

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2024 年 2 月 29 日 (29.02.2024)



(10) 国际公布号
WO 2024/040876 A1

- (51) 国际专利分类号:
H02J 3/06 (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2023/074778
- (22) 国际申请日: 2023 年 2 月 7 日 (07.02.2023)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
202211037411.9 2022年8月26日 (26.08.2022) CN
- (71) 申请人: 上海交通大学 (SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY) [CN/CN]; 中国上海市闵行区东川路800号, Shanghai 200240 (CN)。
- (72) 发明人: 张建文 (ZHANG, Jianwen); 中国上海市闵行区东川路800号, Shanghai 200240 (CN)。周剑桥 (ZHOU, Jianqiao); 中国上海市闵行区东川路

800 号, Shanghai 200240 (CN)。施刚 (SHI, Gang); 中国上海市闵行区东川路800号, Shanghai 200240 (CN)。蔡旭 (CAI, Xu); 中国上海市闵行区东川路800号, Shanghai 200240 (CN)。刘勇 (LIU, Yong); 中国上海市闵行区东川路800号, Shanghai 200240 (CN)。梁克靖 (LIANG, Kejing); 中国上海市闵行区东川路800号, Shanghai 200240 (CN)。

(74) 代理人: 南京禹为知识产权代理事务所 (特殊普通合伙) (YUV (NANJING) INTELLECTUAL PROPERTY FIRM (SPECIAL GP)); 中国江苏省南京市江宁区秣陵街道利源南路55号牛首工业园C1栋205室, Jiangsu 211111 (CN)。

(81) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI,

(54) Title: TRANSFORMER-LESS GENERALIZED UNIFIED POWER FLOW CONTROLLER, METHOD, AND SYSTEM

(54) 发明名称: 一种无变压器型广义统一潮流控制器、方法及系统

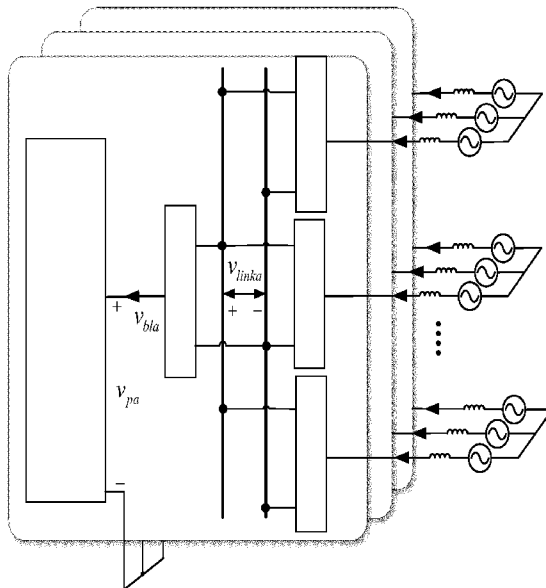


图 1

(57) Abstract: Disclosed are a transformer-less generalized unified power flow controller, a method, and a system. The controller comprises: a reactive power compensation module and a power flow adjustment module. The reactive power compensation module comprises a cascaded bridge inverter, and the power flow adjustment module comprises a multi-port single-phase MMC, the multi-port single-phase MMC being connected in series with the cascaded bridge inverter. The reactive power compensation module is a voltage source converter, which has a bidirectional reactive power compensation function, can absorb reactive power from the system, and also can provide reactive power compensation for the system; the power flow adjustment module implements decoupling control of active power and reactive power of a transmission line. Compared with an existing unified power flow controller, the present invention omits

GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW。

- (84) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SC, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, ME, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

an expensive and heavy power frequency isolation transformer, which not only reduces the area occupied by an apparatus, but also decreases the installation and operation costs of the apparatus; in addition, the transformer-less design causes the apparatus to have a faster response speed and lower loss.

(57) 摘要: 本发明公开了一种无变压器型广义统一潮流控制器、方法及系统包括: 无功补偿模块和潮流调节模块, 无功补偿模块包括级联桥型逆变器, 潮流调节模块包括多端口单相MMC, 其中, 多端口单相MMC与级联桥型逆变器进行串联, 无功补偿模块为电压源型变流器, 具备无功功率双向补偿功能, 可以从系统吸收无功, 也可以为系统提供无功补偿, 潮流调节模块实现输电线有功功率和无功功率的解耦控制。和现有统一潮流控制器相比, 本发明省去了昂贵且笨重的工频隔离变压器, 不仅减小了装置的占地面积, 更降低了装置安装运行的成本, 且无变压器型的设计使得装置响应速度更快, 损耗更低。

一种无变压器型广义统一潮流控制器、方法及系统

技术领域

本发明涉及交流电网潮流控制、电力电子技术领域，特别是一种适用于交流电网的具备多端口主动潮流控制能力的无变压器型广义统一潮流控制器及其控制方法和系统。

背景技术

随着负荷增长及大规模可再生能源的接入，电网结构日趋复杂。一方面，现代电力系统已经发展为大型互联网络，存在着发电机出力和负荷需求不平衡，导致电网潮流分布不均、线路过载、损耗增大，输电量下降等问题。另一方面，高比例的可再生能源的接入和负荷的不断发展，由源荷互动引起的电力系统运行方式多样变化，将导致电力系统潮流分布极为复杂，进而给电力系统的可靠运行带来了巨大的挑战。

为了解决上述问题，通常有两种方案：第一种方案为升级现有输电线路或增设输电线路，增强网架结构，这种方案受输电走廊匮乏、新增变电站征地困难以及经济性等因素的限制而难以实现；第二种方案为通过柔性交流输电装置实现输电线路的主动潮流控制。这种方案可通过电力电子装置对影响功率传输的所有电气参数进行控制，使得电网灵活可控，不仅不需要改变现有电网的结构，还具有灵活调节潮流、动态补偿以及抑制振荡等优点。同时充分利用电力电子装置控制的实时性和快速性，实现输电线上潮流快速动态的调节，从而优化潮流分布。

现有潮流调节功能最全面的潮流控制器主要是广义统一潮流控制器，现有的广义统一潮流控制器典型拓扑结构由一个并联的电压源型换流器和多个串联的电压源型换流器背靠背连接，换流器通过工频隔离变压器和输电线路相连接。通过调节串联侧换流器电压的幅值与相角可独立调节多条输电线路的有功功率和无功功率。然而，该拓扑需要采用昂贵且笨重的工频隔离变压器，这导致装置总体体积大，安装运行和维护的成本很高，同时在拓展设备连接端口时需增加串联工频隔离变压器和三相的电压源型换流器，端口拓展成本高。

发明内容

本部分的目的在于概述本发明的实施案例的一些方面以及简要介绍一些

较佳实施案例。在本部分以及本申请的说明书摘要和发明名称中可能会做些简化或省略以避免使本部分、说明书摘要和发明名称的目的模糊，而这种简化或省略不能用于限制本发明的范围。

鉴于现有技术中存在的问题，提出了本发明。

因此，本发明解决的技术问题是：针对现阶段存在着现有的潮流控制器设备总体体积大，运行维护成本高以及设备体积和运行维护成本降低后与潮流控制器所要达到的功能之间难以权衡的问题，充分考虑潮流控制器的轻便性、经济性和实用性设计了一种无变压器的潮流控制器的新型结构。

为解决上述技术问题，本发明提供如下技术方案：

无变压器型广义统一潮流控制器包括，

无功补偿模块，所述无功补偿模块包括级联桥型逆变器；

潮流调节模块，所述潮流调节模块包括多端口单相 MMC；

其中，所述多端口单相 MMC 与所述级联桥型逆变器进行串联；

所述无功补偿模块为电压源型变流器，具备无功功率双向补偿功能，可以从系统吸收无功，也可以为系统提供无功补偿；

所述潮流调节模块实现输电线有功功率和无功功率的解耦控制。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器，其中：所述级联桥型逆变器是由多个子模块级联而成。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器，其中：所述多端口单相 MMC 包括潮流调节多端口单相 MMC 和能量平衡多端口单相 MMC；

所述能量平衡多端口单相 MMC 与潮流调节多端口单相 MMC 并联；

所述级联桥型逆变器与能量平衡多端口单相 MMC 的交流输出端口相连，实现级联桥型逆变器与多端口单相 MMC 的串联连接；

所述潮流调节多端口单相 MMC 的交流输出端口与输电线串联，通过调节串联在输电线上的多端口单相 MMC 交流输出端口电压的幅值相位，实现输电线有功功率和无功功率的解耦控制。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法，其中：所述线路潮流控制环的控制目标为：

获取潮流控制输电线的有功功率的参考值 P_j^* 和无功功率的参考值 Q_j^* ；

设定线路潮流控制环输出 $\square \vec{V}_{ij}^* = \vec{V}_{Ci}^* - \vec{V}_{Cj}^*$ ；

其中, $\vec{V}_{Ci}^*$ 为与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的输出电压的交流成分的参考值, $\vec{V}_{Cj}^*$ 为与潮流控制输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的输出电压的交流成分的参考值, 下标 i 表示第 i 条输电线为潮流调节平衡输电线, 下标 j 表示第 j 条潮流控制输电线。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法, 其中: 所述级联桥型逆变器控制环包括,

电压控制外环、无功功率控制外环和电流控制内环;

所述级联桥型逆变器控制环的控制目标为潮流调节平衡输电线的无功功率达到参考值 Q_i^* 和级联桥型逆变器三相电容电压之和稳定为参考值 $\sum V_{C,STATCOM}^*$, 级联桥型逆变器控制环的输出为级联桥型逆变器交流输出端口的电压的交流成分的参考值 $\vec{V}_p^*$;

所述无功功率控制外环根据潮流调节平衡输电线的无功功率参考值 Q_i^* 计算潮流调节平衡输电线电流 q 轴分量参考值 I_{iq}^* ;

所述电流控制内环在 dq 坐标系下进行控制, 利用比例积分控制器, 对潮流调节平衡输电线电流的 d 轴分量和 q 轴分量分别控制, 数学方程为:

$$\begin{cases} V_{pd}^* = k_{p2}(I_{id}^* - I_{id}) + \int k_i(I_{id}^* - I_{id})dt - V_{id} + V_{Cid} + V_{SMd} - I_{iq}\omega\left(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM}\right) \\ V_{pq}^* = k_{p2}(I_{iq}^* - I_{iq}) + \int k_i(I_{iq}^* - I_{iq})dt - V_{iq} + V_{Ciq} + V_{SMq} + I_{id}\omega\left(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM}\right) \end{cases}$$

其中, V_{pd}^* 和 V_{pq}^* 乘以帕克逆转换矩阵, 再乘以 -1 反相后, 得到 abc 坐标系下的级联桥型逆变器控制环输出参考电压 $\vec{V}_p^*$, 即 V_{pa} 、 V_{pb} 、 V_{pc} ;

其中, V_{Cid} 和 V_{Ciq} 为与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口电压的交流成分的 d 轴分量和 q 轴分量, V_{SMd} 和 V_{SMq} 为与级联桥型逆变器相连的能量平衡多端口单相 MMC 交流输出端口电压的交流成分的 d 轴分量和 q 轴分量, k_{p2} 为比例积分控制器比例环节增益系数, k_{i2} 为比例积分控制器积分环节增益系数, V_{id} 、 V_{iq} 、 V_{Cid} 、 V_{Ciq} 、 V_{SMd} 、 V_{SMq} 为前馈项, 作用是增强控制环抗干扰能力, 加快控制环响应速度, $I_{iq}\omega(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM})$ 、 $I_{id}\omega(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM})$ 为解耦项, 作用是实现 d 轴和 q 轴的解耦控制。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法, 其中: 所述公共直流母线电压平衡控制环的控制目标为公共直流母线电压稳定为参考值 V_{link}^* , 公共直流母线电压平衡控制环的输出为公共直流母线平衡参考电压

$\bar{V}_{balance}^*$;

所述公共直流母线电压平衡控制环的控制 abc 坐标系下进行, 利用比例积分控制器对 abc 三相的公共直流母线电压进行控制, 数学方程为:

$$\begin{cases} V_{balance,a}^* = [k_{p3}(V_{link}^* - V_{linka}) + \int k_{i3}(V_{link}^* - V_{linka})dt](-I_{pa}) + V_{ff,a}^* \\ V_{balance,b}^* = [k_{p3}(V_{link}^* - V_{linkb}) + \int k_{i3}(V_{link}^* - V_{linkb})dt](-I_{pb}) + V_{ff,b}^* \\ V_{balance,c}^* = [k_{p3}(V_{link}^* - V_{linkc}) + \int k_{i3}(V_{link}^* - V_{linkc})dt](-I_{pc}) + V_{ff,c}^* \end{cases}$$

其中, V_{linka} 、 V_{linkb} 、 V_{linkc} 为三相公共直流母线电压, I_{pa} 、 I_{pb} 、 I_{pc} 为级联桥型逆变器支路三相电流, V_{ffa}^* 、 V_{ffb}^* 、 V_{ffc}^* 为前馈的三相参考电压, k_{p3} 为比例积分控制器比例环节增益系数, k_{i3} 为比例积分控制器积分环节增益系数。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法, 其中: 所述环流抑制控制的控制目标为抑制每相的多端口单相 MMC 之间的环流, 环流抑制控制的输出为产生环流的二倍频电压, 通过对子模块调制信号进行补偿, 实现环流的抑制;

所述环流抑制控制在 abc 坐标系下进行, 利用准比例谐振控制器对 abc 三相的相内环流进行抑制, 数学方程为:

$$\begin{cases} G_{QPR}(s) = k_{p4} + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \\ V_{cir, lk}^* = \frac{1}{2} G_{QPR}(s)(i_{lkp} + i_{lkn}) \\ V_{cir, bl}^* = -\sum_{l=1}^n V_{cir, lk}^* \end{cases}$$

其中, $G_{QPR}(s)$ 为准 PR 控制器的传递函数, ω 为谐振频率, ω_c 为截至频率主要影响系统带宽, k_{p4} 为准比例谐振控制器比例环节增益系数, k_r 为准比例谐振控制器谐振环节增益系数, $V_{cir, lk}^*$ 为与第 k 条输电线连接的潮流调节多端口单相 MMC 子模块环流补偿电压, s 为拉普拉斯变化下的模型变量, $V_{cir, bl}^*$ 为能量平衡多端口单相 MMC 子模块环流补偿电压, i_{lkp} 和 i_{lkn} 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 上桥臂电流和下桥臂电流, 下标 l 为 l 相的参数。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法, 其中: 所述桥臂电压均衡控制包括桥臂电压直流分量调节和注入基频环流调节两种实现方式。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法, 其中: 所

