

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240774

含电流内环的构网型 MMC 新型交流电压构建策略及参数设计

刘黎^{1,2}, 杨仁忻¹, 施刚¹, 张琛¹, 张建文¹, 蔡旭¹

(1. 上海交通大学电子信息与电气工程学院电气工程系, 上海 200240;
2. 国网浙江省电力公司舟山供电公司, 浙江 舟山 316000)

摘要: 构网型控制是电力电子变流器支撑新能源主导电力系统稳定运行的一种有效技术途径。高压大功率场景下, 构网变流器通常采用模块化多电平(modular multilevel converter, MMC)拓扑。MMC 无集中滤波电容、难以获取并网电流前馈的特性使得常规构网型控制中, 交流电压-交流电流级联控制回路的性能恶化。为此, 提出了一种新型交流电压控制策略, 在保留电流内环限流能力的同时, 将电流内环通过戴维南-诺顿等效变换成受控电压源串联虚拟阻抗的形式, 实现了与同步发电机类似的端电压构建机制。在此基础上, 基于小信号状态空间模型对控制环节及控制参数进行了优化设计。最后, 在 PSCAD/EMTDC 平台进行仿真, 结果验证了所提新型构网策略及参数设计方法的有效性。

关键词: 模块化多电平换流器; 柔性直流输电; 构网型控制; 电流内环; 交流电压控制

A novel AC voltage control strategy with inner current loop and its parameter design for a grid-forming MMC

LIU Li^{1,2}, YANG Renxin¹, SHI Gang¹, ZHANG Chen¹, ZHANG Jianwen¹, CAI Xu¹

(1. Department of Electrical Engineering, School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 2. Zhoushan Power Supply Company, State Grid Zhejiang Electric Power Corporation, Zhoushan 316000, China)

Abstract: Grid-forming (GFM) control is an effective way for power electronic converters to enhance the stability of a power system dominated by renewable power sources. In high-voltage and high-power application scenarios, GFM converters usually adopt modular multilevel converter (MMC) topology. Because of the absence of a centralized filter capacitor on the MMC AC side and the difficulty in obtaining current feedforward, the performance of AC voltage-AC current cascade control loops in conventional GFM control methods may deteriorate. To address this, a novel AC voltage control strategy is proposed. While retaining the current limiting capability, the current inner loop is transformed into a controllable voltage source in series with a virtual impedance using the Thevenin-Norton equivalent, thereby achieving a terminal voltage construction mechanism similar to that of synchronous generators. Moreover, the control loops and parameters are optimized using small signal state space modelling. Finally, simulation results in PSCAD/EMTDC prove the effectiveness of the proposed strategy and parameter design method.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52107201).

Key words: MMC; VSC-HVDC; grid-forming control; inner current loop; AC voltage control

0 引言

“双碳”目标下, 大规模风光新能源通过电力电子变流器接入电网, 使电力系统呈现“高比例可

再生能源”及“高比例电力电子装备”的“双高”特征^[1-3]。“双高”电力系统中, 采用传统跟网型控制的电力电子变流器无法支撑电网频率, 弱电网运行稳定性差的问题逐渐凸显。因此, 采用构网型控制是目前可再生能源及电力电子装备的一大趋势^[4-7]。与基于锁相环及矢量电流控制的跟网型控制不同, 构网型控制主动建立并网点电压频率与相位, 其电

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52107201); 国家电网浙江省公司科技项目资助(5211ZS2000GR)

网同步机制建立在与同步发电机类似的功角反馈上,对电网体现为受控电压源,具备良好的弱电网运行能力,并且能够自发地为电网提供频率响应。

构网型控制要求变流器对外体现为电压源,但相比可以提供数倍短路电流的同步机,电力电子变流器过流能力有限,因此构网型变流器的电网故障穿越是一大技术难题^[8],需要变流器抑制暂态电流。常用的暂态电流抑制策略包括虚拟阻抗法^[9]与电流内环法^[10]。虚拟阻抗法是通过减小电压来间接抑制暂态过电流,由于存在逻辑判断延时、阈值/死区等因素,限流效果较差,如果长期投入,则会影响换流器在正常工况下的动态特性。因此,结合电流内环以及交流电压外环的双闭环级联控制是目前构网型换流器的主流控制架构^[11],其交流电压构建是通过交流侧的滤波电容进行充放电来实现的。这一控制架构在低电压、小容量的构网变流器中已有较多应用,典型的如构网型储能变换器^[12]、风电变流器^[13]等。

