



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104917418 A

(43) 申请公布日 2015. 09. 16

(21) 申请号 201510333547. 8

(22) 申请日 2015. 06. 16

(71) 申请人 北京亿利智慧能源科技有限公司

地址 100142 北京市海淀区八里庄 62 号院 1
号楼 8 层 913

(72) 发明人 梁晖 郭龙 牛利勇 李景新

(74) 专利代理机构 北京易正达专利代理有限责
任公司 11518

代理人 路远

(51) Int. Cl.

H02M 7/5387(2007. 01)

H02J 3/38(2006. 01)

H02J 7/00(2006. 01)

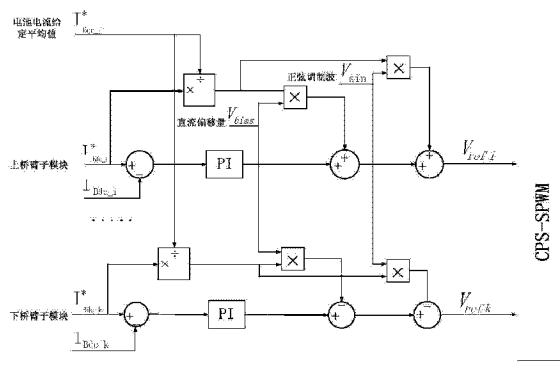
权利要求书1页 说明书5页 附图2页

(54) 发明名称

一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器

(57) 摘要

本发明提供一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器，属于储能变流器及控制领域。该储能型 MMC 变流器采用电池电流独立控制方法，通过改变调制波中各分量大小得到每个子模块最终的调制波。子模块调制波由三个分量合成，分别控制子模块的电池充放电功率、输出直流功率、输出交流功率。本发明以采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器为对象，通过改变子模块调制波各分量的大小，实现电池电流的独立控制，提高电池利用率和使用寿命。



1. 一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器, 其特征在于 : 所述的储能型 MMC 变流器采用电池电流独立控制方法, 通过改变调制波中各分量大小得到每个子模块最终的调制波。

2. 根据权利要求 1 所述的一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器, 其特征在于 : 所述电池电流独立控制方法中子模块调制波生成模块需要加入四个信号 : 各电池组最佳充放电电流给定值、电池电流给定平均值、直流偏移量、正弦调制波, 每个子模块的最终调制波由下面几个步骤得到 :

步骤 (1) 电池组最佳充放电电流给定值与实际电池电流直流分量进行闭环控制, 其误差经 PI 调节得到调制波分量 1 ;

步骤 (2) 将电池组电流给定值与电池电流给定平均值作商得到一个比例值, 将此比例值乘以 MMC 系统中原有直流偏移量得到调制波分量 2 ;

步骤 (3) 由矢量控制闭环调节后得到各相总输出电压给定值, 平均分配到各模块后得到每个模块的正弦调制波信号, 再乘以上述比例值得到调制波分量 3 ;

步骤 (4) 对于上桥臂的子模块, 最终调制波等于调制波分量 1、分量 2、分量 3 之和 ; 对于下桥臂子模块, 最终调制波等于调制波分量 1 减去调制波分量 2、分量 3 之和。

3. 根据权利要求 1 所述的一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器, 其特征在于 : 所述储能型 MMC 变流器每相含有 $2N$ 个子模块, 每相分为上桥臂和下桥臂, 每个桥臂有 N 个带储能电池的子模块和一个电感。

4. 根据权利要求 3 所述的一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器, 其特征在于 : 每个子模块由一个半桥模块、一个支撑电容和一个储能电池组组成。

5. 根据权利要求 3 所述的一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器, 其特征在于 : 所述储能型 MMC 变流器含有公共直流母线, 能连接直流电网, 交流侧可以连接三相交流电网, 也可以接交流负载。

一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器

技术领域

[0001] 本发明涉及储能变流器及控制领域,特别涉及一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器。

