



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111133670 B

(45) 授权公告日 2024. 05. 10

(21) 申请号 201780094703.7
 (22) 申请日 2017.08.03
 (65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 111133670 A
 (43) 申请公布日 2020.05.08
 (85) PCT国际申请进入国家阶段日
 2020.03.06
 (86) PCT国际申请的申请数据
 PCT/EP2017/069728 2017.08.03
 (87) PCT国际申请的公布数据
 W02019/024999 EN 2019.02.07
 (73) 专利权人 日立能源有限公司
 地址 瑞士苏黎世
 (72) 发明人 Y·江-赫夫纳 A·亚布达尔拉曼
 P·霍姆伯格
 (74) 专利代理机构 北京市汉坤律师事务所
 11602
 专利代理师 王其文 张涛

(51) Int.Cl.
 H02M 7/757 (2006.01)
 H02J 3/36 (2006.01)
 (56) 对比文件
 CN 102710105 A, 2012.10.03
 CN 104716817 A, 2015.06.17
 CN 104734202 A, 2015.06.24
 CN 106849106 A, 2017.06.13
 CN 104682390 A, 2015.06.03
 CN 105656072 A, 2016.06.08
 CN 106972519 A, 2017.07.21
 EP 3070799 A1, 2016.09.21

杨晨曦;李永刚;王金浩;李建文.电网谐波畸变下LCL型并网逆变器的有源阻尼控制.华北电力大学学报(自然科学版).2016,(第03期),全文.

黄宇淇;姜新建;邱阿瑞.LCL滤波的电压型有源整流器新型主动阻尼控制.电工技术学报.(第09期),全文.

审查员 左昀

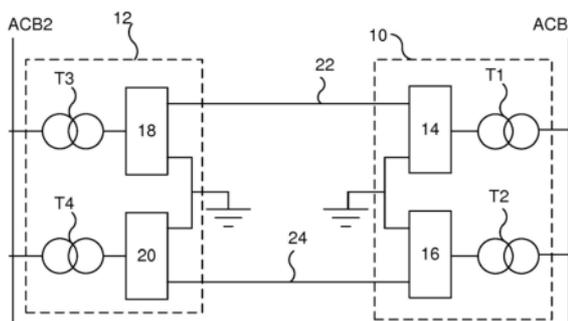
权利要求书2页 说明书9页 附图4页

(54) 发明名称

控制DC系统中的电压源变流器

(57) 摘要

本发明涉及第一电压源变流器(14)和包括这种第一电压源变流器(14)的换流站(10)、以及一种用于控制第一电压源变流器的方法和计算机程序产品。第一电压源变流器(14)具有用于连接到DC系统(22)的DC侧,具有用于连接到AC系统(ACB1)的AC侧,并且与第二电压源变流器(16)的AC侧互连,第二电压源变流器具有连接到DC系统(24)的DC侧。第一电压源变流器(14)包括:多个变流器阀对,每个变流器阀对被连接到AC系统(ACB1)的对应的AC相;以及控制单元,控制变流器阀以生成至少一个AC波形并减少变流器(14, 16)之间的振荡。



1. 一种第一电压源变流器 (14), 具有用于连接到直流DC系统的DC侧、以及用于连接到交流AC系统 (ACB1) 并用于与第二电压源变流器 (16) 的AC侧互连的AC侧, 所述第二电压源变流器 (16) 具有连接到所述DC系统的DC侧, 并且所述第一电压源变流器 (14) 包括:

多个变流器阀 (CVA1, CVA2, CVB1, CVB2, CVC1, CVC2), 每个变流器阀被连接到所述AC系统 (ACB1) 的对应的AC相, 以及

控制单元 (26), 可操作以控制所述变流器阀 (CVA1, CVA2, CVB1, CVB2, CVC1, CVC2), 从而生成至少一个电压波形, 并且所述控制单元 (26) 在减少振荡时被配置为在两个电压源变流器之间所形成的谐振频率周围产生虚拟电阻, 并且

其中所述控制单元 (26) 在形成所述虚拟电阻时可操作以将相电流 (pc_d, pc_q) 与比例增益 (Kp) 相乘, 以用于获得振荡抑制控制信号 (dc_d, dc_q),

从而通过将所述振荡抑制控制信号 (dc_d, dc_q) 与变流器参考电压组合来减少所述变流器之间的振荡。

2. 根据权利要求1所述的第一电压源变流器 (14), 其中所述控制单元进一步被配置为处理所述相电流, 使得从乘法中排除主电源频率分量。

3. 根据权利要求2所述的第一电压源变流器 (14), 其中所述处理包括对所述相电流进行高通滤波。

4. 根据权利要求3所述的第一电压源变流器 (14), 其中截止频率在1-70Hz范围内。

5. 根据权利要求1至4中的任一项所述的第一电压源变流器 (14), 其中所述控制单元 (26) 进一步可操作以将所述振荡抑制控制信号 (dc_d, dc_q) 与变流器参考电压 ($Ur0_d, Ur0_q$) 组合, 以便获得阀控制信号 (Ur_d, Ur_q)。

6. 根据权利要求5所述的第一电压源变流器 (14), 其中所述控制单元 (26) 可操作以将所述振荡抑制控制信号 (dc_d, dc_q) 与dq坐标系中的变流器参考电压 ($Ur0_d, Ur0_q$) 组合。

7. 根据权利要求5所述的第一电压源变流器 (14), 其中所述控制单元 (26) 可操作以将所述振荡抑制控制信号 (dc_d, dc_q) 与静态坐标系中的变流器参考电压 ($Ur0_d, Ur0_q$) 组合。

8. 根据权利要求1至4以及6至7中的任一项所述的第一电压源变流器 (14), 其中所述第一电压源变流器以不同于电流反馈控制的控制模式来操作。

9. 根据权利要求1至4以及6至7中的任一项所述的第一电压源变流器 (14), 其中所述第一电压源变流器以电压和频率控制模式或以电压和相位控制模式来操作。

10. 一种包括第一电压源变流器 (14) 的换流站 (10), 所述第一电压源变流器 (14) 具有用于连接到直流DC系统的DC侧、以及用于连接到交流AC系统 (ACB1) 并用于与第二电压源变流器 (16) 的AC侧互连的AC侧, 所述第二电压源变流器 (16) 具有用于连接到所述DC系统的DC侧, 并且所述第一电压源变流器是根据前述权利要求中的任一项所述的第一电压源变流器 (14)。