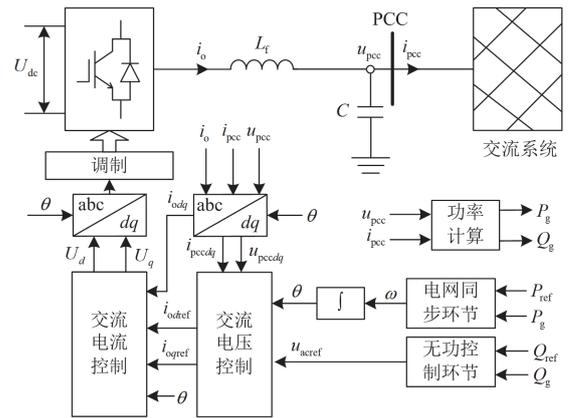
然而,在大功率、高电压的应用场合,如柔性直流输电,通常需要采用模块化多电平(modular multilevel converter, MMC)拓扑^[14-15]。由于 MMC 本身输出的交流电压电流谐波较小,交流侧无需并联高压容性滤波器。但无交流滤波电容的特性导致原有交流电压的构建机制失效,控制性能恶化^[16],不仅使得控制参数难以整定,还会引起有功/无功耦合以及振荡失稳等问题^[17-18]。目前常用的解决方案是采用交流电压开环或半开环控制^[19],或是在稳态下采用交流电压单闭环,故障时切换至交流电流单闭环控制^[20]。文献[21]提出了一种电压电流比例控制,文献[22-23]提出了一种虚拟导纳控制策略,使用虚拟阻抗替换了传统外环电压控制。文献[24-25]提出了一种通过电压参考值及虚拟阻抗反解出电流参考值的方法,但上述方法未深入研究公共连接点(point of common coupling, PCC)交流电压构建机理,也未给出虚拟阻抗参数对动态控制特性的影响及参数设计方法。

为了解决这一问题,本文建立了构网型 MMC 的交流电压控制模型,分析了电流内环以及交流侧滤波电容对交流电压构建的影响,解释了无滤波电容、无交流电流前馈下传统双闭环控制性能恶化的原因。本文基于戴维南-诺顿等效变换原理进一步提出了一种新型交流电压构建方法,在保留电流内环限流能力的同时,通过合理设置电流内环的参考值,将电流内环经戴维南-诺顿等效变换为电压源串联虚拟阻抗,实现了与同步发电机的端电压类似的交流电压构建机理,能够有效改善构网型 MMC 的交流电压控制性能。在此基础上,进一步分析了虚拟

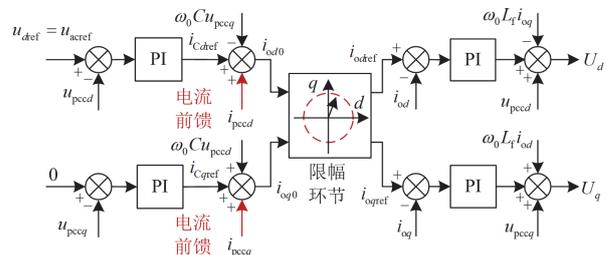
阻抗及无功控制参数对该系统的运行稳定性影响,并给出了控制参数的优化设计方法。最后,在 PSCAD/EMTDC 中基于实际工程参数建立了构网型 MMC 的仿真模型,并验证了本文所提控制策略的有效性。

1 常规构网型变流器交流电压构建机制

图 1(a)为中低压并网变流器的典型构网型控制结构,其中: L_f 和 C 分别为变流器滤波电感及滤波电容; U_{dc} 为直流电压; i_o 为换流器阀侧电流; i_{pcc} 为网侧电流; u_{pcc} 为并网点电压。频率参考值由电网同步单元生成,典型的电网同步环节包括有功-频率(P-f)下垂型及虚拟同步型等,幅值参考值由无功控制环节生成,可采用无功-电压比例控制或比例-积分(proportional-integration, PI)控制等。获取 u_{pcc} 幅值与频率的参考值后,一般由交流电压外环环节生成交流电流的参考值,再由交流电流内环^[26]生成变流器的参考调制波。



(a) 整体电路及控制结构



(b) 交流电压-交流电流级联控制器

图 1 常规构网型变流器控制结构

Fig. 1 Control diagram of conventional grid-forming VSC

电流内环的快速控制使变流器对外体现为受控电流源,但构网型控制需要变流器在 PCC 点处体现为一个电压源,如何去构建 PCC 点电压是这一类含电流内环的构网型变流器需要解决的共性问题。

在中低压场景下, 一般通过控制流入滤波电容 C 的电流 i_c 来调节 PCC 点电压。由图 1(a)可知, i_c 为变流器输出电流 i_o 与网侧电流 i_{pcc} 之差。 i_o 可以通过变流器电流内环进行控制, 但网侧电流 i_{pcc} 取决于变流器所接入的交流系统特性, 体现为扰动量。目前通常的做法是在控制环路中增加 i_{pcc} 的电流前馈项, 即令 $i_{oref} = i_{pcc} + i_{Cref}$, 以抵消网侧电流对 PCC 点电压控制的影响, 如图 1(b)所示。事实上由于检测滤波环节延时以及电流环的控制延时, 该扰动并不能被完全抵消, 当变流器滤波电容太小, 或是连接到强电网时, 网侧电流扰动变大, 容易引起稳定性问题。