述桥臂电压直流分量的调节方式包括,调节上下桥臂直流分量进而控制上下桥臂电容电压均衡,输出为多端口单相 MMC 上桥臂和下桥臂子模块电压直流分量参考值;

所述桥臂电压均衡控制利用 PI 控制器对 abc 三相的多端口单相 MMC 的桥臂电压直流分量进行控制,数学方程为:

$$\begin{cases} V_{arm, lkp}^* = k_{p5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkp}) + \int k_{i5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkp})dt + \frac{V_{link, l}}{2} \\ V_{arm, lkn}^* = k_{p5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkn}) + \int k_{i5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkn})dt + \frac{V_{link, l}}{2} \end{cases}$$

其中, $V_{arm, lkp}^*$ 为上桥臂电压直流分量参考值, $V_{arm, lkn}^*$ 为下桥臂电压直流分量参考值, $V_{average, lk}^*$ 为上下桥臂电压均值的参考值, $V_{average, lkp}$ 和 $V_{average, lkn}$ 为上桥臂和下桥臂电压的均值, $V_{link, l}$ 为直流母线电压, 下标 k 为与第 k 输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 的参数, 下标 l 为 l 相的参数, k_{p5} 为比例积分控制器比例环节增益系数, k_{i5} 为比例积分控制器积分环节增益系数。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法, 其中: 所述注入基频环流调节的调节方式包括,

所述基频环流注入调节的桥臂电压均衡控制, 通过注入与电压相位相同的基频环流实现上下桥臂电压的均衡, 注入基频环流调节的输出为注入的基频环流的参考值, 数学方程为:

$$i_{arm, lk}^* = \left[k_{p6}(V_{average, lkp} - V_{average, lkn}) + \int k_{i6}(V_{average, lkp} - V_{average, lkn})dt \right] \cos(\omega t + \theta_k)$$

其中, $i_{arm, lk}^*$ 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 注入基频环流的参考值, $V_{average, lkp}$ 和 $V_{average, lkn}$ 为潮流调节多端口单相 MMC 的上下桥臂电压均值, θ_k 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 输出电压基频分量的相位, k_{p6} 为比例积分控制器比例环节增益系数, k_{i6} 为比例积分控制器积分环节增益系数。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的分配方法, 其中: 所述基本方程如下:

$$\begin{cases} \vec{V}_{C1} - \vec{V}_{Ck} = \vec{V}_{eq1k} (k = 2, 3, \dots, n) \\ \text{Real}(\sum_{k=1}^n \vec{V}_{Ck} \vec{I}_k^* - \vec{V}_{SM} \vec{I}_p^*) = 0 \end{cases}$$

若第 1 条输电线为潮流调节平衡输电线, Real 为实部, $\vec{V}_{Ck}$ 为所述无变压

器型广义统一潮流控制器在第 k 条输电线上串联补偿电压交流成分的矢量表达式, $\vec{V}_{eq1k}$ 为实现第 k 条输电线上目标潮流时所需串联在第1条输电线和第 k 条输电线之间的串联补偿电压矢量表达式, $\vec{V}_{SM}$ 为与所述级联桥型逆变器相连的所述多端口单相 MMC 潮流调节模块中的能量平衡多端口单相 MMC 交流输出端口电压交流成分的矢量表达式, $\vec{I}_k^*$ 为第 k 条输电线上的交流电流的共轭矢量表达式, $\vec{I}_p^*$ 为所述级联桥型逆变器支路的交流电流的共轭矢量表达式, n 为通过所述无变压器型广义统一潮流控制器互联的输电线数量。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制系统, 其中: 所述控制系统的核心设备为无变压器型广义统一潮流控制器、交流输电线和变电站;

所述无变压器型广义统一潮流控制器安装于多条交流输电线的汇集处;

所述交流输电线与无变压器型广义统一潮流控制器相连, 交流输电线可经升压变压器接入高压系统, 可经降压变压器接入低压交流系统, 低压交流系统可接入低压交流负载、储能设备和电动汽车快充站。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的设备保护方法, 其中: 所述串联在输电线上的电压的过压保护包括保护装置,

所述保护装置与多端口单相 MMC 潮流调节模块中的潮流调节多端口单相 MMC 的交流输出端口间并联, 实现对串联在输电线上的电压的过压进行保护;

所述保护装置由金属氧化物限压器和晶闸管旁路开关并联组成;

其中, 晶闸管旁路开关为反并联晶闸管、阻容回路、静态电阻并联后再与一个饱和电抗器串联;

所述金属氧化物限压器将电压限制在安全电压而晶闸管旁路开关通过将潮流调节多端口单相 MMC 的交流输出端口旁路, 实现过压保护。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的设备保护方法, 其中:

所述多端口单相 MMC 子模块的交流输出端口与晶闸管旁路开关并联, 使得多端口单相 MMC 子模块故障时可通过晶闸管旁路开关快速旁路故障的子模块, 同时投入冗余的子模块, 使得子模块的故障并不影响设备的总体运行;

所述多端口单相 MMC 子模块的直流侧配有用于电容能量释放的直流卸荷电路, 防止过压损坏功率器件。

作为本发明所述的无变压器型广义统一潮流控制器的设备保护方法, 其中:

所述级联桥型逆变器子模块的交流端口与快速机械开关并联,使得级联桥型逆变器子模块故障时可迅速切除故障模块;

所述级联桥型逆变器子模块直流侧配有释放电容能量的直流卸荷电路,防止过压损坏功率器件。

本发明的有益效果: 现有的级联桥型逆变器只具备无功功率补偿功能, 不具备多交流输电线互联和输电线主动潮流解耦控制功能, 而本发明通过引入多端口单相 MMC 潮流调节模块, 提供多个交流互联端口, 实现多交流输电线互联, 并通过调节串联在输电线上的串联补偿电压的幅值相位, 可实现输电线有功功率和无功功率解耦的主动控制, 和现有统一潮流控制器相比, 省去了昂贵且笨重的工频隔离变压器, 不仅减小了装置的占地面积, 降低了装置安装运行的成本, 还加快了装置响应速度, 损耗更低。且在拓展潮流控制端口时, 传统的广义统一潮流控制器需增加三相的换流器和一台工频隔离变压器, 端口拓展成本很高, 而本发明中的无变压器型广义统一潮流控制器, 只需增加单相小容量的 MMC 模块数量, 可快速、经济地实现潮流控制端口的拓展。

本发明的另外一个有益效果: 基于本发明控制器的控制方法可实现控制器的基本功能, 保证控制正常运转。

本发明的另外一个有益效果: 本发明控制系统的交流输电线不仅可经升压变压器接入高压系统, 也可经降压变压器接入低压交流系统, 而低压交流系统可接入低压交流负载、储能设备和电动汽车快充站。

本发明的另外一个有益效果: 基于本发明控制器的设备保护方法可避免故障情况下换流器内部器件的严重损坏。

附图说明

为了更清楚地说明本发明实施例的技术方案, 下面将对实施例描述中所需要使用的附图作简单地介绍, 显而易见地, 下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例, 对于本领域普通技术人员来讲, 在不付出创造性劳动性的前提下, 还可以根据这些附图获得其它的附图。其中:

图 1 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器的拓扑结构与互联多输电线的系统示意图。

图 2 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器省去与级联桥型逆变器相连的能量平衡多端口单相 MMC 的拓扑结构及其互联多输电线的系统示意

图。

图 3 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器所述的级联桥型逆变器和多端口单相 MMC 的典型拓扑举例示意图。

图 4 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器所述的多端口单相 MMC 潮流调节模块的拓扑结构示意图。

图 5 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法所述的多端口单相 MMC 潮流调节模块采用并联两电平单相半桥型子模块的 MMC、级联桥型逆变器采用级联全桥拓扑的双端口潮流控制装置的控制方法框图。

图 6 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器的控制系统图。

图 7 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器的控制系统的多端口单相 MMC 潮流调节模块采用两电平半桥型子模块、级联桥型逆变器采用级联全桥拓扑的双端口潮流控制装置的拓扑结构及其实现两条输电线互联的系统示意图。

图 8 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器的设备保护方法的电压的过压保护方法接线图及保护装置示意图。

图 9 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器的控制系统的多端口单相 MMC 潮流调节模块采用两电平半桥型子模块、级联桥型逆变器采用级联全桥拓扑的三端口潮流控制装置的拓扑结构及其实现三条输电线互联的系统示意图。

图 10 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法的的多端口单相 MMC 潮流调节模块采用并联两电平单相半桥型子模块的 MMC、级联桥型逆变器采用级联全桥拓扑的三端口潮流控制装置的控制方法框图。

图 11 为本发明无变压器型广义统一潮流控制器、方法及系统的三种工况的仿真各输电线潮流、装置内各电容电压波形图。

具体实施方式

为使本发明的上述目的、特征和优点能够更加明显易懂，下面结合说明书附图对本发明的具体实施方式做详细的说明，显然所描述的实施例是本发明的一部分实施例，而不是全部实施例。基于本发明中的实施例，本领域普通人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例，都应当属于本发明的保护的范围。

在下面的描述中阐述了很多具体细节以便于充分理解本发明，但是本发明还可以采用其他不同于在此描述的其它方式来实施，本领域技术人员可以在不违背本发明内涵的情况下做类似推广，因此本发明不受下面公开的具体实施例的限制。

其次，此处所称的“一个实施例”或“实施例”是指可包含于本发明至少一个实现方式中的特定特征、结构或特性。在本说明书中不同地方出现的“在一个实施例中”并非均指同一个实施例，也不是单独的或选择性的与其他实施例互相排斥的实施例。

本发明结合示意图进行详细描述，在详述本发明实施例时，为便于说明，表示器件结构的剖面图会不依一般比例作局部放大，而且所述示意图只是示例，其在此不应限制本发明保护的范围。此外，在实际制作中应包含长度、宽度及深度的三维空间尺寸。

同时在本发明的描述中，需要说明的是，术语中的“上、下、内和外”等指示的方位或位置关系为基于附图所示的方位或位置关系，仅是为了便于描述本发明和简化描述，而不是指示或暗示所指的装置或元件必须具有特定的方位、以特定的方位构造和操作，因此不能理解为对本发明的限制。此外，术语“第一、第二或第三”仅用于描述目的，而不能理解为指示或暗示相对重要性。

本发明中除非另有明确的规定和限定，术语“安装、相连、连接”应做广义理解，例如：可以是固定连接、可拆卸连接或一体式连接；同样可以是机械连接、电连接或直接连接，也可以通过中间媒介间接相连，也可以是两个元件内部的连通。对于本领域的普通技术人员而言，可以根据具体情况理解上述术语在本发明中的具体含义。

实施例 1

参照图 1~图 4 为本发明的一个实施例，提供了一种无变压器型广义统一潮流控制器，包括无功补偿模块，具备无功功率双向补偿功能，可以从系统吸收无功，也可以为系统提供无功补偿；潮流调节模块，实现输电线有功功率和无功功率的解耦控制。

具体的，无功补偿模块为电压源型变流器，具备无功功率双向补偿功能，可以从系统吸收无功，也可以为系统提供无功补偿，无功补偿模块包括级联桥型逆变器，级联桥型逆变器是由多个子模块级联而成，如图 3 为本

发明的控制器中的级联桥型逆变器和多端口单相 MMC 的典型拓扑举例示意图, 级联桥型逆变器的子模块可以是三电平型的, 也可以是五电平型的, 还可以是其他多电平的子模块。

具体的, 潮流调节模块实现输电线有功功率和无功功率的解耦控制, 潮流调节模块包括多端口单相 MMC, 多端口单相 MMC 与级联桥型逆变器进行串联。

较佳的, 如图 1 为本发明的控制器的拓扑结构及其互联多输电线的系统示意图, 多端口单相 MMC 包括潮流调节多端口单相 MMC 和能量平衡多端口单相 MMC, 能量平衡多端口单相 MMC 与潮流调节多端口单相 MMC 并联, 级联桥型逆变器与能量平衡多端口单相 MMC 的交流输出端口相连, 实现级联桥型逆变器与多端口单相 MMC 的串联连接, 潮流调节多端口单相 MMC 的交流输出端口与输电线串联, 通过调节串联在输电线上的多端口单相 MMC 交流输出端口电压的幅值相位, 实现多端口单相 MMC 潮流调节模块的公共直流母线电压稳定和输电线有功功率和无功功率的解耦控制。

较佳的, 如图 2 为本发明的控制器省去与级联桥型逆变器相连的能量平衡多端口单相 MMC 的拓扑结构及其互联多输电线的系统示意图, 多端口单相 MMC 潮流调节模块包括多个共享同一公共直流母线且彼此互相并联的潮流调节多端口单相 MMC, 潮流调节多端口单相 MMC 的交流输出端口与输电线串联, 通过调节串联在输电线上的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口电压的幅值相位, 实现输电线有功功率和无功功率的主动控制。

进一步的, 如图 4 为本发明的控制器的多端口单相 MMC 潮流调节模块的拓扑结构示意图, 当多端口单相 MMC 潮流调节模块仅包括潮流调节多端口单相 MMC 时, 级联桥型逆变器与公共直流母线的正极或负极直接相连, 能够实现级联桥型逆变器与多端口单相 MMC 潮流调节模块的串联, 当多端口单相 MMC 潮流调节模块同时包括潮流调节多端口单相 MMC 以及能量平衡多端口单相 MMC 时, 级联桥型逆变器的交流输出端口可以与能量平衡多端口单相 MMC 的交流输出端口相连, 同样能够实现级联桥型逆变器与多端口单相 MMC 潮流调节模块的串联。

进一步的, 控制系统使用无变压器型广义统一潮流控制器实现两端输电线潮流控制的装置拓扑和系统连接, 无变压器型广义统一潮流控制器包括一个三相级联全桥拓扑的级联桥型逆变器和与之串联的多端口单相