11. 根据权利要求10所述的换流站 (10), 还包括所述第二电压源变流器 (16)。

12. 一种控制第一电压源变流器 (14) 的方法, 所述第一电压源变流器 (14) 具有连接到直流DC系统的DC侧、具有连接到交流AC系统 (ACB1) 的AC侧、并且与第二电压源变流器 (16) 的AC侧互连, 所述第二电压源变流器 (16) 具有连接到所述DC系统的DC侧, 并且所述第一电压源变流器包括多个变流器阀 (CVA1, CVA2, CVB1, CVB2, CVC1, CVC2), 每个变流器阀被连接

到所述AC系统(ACB1)的对应的AC相,所述方法在所述第一电压源变流器(14)的控制单元(26)中执行,并且包括:

控制所述变流器阀(CVA1,CVA2,CVB1,CVB2,CVC1,CVC2),以生成至少一个电压波形,在两个电压源变流器之间所形成的谐振频率周围产生虚拟电阻,所述虚拟电阻通过以下操作形成:将相电流(pc_d, pc_q)与比例增益(Kp)相乘,以用于获得振荡抑制控制信号(dc_d, dc_q),

从而通过将所述振荡抑制控制信号(dc_d, dc_q)与变流器参考电压组合来减少所述变流器之间的振荡。

13. 根据权利要求12所述的方法,其中所述虚拟电阻的所述形成进一步包括:处理所述相电流,使得从乘法中排除主电源频率分量。

14. 根据权利要求13所述的方法,其中所述处理包括对所述相电流进行高通滤波。

15. 根据权利要求12至14中的任一项所述的方法,进一步包括:将所述振荡抑制控制信号(dc_d, dc_q)与变流器参考电压($Ur0_d, Ur0_q$)组合,以便获得阀控制信号(Ur_d, Ur_q)。

16. 根据权利要求15所述的方法,其中所述振荡抑制控制信号(dc_d, dc_q)与dq坐标系中的变流器参考电压($Ur0_d, Ur0_q$)组合。

17. 一种用于控制第一电压源变流器(14)的计算机设备,所述第一电压源变流器(14)具有连接到直流DC系统的DC侧、具有连接到交流AC系统(ACB1)的AC侧、并且与第二电压源变流器(16)的AC侧互连,所述第二电压源变流器(16)具有连接到所述DC系统的DC侧,并且所述第一电压源变流器包括多个变流器阀(CVA1,CVA2,CVB1,CVB2,CVC1,CVC2),每个变流器阀被连接到所述AC系统(ACB1)的对应的AC相,所述计算机设备包括具有计算机程序代码(58)的数据载体(56),所述计算机程序代码(58)被配置为使所述第一电压源变流器(14)的控制单元(26):

控制所述变流器阀(CVA1,CVA2,CVB1,CVB2,CVC1,CVC2),以生成至少一个电压波形,在两个电压源变流器之间所形成的谐振频率周围产生虚拟电阻,所述虚拟电阻通过以下操作形成:将相电流(pc_d, pc_q)与比例增益(Kp)相乘,以用于获得振荡抑制控制信号(dc_d, dc_q),

从而通过将所述振荡抑制控制信号(dc_d, dc_q)与变流器参考电压组合来减少所述变流器之间的振荡。

控制DC系统中的电压源变流器

技术领域

[0001] 本发明涉及第一电压源变流器和包括第一电压源变流器的换流站以及用于控制第一电压源变流器的方法和计算机程序产品。

背景技术

[0002] 电压源变流器经常用于在交流 (AC) 和直流 (DC) 之间进行变换, 诸如在三相AC和DC之间。然后, 变流器通常设置在换流站中, 并且具有连接到DC系统的DC侧和连接到AC系统的AC侧。然后, 变流器由多个相支路组成, 每个相一个, 其中每个相支路包括两个相臂, 一个上相臂和一个下相臂。然后, 每个相臂都包括对应的变流器阀, 其中相臂的阀共同用于形成AC波形。

[0003] DC系统可以是双极DC系统, 即包括两个DC极的系统(正极和负极)。在这种情况下, 换流站包括两个变流器; 一个的DC侧连接到正极, 并且另一个的DC侧连接到负极。在这种情况下, 两个变流器的AC侧都可以例如经由公共AC母线互连, 该公共AC母线链接到AC系统或者是AC系统的一部分。

[0004] 在一些实例中, 同样重要的是, 换流站的两个变流器在频率和电压控制模式下操作。当在这种情况下并且它们连接到相同的AC系统时, 两个极经由电源频率下垂共享有功功率。它们还经由电压无功功率下垂来共享AC电压控制。

[0005] 在频率和电压控制模式下操作两个变流器的主要优点在于: 由于电源频率下垂功能, 两个极可以自动地共享电网恢复期间(负载和发电之间的)有功功率的不平衡, 或共享由风电场生成的有功功率。

[0006] 然而, 当在该控制模式下控制两个变流器时, 当它们在AC侧上互连时, 在两个极之间存在振荡的风险。

[0007] 如果例如换流站是其中两个变流器在频率和电压控制模式下操作、以及经由DC系统连接到另一个支撑站的黑启动站, 则两个变流器可能开始彼此相对振荡。

[0008] 本发明涉及抑制连接到相同的DC系统并且在AC侧上互连的两个变流器之间的这种振荡的问题。

[0009] 在WO 2015/155183中描述了使用模型预测控制的控制器中的振荡的抑制。然而, 在这篇文章中被抑制的振荡是由连接在变流器的AC侧与AC系统之间的电气LCL滤波器导致的振荡。

发明内容

[0010] 本发明针对当变流器具有互连的AC侧和连接到DC系统的DC侧时, 抑制第一电压源变流器和第二电压源变流器之间的振荡。

[0011] 根据本发明的第一方面, 该目的是通过第一电压源变流器来实现的, 该第一电压源变流器具有用于连接到DC系统的直流DC侧、以及具有用于连接到AC系统并用于与第二电压源变流器的AC侧互连的交流AC侧, 该第二电压源变流器具有连接到DC系统的DC侧, 并且

该第一电压源变流器包括：

[0012] 多个变流器阀对,每个变流器阀对被连接到AC系统的对应的AC相,以及

[0013] 控制单元,可操作以控制变流器阀,从而生成至少一个AC波形并减少变流器之间的振荡。

[0014] 根据第二方面,该目的是通过包括第一电压源变流器的换流站来实现的,该第一电压源变流器具有用于连接到DC系统的直流DC侧、以及具有用于连接到AC系统并用于与第二电压源变流器的AC侧互连的交流AC侧,该第二电压源变流器具有用于连接到DC系统的DC侧,其中第一电压源变流器是根据第一方面的第一电压源变流器。