背景技术

[0002] 随着智能电网的发展,大量可再生能源并入电网,而诸如风能和太阳能等可再生能源容量小、远离用户中心、位置分散,且主要分布于我国的偏远边疆地区,因此,迫切需要灵活、经济、环保的输配电方式,高压直流输电 (HVDC) 孕育而生。模块化多电平变流器 (MMC) 作为高压直流输电的核心装置已经被广泛使用。MMC 每相由上下两个桥臂和电感组成,每个桥臂又由若干个子模块串联而成,这种电路结构可以采用耐压等级较低的功率开关器件,以实现较高的交直流电压等级。同时,由于输出电平数较多,等效开关频率高,输出电流谐波含量可以大幅降低。MMC 在同时存在交流电网和直流电网的场合中有很大的应用前景。由于可再生能源的随机性和不稳定性,在交流电网或直流电网中常加入一定容量的储能装置以达到平抑可再生能源接入电网所带来的功率波动,提高供电可靠性,改善电能质量的目的。额外设计的储能系统将增加 HVDC 输电系统的建设成本。如果把传统 MMC 中的子模块直流侧电容替换成储能电池,构成储能型 MMC 变流器,使 HVDC 输电系统在不加入其它电力电子装置的情况下获得储能能力,节省额外的储能系统成本,同时将储能系统控制和 DC/AC 变换控制集成在一起,易于实现整体协调控制。

[0003] 传统的电池储能形式包括集中式储能和分布式储能,这两种储能方式都需要将大量的低压电池串并联形成电池阵列。由于电池单体间的差异性,电池阵列的性能取决于阵列中性能最差的单体电池,形成“木桶效应”。因此,这种情况下需要单体电池的一致性较高,直接增加了电池生产成本。针对以上问题,尽量减少单体电池串联数量、实现电池柔性成组成为目前研究的关键技术。本申请专利中将低压电池组与相应功率变换器相结合构成电池模块,多模块通过级联形式串联构成储能型 MMC 系统,接入交流电网,即将储能装置柔性成组技术与 MMC 相结合。这种技术所需要的电池组电压等级和容量等级比传统储能形式低,所需要串并联的单体电池数量少,降低了对单体电池一致性的要求,直接降低了电池生产成本。

[0004] 电池本身具有复杂、时变的物理特性。由于单体电池间的差异性,电池组间的荷电状态 (SOC) 不可能完全一样,如果对串联成组的电池用统一的电流充放电,为避免 SOC 大的电池充电时过充或 SOC 小的电池放电时过放,统一充放电电流以性能最差的电池为基准设计,不一致性严重时还可能将子模块切除,不仅降低了系统的稳定性,同时降低了储能电池的利用率,损害了电池使用寿命。因此,本发明中根据储能型 MMC 系统各低压电池组的充放电需求及电池 SOC 等状态量的不同,实现对各电池组的独立电流控制,使每个电池模块工作在最优状态,提高储能电池的利用率,延长电池使用寿命。

发明内容

[0005] 针对电池储能系统中存在的电池利用率和寿命受单体电池差异性制约的问题,本发明的目的是提供一种采用电池电流独立控制的储能型 MMC 变流器,通过在储能型 MMC 变流器中改变各子模块的调制波来独立控制储能电池的充放电电流,以提高电池的利用率和使用寿命。

[0006] 本发明解决其技术问题所采用的技术方案是:

[0007] 本发明中的储能型 MMC 变流器每相含有 $2N$ 个子模块,每相分为上桥臂和下桥臂,每个桥臂有 N 个带储能电池的子模块和一个电感。三相 MMC 电池储能系统含有公共直流母线,能连接直流电网,交流侧可以连接三相交流电网,也可以接交流负载。每个子模块由一个半桥模块、一个支撑电容和一个储能电池组组成。每个子模块的输出电压为 $0V$ 或电池电压。

[0008] 对于每相 $2N$ 个子模块中的储能电池,通过电池管理系统 (BMS) 可以获得各电池组的 SOC 等状态量,并可据此得到各电池组最佳的充放电电流给定值并进行独立控制,例如使 SOC 大的电池组充电速度减慢或放电速度加大, SOC 小的电池组充电速度加快或放电速度减慢。