MMC 潮流调节模块。

具体的，多端口单相 MMC 潮流调节模块包含三个共享同一公共直流母线的单相半桥型子模块的 MMC，三个单相半桥型子模块的 MMC 分别与两条交流输电线以及级联桥型逆变器一一相连，并通过调节串联在输电线上的串联补偿电压、与级联桥型逆变器串联的单相半桥型子模块的 MMC 交流输出端口电压的交流成分、级联桥型逆变器的交流输出端口电压的交流成分的幅值相位，其中，串联补偿电压为串联在输电线上的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口电压的交流成分，一方面实现无变压器型广义统一潮流控制器的内部能量平衡，另一方面实现交流输电线上的有功功率和无功功率的主动控制，即实现线路潮流的解耦控制。

实施例 2

参照图 5，为本发明的一个实施例，提供了一种基于无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法，包括：

线路潮流控制环、级联桥型逆变器控制环、公共直流母线电压平衡控制环、环流抑制控制和桥臂电压均衡控制。

进一步的，线路潮流控制环为主要控制包括：

线路潮流控制环的控制目标为潮流控制输电线的有功功率达到参考值和无功功率达到参考值。

较佳的，设定线路潮流控制环输出为 $\vec{V}_{ij}^* = \vec{V}_{Ci}^*$ 。

其中， $\vec{V}_{Ci}^*$ 为与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的输出电压的交流成分的参考值， $\vec{V}_{Cj}^*$ 为与潮流控制输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的输出电压的交流成分的参考值，下标 i 表示第 i 条输电线为潮流调节平衡输电线，下标 j 表示第 j 条潮流控制输电线。

具体的，线路潮流控制环首先根据潮流控制输电线的有功功率参考值和无功功率参考值计算潮流控制输电线电流的 d 轴分量参考值 I_{jd}^* 和 q 轴分量参考值 I_{jq}^* ，计算方法为解如下方程组：

$$\begin{cases} P_j^* = f(I_{jd}^*, I_{jq}^*) = \frac{3}{2}(V_{jd} I_{jd}^* + V_{jq} I_{jq}^*) \\ Q_j^* = f(I_{jd}^*, I_{jq}^*) = \frac{3}{2}(V_{jq} I_{jd}^* - V_{jd} I_{jq}^*) \end{cases}$$

进一步的，线路潮流控制环在 dq 坐标系下进行，利用比例积分控制器进行控制，数学方程为：

$$\begin{cases} \square V_{jd}^* = k_p (I_{jd}^* - I_{jd}) + \int k_i (I_{jd}^* - I_{jd}) dt + V_{id} - V_{jd} - I_{jq} \omega \left(L_j + \frac{1}{2} L_{PFCM} \right) + I_{iq} \omega \left(L_i + \frac{1}{2} L_{PFCM} \right) \\ \square V_{jq}^* = k_p (I_{jq}^* - I_{jq}) + \int k_i (I_{jq}^* - I_{jq}) dt + V_{iq} - V_{jq} + I_{jd} \omega \left(L_j + \frac{1}{2} L_{PFCM} \right) - I_{id} \omega \left(L_i + \frac{1}{2} L_{PFCM} \right) \end{cases}$$

其中， $\square V_{jd}^*$ 和 $\square V_{jq}^*$ 乘以帕克逆转换矩阵，得到 abc 坐标系下的线路潮流控制环输出参考电压 $\square \vec{V}_{ij}^*$ ，即 VV_{ija}^* 、 VV_{ijb}^* 、 VV_{ijc}^* ，V 表示输电线的节点电压，I 表示输电线的电流， ω 表示输电线的交流频率，L 表示输电线的等效电感感值， L_{PFCM} 表示多端口单相 MMC 桥臂的等效电感感值，R 表示输电线的等效电阻阻值，V、I、L、R 的下标 i 表示为潮流调节平衡输电线的参数，下标 j 表示为第 j 条潮流控制输电线的参数，下标 d 表示为 d 轴分量，下标 q 表示为 q 轴分量，上标*表示为参考值， k_p 为比例积分控制器比例环节增益系数， k_i 为比例积分控制器积分环节增益系数， V_{id} 、 V_{iq} 、 V_{jd} 、 V_{jq} ，为前馈项，作用是增强控制环抗干扰能力，加快控制环响应速度，

其中， $I_{jq} \omega \left(L_j + \frac{1}{2} L_{PFCM} \right)$ 、 $I_{iq} \omega \left(L_i + \frac{1}{2} L_{PFCM} \right)$ 、 $I_{jd} \omega \left(L_j + \frac{1}{2} L_{PFCM} \right)$ 、 $I_{id} \omega \left(L_i + \frac{1}{2} L_{PFCM} \right)$ 为解耦项，作用是实现 d 轴和 q 轴的解耦控制。

进一步的，级联桥型逆变器控制环为主要控制包括：

电压控制外环、无功功率控制外环和电流控制内环。

具体的，级联桥型逆变器控制环的控制目标为潮流调节平衡输电线的无功功率达到参考值 Q_i^* 和级联桥型逆变器三相电容电压之和稳定为参考值 $\sum V_{C,STATCOM}^*$ ，并输出为级联桥型逆变器交流输出端口的电压的交流成分的参考值 $\vec{V}_p^*$ 。

较佳的，无功功率控制外环根据潮流调节平衡输电线的无功功率参考值 Q_i^* 计算潮流调节平衡输电线电流 q 轴分量参考值 I_{iq}^* ，计算公式为：

$$I_{iq}^* = -\frac{2Q_i^*}{3V_{id}}。$$

进一步的，电流控制内环在 dq 坐标系下进行控制，利用比例积分控制器，对潮流调节平衡输电线电流的 d 轴分量和 q 轴分量分别控制，数学方程为：

$$\begin{cases} V_{pd}^* = k_{p2}(I_{id}^* - I_{id}) + \int k_i(I_{id}^* - I_{id})dt - V_{id} + V_{Cid} + V_{SMd} - I_{iq}\omega\left(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM}\right) \\ V_{pq}^* = k_{p2}(I_{iq}^* - I_{iq}) + \int k_i(I_{iq}^* - I_{iq})dt - V_{iq} + V_{Ciq} + V_{SMq} + I_{id}\omega\left(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM}\right) \end{cases}$$

其中, V_{pd}^* 和 V_{pq}^* 乘以帕克逆转换矩阵, 再乘以-1 反相后, 得到 abc 坐标系下的级联桥型逆变器控制环输出参考电压 $\vec{V}_p^*$, 即 V_{pa} 、 V_{pb} 、 V_{pc} 、 V_{Cid} 、 V_{Ciq} 为与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口电压的交流成分的 d 轴分量和 q 轴分量, V_{SMd} 和 V_{SMq} 为与级联桥型逆变器相连的能量平衡多端口单相 MMC 交流输出端口电压的交流成分的 d 轴分量和 q 轴分量, k_{p2} 为比例积分控制器比例环节增益系数, k_{i2} 为比例积分控制器积分环节增益系数, V_{id} 、 V_{iq} 、 V_{Cid} 、 V_{Ciq} 、 V_{SMd} 、 V_{SMq} 为前馈项, 作用是增强控制环抗干扰能力, 加快控制环响应速度,

其中, $I_{iq}\omega\left(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM}\right)$ 、 $I_{id}\omega\left(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM}\right)$ 为解耦项, 作用是实现 d 轴和 q 轴的解耦控制。

进一步的, 公共直流母线电压平衡控制环为主要控制包括:

公共直流母线电压平衡控制环的控制目标为公共直流母线电压稳定为参考值 V_{link}^* , 并输出为公共直流母线平衡参考电压 $\vec{V}_{balance}^*$ 。

较佳的, 公共直流母线电压平衡控制环的控制 abc 坐标系下进行, 利用比例积分控制器对 abc 三相的公共直流母线电压进行控制, 数学方程为:

$$\begin{cases} V_{balance,a}^* = [k_{p3}(V_{link}^* - V_{linka}) + \int k_{i3}(V_{link}^* - V_{linka})dt](-I_{pa}) + V_{ff,a}^* \\ V_{balance,b}^* = [k_{p3}(V_{link}^* - V_{linkb}) + \int k_{i3}(V_{link}^* - V_{linkb})dt](-I_{pb}) + V_{ff,b}^* \\ V_{balance,c}^* = [k_{p3}(V_{link}^* - V_{linkc}) + \int k_{i3}(V_{link}^* - V_{linkc})dt](-I_{pc}) + V_{ff,c}^* \end{cases}$$

其中, V_{linka} 、 V_{linkb} 、 V_{linkc} 为三相公共直流母线电压, I_{pa} 、 I_{pb} 、 I_{pc} 为级联桥型逆变器支路三相电流, V_{ffa}^* 、 V_{ffb}^* 、 V_{ffc}^* 为前馈的三相参考电压, k_{p3} 为比例积分控制器比例环节增益系数, k_{i3} 为比例积分控制器积分环节增益系数。

进一步的, 若无变压器型广义统一潮流控制器拓扑中包含与级联桥型逆变器相连的能量平衡多端口单相 MMC, 得到线路潮流控制环的输出参考电压 $\vec{V}_{ij}^*$ 后, 潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的参考电压为:

$$\begin{cases} \vec{V}_{Ci}^* = \vec{V}_{Ci,distribution}^* \\ \vec{V}_{Cj}^* = \vec{V}_{Ci}^* - \Delta\vec{V}_{ij}^* \end{cases}$$

其中, $\vec{V}_{Ci}^*$ 为与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流

输出端口的参考电压, $\vec{V}_G^*$ 为与第 j 条潮流控制输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的参考电压, $\Delta \vec{V}_G^*$ 为潮流控制环的输出电压, $\vec{V}_{Ci, distribution}$ 为按照本发明提供的一种基于无变压器型广义潮流控制器的分配方法中的任意一种串联补偿电压分配方式计算得到的与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的参考电压的交流成分, 公共直流母线电压平衡控制环中的前馈三相参考电压, V_{ffa}^* 、 V_{ffb}^* 、 V_{ffc}^* 等于零, 能量平衡多端口单相 MMC 交流输出端口的参考电压为:

$$\vec{V}_{SM}^* = \vec{V}_{balance}^*$$

具体的, 级联桥型逆变器的交流输出端口的参考电压为:

$$\vec{V}_{CHB}^* = \vec{V}_p^*$$

更进一步的, 若无变压器型广义统一潮流控制器拓扑中不包含与级联桥型逆变器相连的能量平衡多端口单相 MMC, 得到线路潮流控制环的输出参考电压 $\square \vec{V}_{ij}^*$ 后, 潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的参考电压为:

$$\begin{cases} \vec{V}_{Ci}^* = \vec{V}_{balance}^* \\ \vec{V}_{Cj}^* = \vec{V}_{Ci}^* - \square \vec{V}_{ij}^* \end{cases}$$

其中, $\vec{V}_{Ci}^*$ 为与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的参考电压, $\vec{V}_G^*$ 为与第 j 条潮流控制输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的参考电压, 公共直流母线电压平衡控制环中的前馈三相参考电压, V_{ffa}^* 、 V_{ffb}^* 、 V_{ffc}^* 为本发明提供的一种基于无变压器型广义潮流控制器的分配方法中的任意一种串联补偿电压分配方式计算得到的与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的参考电压的交流成分, 级联桥型逆变器控制环中的电流控制内环中的前馈项 V_{SMd} 和 V_{SMq} 等于零, 级联桥型逆变器的交流输出端口的参考电压为:

$$\vec{V}_{CHB}^* = \vec{V}_p^* \pm V_{common, dc}$$

具体的, 当级联桥型逆变器交流输出端口与公共直流母线负极相连时取加号, 当级联桥型逆变器交流输出端口与公共直流母线正极相连时取减号。

进一步的, 环流抑制控制包括:

环流抑制控制的控制目标为抑制每相的多端口单相 MMC 之间的环流, 环流抑制控制输出为产生环流的二倍频电压, 通过对子模块调制信号进行补偿, 实现环流的抑制。

较佳的, 环流抑制控制在 abc 坐标系下进行, 利用准比例谐振控制器对 abc 三相的相内环流进行抑制, 数学方程为:

$$\begin{cases} G_{QPR}(s) = k_{p4} + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \\ V_{cir, lk}^* = \frac{1}{2} G_{QPR}(s) (i_{lkp} + i_{lkn}) \\ V_{cir, bl}^* = -\sum_{l=1}^n V_{cir, lk}^* \end{cases}$$

其中, $G_{QPR}(s)$ 为准 PR 控制器的传递函数, ω 为谐振频率, ω_c 为截至频率主要影响系统带宽, k_{p4} 为准比例谐振控制器比例环节增益系数, k_r 为准比例谐振控制器谐振环节增益系数, $V_{cir, lk}^*$ 为与第 k 条输电线连接的潮流调节多端口单相 MMC 子模块环流补偿电压, s 为拉普拉斯变化下的模型变量, $V_{cir, bl}^*$ 为能量平衡多端口单相 MMC 子模块环流补偿电压, i_{lkp} 和 i_{lkn} 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 上桥臂电流和下桥臂电流, 下标 l 为 l 相的参数, 锁相环锁定潮流调节平衡输电线的节点三相电压, 获得锁定线路的相位, 锁相环输出的相角为 abc 坐标系到 dq 坐标系的帕克转换矩阵提供角度。

进一步的, 桥臂电压均衡控制包括:

桥臂电压均衡控制为桥臂电压直流分量调节和注入基频环流调节, 两种实现方式。

较佳的, 桥臂电压直流分量的调节方式包括调节上下桥臂直流分量进而控制上下桥臂电容电压均衡, 并输出为多端口单相 MMC 上桥臂和下桥臂子模块电压直流分量参考值, 桥臂电压均衡控制利用 PI 控制器对 abc 三相的多端口单相 MMC 的桥臂电压直流分量进行控制, 数学方程为:

$$\begin{cases} V_{arm, lkp}^* = k_{p5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkp}) + \int k_{i5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkp})dt + \frac{V_{link, l}}{2} \\ V_{arm, lkn}^* = k_{p5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkn}) + \int k_{i5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkn})dt + \frac{V_{link, l}}{2} \end{cases}$$

其中, $V_{arm, lkp}^*$ 为上桥臂电压直流分量参考值, $V_{arm, lkn}^*$ 为下桥臂电压直流分量参考值, $V_{average, lk}^*$ 为上下桥臂电压均值的参考值, $V_{average, lkp}$ 和 $V_{average, lkn}$ 为上桥臂和下桥臂电压的均值, $V_{link, l}$ 为直流母线电压, 下标 k 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 的参数, 下标 l 为 l 相的参数, k_{p5} 为比例积分控制器比例环节增益系数, k_{i5} 为比例积分控制器积分环节增益系数。