而对于模块化多电平变流器, 在无交流侧滤波电容的情况下, PCC 点的等效电容仅为传输线路电容, 容值非常小, 使交流电压的控制难度变大。更重要的是, 此时变流器无法获得电流前馈, 消除并网电流扰动的影响, 精确控制流入电容的电流, 这会导致原有控制机制失效, 此时网侧电流 i_o 与网侧电流 i_{pcc} 完全相等(标么化后)。且由于线路电容 C_{line} 是分布式的, 变流器无法获取电流前馈(即图中 i_g), 这就导致 MMC 输出电流实际上是按阻抗分配的, 由于线路电容 C_{line} 通常较小, 若仍采用传统控制方法, i_{pcc} 大部分都会流入电网阻抗 Z_g , 此时并网点电压的变化可以近似写成:

$$\Delta u_{pcc} = R_g \Delta i_o + sL_g \Delta i_o \quad (1)$$

将式(1)在 dq 坐标系下分解可得

$$\begin{cases} \Delta u_{pccd} = R_g \Delta i_{od} + sL_g \Delta i_{od} - \omega L_g \Delta i_{oq} \\ \Delta u_{pccq} = R_g \Delta i_{oq} + sL_g \Delta i_{oq} + \omega L_g \Delta i_{od} \end{cases} \quad (2)$$

在传统双闭环控制下, 一般通过控制 d 轴电流 i_{od} 来调节 d 轴电压 u_{pccd} , 通过控制 q 轴电流 i_{oq} 来调节 q 轴电压 u_{pccq} 。以 d 轴电压控制为例, 调节过程为 $u_{dref} \rightarrow i_{odref} \rightarrow i_{od} \rightarrow u_{pccd}$ 。但在高压交流系统中, 由于电网阻抗呈感性, 即 $\omega L_g \gg R_g$, 由式(2)可知, 由于微分项稳态下为 0, 调节 d 轴电流 i_{od} 直接影响的并非 d 轴电压 u_{pccd} 而是 u_{pccq} 。这使得原有控制逻辑失效, 变成了 $u_{dref} \rightarrow i_{odref} \rightarrow i_{pccd} \rightarrow u_{pccq}$ 。虽然最后仍能通过扰动反馈回路, 即 $u_{pccq} \rightarrow i_{oqref} \rightarrow i_{pccq} \rightarrow u_{pccd}$, 来完成对 d 轴电压的调节, 但从上述调节过程中可以发现, dq 轴的交流电压控制不再独立, d 轴电压的调节过程会伴随着 q 轴电压的波动而变化, 反之亦然。构网型控制下, 通常通过调节

d 轴电压来调节无功功率, 而通过调节 q 轴电压(改变 q 轴电压即改变功角)来调节有功功率, 因此这一特性也会使有功和无功功率的控制间产生耦合。同时, 式(2)中的微分项(即 $sL_g \Delta i_{od}$ 与 $sL_g \Delta i_{oq}$), 会在电流变化过程中产生尖峰, 在电网阻抗较大时, 会引起 MMC 输出电压的过调制, 从而引发高频振荡。为解决上述问题, 本文提出了一种基于戴维南-诺顿等效变换的新型 MMC 交流电压构建机制。

2 基于戴维南-诺顿等效变换的 MMC 并网点交流电压构建原理

2.1 基于戴维南-诺顿等效变换的内电势构建原理

由上文所述, 在电流内环的控制带宽内, MMC 可近似等效为一个受控电流源。同时, 由于 MMC 交流侧无滤波电容, 可以认为网侧电流 i_o 与网侧电流 i_{pcc} 相等(标么化后)。那么, 通过与戴维南-诺顿支路间的等效变换, 可以将该电流源等效为一个受控电压源串联阻抗。令 MMC 控制 i_o 的值如式(3)所示, 即可以将 MMC 控制成为图 2(a)左边的等效电路。

$$i_o = i_v - Y_v u_{pcc} \quad (3)$$

式中: i_v 为虚拟电流源的输出电流; Z_v 为虚拟导纳。

由于变流器的电流内环控制带宽通常远高于 50 Hz, 在工频处可以近似认为该等效电流源是理想的。同样, 由于电流控制的带宽及并网点电压 u_{pcc} 的检测带宽远大于 50 Hz, 可以认为式(3)虚拟出来的导纳在工频处是理想的。因此, 该等效电路在工频下满足戴维南-诺顿等效变换的前提。而根据等效变换原则, 当图 2(a)右边电路中的电压源 $e_v = Z_v i_v$, 且 $Z_v = 1/Y_v$ 时, 图 2(a)左边与右边的电路完全等效, 因此只需按式(4)控制 MMC 的输出电流 i_o 的值, 就可以将 MMC 输出等效为一个电压源 e_v 串联虚拟阻抗 Z_v , 虚拟阻抗 Z_v 可以认为是由虚拟电阻 R_v 和虚拟电抗 L_v 组成。

$$i_o = \frac{e_v - u_{pcc}}{Z_v} \quad (4)$$

基于 e_v 进行定向, 将式(4)在 dq 坐标系下进行分解, 电流 i_o 的动态变化方程可以写为

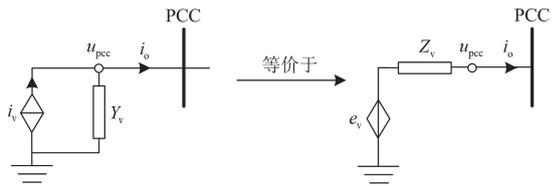
$$\begin{cases} L_v \frac{di_{od}}{dt} = e_v - u_{pccd} - \omega_0 L_v i_{oq} - R_v i_{od} \\ L_v \frac{di_{oq}}{dt} = 0 - u_{pccq} - \omega_0 L_v i_{od} - R_v i_{oq} \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_{od} 、 i_{oq} 和 u_{pccd} 、 u_{pccq} 分别为 i_o 、 u_{pcc} 的 d 、 q

