不同。

对于本领域技术人员来说，很显然随着技术的进步可以用多种方式来实现本发明的基本思想。本发明及其实施例因而不仅限于上述实例，而是可以在权利要求的精神和范围之内变动。

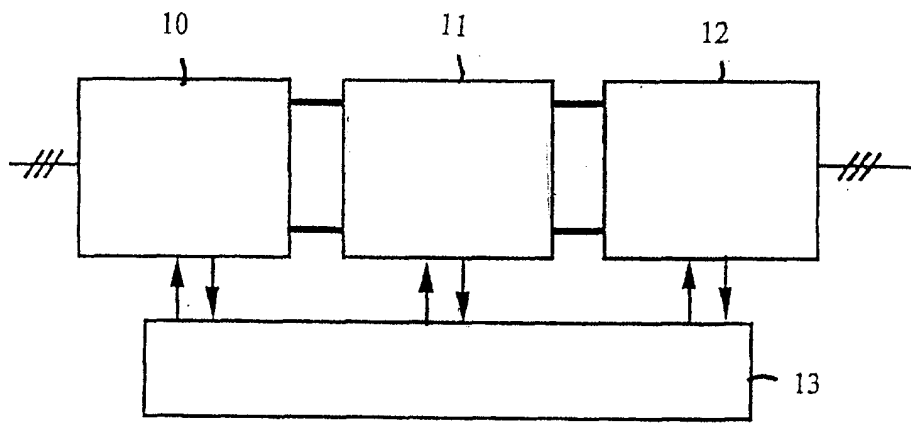


图 1

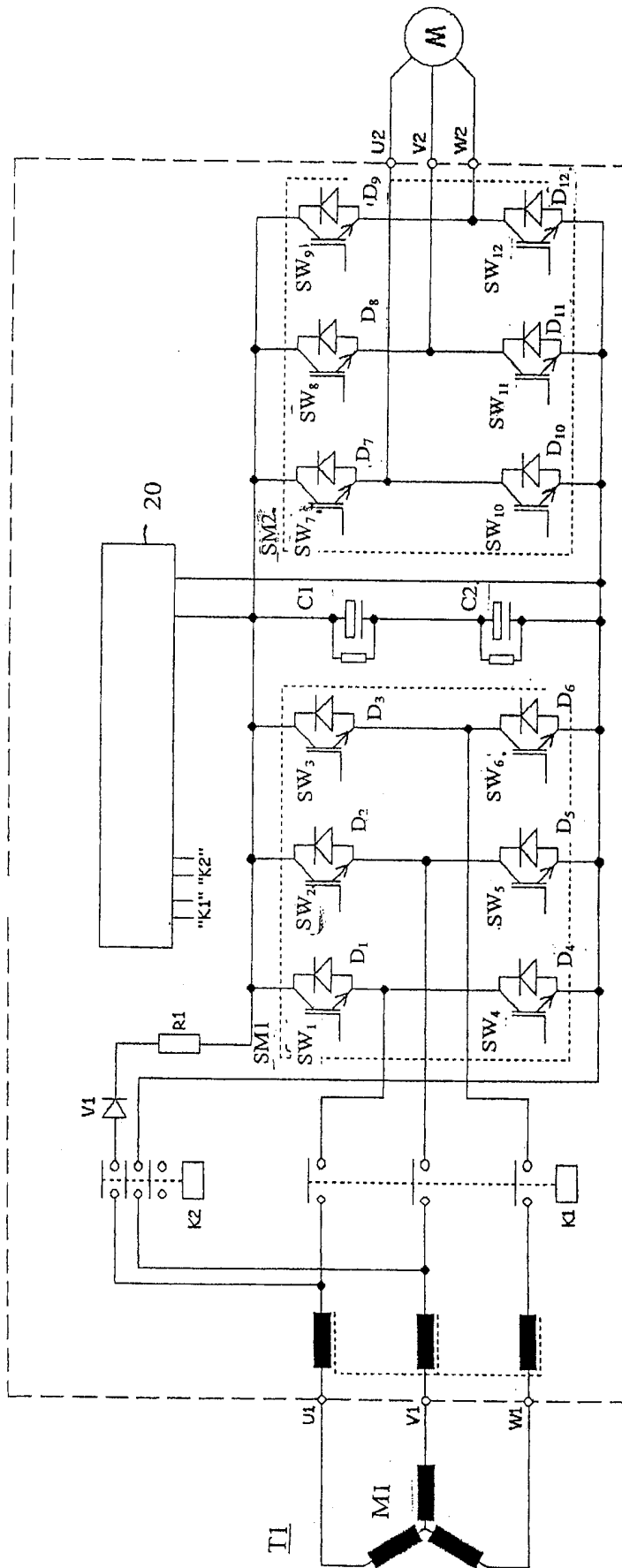


图 2