较佳的, 注入基频环流调节的调节方式包括基频环流注入调节的桥臂电压

均衡控制，通过注入与电压相位相同的基频环流实现上下桥臂电压的均衡，其输出为注入的基频环流的参考值，数学方程为：

$$i_{arm, lk}^* = \left[k_{p6} (V_{average, lkp} - V_{average, lkn}) + \int k_{i6} (V_{average, lkp} - V_{average, lkn}) dt \right] \cos(\omega t + \theta_k)$$

其中， $i_{arm, lk}^*$ 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 注入基频环流的参考值， $V_{average, lkp}$ 和 $V_{average, lkn}$ 为潮流调节多端口单相 MMC 的上下桥臂电压均值， θ_k 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 输出电压基频分量的相位， k_{p6} 为比例积分控制器比例环节增益系数， k_{i6} 为比例积分控制器积分环节增益系数。

实施例 3

本实施例为本发明的第三个实施例，提供了一种基于无变压器型广义统一潮流控制器的分配方法，包括：

控制器的分配方法为满足基本条件方程的任何一组 $\{\bar{V}_{Ck} (k=1, 2, \dots, n), \bar{V}_{SM}\}$ 的解。

具体的，基本条件方程为：

$$\begin{cases} \bar{V}_{C1} - \bar{V}_{Ck} = \bar{V}_{eq1k} (k=2, 3, \dots, n) \\ \text{Real}(\sum_{k=1}^n \bar{V}_{Ck} \bar{I}_k^* - \bar{V}_{SM} \bar{I}_p^*) = 0 \end{cases}$$

其中，假设第 1 条输电线为潮流调节平衡输电线，Real 为实部， $\bar{V}_{Ck}$ 为无变压器型广义统一潮流控制器在第 k 条输电线上串联补偿电压交流成分的矢量表达式， $\bar{V}_{eq1k}$ 为实现第 k 条输电线上目标潮流时所需串联在第 1 条输电线和第 k 条输电线之间的串联补偿电压矢量表达式， $\bar{V}_{SM}$ 为与级联桥型逆变器相连的多端口单相 MMC 潮流调节模块中的能量平衡多端口单相 MMC 交流输出端口电压交流成分的矢量表达式， $\bar{I}_k^*$ 为第 k 条输电线上的交流电流的共轭矢量表达式， $\bar{I}_p^*$ 为级联桥型逆变器支路的交流电流的共轭矢量表达式， n 为通过无变压器型广义统一潮流控制器互联的输电线数量。

较佳的，适用于交流电网的具备主动潮流控制能力的无变压器型广义统一潮流控制器在配网输电线上串联补偿电压的一种分配方法是

$$\bar{V}_{C1} = \frac{1}{2} \bar{V}_{eq12}, \text{ 其特点为简化性。}$$

较佳的，串联补偿电压的另一种分配方法是 $\vec{V}_{SM} = 0$ ，即 $\vec{V}_{C1}$ 的选取满足 $\text{Real}(\sum_{k=1}^n \vec{V}_{Ck} \vec{I}_k^*) = 0$ ，从而能够在拓扑上省去与级联桥型逆变器连接的能量平衡多端口单相 MMC。

较佳的，串联补偿电压的另一种分配方法是 $\vec{V}_{C1}$ 的选取满足 $\max\{|\vec{V}_{Ck}(k=1,2,\dots,n)|, |\vec{V}_{SM}|\}$ 取到最小值，从而能够使得单相变流器所需输出电压交流成分幅值最小。

较佳的，串联补偿电压的分配方法还可以是任何一种满足基本条件方程的选取方式。

较佳的，多端口单相 MMC 潮流调节模块中的单相变流器交流输出端口电压成分中含有控制所需的不同交流成分。

实施例 4

参照图 6~图 7 为本发明的一个实施例，提供了一种基于无变压器型广义统一潮流控制器的控制系统，包括：

如图 6 为本发明的控制系统图，交流电网多输电线潮流控制系统核心设备为无变压器型广义统一潮流控制器，其他组成为交流输电线和变电站。需要说明的是：

无变压器型广义统一潮流控制器安装于多条交流输电线汇集处，交流输电线与无变压器型广义统一潮流控制器相连，交流输电线可以经升压变压器接入高压系统，还可以经降压变压器接入低压交流系统，低压交流系统可以接入低压交流负载或储能设备或电动汽车快充站。

具体的，如图 7 为本发明控制系统的多端口单相 MMC 潮流调节模块采用两电平半桥型子模块、级联桥型逆变器采用级联全桥拓扑的双端口潮流控制装置的拓扑结构及其实现两条输电线互联的系统示意图，无变压器型广义统一潮流控制器实现的两端输电线潮流控制系统，无变压器型广义统一潮流控制器内部能量平衡的表现公共直流母线的电容电压保持稳定以及级联桥型逆变器内的电容电压保持稳定，则要求流入上述电容的有功功率保持为零，即：

$$\left\{ \text{Real}(\vec{V}_{C1} \vec{I}_1^* + \vec{V}_{C2} \vec{I}_2^* - \vec{V}_{SM} \vec{I}_p^*) = 0 \right.$$

其中, 第一行的方程表示为流入公共直流母线电容的有功功率为零, 第二行的方程表示为流入级联桥型逆变器电容的有功功率为零, $\bar{V}_{C1}$ 表示与输电线 1 相连的单相半桥型子模块的 MMC 交流输出端口的电压的交流成分矢量表达式, $\bar{V}_{C2}$ 表示与输电线 2 相连的单相半桥型子模块的 MMC 交流输出端口的电压的交流成分矢量表达式, $\bar{V}_{SM}$ 表示与级联桥型逆变器相连的单相半桥型子模块的 MMC 交流输出端口的电压的交流成分矢量表达式, $\bar{V}_p$ 表示级联桥型逆变器交流输出端口的电压的交流成分矢量表达式, $\bar{I}_1^*$ 表示输电线 1 电流的共轭矢量表达式, $\bar{I}_2^*$ 表示输电线 2 电流的共轭矢量表达式, $\bar{I}_p^*$ 表示级联桥型逆变器支路电流的共轭矢量表达式。通过调节 $\bar{V}_{SM}$ 与 $\bar{V}_p$ 的幅值及大小, 使得上述方程成立, 即实现无变压器型广义统一潮流控制器的内部能量平衡。

具体的, 使用无变压器型广义统一潮流控制器实现三条输电线潮流控制。该实施案例中, 无变压器型广义统一潮流控制器包括一个三相级联全桥拓扑的逆变器和与之串联的多端口单相 MMC 潮流调节模块模块, 该多端口单相 MMC 潮流调节模块模块包含四个共享同一公共直流母线的单相半桥型子模块的 MMC, 该四个单相半桥型子模块的 MMC 分别与三条交流输电线以及级联 H 桥逆变器一一相连, 通过调节串联在馈线上的串联补偿电压、与级联桥型逆变器串联的单相半桥型子模块的 MMC 的交流输出端口电压的交流成分、级联桥型逆变器的交流输出端口电压的交流成分的幅值相位, 一方面实现无变压器型广义统一潮流控制器的内部能量平衡, 另一方面实现交流馈线上的有功功率和无功功率的主动控制, 即实现线路潮流的解耦控制。

实施例 5

参照图 8, 为本发明的一个实施例, 提供了控制器的设备保护方法, 包括串联在输电线上的电压的过压保护、多端口单相 MMC 子模块故障旁路保护和级联桥型逆变器子模块保护。

具体的, 串联在输电线上的电压的过压保护是通过一个保护装置对串联在输电线上的电压的过压进行保护。

具体的, 如图 8 为本发明的设备保护方法的电压的过压保护方法接线图及保护装置示意图, 保护装置由金属氧化物限压器和晶闸管旁路开关并联组成, 金属氧化物限压器将电压限制在安全电压, 保护装置与多端口单相 MMC 潮流调节模块中的潮流调节多端口单相 MMC 的交流输出端口间并联, 对串

联在输电线上的电压的过压进行保护。

具体的，多端口单相 MMC 子模块故障旁路保护包括：

多端口单相 MMC 子模块通过多端口单相 MMC 子模块的交流输出端口与晶闸管旁路开关并联，使得多端口单相 MMC 子模块故障时可通过晶闸管旁路开关快速旁路故障的子模块，同时投入冗余的子模块，使得子模块的故障并不影响设备的总体运行，以及多端口单相 MMC 子模块的直流侧配有用于电容能量释放的直流卸荷电路，防止过压损坏功率器件，对多端口单相 MMC 子模块故障旁路进行保护。

具体的，晶闸管旁路开关为反并联晶闸管、阻容回路、静态电阻并联后再与一个饱和电抗器串联，晶闸管旁路开关通过将潮流调节多端口单相 MMC 的交流输出端口旁路，实现过压保护。

进一步的，级联桥型逆变器子模块保护包括：

级联桥型逆变器子模块通过级联桥型逆变器子模块的交流端口与快速机械开关并联，以及级联桥型逆变器直流侧配有释放电容能量的直流卸荷电路对级联桥型逆变器子模块进行保护。

级联桥型逆变器子模块保护包括级联桥型逆变器子模块的交流端口与快速机械开关并联，使得级联桥型逆变器子模块故障时可迅速切除故障模块。

进一步的，在外部输电线发生故障时，无变压器型广义统一潮流控制器闭锁所有子模块，同时触发保护装置和晶闸管旁路开关，当保护装置触发后，串联在输电线上的电压被钳位至 0V 左右，并联的级联桥型逆变器闭锁所有的子模块闭锁后，由于 $2MV_c > 2\sqrt{2}U_{phase} > \sqrt{2}U_{ab}$ ，则不论电流方向，电容均能进行充电，其中，M 为级联桥型逆变器每相子模块数， V_c 为子模块直流电压， U_{phase} 为电网相电压有效值， U_{ab} 为电网线电压有效值。由于每相的电容直流电压之和大于并网点相电压幅值，因此在 STATCOM 闭锁时，充电回路中电容直流电压之和大于两点充电电压，二极管承受反向压降而关断，无法对电容进行充电，充电电流为零。

实施例 6

参照图 9~图 11，为本发明的另一个实施例，结合上述实施案例，以下采用 MATLAB/Simulink 软件针对系统进行仿真验证，仿真参数如下表所示：

参数	数值
----	----

输电线额定视在功率	$S_N = 60MV \cdot A$
节点 1 电压	$V_{1,RMS} = 220kV, \theta_1 = 0^\circ$
节点 2 电压	$V_{2,RMS} = 220kV, \theta_2 = -5^\circ$
输电线 2 阻抗	$L_2 = 0.42mH, R_2 = 0.16\Omega$
节点 3 电压	$V_{3,RMS} = 220kV, \theta_3 = -5^\circ$
输电线 3 阻抗	$L_3 = 0.42mH, R_3 = 0.16\Omega$
多端口单相 MMC 子模块电容	$C_{PFCM} = 2.13mF, V_{PFCM} = 2.5kV$
多端口单相 MMC 子模块个数	15
级联桥型逆变器子模块电容	$C_{CHB} = 1.4mF, V_{CHB} = 2.5kV$
级联桥型逆变器子模块个数	80
开关频率	3kHz

具体的，由无变压器型广义统一潮流控制器实现柔性互联的三条输电线互联系统，其连接示意图参照图 9，为本发明控制系统的的多端口单相 MMC 潮流调节模块采用两电平半桥型子模块、级联桥型逆变器采用级联全桥拓扑的三端口潮流控制装置的拓扑结构及其实现三条输电线互联的系统示意图。

具体的，仿真实例的控制方法如图 10，为本发明的控制方法的的多端口单相 MMC 潮流调节模块采用并联两电平单相半桥型子模块的 MMC、级联桥型逆变器采用级联全桥拓扑的三端口潮流控制装置的控制方法框图，无变压器型广义统一潮流控制器包含四个单相半桥型子模块的 MMC，其中与交流输电线相连的三个单相半桥型子模块的 MMC 控制输电线 2、输电线 3 上的有功功率和无功功率，对应的控制环为线路潮流控制环。

具体的，与级联桥型逆变器相连的单相半桥型子模块的 MMC 控制公共直流母线电压平衡，对应的控制环为公共直流母线电压平衡控制环。级联桥型逆变器对输电线 1 上的无功功率进行补偿，对应的控制环为级联桥型逆变器控制环。

具体的，仿真实例的无变压器型广义统一潮流控制器在配网输电线上串联补偿电压的分配方法，考虑优化目标为单相半桥型子模块的 MMC 所需输

出电压交流成分幅值最小，即 $\bar{V}_{C1}$ 的选取满足 $\max\{|\bar{V}_{C1}|, |\bar{V}_{C2}|, |\bar{V}_{C3}|, |\bar{V}_{SM}|\}$ 取到最小值。

进一步的，为验证无变压器型广义统一潮流控制器的主动潮流控制能力，仿真设定了三种运行工况：

工况一：节点 1 发出 0.2p.u.无功功率，节点 2 吸收 0.5p.u.有功功率，发出 0.2p.u.无功功率，节点 3 吸收 0.5p.u.有功功率，发出 0.2p.u.无功功率。

工况二：节点 1 发出 0.2p.u.无功功率，节点 2 吸收 0.2p.u.有功功率，发出 0.2p.u.无功功率，节点 3 吸收 0.8p.u.有功功率，发出 0.2p.u.无功功率。

工况三：节点 1 发出 1p.u.无功功率，节点 2 发出 0.2p.u.有功功率，吸收 0.2p.u.无功功率，节点 3 吸收 0.5p.u.有功功率，发出 0.8p.u.无功功率。

进一步的，如图 11 为本发明三种工况仿真结果，总共包含 11 幅波形图，从左到右、从上到下依次为：输电线 1 有功功率 P_1 波形图、输电线 1 无功功率 Q_1 波形图、输电线 2 有功功率 P_2 波形图、输电线 2 无功功率 Q_2 波形图、输电线 3 有功功率 P_3 波形图、输电线 3 无功功率 Q_3 波形图、输电线 1 相连的多端口单相 MMC 电容电压波形图、输电线 2 相连的多端口单相 MMC 电容电压波形图、输电线 3 相连的多端口单相 MMC 电容电压波形图、与级联桥型逆变器相连的多端口单相 MMC 电容电压波形、级联桥型逆变器电容电压波形。