[0015] 根据第三方面,该目的是通过控制第一电压源变流器的方法来实现的,该第一电压源变流器具有连接到DC系统的直流DC侧、具有连接到AC系统的交流AC侧、并且与第二电压源变流器的AC侧互连,该第二电压源变流器具有连接到DC系统的DC侧,并且第一电压源变流器包括多个变流器阀对,每个变流器阀对被连接到AC系统的对应的AC相,该方法在该第一电压源变流器的控制单元中执行并且包括：

[0016] 控制变流器阀以生成至少一个AC波形并减少变流器之间的振荡。

[0017] 根据本发明的第四方面,该目的是通过用于控制第一电压源变流器的计算机程序产品来实现的,该第一电压源变流器具有连接到DC系统的直流DC侧、具有连接到AC系统的交流AC侧、并且与第二电压源变流器的AC侧互连,该第二电压源变流器具有连接到该DC系统的DC侧,并且该第一电压源变流器包括多个变流器阀对,每个变流器阀对被连接到AC系统的对应的AC相,该计算机程序产品包括带有计算机程序代码的数据载体,该计算机程序代码被配置为使第一电压源变流器的控制单元：

[0018] 控制变流器阀以生成至少一个AC波形并减少变流器之间的振荡。

[0019] 第一和第二变流器可以被设置在双极DC系统中的同一换流站中,或者在单极DC系统中的不同换流站中。

[0020] 本发明具有许多优点。它能够有效地使两个变流器之间的功率波动的振荡得到抑制。此外,由于抑制是使用控制执行的,因此可以避免引入潜在的具有损耗的昂贵部件,诸如电阻器。电阻器也很笨重,因此增加了变流器的占地面积。抑制的程度也可以灵活设置。仅通过添加一些软件就可以容易地将控制引入变流器。

附图说明

[0021] 下文将参考附图描述本发明,其中：

[0022] 图1示意性地示出了连接到单独的AC系统并通过DC系统互连的两个换流站,

[0023] 图2示意性地示出了换流站中的第一换流站的第一变流器,

[0024] 图3示意性地示出了用于控制第一变流器的控制单元,该控制单元包括波形控制模块和主动抑制控制模块,

[0025] 图4示意性地示出了主动抑制控制模块的d分量控制部分的第一变型,

[0026] 图5示意性地示出了主动抑制控制模块的对应的q分量控制部分,

[0027] 图6示意性地示出了d分量控制部分的第二变型,

[0028] 图7示意性地示出了以数据载体为形式的计算机程序产品,该数据载体包括用于实现控制单元的计算机程序代码。

具体实施方式

[0029] 在下文中,将给出本发明优选的实施例的详细描述。

[0030] 图1示出了两个换流站10和12的单线图,每个换流站被连接到单独的交流(AC)系统并且通过直流(DC)系统互连,该直流(DC)系统可以是高压直流(HVDC)输电系统。DC系统是双极系统并且因此有第一极22和第二极24。由此,第一换流站10还包括第一变流器14和第二变流器16,并且第二换流站12包括第三变流器18和第四变流器20。变流器在AC和DC之间进行变换,并且因此每个变流器具有面向DC系统的DC侧和面向AC系统的AC侧。

[0031] 在本示例中,第一换流站10的第一变流器14经由第一变压器T1连接到第一AC母线ACB1,并且第二变流器16经由第二变压器T2也连接到第一AC母线ACB1,其中第一AC母线ACB1可以是第一AC系统的一部分或被认为是第一AC系统。可以看出,因为这个原因,第一变流器14和第二变流器16的AC侧经由第一变压器T1和第二变压器T2以及第一AC母线ACB1互连。

[0032] 以类似的方式,第二换流站12的第三变流器18经由第三变压器T3连接到第二AC母线ACB2,并且第四变流器20经由第四变压器T4也连接到第二AC母线ACB2,其中第二AC母线ACB2可以是第二AC系统的一部分或被认为是第二AC系统。

[0033] 第一变流器14还位于经由第一极22连接到第三变流器18的DC侧上,并且第二变流器16经由第二极24连接到第四变流器20,其中第一极22和第二极24可以作为电缆(诸如水下或海底电缆)或架空线路实现。此外,第一变流器14还与第二变流器16在DC侧上互连,其中该互连通常经由电极线路和接地电极而被接地。以类似的方式,第三变流器18与第四变流器20在DC侧上互连,其中该互连也例如经由电极线路和接地电极而被接地。

[0034] 例如,第二AC系统可以是生成能量的系统,并且第一AC系统可以是消耗能量的系统。AC电力系统还可以是三相系统。

[0035] 极22和24还可以覆盖长距离以用于传输电力。

[0036] 这里DC系统是互连两个换流站的点对点的双极DC系统。应该认识到,作为备选,该DC系统可以是包括更多的换流站的多端DC系统,例如多端HVDC系统。DC系统还可能是单极HVDC系统,在这种情况下,第一和第二变流器被设置在不同的换流站中,但是仍然在AC侧上互连。

[0037] 图2示出了实现第一变流器14的一种方式。示例的第一变流器14是用于在AC和DC之间变换的三相电压源变流器,并且具有前文所述的面向DC系统的DC侧和面向AC系统的AC侧。因此第一变流器14包括例如并联连接在第一DC端子DC1和第二DC端子DC2之间的三个相支路PL1、PL2和PL3,其中第一DC端子DC1可以连接到第一极22,并且第二DC端子可以连接到第二变流器16的第一DC端子,在这种情况下,第二变流器16的第二DC端子会连接到第二极24。如前文所述,第一变流器14的第二DC端子DC2和第二变流器的第一DC端子之间的互连在这种情况下也可以被接地。

[0038] 此外,第一变流器14的每个相支路包括一对变流器阀。因此第一相支路PL1包括第一变流器阀CVA1和第二变流器阀CVA2,第二相支路包括第三变流器阀CVB1和第四变流器阀CVB2,并且第三相支路PL3包括第五变流器阀CVC1和第六变流器阀CVC2。相支路的中点连接到对应的AC端子AC1、AC2、AC3,其中每个AC端子经由第一变压器(未示出)连接到第一AC系统的对应的相。在该示例中相支路被划分为两个半部,第一上半部和第二下半部,其中这种