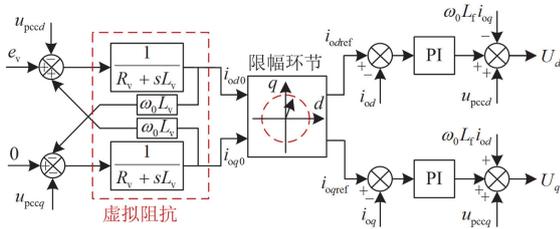
轴分量； ω_0 为工频 50 Hz。将式(5)进行拉普拉斯变换可得

$$\begin{cases} i_{od} = \frac{1}{sL_v}(e_v - u_{pccd} + \omega_0 L_v i_{oq} - R_v i_{od}) \\ i_{oq} = \frac{1}{sL_v}(0 - u_{pccq} - \omega_0 L_v i_{od} - R_v i_{oq}) \end{cases} \quad (6)$$

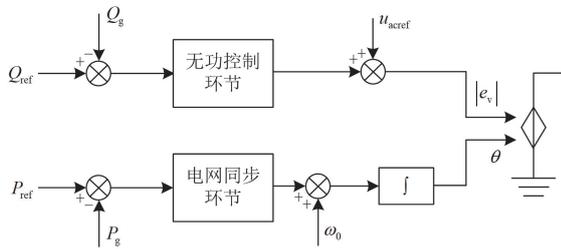
按照式(6)来设置 d 、 q 轴电流的参考值 i_{odref} 、 i_{oqref} ，即可实现对电感电流变化过程的完整模拟，具体控制实现方式如图 2(b)所示。在这种交流电压构建机制下，MMC 在工频处能够对外体现为一个电压源 e_v 串联阻抗 Z_v 。在此基础上，通过改变 e_v 的相角来调节 MMC 输出有功功率，改变 e_v 的幅值来实现调节 MMC 输出无功功率，如图 2(c)所示。图 2(c)中： P_g 、 P_{ref} 和 Q_g 、 Q_{ref} 分别为有功功率以及无功功率的实际值与给定值； u_{acref} 为并网点交流电压的给定值。



(a) 等效变换原理



(b) 实际模拟方案



(c) 有功-频率/无功-电压控制回路

图 2 新型交流电压构建策略

Fig. 2 Novel AC voltage establishing strategy

2.2 并网点交流电压构建原理

对于电压电流双闭环控制，引入虚拟阻抗是一种常见的策略^[8]。但现有策略大多是在双闭环控制

的基础上，附加虚拟阻抗环节，以解决工频振荡与次同步振荡等问题。其交流电压构建机理仍是依赖于交流侧集中滤波电容，不仅无法解决因电容及电流前馈缺失引发的构网型 MMC 交流电压控制性能恶化问题，还会使控制回路进一步复杂化，电压环、电流环、虚拟阻抗环 3 个环路互相耦合，导致控制架构繁琐，参数设计复杂。本文所提控制策略则是通过虚拟阻抗环节取代交流电压的 PI 控制器，在保留电流内环限流功能的同时，构建出一个虚拟的“内电势”及输出阻抗。如图 3(a)所示，将电网等效为电压源串联电抗， Z_g 为电网等效阻抗， u_g 为电网电压，此时并网点电压 u_{pcc} 可以表示为

$$\dot{U}_{pcc} = \frac{\dot{E}_v Z_g + \dot{U}_g Z_v}{Z_v + Z_g} \quad (7)$$

式中， \dot{U}_{pcc} 、 \dot{E}_v 、 \dot{U}_g 分别为 u_{pcc} 、 e_v 以及 u_g 的相量形式。

此时 PCC 点电压的构建是基于变换器所构建的“内电势”与等效电网进行分压所得，这种电压源特性的构建机理与传统双闭环控制方法不同，更接近于同步发电机的端电压构建机理，能够有效改善构网型 MMC 的交流电压控制性能，简化控制回路，同时也兼具抑制振荡的功能。

2.3 虚拟阻抗加入对有功-无功耦合特性的影响

对于构网型变流器，其有功功率与无功功率的控制天然存在耦合^[27]，虚拟阻抗的加入会加深这种耦合。在有功及无功控制中采用虚拟“内电势” e_v 作为控制量，而实际上决定与电网有功及无功交换的是并网点电压 u_{pcc} 。 e_v 与 u_{pcc} 的变化并非完全一致。假设电网电压 u_g 不变， e_v 对 u_{pcc} 的调节作用可以表示为

$$\Delta \dot{U}_{pcc} = \frac{Z_g}{Z_v + Z_g} \Delta \dot{E}_v \quad (8)$$

联立式(7)和式(8)可得

$$\frac{\Delta \dot{U}_{pcc}}{\dot{U}_{pcc}} = \frac{\dot{E}_v Z_g}{\dot{E}_v Z_g + \dot{U}_g Z_v} \frac{\Delta \dot{E}_v}{\dot{E}_v} \quad (9)$$