[0009] 对于三相储能型 MMC 变流器,交流侧采用广泛使用的前馈解耦矢量控制,通过给定有功功率和无功功率可以得到 A、B、C 三相输出电压的正弦调制波分量。每个子模块都通过这个信号产生正弦交流电压分量,输出交流功率。

[0010] 三相储能型 MMC 变流器由于含有直流母线,每相两端都加载了一个直流电压,因而每个子模块都要输出一定的直流电压。该直流电压由调制波中直流偏移量产生,直流偏移量的给定由直流母线电压及模块数决定。

[0011] 每个子模块调制波生成模块需要加入四个信号:电池组最佳充放电电流给定值、电池电流给定平均值、直流偏移量、正弦调制波信号。其中电池组电流给定值决定了电池组充放电电流的大小;直流偏移量决定了子模块输出直流功率大小;正弦调制波信号决定了子模块输出交流功率大小。电池电流给定平均值是所有电池组最佳充放电电流给定值的平均值,它起直流基准值的作用。每个子模块的最终调制波由下面几个步骤得到:

[0012] (1) 电池组最佳充放电电流给定值与实际电池电流直流分量进行闭环控制,其误差经 PI 调节得到调制波分量 1;

[0013] (2) 将电池组电流给定值与电池电流给定平均值作商得到一个比例值,将此比例值乘以 MMC 系统中原有直流偏移量得到调制波分量 2;

[0014] (3) 由矢量控制闭环调节后得到各相总输出电压给定值,平均分配到各模块后得到每个模块的正弦调制波信号,再乘以上述比例值得到调制波分量 3;

[0015] (4) 对于上桥臂的子模块,最终调制波等于调制波分量 1、分量 2、分量 3 之和;对于下桥臂子模块,最终调制波等于调制波分量 1 减去调制波分量 2、分量 3 之和。

[0016] 进一步地,所述储能型 MMC 变流器每相含有 $2N$ 个子模块,每相分为上桥臂和下桥臂,每个桥臂有 N 个带储能电池的子模块和一个电感。

[0017] 进一步地,每个子模块由一个半桥模块、一个支撑电容和一个储能电池组组成。

[0018] 进一步地,所述储能型 MMC 变流器含有公共直流母线,能连接直流电网,交流侧可以连接三相交流电网,也可以接交流负载。

[0019] 本发明采用载波移相调制技术 (CPS-SPWM)。载波移相调制法的基本思想是 n 个串

联的逆变器单元均采用低开关频率的 SPWM 调制方法,具有相同的频率调制比 k 和相同的幅度调制比 m ,而各个逆变器单元的三角载波的相位依次相差 $360^\circ / (n \cdot k)$,利用 SPWM 调制的波形生成方式和多重化技术中的波形叠加结构产生载波移相 SPWM 波形。对于 n 个子模块级联而成的变流器,其输出电压可达 $(2n+1)$ 个电平。在本发明中,每个子模块使用上述方法生成各自的调制波,调制波决定了子模块输出的交流功率、直流功率以及电池功率。每相 $2N$ 个子模块使用的三角载波频率一致,幅值一致,只是在相位上依次相差 $360^\circ / (2N \cdot k)$ 。

[0020] 将各子模块的最终调制波送入载波移相调制模块,与各自的三角载波比较,可以得到各子模块功率开关的 PWM 脉冲,由此实现储能型 MMC 系统的电池电流独立控制。

[0021] 本发明和现有技术相比,具有以下优点和效果:本发明以储能型 MMC 变流器为对象,通过改变子模块调制波中各分量达到独立控制各子模块电池充放电电流的目的,可以提高电池利用率和使用寿命,降低对电池的一致性要求和电池生产成本。根据储能型 MMC 系统各低压电池组的充放电需求及电池 SOC 等状态量的不同,实现对各电池组的独立电流控制,使每个电池模块工作在最优状态,提高储能电池的利用率,延长电池使用寿命。