半部也被称为相臂。由此,相支路经由第一变压器T1连接到第一AC系统的相。此外,每个阀对被连接到第一AC系统的对应的AC相。

[0039] 在第一DC端子DC1与第一、第二或第三AC端子AC1、AC2和AC3之间的相臂可以称为第一相臂或上相臂,而第一、第二或第三AC端子AC1、AC2和AC3与第二DC端子DC2之间的相臂可以称为第二相臂或下相臂。此外,相臂中点经由相电抗器LAC1、LAC2和LAC3连接到AC端子。

[0040] 此外,上相臂经由对应的第一或上臂电抗器LA1、LB1和LC1接合到第一DC端子DC1,而下相臂经由第二或下臂电抗器LA2、LB2和LC2接合到第二DC端子DC2。因此,臂电抗器被连接在阀与极之间。然而应该认识到,臂电抗器同样可以设置在阀的相对侧上。

[0041] 第一电压源变流器14可以是两电平变流器,其中每个变流器阀由多个串联连接的开关单元组成。备选地,变流器可以是模块化多电平变流器(MMC),其中每个变流器阀通过多个子模块的串联或级联形成,其中子模块可以是半桥子模块或全桥子模块。子模块继而包括与储能元件(如电容器)并联的一串或两串串联连接的开关单元。开关单元可以以具有反并联二极管的晶体管的形式实现。然而已知还可以使用其他类型的半导体单元实现,诸如集成门极换流晶闸管(IGCT)或双模绝缘栅晶体管(BIGT)。对于其他类型的子模块,诸如提供一个以上电压电平的子模块,也是已知的。

[0042] 虽然MMC是优选的,但是应该认识到电压源变流器存在无数的变化,其中变流器例如可以是n电平变流器,诸如中性点箝位三电平变流器。模块化多电平变流器还可以由多个不同类型的子模块组成。也可能存在在n电平环境中使用子模块的混合变流器。

[0043] 在第一变流器14中,在每个AC端子处还有电流传感器。每个AC端子因此与对应的电流传感器串联连接,该电流传感器检测或感测流经AC端子的相电流 i_a 。在图2中仅示出了一个连接在第一AC端子AC1与第一相支路PL1的第一相电抗器LAC1之间的这种电流传感器CS。

[0044] 还应该认识到,作为备选可以替代使用成对的电流传感器,其中一对传感器中的一个电流传感器被设置在相支路的上相臂中,并且一对传感器中的另一电流传感器被设置在同一相支路的下相臂中。

[0045] 最后存在控制单元26,其控制第一变流器14的操作,并且更具体地控制每个变流器阀。在图中仅指示了使用阀控制信号 U_r 的第一变流器阀CVA1和第二变流器阀CVA2的控制。然而,控制单元26被提供用于控制变流器的所有相臂。因此应该认识到,所有变流器阀都由控制单元26控制。

[0046] 图3示出了实现控制单元26的一种方式的示意框图。控制单元26包括波形控制模块WFC 28和主动抑制控制模块ADC 30,其中波形控制模块28负责AC波形生成,并且主动抑制控制模块30负责抑制第一变流器和第二变流器之间的振荡。由此可见,控制单元控制变流器阀以生成至少一个AC波形并减少变流器之间的振荡,这些振荡可能由DC系统中的谐振引起。更具体地,在AC波形的生成中,波形控制单元使用电压和频率控制。

[0047] 第二变流器16可以如第一变流器14一样实现。

[0048] 在HVDC双极配置中,在同一换流站中的两个变流器可以在频率和电压控制模式(FVCtrl)下操作。这作为示例可以是当由两个极22和24形成的HVDC链路被用于黑启动死AC系统或被用于将远程/离岸风电场生成的电力传输到主AC电网时的情况,其中死AC系统以

及主AC电网可以对应于第一AC系统ACB1。

[0049] 当同一站中的两个变流器在FVCtrl模式下操作并且它们被连接到同一AC系统或经由同一AC系统互连时,两个极经由电源频率下垂共享有功功率。它们还经由电压无功功率下垂来共享AC电压控制。

[0050] 在FVCtrl模式下操作两个变流器的主要优点是,由于电源频率下垂功能,两个极可以自动地共享电网恢复期间(负载和发电之间的)有功功率的不平衡,或共享由风电场生成的有功功率。

[0051] 在FVCtrl下操作两个变流器是稳健且直接的操作类型,通常是首选的。

[0052] 然而,当换流站的两个变流器在FVCtrl模式下操作时,在两个极之间存在振荡的风险。

[0053] 例如如图1中,第二换流站12可以是控制DC电压的支撑站并且可以连接到由无限源表示的AC系统(第二AC系统ACB2),同时第一换流站10是黑启动站,其中两个变流器14和16在FVCtrl模式下操作。

[0054] 在使用换流站(如第一换流站10,其中使用电压和频率控制来控制两个变流器)的黑启动中,两个极可能彼此相对振荡,其中例如可能振荡的频率在1到几百Hz之间。

[0055] 在第一AC系统与DC系统之间交换的总功率在这种情况下可能是或多或少恒定的功率而没有任何振荡。因此,在第一变流器14和第二变流器16的输出AC电压中观察到的任何振荡都将是HVDC系统内部和两个极之间发生的振荡。因此振荡将由DC系统中的谐振引起。事实上,由于子模块电容、极电容和相臂电感以及极低抑制的极电感,HVDC系统的DC侧具有在多个频率处形成谐振的潜在可能。

[0056] 因此,本发明的方面针对抑制两个变流器之间的这种振荡。

[0057] 现在将关于第一变流器14来描述如何做到这样。

[0058] 控制单元26的波形控制模块28控制变流器阀,使得AC波形在每个AC端子AC1、AC2和AC3上生成,其中AC端子上的波形可以以已知的方式与其它AC端子上的波形分离120度。在这种控制下,波形控制模块28在FVCtrl模式下操作是可能的,并且当在这种模式下操作时,其可以执行脉宽调制控制,诸如正弦脉宽调制(SPWM)或3PWM。在这样操作期间,相支路的变流器阀(诸如第一相支路PL1的第一变流器阀CVA1和第二变流器阀CVA2)可以接收表示期望输出的电压电平的控制信号。因此阀可以接收阀控制信号 U_r ,该信号反映要在第一变流器14的第一AC端子AC1上输出的期望电压和频率。