进一步的，仿真波形结果表明，无变压器型广义统一潮流控制器在互联了三条输电线的情况下，既实现了输电线上的有功功率与无功功率解耦主动潮流控制，同时又保持了装置内部内部能量平衡，即电容电压稳定，具备端口拓展能力。

更进一步的，与现已提出的潮流控制器相比，本发明的拓扑同样具有独立的潮流调节能力。具体的细节对比如下表所示：

潮流控制器	统一潮流 控制器	T 型无变压器型 潮流控制器	背靠背电压 源换流器	基于 Hexverter 的潮流控制器	本发明 拓扑
功率解耦调节	可实现	可实现	可实现	可实现	可实现
公共直流母线	有	无	有	无	有

有无变压器	有	无	无	无	无
端口是否可拓展	可拓展 (拓展成本较高)	不可拓展	可拓展 (拓展成本较高)	可拓展 (拓展成本较高)	可拓展 (拓展成本低)
体积	大	较小	较大	较大	小
损耗	大	较小	较小	较小	较小
成本	高	较低	较低	较低	较低

传统的统一潮流控制器因包含笨重的工频变压器，设备的总体体积较大，运行维护的成本较高，且在拓展潮流控制端口时需增加串联换流器和工频变压器，使得装置的端口拓展成本较高。T型无变压器型潮流控制器虽然去除了笨重的工频变压器，在体积和成本上具有优势，但其需牺牲一个控制的自由度保持控制器功率的平衡，因而无法控制源端的无功，且T型无变压器型潮流控制器的端口无法扩展。背靠背电压源换流器和基于Hexverter的潮流控制器都为全功率型的拓扑，使得设备的体积较大，且端口拓展的成本较高。本发明提出的潮流控制器具有独立的潮流控制能力，设备体积小，运行安装成本低，且端口易拓展，拓展成本低。

应说明的是，以上实施例仅用以说明本发明的技术方案而非限制，尽管参照较佳实施例对本发明进行了详细说明，本领域的普通技术人员应当理解，可以对本发明的技术方案进行修改或者等同替换，而不脱离本发明技术方案的精神和范围，其均应涵盖在本发明的权利要求范围当中。

权 利 要 求 书

- 1.一种无变压器型广义统一潮流控制器，其特征在于，包括：
无功补偿模块，所述无功补偿模块包括级联桥型逆变器；
潮流调节模块，所述潮流调节模块包括多端口单相 MMC；
其中，所述多端口单相 MMC 与所述级联桥型逆变器进行串联；
所述无功补偿模块为电压源型变流器，具备无功功率双向补偿功能，可以从系统吸收无功，也可以为系统提供无功补偿；
所述潮流调节模块实现输电线有功功率和无功功率的解耦控制。
- 2.如权利要求 1 所述的一种无变压器型广义统一潮流控制器，其特征在于：所述级联桥型逆变器是由多个子模块级联而成。
- 3.如权利要求 1 所述的一种无变压器型广义统一潮流控制器，其特征在于：
所述多端口单相 MMC 包括潮流调节多端口单相 MMC 和能量平衡多端口单相 MMC；
所述能量平衡多端口单相 MMC 与潮流调节多端口单相 MMC 并联；
所述级联桥型逆变器与能量平衡多端口单相 MMC 的交流输出端口相连，实现级联桥型逆变器与多端口单相 MMC 的串联连接；
所述潮流调节多端口单相 MMC 的交流输出端口与输电线串联，通过调节串联在输电线上的多端口单相 MMC 交流输出端口电压的幅值相位，实现输电线有功功率和无功功率的解耦控制。
- 4.一种基于如权利要求 1~3 任一所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制方法，其特征在于，包括：
主要控制模块，包括线路潮流控制环、级联桥型逆变器控制环和公共直流母线平衡控制环，实现控制器的基本功能，保证控制正常运转；
采用环流抑制控制和桥臂电压均衡控制抑制潮流调节模块的环流和电压不平衡的现象，提高控制器的性能；
锁相环锁定潮流调节平衡输电线的节点三相电压，获得锁定线路的相位，锁相环输出的相角为 abc 坐标系到 dq 坐标系的帕克转换矩阵提供角度。
- 5.如权利要求 4 所述的控制方法，其特征在于：所述线路潮流控制环的控制目标为：
获取潮流控制输电线的有功功率的参考值 P_j^* 和无功功率的参考值 Q_j^* ；
设定线路潮流控制环输出 $\square \vec{V}_{ij}^* = \vec{V}_{Ci}^* - \vec{V}_{Cj}^*$ ；

其中, $\bar{V}_{Ci}^*$ 为与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的输出电压的交流成分的参考值, $\bar{V}_G^*$ 为与潮流控制输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口的输出电压的交流成分的参考值, 下标 i 表示第 i 条输电线为潮流调节平衡输电线, 下标 j 表示第 j 条潮流控制输电线。

6.如权力要求 4 所述的控制方法, 其特征在于: 所述级联桥型逆变器控制环包括,

电压控制外环、无功功率控制外环和电流控制内环;

所述级联桥型逆变器控制环的控制目标为潮流调节平衡输电线的无功功率达到参考值 Q_i^* 和级联桥型逆变器三相电容电压之和稳定为参考值 $\sum V_{C,STATCOM}^*$, 级联桥型逆变器控制环的输出为级联桥型逆变器交流输出端口的电压的交流成分的参考值 $\bar{V}_p^*$;

所述无功功率控制外环根据潮流调节平衡输电线的无功功率参考值 Q_i^* 计算潮流调节平衡输电线电流 q 轴分量参考值 I_{iq}^* ;

所述电流控制内环在 dq 坐标系下进行控制, 利用比例积分控制器, 对潮流调节平衡输电线电流的 d 轴分量和 q 轴分量分别控制, 数学方程为:

$$\begin{cases} V_{pd}^* = k_{p2}(I_{id}^* - I_{id}) + \int k_i(I_{id}^* - I_{id})dt - V_{id} + V_{Cid} + V_{SMd} - I_{iq}\omega\left(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM}\right) \\ V_{pq}^* = k_{p2}(I_{iq}^* - I_{iq}) + \int k_i(I_{iq}^* - I_{iq})dt - V_{iq} + V_{Ciq} + V_{SMq} + I_{id}\omega\left(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM}\right) \end{cases}$$

其中, V_{pd}^* 和 V_{pq}^* 乘以帕克逆转换矩阵, 再乘以-1 反相后, 得到 abc 坐标系下的级联桥型逆变器控制环输出参考电压 $\bar{V}_p^*$, 即 V_{pa} 、 V_{pb} 、 V_{pc} ;

其中, V_{Cid} 和 V_{Ciq} 为与潮流调节平衡输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 交流输出端口电压的交流成分的 d 轴分量和 q 轴分量, V_{SMd} 和 V_{SMq} 为与级联桥型逆变器相连的能量平衡多端口单相 MMC 交流输出端口电压的交流成分的 d 轴分量和 q 轴分量, k_{p2} 为比例积分控制器比例环节增益系数, k_{i2} 为比例积分控制器积分环节增益系数, V_{id} 、 V_{iq} 、 V_{Cid} 、 V_{Ciq} 、 V_{SMd} 、 V_{SMq} 为前馈项, 作用是增强控制环抗干扰能力, 加快控制环响应速度, $I_{iq}\omega(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM})$ 、 $I_{id}\omega(L_i + \frac{1}{2}L_{PFCM})$ 为解耦项, 作用是实现 d 轴和 q 轴的解耦控制。

7.如权力要求 4 所述的控制方法, 其特征在于: 所述公共直流母线电压平衡控制环的控制目标为公共直流母线电压稳定为参考值 V_{link}^* , 公共直流母线电压平

平衡控制环的输出为公共直流母线平衡参考电压 $\bar{V}_{balance}^*$;

所述公共直流母线电压平衡控制环的控制 in abc 坐标系下进行, 利用比例积分控制器对 abc 三相的公共直流母线电压进行控制, 数学方程为:

$$\begin{cases} V_{balance,a}^* = [k_{p3}(V_{link}^* - V_{linka}) + \int k_{i3}(V_{link}^* - V_{linka})dt](-I_{pa}) + V_{ff,a}^* \\ V_{balance,b}^* = [k_{p3}(V_{link}^* - V_{linkb}) + \int k_{i3}(V_{link}^* - V_{linkb})dt](-I_{pb}) + V_{ff,b}^* \\ V_{balance,c}^* = [k_{p3}(V_{link}^* - V_{linkc}) + \int k_{i3}(V_{link}^* - V_{linkc})dt](-I_{pc}) + V_{ff,c}^* \end{cases}$$

其中, V_{linka} 、 V_{linkb} 、 V_{linkc} 为三相公共直流母线电压, I_{pa} 、 I_{pb} 、 I_{pc} 为级联桥型逆变器支路三相电流, V_{ffa}^* 、 V_{ffb}^* 、 V_{ffc}^* 为前馈的三相参考电压, k_{p3} 为比例积分控制器比例环节增益系数, k_{i3} 为比例积分控制器积分环节增益系数。

8.如权力要求 4 所述的控制方法, 其特征在于: 所述环流抑制控制的控制目标为抑制每相的多端口单相 MMC 之间的环流, 环流抑制控制的输出为产生环流的二倍频电压, 通过对子模块调制信号进行补偿, 实现环流的抑制;

所述环流抑制控制在 abc 坐标系下进行, 利用准比例谐振控制器对 abc 三相的相内环流进行抑制, 数学方程为:

$$\begin{cases} G_{QPR}(s) = k_{p4} + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \\ V_{cir, lk}^* = \frac{1}{2} G_{QPR}(s)(i_{lkp} + i_{lkn}) \\ V_{cir, bl}^* = -\sum_{l=1}^n V_{cir, lk}^* \end{cases}$$

其中, $G_{QPR}(s)$ 为准 PR 控制器的传递函数, ω 为谐振频率, ω_c 为截至频率主要影响系统带宽, k_{p4} 为准比例谐振控制器比例环节增益系数, k_r 为准比例谐振控制器谐振环节增益系数, $V_{cir, lk}^*$ 为与第 k 条输电线连接的潮流调节多端口单相 MMC 子模块环流补偿电压, s 为拉普拉斯变化下的模型变量, $V_{cir, bl}^*$ 为能量平衡多端口单相 MMC 子模块环流补偿电压, i_{lkp} 和 i_{lkn} 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 上桥臂电流和下桥臂电流, 下标 l 为 l 相的参数。

9.如权力要求 4 所述的控制方法, 其特征在于: 所述桥臂电压均衡控制包括桥臂电压直流分量调节和注入基频环流调节两种实现方式。

10.如权力要求 9 所述的控制器的控制方法, 其特征在于: 所述桥臂电压直流分量的调节方式包括调节上下桥臂直流分量进而控制上下桥臂电容电压均衡, 输出为多端口单相 MMC 上桥臂和下桥臂子模块电压直流分量参考值;

所述桥臂电压均衡控制利用 PI 控制器对 abc 三相的多端口单相 MMC 的桥

臂电压直流分量进行控制，数学方程为：

$$\begin{cases} V_{arm, lkp}^* = k_{p5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkp}) + \int k_{i5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkp})dt + \frac{V_{link, l}}{2} \\ V_{arm, lkn}^* = k_{p5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkn}) + \int k_{i5}(V_{average, lk}^* - V_{average, lkn})dt + \frac{V_{link, l}}{2} \end{cases}$$

其中， $V_{arm, lkp}^*$ 为上桥臂电压直流分量参考值， $V_{arm, lkn}^*$ 为下桥臂电压直流分量参考值， $V_{average, lk}^*$ 为上下桥臂电压均值的参考值， $V_{average, lkp}$ 和 $V_{average, lkn}$ 为上桥臂和下桥臂电压的均值， $V_{link, l}$ 为直流母线电压，下标 k 为与第条 k 输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 的参数，下标 l 为 l 相的参数， k_{p5} 为比例积分控制器比例环节增益系数， k_{i5} 为比例积分控制器积分环节增益系数。

11. 如权力要求 9 所述的控制器的控制方法，其特征在于：所述注入基频环流调节的调节方式包括，

所述基频环流注入调节的桥臂电压均衡控制，通过注入与电压相位相同的基频环流实现上下桥臂电压的均衡，注入基频环流调节的输出为注入的基频环流的参考值，数学方程为：

$$\begin{aligned} i_{arm, lk}^* = & \left[k_{p6}(V_{average, lkp} - V_{average, lkn}) \right. \\ & \left. + \int k_{i6}(V_{average, lkp} - V_{average, lkn})dt \right] \cos(\omega t + \theta_k) \end{aligned}$$

其中， $i_{arm, lk}^*$ 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 注入基频环流的参考值， $V_{average, lkp}$ 和 $V_{average, lkn}$ 为潮流调节多端口单相 MMC 的上下桥臂电压均值， θ_k 为与第 k 条输电线相连的潮流调节多端口单相 MMC 输出电压基频分量的相位， k_{p6} 为比例积分控制器比例环节增益系数， k_{i6} 为比例积分控制器积分环节增益系数。

12. 一种基于如权力要求 1~3 任一所述的无变压器型广义统一潮流控制器的分配方法，其特征在于，包括：

所述控制器的分配方法为满足基本条件方程中的任何一组 $\{\vec{V}_{Ck}(k = 12 \dots n)\vec{V}_{SM}\}$ 的解；

其中，基本方程如下：

$$\begin{cases} \vec{V}_{C1} - \vec{V}_{Ck} = \vec{V}_{eqk} (k = 2, 3, \dots, n) \\ \text{Real}(\sum_{k=1}^n \vec{V}_{Ck} \vec{I}_k^* - \vec{V}_{SM} \vec{I}_p^*) = 0 \end{cases}$$

若第 1 条输电线为潮流调节平衡输电线，Real 为实部， $\vec{V}_{Ck}$ 为所述无变压器型广义统一潮流控制器在第 k 条输电线上串联补偿电压交流成分的矢量表