由于 $\dot{E}_v Z_g$ 和 $\dot{E}_v Z_g + \dot{U}_g Z_v$ 的相角存在差异， e_v 的幅值变化不仅会影响 u_{pcc} 的幅值，还会影响 u_{pcc} 的相角，如图 3(b)所示。同理， e_v 的相角变化也会影响 u_{pcc} 的幅值，这就使有功和无功控制间的耦合进一步加深。

为了进一步分析虚拟电阻与电抗的加入对有功功率及无功功率耦合特性的影响，本文建立了所提

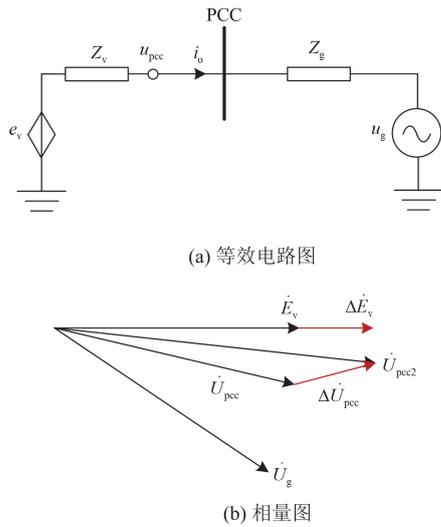


图3 等效电路图

Fig. 3 Equivalent circuit diagram

控制策略下, 有功/无功功率与内电势 e_v 和功角 θ_{MMC} 间的小信号传递函数关系。

$$\begin{bmatrix} \hat{P} & \hat{Q} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} G_{\theta P}(s) & G_{VP}(s) \\ G_{\theta Q}(s) & G_{VQ}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{\text{MMC}} & \hat{e}_v \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

式中, $G_{VP}(s)$ 和 $G_{\theta Q}(s)$ 分别代表了内电势变化对有功功率以及功角变化对无功功率的影响, $G_{VP}(s)$ 和 $G_{\theta Q}(s)$ 的幅值越大, 有功功率与无功功率控制间的耦合越强, 具体建模过程可参考文献[27]。代入附录 A 表 A1 中的实际工程参数, 可以画出在 L_v 和 R_v 不同取值下 $G_{VP}(s)$ 的 bode 图, 如图 4 所示。设置电网短路比(short-circuit ratio, SCR)为 5, 即 $R_{\text{SCR}} = 5$ 。首先令 $L_v = 0.03 \text{ p.u.}$, 使 R_v 从 0.02 p.u. 增大至 0.2 p.u. , 结果如图 4(a)所示, R_v 太小会导致 $G_{VP}(s)$ 在工频 50 Hz 附近出现谐振尖峰, 这是由于构网型变换器功率传输的传递函数中存在一对固有的共轭极点^[8], 如式(11)所示。

$$s = -\frac{R_\Sigma}{L_\Sigma} \pm j\omega_0 \quad (11)$$

式中: L_Σ 为电网等效电抗与虚拟电抗之和; R_Σ 为电网等效电阻与虚拟电阻之和。由于 MMC 通常接入高压电网, 电网阻抗比 R_g/X_g 较小, 当虚拟电阻也较小时, 会使该极点更接近虚轴, 易引发工频振荡问题。随着 R_v 的增加, 工频附近谐振尖峰被抑制, 但同时会导致低频段 $G_{VP}(s)$ 的幅值上升, 使有功和无功控制间的静态耦合加深。

随后, 令 $R_v = 0.15 \text{ p.u.}$, 使 L_v 从 0.03 p.u. 增大

至 0.3 p.u. , 结果如图 4(b)所示。可以发现, 增大 L_v 对工频谐振尖峰的影响较小, 但能够降低 $G_{VP}(s)$ 在低频段的幅值, 从而减轻有功/无功功率控制的耦合。

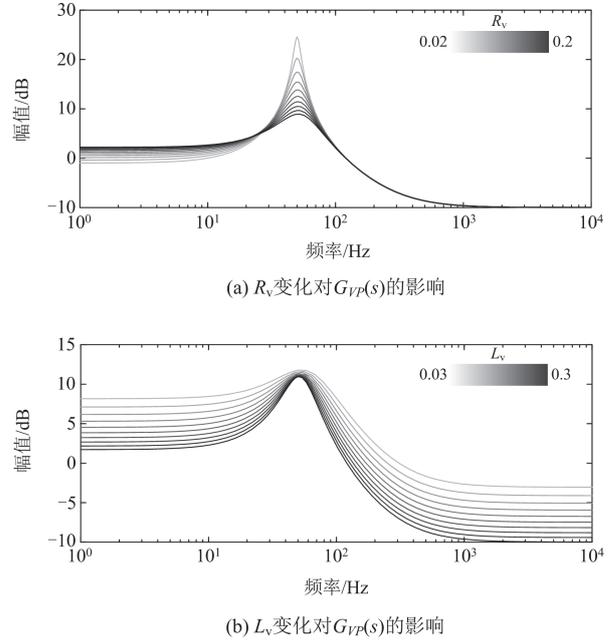


图4 虚拟阻抗对有功-无功耦合特性的影响

Fig. 4 Influence of virtual impedance on the coupling of active and reactive power