[0059] 然而,如上所述,当这种控制由第一变流器14和第二变流器16执行时,在两个极之间可能产生振荡,这可能需要被抑制。增加对谐振的抑制可以通过在主电路中添加诸如电阻器的物理部件或通过先行控制来实现。在主电路中添加诸如电阻器的任何物理部件的成本较高。这些还会受到损耗和空间需求的影响,这通常例如在风电场应用中也是不期望的。因此根据本发明的方面,使用了用于抑制极之间的振荡的控制方法。

[0060] 这种抑制是通过使用主动抑制控制模块30实现的。执行的主动抑制可以被视为基于从变流器输出的相电流 i_a 的电阻性电压降的产生,该电压降被设置为与期望由变流器生成的电压串联,并且可以是电阻性的。这意味着主动抑制控制模块30可以被视为产生了虚拟阻抗,例如在两个变流器之间形成的任何谐振频率周围的虚拟电阻。

[0061] 现在将参考图4和图5描述抑制这种振荡的第一方式。

[0062] 在阀的控制期间执行抑制。因此将关于第一相支路PL1的第一阀CVA1和第二阀CVA2的控制给出描述。相同类型的抑制也将关于第一相支路的第二阀CVA2以及关于第二相支路PL2和第三相支路PL3的阀而发生。

[0063] 在抑制的该第一方式中,振荡抑制和控制在dq坐标系中执行,并且因此主动抑制控制模块30包括d分量控制部分和q分量控制部分。

[0064] 图4示意性地示出了主动抑制控制模块30的d分量控制部分30A的第一变型,并且图5示出了主动抑制控制模块30的q分量控制部分30B的对应的第一实现。由于振荡抑制涉及虚拟电阻的产生,因此涉及到所感测的相电流的使用,以便获取虚拟电压降。此外,由于操作在dq坐标系中执行,因此可能需要将所感测的相电流 i_a 转换为d分量相电流 i_{a_d} 和q分量相电流 i_{a_q} 。

[0065] 可以如何完成该操作在本领域是已知的。然而,为了提供更好的理解,下文也给出了简短的描述。

[0066] 相电流 i_a 可以从abc或静态坐标系转换为dq坐标系,其中d是指直轴并且q是指交轴。因此存在从abc坐标系到直轴和交轴坐标系的转换。这种转换可能涉及通过将原始相电流信号 i_a 移位90度来产生虚构信号,并将其与原始信号共同形成 α - β 波形,其中未移位的波形为 α 波形,移位的波形为 β 波形。

[0067] α 波形与 $\cos\theta$ 相乘,同时 β 波形与 $\sin\theta$ 相乘,并一起被相加以获得d分量 i_{a_d} 。以类似的方式, α 波形与 $\sin\theta$ 相乘,同时 β 波形与 $\cos\theta$ 相乘,以获得q分量 i_{a_q} , θ 是适当的角度,诸如相位角。

[0068] 在获得d相电流 i_{a_d} 和q相电流 i_{a_q} 之后,随后它们在d和q分量控制部分30A和30B中被处理。

[0069] 处理首先涉及处理相电流,使得主电源频率分量被排除在后续操作之外,其中主电源频率分量是由变流器输出的AC电压的基频分量。在该示例中,处理涉及对相电流进行高通滤波,使得分量被阻断。

[0070] 因此,如图4所示,相电流的直轴分量 i_{a_d} 被提供到具有第一截止频率的第一滤波器34。第一滤波器是高通滤波器,该高通滤波器使用第一截止频率对d分量进行高通滤波,并将其作为第一d分量处理后的电流信号 pc_d1 提供。不包括主电源频率分量的处理的后续操作包括将相电流与比例增益 K_p 相乘。因此,第一滤波器34向第一控制器36提供处理后的电流信号 pc_d 。第一控制器36是对处理后的电流信号 pc_d1 执行增益 K_p 的比例控制的P控制器,以获得表示虚拟电压降的d分量的振荡抑制控制信号 dc_d 。因此,第一控制器36对滤波后的相电流应用比例控制,以获得振荡抑制控制信号的d分量 dc_d 。

[0071] 对于q分量也执行了相同类型的处理。因此,如图5所示,相电流的q分量 i_{a_q} 被提供到具有对应的第一截止频率的第二滤波器44。第二滤波器44使用第一截止频率对q分量进行高通滤波以获得提供到第二控制器46的第一q分量处理后的电流信号 pc_q1 。第二控制器46也是对处理后的电流信号 pc_q1 执行增益 K_p 的比例控制的P控制器,以获得表示虚拟电压降的q分量的振荡抑制控制信号 dc_q 。因此,第二控制器46对滤波后的相电流应用比例控制,以获得振荡抑制控制信号 dc_q 。

[0072] 由此可见,对相电流的d分量和q分量执行以高通滤波和比例控制为形式的处理。此外可见,在滤波后的相电流的q表示和d表示上执行控制。

[0073] 抑制控制信号 dc_d 和 dc_q 可以有利地与相支路的波形控制相结合,因此抑制控制信号可以采用电压的形式,其继而可以与波形控制模块用于控制相臂的控制信号组合。例如,抑制控制信号可以从臂调制指数(即由波形控制模块28形成的不同波形控制信号或变流器参考电压,该波形控制模块28用于控制用于提供波形的相支路的变流器阀)中被减去。振荡抑制控制信号因此可以与变流器参考电压组合以获得阀控制信号。

[0074] 例如,在EP 2036181中描述了可以如何为dq坐标系形成这样的变流器参考电压,这里通过引用将其并入本文。

[0075] 波形控制模块28因此已经可以在dq坐标系中操作,这意味着在dq坐标系中已经有波形参考或变流器参考电压 $Ur0_d$ 和 $Ur0_q$,在这种情况下可以简单地从该d分量参考电压 $Ur0_d$ 中减去d分量抑制控制信号 dc_d ,并且可以从q分量参考电压 $Ur0_q$ 中减去q分量抑制控制信号 dc_q ,以获得包括电压降的阀控制信号。当抑制控制信号为负时,这种加法会导致电压降。

[0076] 因此,如图4所示,d分量抑制控制信号 dc_d 被供应到第一减法元件38的第一负输入端子,其中第一减法元件38具有第二正输入端子,其在该第二正输入端子上接收在第一相支路的上相臂中使用的变流器参考电压 $Ur0_d$ (通常称为调制指数)。如上所述,变流器参考电压 $Ur0_d$ 由波形控制模块28生成。然后第一减法元件38从变流器参考电压中减去抑制控制信号,以获得用于控制第一相支路的阀的d分量阀控制信号 Ur_d 。