达式, $\bar{V}_{eq1k}$ 为实现第 k 条输电线上目标潮流时所需串联在第 1 条输电线和第 k 条输电线之间的串联补偿电压矢量表达式, $\bar{V}_{SM}$ 为与所述级联桥型逆变器相连的所述多端口单相 MMC 潮流调节模块中的能量平衡多端口单相 MMC 交流输出端口电压交流成分的矢量表达式, $\bar{I}_k^*$ 为第 k 条输电线上的交流电流的共轭矢量表达式, $\bar{I}_p^*$ 为所述级联桥型逆变器支路的交流电流的共轭矢量表达式, n 为通过所述无变压器型广义统一潮流控制器互联的输电线数量。

13.一种基于如权力要求 1~3 任一所述的无变压器型广义统一潮流控制器的控制系统, 其特征在于, 包括:

所述控制系统的核心设备为无变压器型广义统一潮流控制器、交流输电线和变电站;

所述无变压器型广义统一潮流控制器安装于多条交流输电线的汇集处;

所述交流输电线与无变压器型广义统一潮流控制器相连, 交流输电线可经升压变压器接入高压系统, 可经降压变压器接入低压交流系统, 低压交流系统可接入低压交流负载、储能设备和电动汽车快充站。

14.一种基于如权力要求 1~3 任一所述的无变压器型广义统一潮流控制器的设备保护方法, 其特征在于, 包括: 串联在输电线上的电压的过压保护、多端口单相 MMC 子模块故障旁路保护以及级联桥型逆变器子模块保护, 目的是避免故障情况下换流器内部器件的严重损坏;

所述串联在输电线上的电压的过压保护, 通过一个保护装置对串联在输电线上的电压的过压进行保护;

所述多端口单相 MMC 子模块通过多端口单相 MMC 子模块的交流输出端口与晶闸管旁路开关并联, 以及多端口单相 MMC 子模块的直流侧配有用于电容能量释放的直流卸荷电路, 防止过压损坏功率器件, 对多端口单相 MMC 子模块故障旁路进行保护;

所述级联桥型逆变器子模块通过级联桥型逆变器子模块的交流端口与快速机械开关并联, 以及级联桥型逆变器直流侧配有释放电容能量的直流卸荷电路对级联桥型逆变器子模块进行保护。

15.如权力要求 14 所述的设备保护方法, 其特征在于: 所述串联在输电线上的电压的过压保护包括保护装置,

所述保护装置与多端口单相 MMC 潮流调节模块中的潮流调节多端口单

相 MMC 的交流输出端口间并联，实现对串联在输电线上的电压的过压进行保护；

所述保护装置由金属氧化物限压器和晶闸管旁路开关并联组成；

其中，晶闸管旁路开关为反并联晶闸管、阻容回路、静态电阻并联后再与一个饱和电抗器串联；

所述金属氧化物限压器将电压限制在安全电压而晶闸管旁路开关通过将潮流调节多端口单相 MMC 的交流输出端口旁路，实现过压保护。

16.如权利要求 14 所述的设备保护方法，其特征在于：

所述多端口单相 MMC 子模块的交流输出端口与晶闸管旁路开关并联，使得多端口单相 MMC 子模块故障时可通过晶闸管旁路开关快速旁路故障的子模块，同时投入冗余的子模块，使得子模块的故障并不影响设备的总体运行；