综合以上分析可知, 为抑制工频振荡, 虚拟电阻 R_v 是必须的, 但 R_v 的加入会加深有功/无功功率控制间的静态耦合。而加入虚拟电抗 L_v 能够调节系统整体的阻抗比 R_Σ/L_Σ , 从而减轻功率控制间的静态耦合。下一节将从构网型 MMC 整体控制角度出发, 给出所提新型交流电压构建机制下, 控制参数的优化设计方法。

3 控制参数设计

3.1 整体控制结构

图 5 为所提新型交流电压构建机制下, 构网型 MMC 的典型控制结构, 其中有功控制器采用常规虚拟同步控制。无功控制器有两种, 若 MMC 工作在定无功功率模式下, 无功控制器采用 PI 环节, 若 MMC 工作在有功-电压下垂模式下, 无功控制器采用比例(P)环节即可。此外, 电流环的结构与参数设计与常规 MMC 相同^[24], 此处不再赘述。

该系统的主要电气参数见附录 A 表 A1, 由于虚拟同步控制环的参数设计主要取决于系统的惯量需求与电网强度, 因此本文主要对虚拟阻抗以及有功/电压控制环节的控制参数设计方法展开研究。

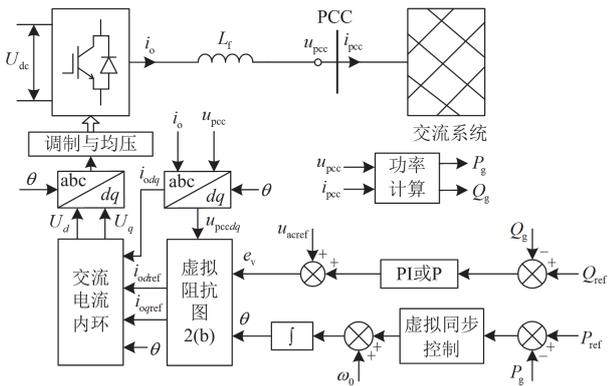


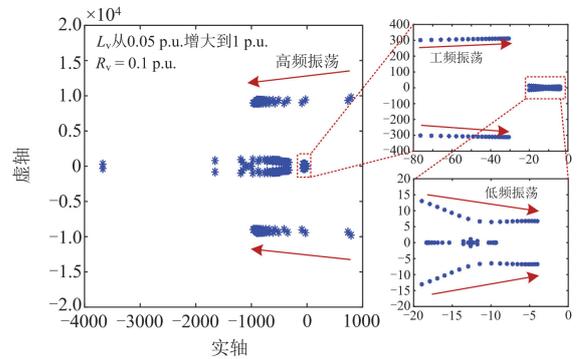
图5 本文所提策略下构网型 MMC 控制结构
Fig. 5 Control structure of grid-forming MMC with the proposed strategy

3.2 面向动态控制特性优化的虚拟阻抗设计

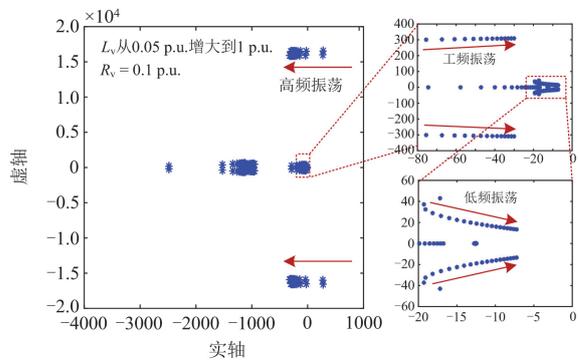
由上文分析可知,增大 R_v 会加深有功功率与无功功率间的耦合。此外,由式(8)可知, L_v 和 R_v 增大也会使 e_v 对 u_{pcc} 的调节作用变小,即 MMC 对端电压的调节能力变弱,从而导致 PCC 点电压的控制速度变慢,在强电网即电网阻抗 Z_g 较小的情况下,该问题会更加严重。因此 L_v 和 R_v 应在保持稳定的前提下尽量小一些。但是,由于 MMC 并非完全理想的电流源, Z_v 的值过小会引发其他稳定性问题。若 L_v 太小,会使电流环参考值变化过快,但由于 MMC 交流侧等效电容很小(仅为线路电容),输出电流的变化速度会受到电网电抗及滤波电抗的限制,不能及时跟踪参考电流的变化,导致电流内环饱和,当电网电抗较大时(如弱电网下)易使变换器出现过调制,进而引发振荡问题。若 R_v 太小,则会使 MMC 容易出现工频振荡。因此, L_v 及 R_v 的值过大或过小均会导致系统动态控制性能不佳甚至出现失稳问题。为选取合适的虚拟阻抗,需要根据实际系统参数对 L_v 与 R_v 的取值范围进行定量分析。本文以如东海上风电-柔性直流输电并网工程中的柔直换流器为例,基于其电气参数(见附录 A 表 A1),在 dq 坐标系下建立了所提控制策略的并网小信号状态空间模型。本文所采用的建模过程可参考文献[28]。基于所建立的小信号状态空间模型,分别画出了强电网与弱电网下 L_v 与 R_v 变化时系统的根轨迹,如图 6 所示。