[0077] 如图5所示,以类似的方式,q分量抑制控制信号 dc_q 被供应到第二减法元件48的第一负输入端子,其中第二减法元件48具有第二正输入端子,其在该第二正输入端子上接收在第二相支路的上相臂中使用的q分量变流器参考电压 $Ur0_q$ 。同样,该变流器参考电压 $Ur0_q$ 由波形控制模块28生成。第二减法元件48从变流器参考电压中减去抑制控制信号,以获得用于控制第一相支路的阀的q分量阀控制信号 Ur_q 。

[0078] 然后,两个抑制控制信号 Ur_d 和 Ur_q 可以由波形控制模块28用于在abc或普通静态坐标系中向阀CVA1和CVA2提供阀控制信号 Ur 。

[0079] 这里提到,变流器参考电压可能已经在普通静态坐标系中提供,即只有一个变流器形成参考电压 $Ur0$ 。在这种情况下,可能需要变换抑制控制信号分量 dc_d 和 dc_q 。抑制控制信号分量可以更具体地通过反向转换dq分量来变换回到最初使用的静态坐标系。这是与前面讨论的dq变换相反的过程。因此,逆变换可以涉及从dq到 α - β 坐标系和从 α - β 坐标系到静态坐标系的变换。通过这个相反过程,在静态坐标系中的一个抑制控制信号被获得,然后将该抑制控制信号与静态坐标系中的变流器参考电压进行组合,以获得阀控制信号 Ur 。

[0080] 因此,抑制控制信号可以与臂调制指数(即由波形控制模块28使用的变流器参考电压)组合。

[0081] 另一种可能的变型是测量相臂的上下阀中的阀电流,而不是相电流。然后,相电流可以被形成两个所测量的阀电流之间的差。随后可以将相电流转换到dq坐标系中并以先前描述的方式处理。

[0082] 上述滤波器可以具有相同或不同的设置,并且可以具有1-70Hz范围内的截止频率,使得静态坐标系AC电压的基波分量(其在dq坐标系中对应于DC分量)从比例控制中移除。

[0083] 如上所述,振荡通常可能发生在1至数百Hz的范围内。由此可见,通过排除与dq坐

标系中的DC分量相对应的主电源频率分量的处理以及比例控制,可以有效地抑制臂电流中的任何振荡。因此,两个变流器之间的功率波动也会受到抑制。此外,由于抑制是使用控制执行的,因此可以避免引入潜在的昂贵、笨重和有损耗的部件,诸如电阻器。抑制程度也可以使用比例增益的不同值而被灵活设置。仅仅通过添加一些软件,也可以很容易地将控制引入到变流器中。

[0084] 可以对上述控制进行许多进一步的变化。

[0085] 一种变型是,在控制中可以执行一次以上的相电流滤波。

[0086] 图6中示出了针对d分量的这种操作的一个示例。

[0087] 在图6中,存在第一高通滤波器34,第一高通滤波器34接收相电流的d分量 i_{a_d} 并对相电流的d分量 i_{a_d} 进行高通滤波,并提供第一处理后的电流信号 pc_d1 ,正如图4所示那样。然而,在这种情况下,第一处理后的电流信号 pc_d1 被提供到加法元件54的第一输入端子。还存在具有第二截止频率的另一高通滤波器52。第二滤波器50接收相电流的d分量 i_{a_d} ,并使用第二截止频率对其进行高通滤波。然后,滤波器50提供高通滤波后的电流作为第二处理后的电流信号 pc_d2 。因此,第二处理后的电流信号 pc_d2 被供应到加法元件54的第二输入端子,该加法元件54形成两个处理后的电流信号的和,并将该和提供到第一控制器36。此后,比例控制以及与参考电压的组合同上文关于图4所描述的相同。

[0088] 这里,滤波器可以以不同的方式被设置。第一滤波器可以具有第一截止频率,而另一滤波器可以具有第二截止频率,其中两者都可以位于上述1-70Hz的范围内。这里还可能是,一个截止频率可以更靠近范围的第一端,并且另一个截止频率可以更靠近范围的相反端。

[0089] 图5中所示的q分量控制模块也可以进行相同类型的改变。

[0090] 这种类型的控制可以进一步改善抑制。

[0091] 在上述变型中,抑制控制信号在dq坐标系中生成。应该认识到这不是必需的。抑制控制信号也可以根据另一变型而在静态坐标系中生成。

[0092] 因此,在这种变型中没有转换成dq坐标系。相反,相电流 i_a 被直接处理以获得第一处理后的电流信号。该处理可以再次涉及高通滤波。在这种情况下,截止频率的设置与dq坐标系中的不同。例如,可以将其设置为高于基波AC频率。例如,可以将其设置为高于50或60Hz,以便移除电源频率分量。

[0093] 然后,将第一处理后的电流信号和任何其它处理后的电流信号(如第二处理后的电流信号)提供到执行比例和谐振控制的控制器,该控制器因此是PR控制器,其中谐振控制可以在基波频率下执行。然后,控制器的输出可以与静态坐标系参考电压组合,以获得阀控制信号,该阀控制信号然后被用于控制相支路的变流器阀。

[0094] 以这种方式可以看出,可以在没有转换到dq坐标系并且返回的情况下实现控制,从而提高控制的速度。

[0095] 以上是关于第一变流器14及其控制单元26进行的描述。第二变流器16可以具有与第一变流器相同类型的变流器阀、电流传感器和带有相同类型控制的控制单元。当第一和第二变流器随后都以上述方式操作时,可以获得对变流器之间的振荡的更有效的抑制。

[0096] 还针对以电压和频率控制(即处于FVCtrl模式)进行操作的两个变流器进行了描述。一种可能的备选是,可以将同一方案用于以电压和相位角控制进行操作的两个变流器,

即模拟同步电机。因此,存在几种变流器可以操作的控制模式。然而,所使用的控制模式可能需要不同于传统的电流反馈控制模式。

[0097] 上述控制单元可以以分立部件的形式实现。然而,还可以以处理器的形式实现,该处理器具有附带的程序存储器,该程序存储器包括计算机程序代码,当计算机程序代码在处理器上运行时,执行所需的控制功能。可以将携带该代码的计算机程序产品作为数据载体提供,诸如携带计算机程序代码的一个或多个CD ROM盘或者一个或多个存储器棒,其在被加载到电压源变流器的控制单元时执行上述控制功能。图7中示出了以携带计算机程序代码58的CD ROM盘56为形式的一个这种数据载体。