所述多端口单相 MMC 子模块的直流侧配有用于电容能量释放的直流卸荷电路，防止过压损坏功率器件。

17.如权利要求 14 所述的设备保护方法，其特征在于：所述级联桥型逆变器子模块的交流端口与快速机械开关并联，使得级联桥型逆变器子模块故障时可迅速切除故障模块；

所述级联桥型逆变器子模块直流侧配有释放电容能量的直流卸荷电路，防止过压损坏功率器件。

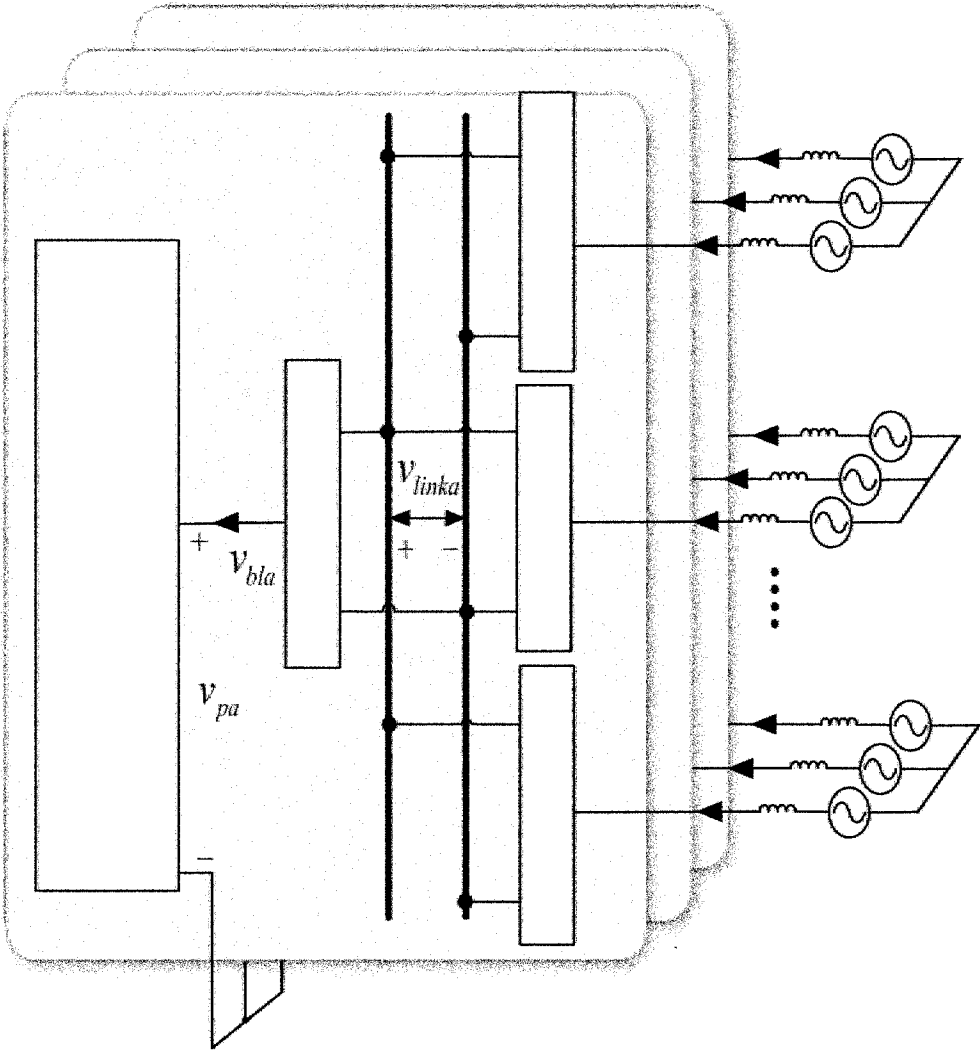


图 1

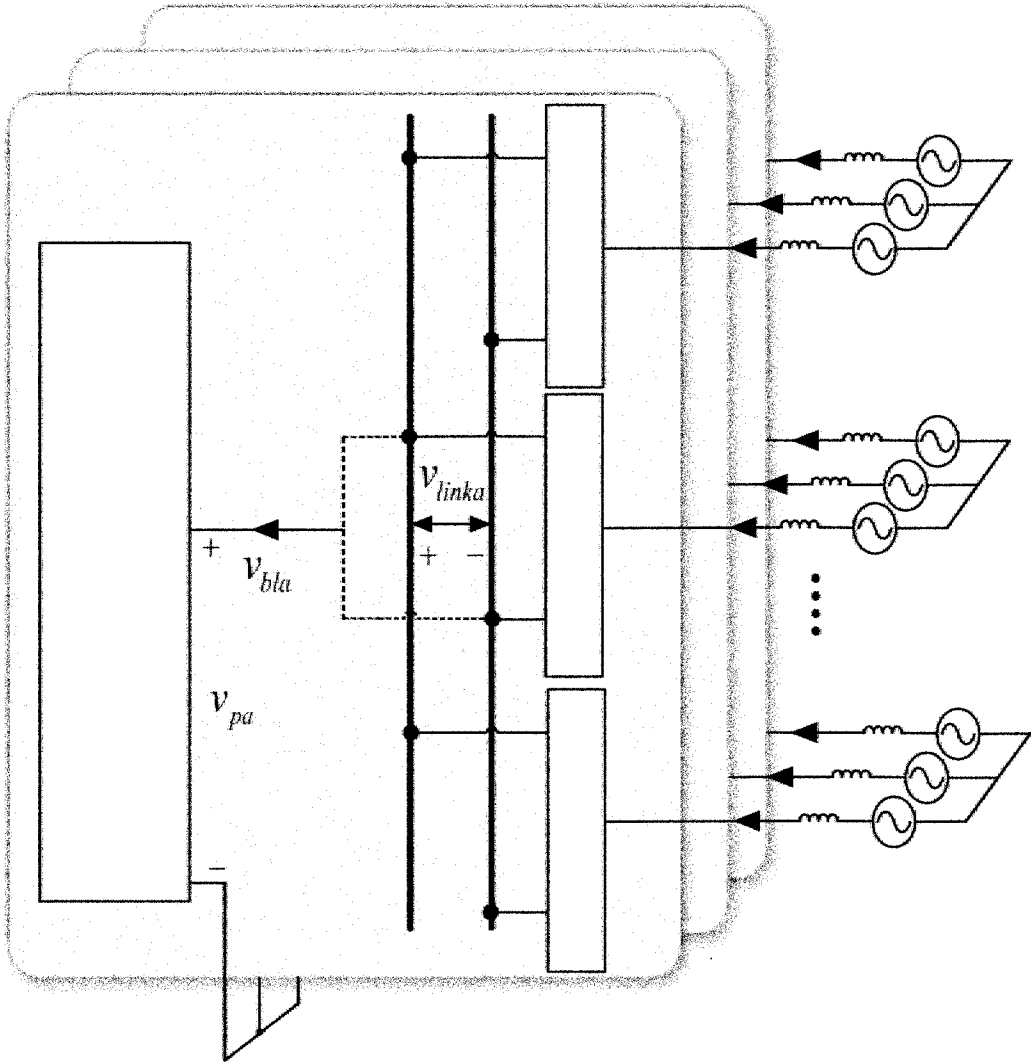


图 2

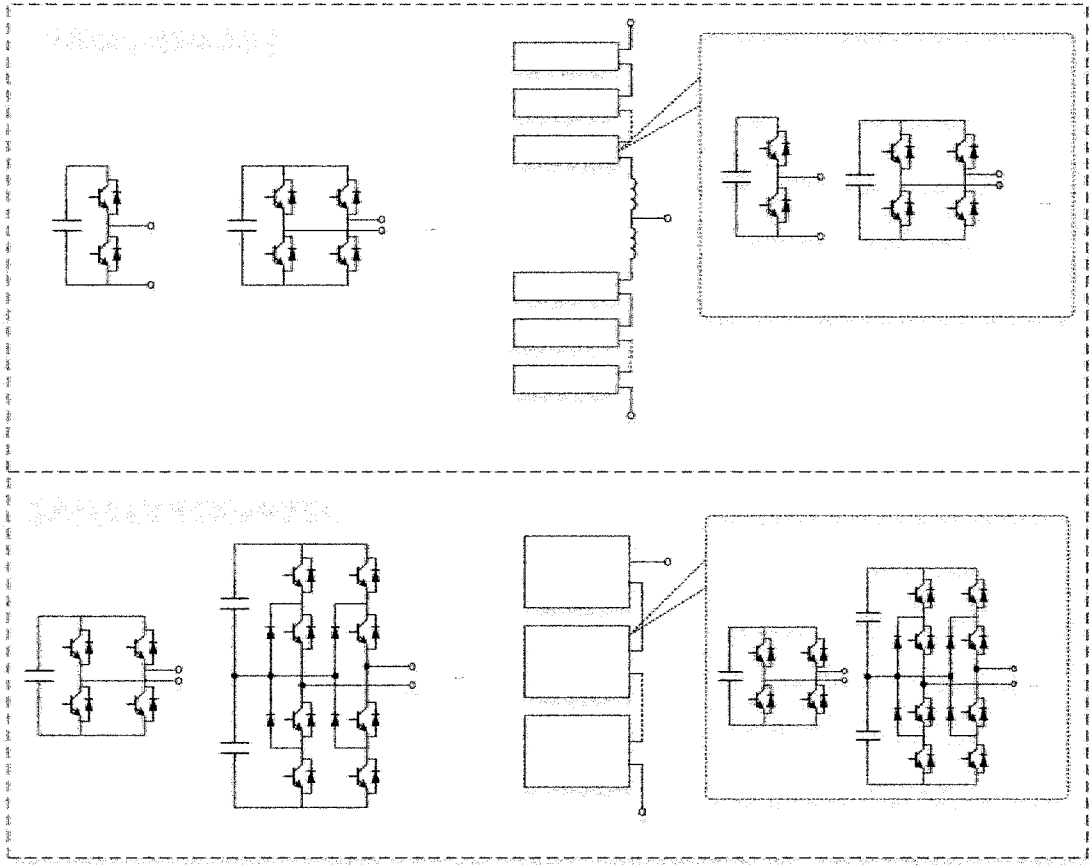


图 3

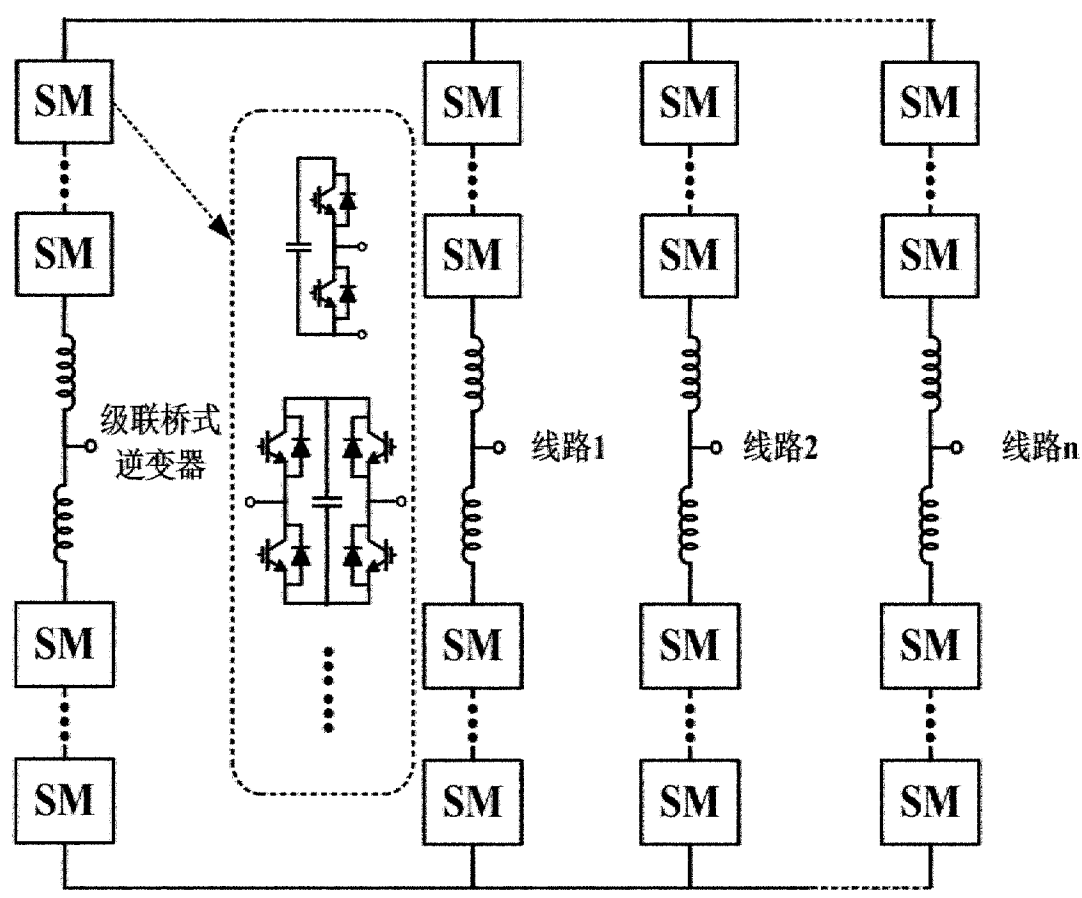


图 4

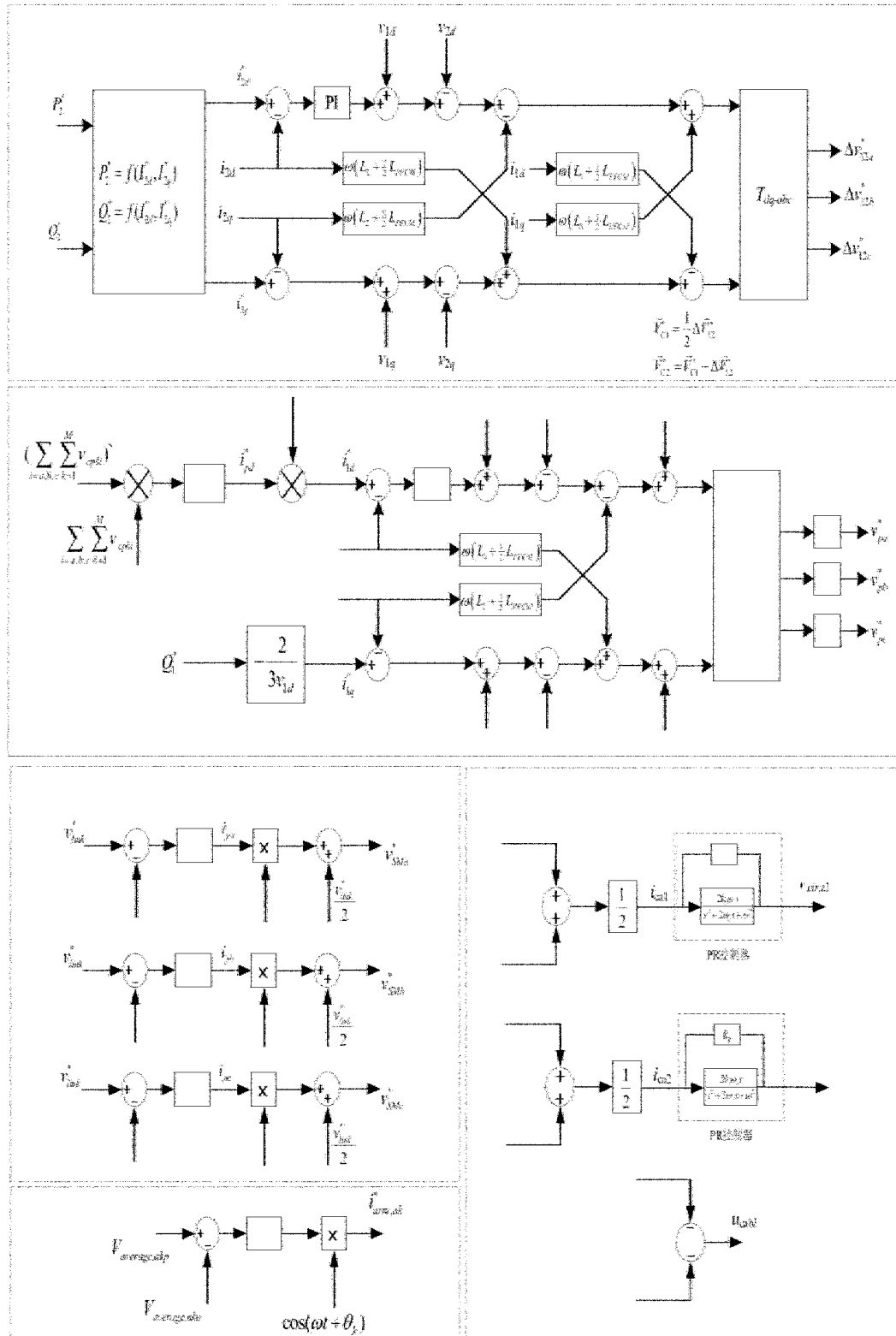


图 5

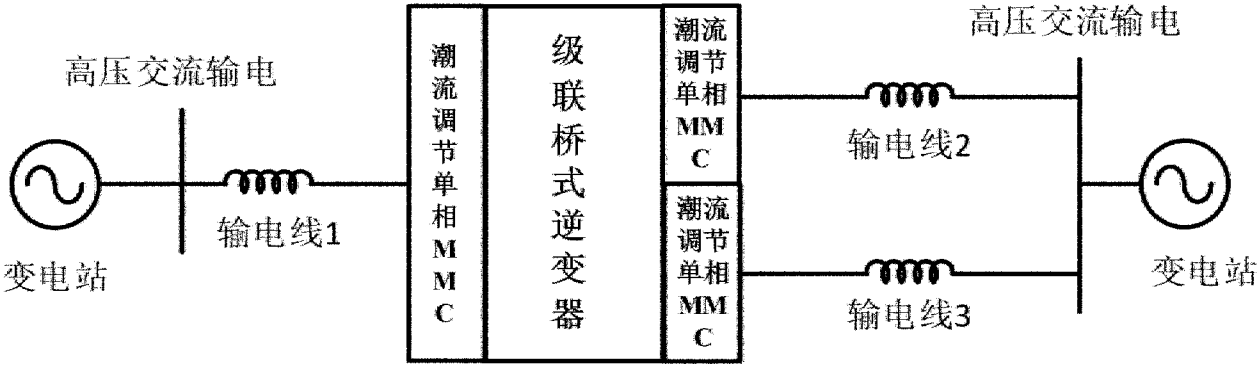


图 6

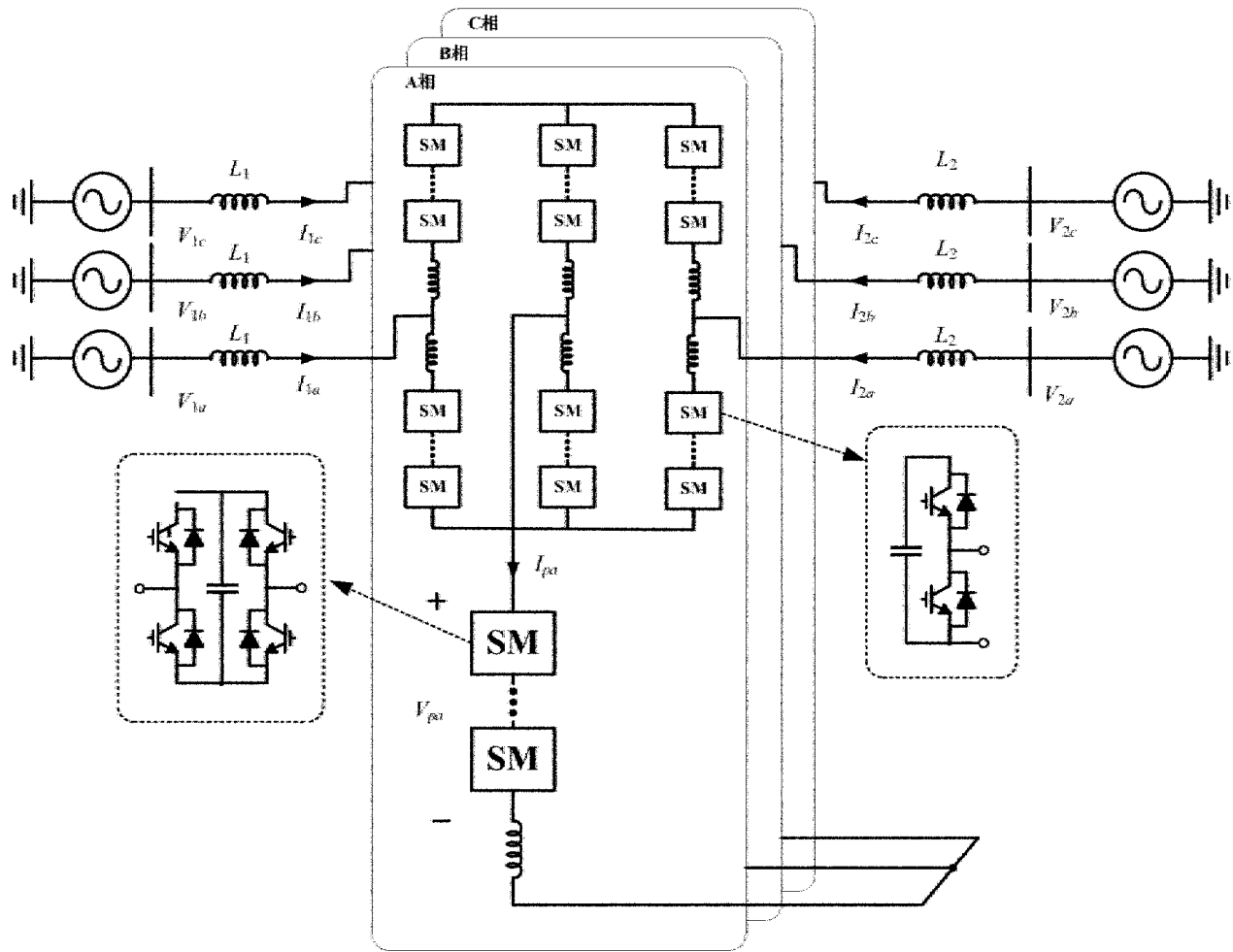


图 7

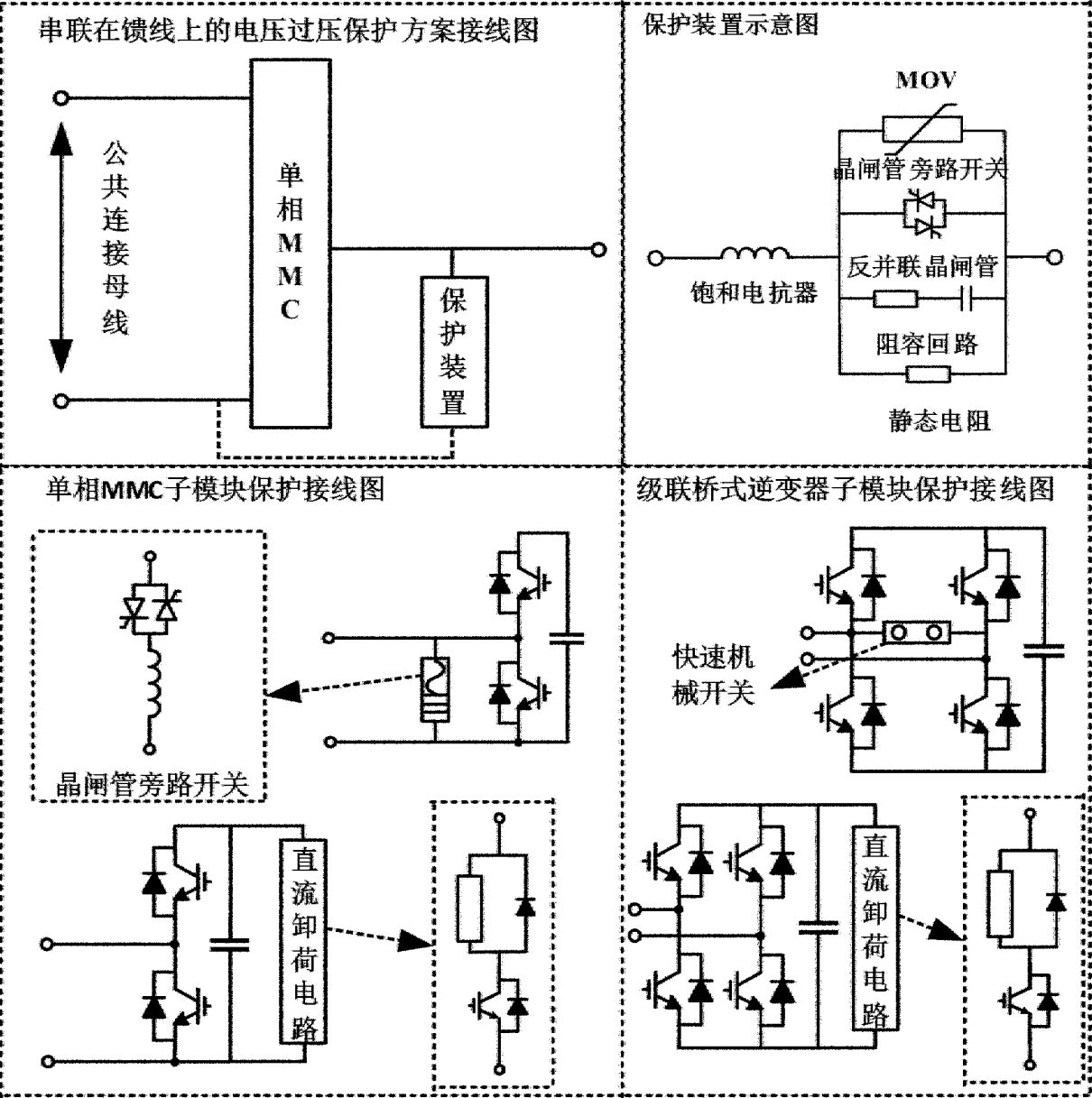


图 8

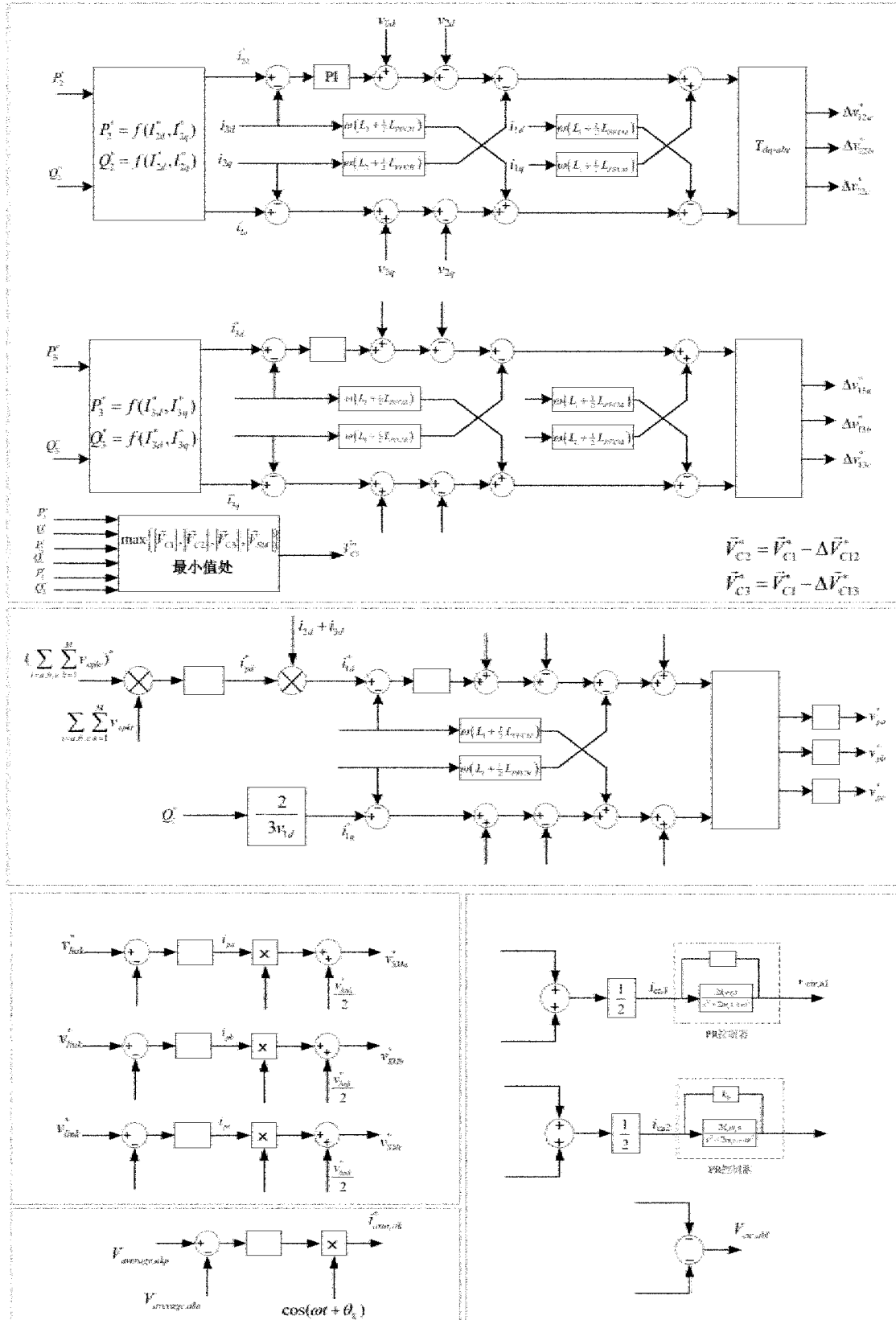


图 10

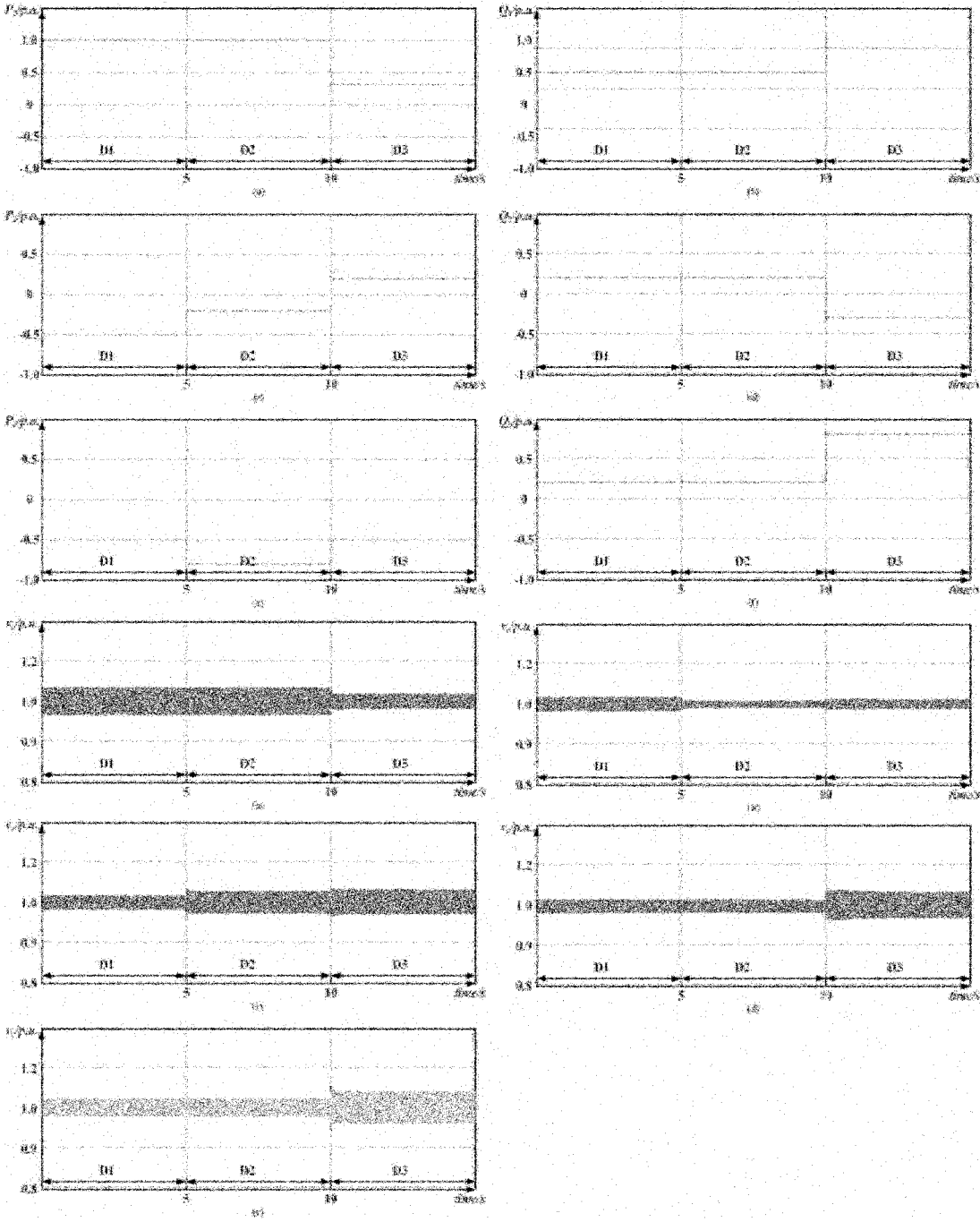


图 11

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2023/074778

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02J3/06(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC:H02J

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNABS; CNTXT; DWPI; VEN; USTXT; WOTXT; EPTXT; CNKI; IEEE; 潮流, 控制器, 无功, 有功, 补偿, 级联, 桥, 逆变器, 多端口, 单相, 模块化多电平变流器, 解耦, 环流, 抑制, 电压, 均衡, 故障, 旁路, 保护, power flow, controller, reactive power, active power, compensate, cascade, bridge, inverter, multi-port, single phase, MMC, decouple, circulating-current, restrain, voltage, balance, fault, bypass, protect

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CN 112510715 A (SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY) 16 March 2021 (2021-03-16) description, paragraphs 6-77, and figures 1-19	1-3, 12-17
Y	CN 112510715 A (SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY) 16 March 2021 (2021-03-16) description, paragraphs 6-77, and figures 1-19	4-11
X	CN 114070115 A (SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY) 18 February 2022 (2022-02-18) description, paragraphs 8-65, and figures 1-12	1-3, 12-17
Y	CN 114070115 A (SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY) 18 February 2022 (2022-02-18) description, paragraphs 8-65, and figures 1-12	4-11
Y	CN 104201910 A (SOUTHEAST UNIVERSITY) 10 December 2014 (2014-12-10) description, paragraphs 50-64, and figures 1-8	4-11
Y	CN 113285620 A (SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY) 20 August 2021 (2021-08-20) description, paragraphs 122-142, and figures 1-19	4-11



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
 “D” document cited by the applicant in the international application
 “E” earlier application or patent but published on or after the international filing date
 “L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
 “O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
 “P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

22 April 2023

Date of mailing of the international search report

05 May 2023

Name and mailing address of the ISA/CN

China National Intellectual Property Administration (ISA/
CN)
China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao, Haidian District,
Beijing 100088

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2023/074778**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 113364311 A (SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY) 07 September 2021 (2021-09-07) entire document	1-17