附图说明

[0022] 图 1 是实例中每相由 $2N$ 个子模块组成的三相储能型 MMC 变流器拓扑。

[0023] 图 2 是实例中单个子模块的电路拓扑。

[0024] 图 3 是本发明所采用的电池电流独立控制下子模块调制波合成框图。

具体实施方式

[0025] 下面结合附图并通过实施例对本发明作进一步的详细说明,以下实施例是对本发明的解释而本发明并不局限于以下实施例。

[0026] 以下在发明内容的技术方案基础上,给出一例优选的实施实例。

[0027] 如图 1 是每相有 $2N$ 个子模块的三相储能型并网 MMC 拓扑,它在传统 MMC 的基础上加入储能电池。拓扑每相分为上桥臂和下桥臂,每个桥臂有 N 个相同的带储能电池的子模块和一个电感。三相储能型并网 MMC 拥有公共直流母线,能连接直流电网,同时交流侧连接三相交流电网。图 2 是单个子模块的电路拓扑,每个子模块由一个半桥电路、一个支撑电容、一个储能电池组构成。

[0028] 储能型 MMC 中电池组可以充电可以放电,子模块有投入和切除两种状态,这都由功率开关管的动作决定。本发明中的储能型 MMC 采用半桥型子模块,子模块可以输出 0V 或 V_b 两种电平,其中 V_b 为储能电池电压。由于储能 MMC 结构的特殊性,它既能连接交流电网,又提供直流母线以接入直流电源,同时储能电池作为另一直流电源,因此整个储能 MMC 系统的有功功率可以分为三部分:直流母线上的直流功率 P_{dc} 、储能电池充放电的功率 $P_{battery}$ 、交流电网所吸收或产生的功率 P_{ac} 。整个系统的能量在这三者之间转换。

[0029] 由于三相储能型并网 MMC 每相使用相同的子模块和电感,故三相对称。以 A 相为例,假设直流母线电压 V_{dc} ,上桥臂的直流电流为 I_{Udc} ,下桥臂的直流电流为 I_{Ddc} ,上桥臂的交流电流为 I_{Uac} ,下桥臂交流电流为 I_{Dac} 。子模块输出电压的直流分量为 U_{Sdc} ,交流分量的基波有效值为 U_{Sac} 。电池充放电电流中含有交流谐波分量和直流分量,假设电池充放电电流的直流分量为 I_{Bdc} ,电池电压为 V_{bat} 。仿真和分析可以得到(理想状况下):

[0030] $I_{Ddc} = I_{Udc}$

[0031] $I_{Uac} = I_{Dac}$

[0032] $U_{Sdc} \cdot I_{Udc} = U_{Sac} \cdot I_{Uac} + I_{Bdc} \cdot V_{Bat}$

[0033] $U_{Sdc} \cdot I_{Ddc} = U_{Sac} \cdot I_{Dac} + I_{Bdc} \cdot V_{Bat}$

[0034] 即有

[0035] $P_{dc} = P_{ac} + P_{battery}$

[0036] 由于同一桥臂的各子模块的电流相等,在电池电压均衡的情况下,若等比例地改变 U_{Sac} 和 U_{Sdc} ,相应地,电池充放电电流也将等比例改变。

[0037] 改变子模块输出电压交流分量的基波幅值 U_{Sac} 和直流分量 U_{Sdc} 可以通过调整各子模块的调制波分量来实现。传统的载波移相调制方式是用上下对称的三角载波和正弦波产生PWM脉冲,而在本发明中,将三角载波负峰值设为零,通过给正弦调制波加入一个直流偏移量 V_{bias} ,即可改变子模块输出电压的直流分量大小。当直流偏移量 V_{bias} 大时, U_{Sdc} 也大;反之,则小。同时,改变正弦调制波 V_{sin} 的幅值大小,即可改变子模块输出电压交流分量 U_{Sac} 的大小,正弦调制波 V_{sin} 的幅值越大时, U_{Sac} 也越大。通过给每个子模块储能电池设定一个充放电电流给定值 I_{Bdc}^* ,将 I_{Bdc}^* 与实际的电池充放电电流直流分量 I_{Bdc} 的差值经过PI调节后得到调制波补偿量 $V_{\Delta bat-i}$,将它叠加到 V_{sin} 和 V_{bias} 之上,形成子模块最终的调制波 V_{ref} ,即有