由图 6 中可以发现,随着 L_v 与 R_v 的变化,该系统主要有 3 种主导振荡模态,分别发生在高频处 ($1\sim 2\times 10^4$ rad/s)、工频处 (314 rad/s) 以及低频处 ($5\sim 20$ rad/s)。其中,高频处的振荡主要由虚拟电抗过

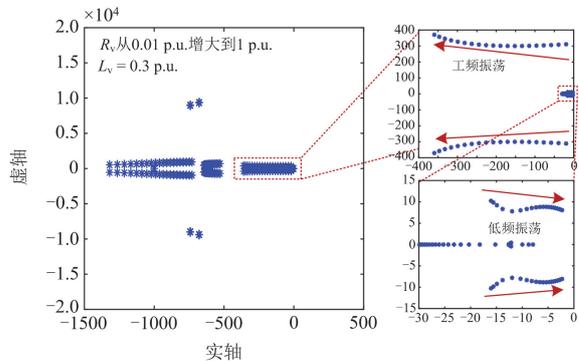
小,电流参考值变化过快引起。该振荡在弱电网下更加严重,这是由于弱电网下电网阻抗更大,为实现相同的电流调节速度需要在 MMC 端口调制出更高的电压,从而更容易引发过调制问题。由图 6(a) 及图 6(b) 可以发现,当虚拟电感小于 0.1 p.u. 时,高频处的极点越过虚轴到达右半平面,此时系统不稳定。在虚拟电阻变小及虚拟电抗变大时,工频处的极点向虚轴靠近,系统出现工频振荡的风险增大。工频振荡的原因在 2.3 节中进行了详细分析,而在强电网下由于电网电阻较小,工频振荡问题更加严重。低频处的失稳则主要由于有功-电压以及无功-功角的耦合所引起,虚拟电阻 R_v 的增大会使有功-电压以及无功-功角的耦合加深,在有功/无功功率



(a) 弱电网($R_{SCR} = 2$)下 L_v 增大



(b) 强电网($R_{SCR} = 20$)下 L_v 增大



(c) 弱电网($R_{SCR} = 2$)下 R_v 增大

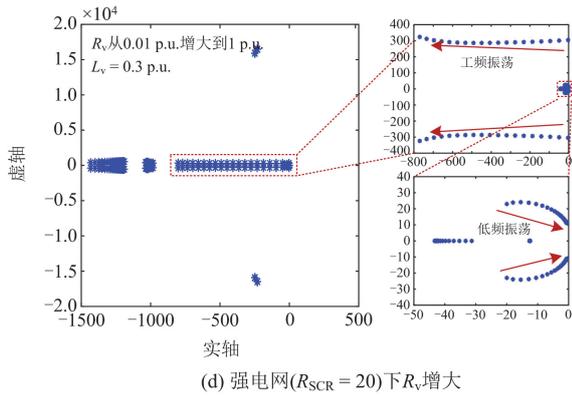


图6 虚拟阻抗变化下的系统根轨迹

Fig. 6 Root locus of the system when virtual resistance and reactance change

的调节过程中, 易引发振荡问题, 在图6中具体体现为低频处的极点向右半平面移动。此外, 相比强电网, 弱电网下 MMC 的功角更大, 有功/无功功率耦合程度更深, 使低频振荡的问题更加明显。

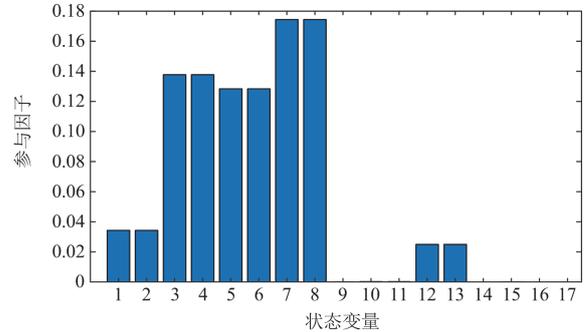
为了进一步定量分析这几种振荡模式的主导因素, 分别基于3种不同工况进行了参与因子分析。工况1下, $L_v = 0.01$ p.u., $R_v = 0.01$ p.u., $R_{SCR} = 2$, 此时系统在高频段存在2对右半平面的共轭极点, 分别为 $2.67 \times 10^3 \pm 9.97 \times 10^3 i$ 与 $2.67 \times 10^3 \pm 9.51 \times 10^3 i$, 上述极点对应模式的参与因子如图7(a)所示, 各序号对应的具体状态变量参考附录B。由图7(a)可知该振荡模式的主导状态变量为3—8, 分别是 Δi_{od} 、 Δi_{oq} 、 Δi_{odref} 、 Δi_{oqref} 、 Δu_{pccd} 、 Δu_{pccq} , 即 dq 轴电流的实际值、给定值以及并网点电压的 dq 轴分量, 也就是电流环的控制占主导因素。