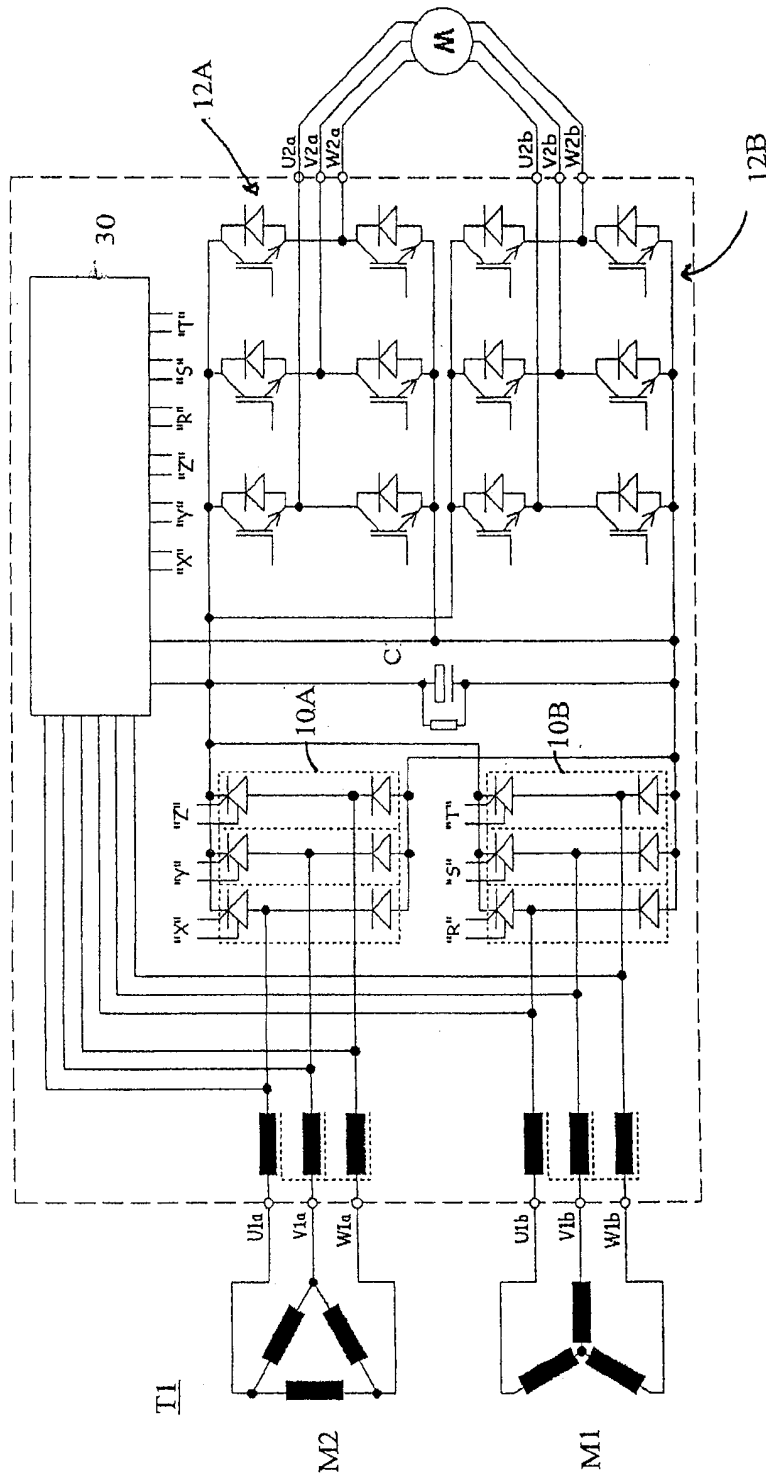


图 3

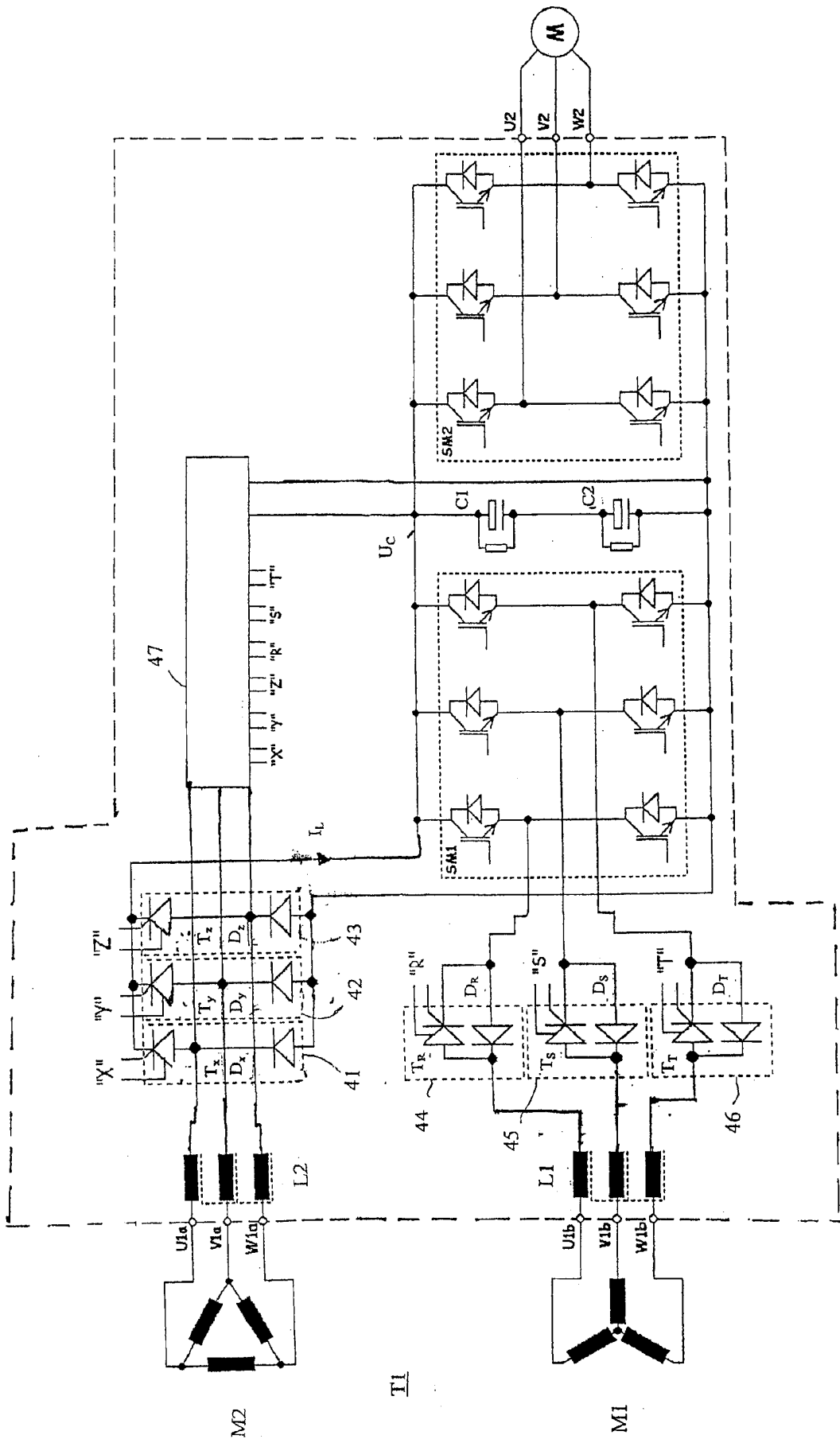


图 4