[0038] $V_{ref} = V_{sin} + V_{bias} + V_{\Delta bat-i}$

[0039] MMC 分为上下两个桥臂,它产生正弦输出电压的基本原理是通过改变上下两个桥臂的电压,在两桥臂连接处形成电压差。设中点电压为 V_{uo} ,上桥臂电压为 V_{un} ,下桥臂电压为 V_{up} ,则

[0040] $V_{uo} = \frac{V_{un} - V_{up}}{2}$

[0041] 传统的载波移相调制技术是让所有子模块都使用同一个正弦调制波。然而在MMC中,由于与交流电网的结合点在两桥臂中间,需要让下桥臂的正弦调制波与上桥臂反向。在本发明中,正弦调制波 V_{sin} 由前馈解耦矢量控制中闭环控制交流电流及交流功率得到,直流偏移量 V_{bias} 根据直流母线电压及模块数量决定。取各电池组最佳充放电电流给定值的平均值 I_{Bdc-j}^* 为基准值,那么,对于上桥臂

[0042] $V_{ref,i} = \frac{I_{Bdc,i}^*}{I_{Bdc,j}^*} V_{sin} + \frac{I_{Bdc,i}^*}{I_{Bdc,j}^*} V_{bias} + V_{\Delta bat,i}$

[0043] 对于下桥臂

[0044] $V_{ref,i} = (-1) \cdot \frac{I_{Bdc,i}^*}{I_{Bdc,j}^*} V_{sin} + (-1) \cdot \frac{I_{Bdc,i}^*}{I_{Bdc,j}^*} V_{bias} + V_{\Delta bat,i}$

[0045] 本实例采用的是载波移相调制技术(CPS-SPWM)。如图3所示为各子模块调制波合成框图,最终子模块调制波需要四个信号生成:各电池组电流给定值、电池电流给定平均值、直流偏移量、正弦调制波信号。其中电池组电流给定值决定了电池组充放电电流的大小,直流偏移量决定了子模块输出直流功率大小,正弦调制波信号决定了子模块输出交流功率大小。

[0046] 对于上下桥臂的子模块，分别按照上面两个等式得到最终的子模块调制波。

[0047] 将各子模块的最终调制波送入载波移相调制模块，与各自的三角载波比较，可以得到各子模块功率开关的 PWM 脉冲，从而实现储能型 MMC 系统的电池电流独立控制。

[0048] 本说明书中所描述的以上内容仅仅是对本发明所作的举例说明。本发明所属技术领域的技术人员可以对所描述的具体实施例做各种各样的修改或补充或采用类似的方式替代，只要不偏离本发明说明书的内容或者超越本权利要求书所定义的范围，均应属于本发明的保护范围。