[0098] 从前面的讨论可以明显看出,本发明可以以多种方式变化。因此应当认识到本发明仅受限于以下权利要求。

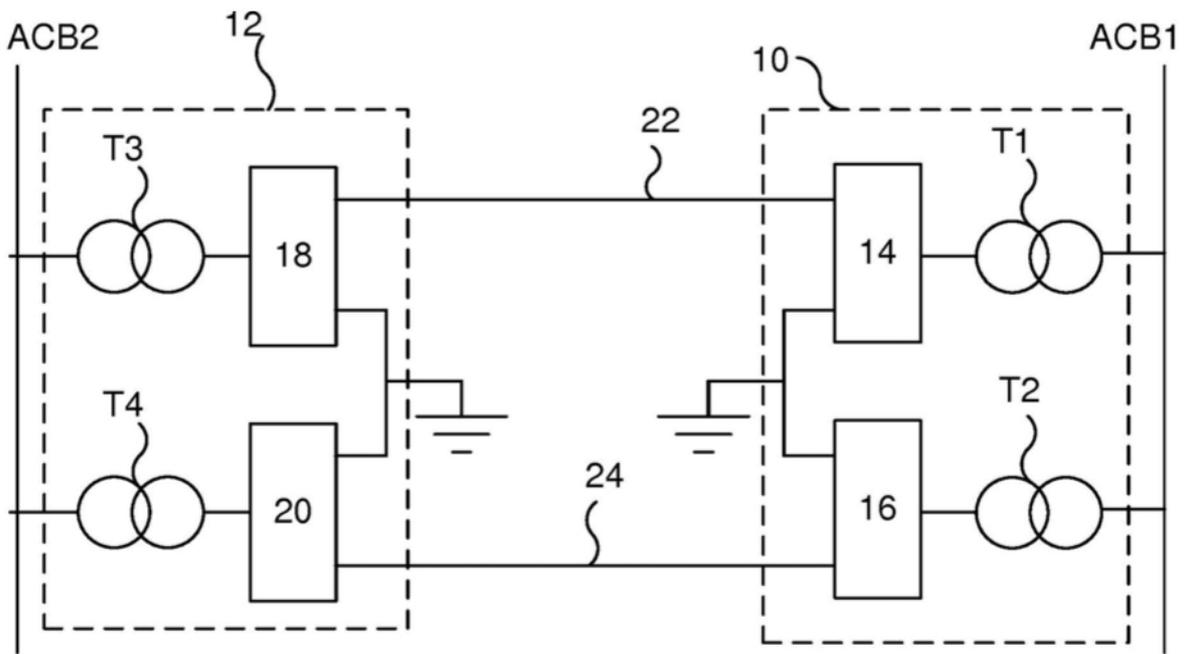


图1

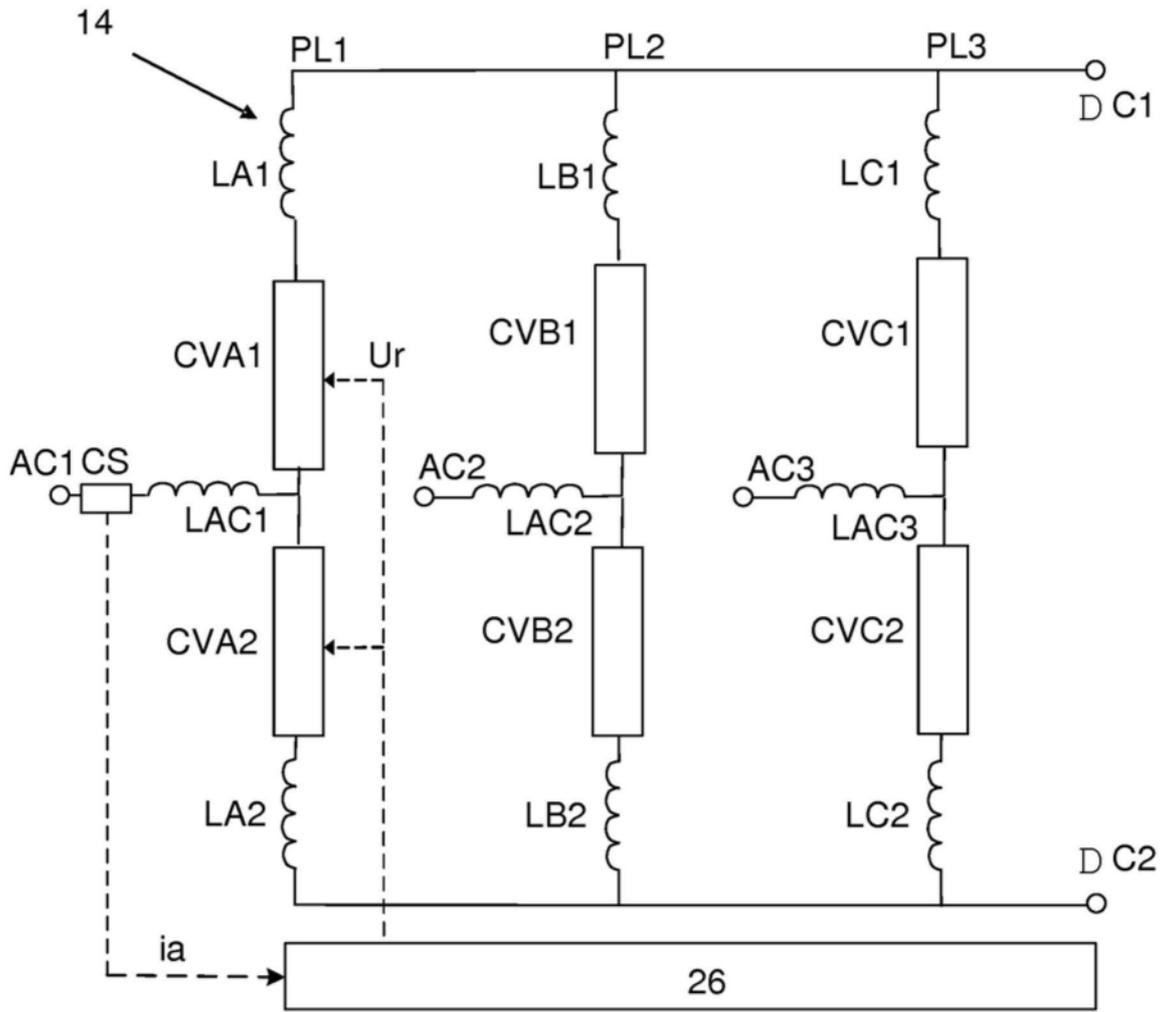


图2

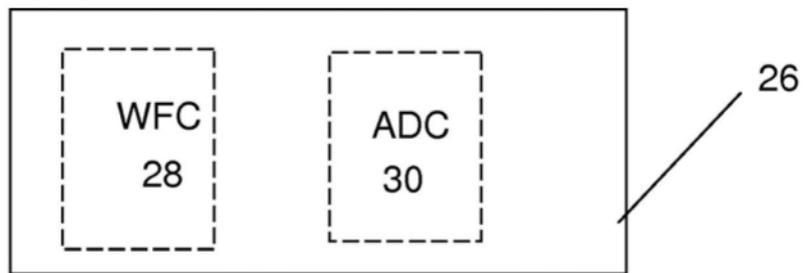