A	US 5808452 A (GYUGYI, L. et al.) 15 September 1998 (1998-09-15) entire document	1-17

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2023/074778

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	112510715	A	16 March 2021	WO	2022088554	A1	05 May 2022
CN	114070115	A	18 February 2022	None			
CN	104201910	A	10 December 2014	None			
CN	113285620	A	20 August 2021	CN	113285620	B	27 December 2022
CN	113364311	A	07 September 2021	None			
US	5808452	A	15 September 1998	WO	9914836	A1	25 March 1999
				EP	1051788	A1	15 November 2000
				AU	9231198	A	05 April 1999
				KR	20010023974	A	26 March 2001
				KR	100516257	B1	20 September 2005
				CA	2303534	A1	25 March 1999
				JP	2001517057	A	02 October 2001
				JP	3904137	B2	11 April 2007

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2023/074778

A. 主题的分类

H02J3/06 (2006.01) i

按照国际专利分类 (IPC) 或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献 (标明分类系统和分类号)

IPC:H02J

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库 (数据库的名称, 和使用的检索词 (如使用))

CNABS; CNTXT; DWPI; VEN; USTXT; WOTXT; EPTXT; CNKI; IEEE: 潮流, 控制器, 无功, 有功, 补偿, 级联, 桥, 逆变器, 多端口, 单相, 模块化多电平变流器, 解耦, 环流, 抑制, 电压, 均衡, 故障, 旁路, 保护, power flow, controller, reactive power, active power, compensate, cascade, bridge, inverter, multi-port, single phase, MMC, decouple, circulating-current, restrain, voltage, balance, fault, bypass, protect

C. 相关文件

类 型*

引用文件, 必要时, 指明相关段落

相关的权利要求

X

CN 112510715 A (上海交通大学) 2021年3月16日 (2021 - 03 - 16)
说明书第6-77段, 图1-19

1-3, 12-17

Y

CN 112510715 A (上海交通大学) 2021年3月16日 (2021 - 03 - 16)
说明书第6-77段, 图1-19

4-11

X

CN 114070115 A (上海交通大学) 2022年2月18日 (2022 - 02 - 18)
说明书第8-65段及图1-12

1-3, 12-17

Y

CN 114070115 A (上海交通大学) 2022年2月18日 (2022 - 02 - 18)
说明书第8-65段及图1-12

4-11

Y

CN 104201910 A (东南大学) 2014年12月10日 (2014 - 12 - 10)
说明书第50-64段, 图1-8

4-11

Y

CN 113285620 A (上海交通大学) 2021年8月20日 (2021 - 08 - 20)
说明书第122-142段及图1-19

4-11



其余文件在C栏的续页中列出。



见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型:

“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

“D” 申请人在国际申请中引证的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的)

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件

“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性

“&” 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期

2023年4月22日

国际检索报告邮寄日期

2023年5月5日

ISA/CN的名称和邮寄地址

中国国家知识产权局

中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088

授权官员

林业伟

电话号码 (+86) 020-28958935

C. 相关文件		
类 型*	引用文件，必要时，指明相关段落	相关的权利要求
A	CN 113364311 A（上海交通大学）2021年9月7日（2021 - 09 - 07） 全文	1-17
A	US 5808452 A（GYUGYI, Laszlo 等）1998年9月15日（1998 - 09 - 15） 全文	1-17

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2023/074778

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	112510715	A	2021年3月16日	WO	2022088554	A1	2022年5月5日
CN	114070115	A	2022年2月18日	无			
CN	104201910	A	2014年12月10日	无			
CN	113285620	A	2021年8月20日	CN	113285620	B	2022年12月27日
CN	113364311	A	2021年9月7日	无			
US	5808452	A	1998年9月15日	WO	9914836	A1	1999年3月25日
				EP	1051788	A1	2000年11月15日
				AU	9231198	A	1999年4月5日
				KR	20010023974	A	2001年3月26日
				KR	100516257	B1	2005年9月20日
				CA	2303534	A1	1999年3月25日
				JP	2001517057	A	2001年10月2日
				JP	3904137	B2	2007年4月11日