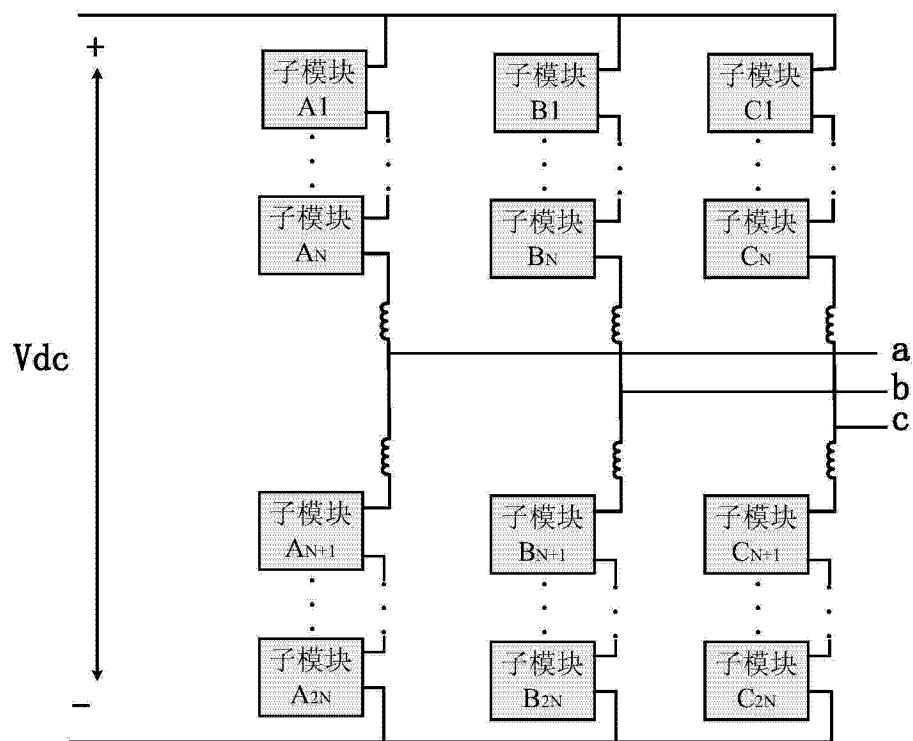


图 1

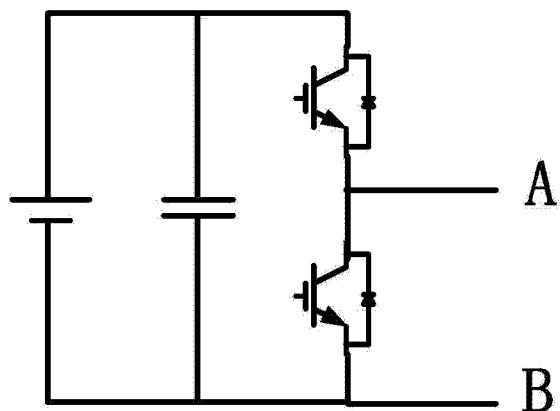


图 2

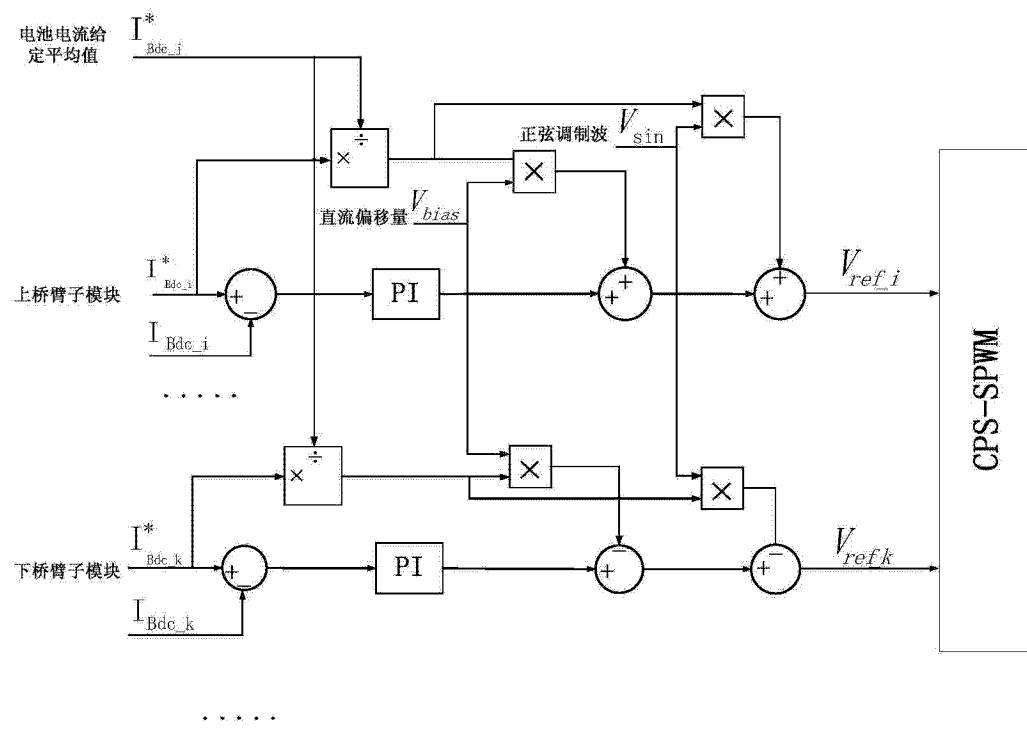


图 3