图3

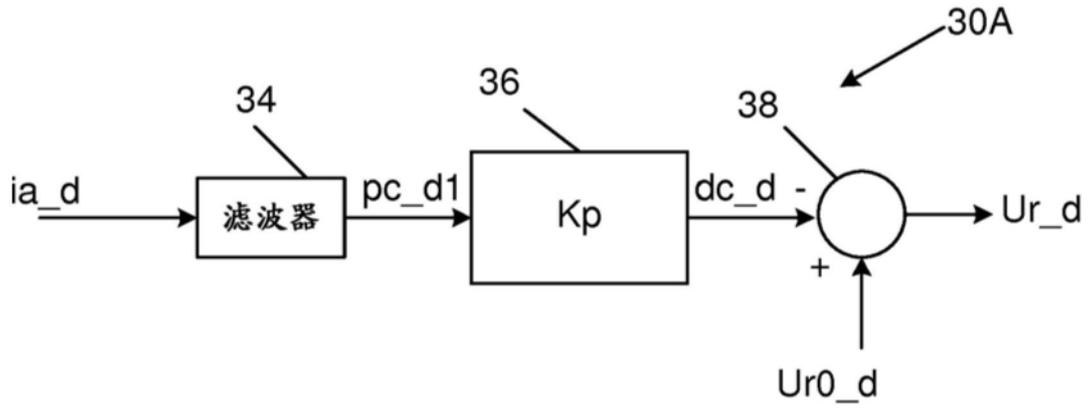


图4

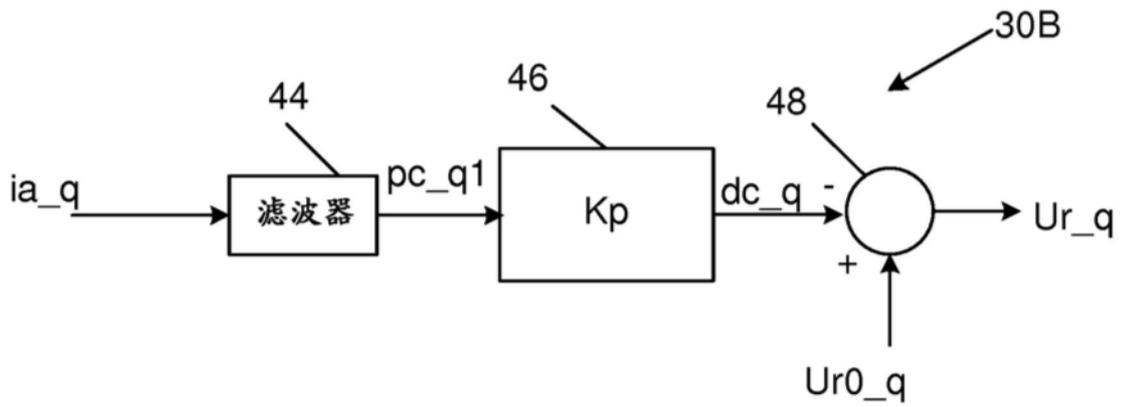


图5

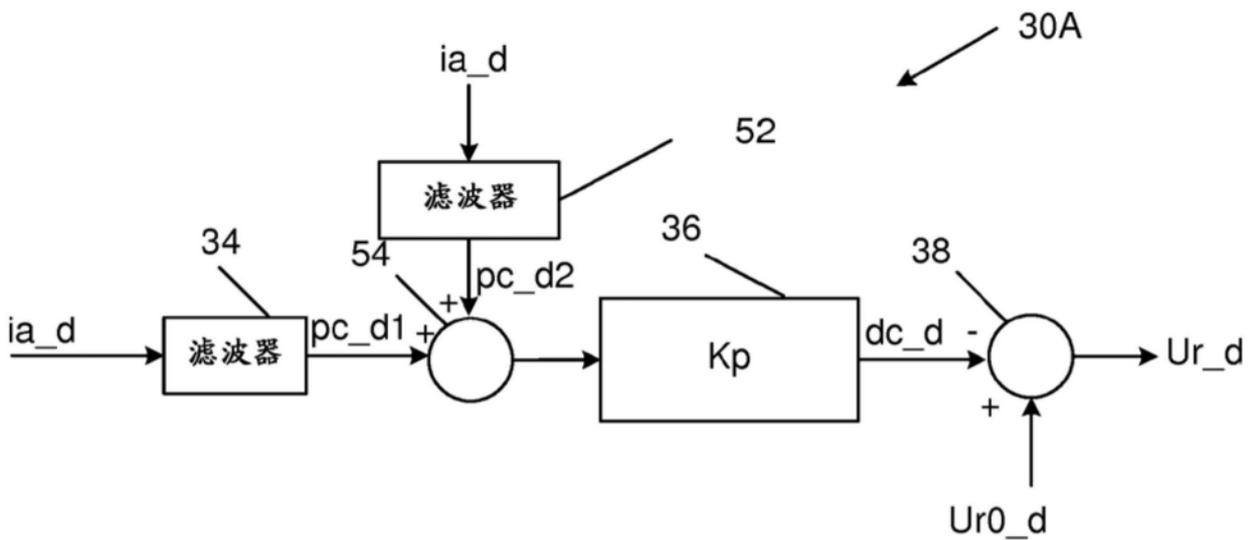


图6

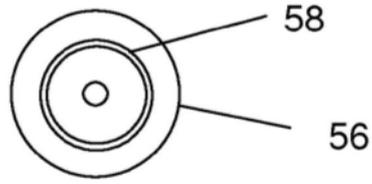


图7