工况2下, $R_v = 0.01$ p.u., $L_v = 0.3$ p.u., $R_{SCR} = 2$, 此时系统在工频附近存在1对右半平面的共轭极点 $21 \pm 289i$, 该模式的参与因子如图7(b)所示, 该振荡模式的主导状态变量为5和6, 分别是 Δi_{odref} 和 Δi_{oqref} , 即 d 轴电流和 q 轴电流的给定值, 而 Δi_{odref} 和 Δi_{oqref} 是由虚拟阻抗环节计算所得, 说明虚拟电阻太小时, 无法对工频谐振尖峰起到有效的抑制作用。

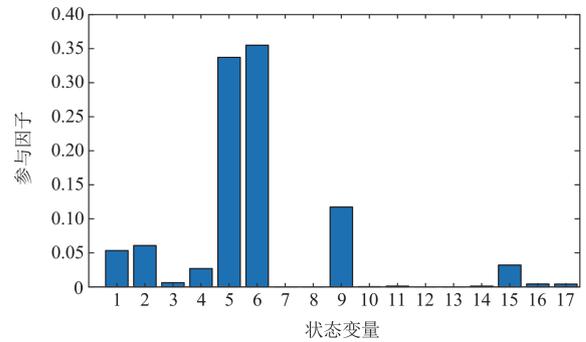
工况3下, $R_v = 0.5$ p.u., $L_v = 0.3$ p.u., $R_{SCR} = 2$, 此时系统在低频段存在1对非常靠近虚轴的共轭极点 $-1.3 \pm 5.8i$, 该模式的参与因子如图7(c)所示, 该振荡模式的主导状态变量为9和16, 分别是 Δx_Q 和 $\Delta \theta_{MMC}$, 也就是无功功率控制与功角发生了耦合所引起的。

综上所述, 对于常见 MMC 的电气参数, 虚拟

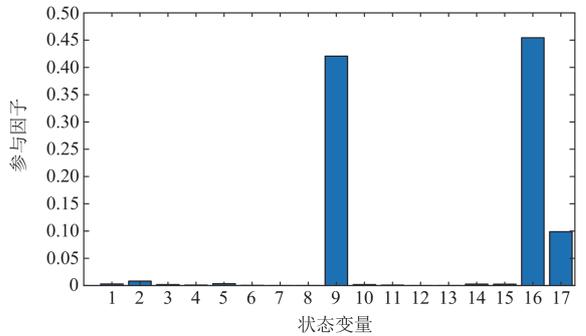
电抗在 $0.2 \sim 0.4$ p.u. 范围内取值, 虚拟电阻在 $0.1 \sim 0.2$ p.u. 范围内取值, 能够保证系统在不同电网条件下均能维持稳定运行。



(a) 高频振荡模式



(b) 工频振荡模式



(c) 低频振荡模式

图7 各类振荡的主导模式参与因子分析

Fig. 7 Participation factor analysis of the dominant modes of different oscillations

3.3 无功控制环设计

由2.3节可知, 对于构网型控制, 其功率传输机理导致有功功率控制和无功功率控制间存在耦合关系。因此, 在有功环与无功环的设计上, 一般需要使两者的带宽分开, 避免两者因交互耦合产生振荡问题。以虚拟同步控制为例, 由于其有功环的带宽一般较慢(秒级), 设计中一般令无功环的带宽要高于有功环带宽。但无功环的控制参数增大会带来

新的问题，具体体现为部分工况下，无功控制会等效减小系统的工频阻尼。

假设 MMC 对外输出有功功率，即 e_v 领先 u_{pcc} ，由于系统以 e_v 定向，此时 u_{pcc} 小于 0，根据无功功率的计算式(12)可知，此时 i_{od} 与 Q_g 成负相关关系。

$$Q_g = -u_{pccd} i_{oq} + u_{pccq} i_{od} \quad (12)$$

假设此时 i_{od} 上升， Q_g 下降，此时根据无功控制器可知，虚拟内电势 e_v 的幅值会上升，而由式(6)可知， e_v 的上升会使 i_{od} 上升，从而形成一个正反馈效果。这一正反馈效果在控制中也可以等效为一个负的阻尼，联立式(12)和式(13)可以得到 e_v 与 i_{od} 间的关系如式(14)所示。

$$e_v = \left(k_{pQ} + k_{iQ} \frac{1}{s} \right) (Q_{ref} - Q_g) + u_{acref} \quad (13)$$

$$\Delta e_v = - \left(k_{pQ} + k_{iQ} \frac{1}{s} \right) u_{pccq} \Delta i_{od} \quad (14)$$

对比式(14)与式(6)可以发现，无功控制器的比例参数实际上近似于在 d 轴的控制回路中串联了一个电阻。当 MMC 对外输出有功时，该电阻的阻值为负，会与虚拟阻抗中的电阻 R_v 相互抵消，当 k_{pQ} 过大时就会引发工频振荡问题。无功环的积分参数也会对系统工频阻尼产生一定影响，但相比比例参数的影响要小得多。为进一步量化分析无功环参数对系统稳定性的影响，分析了无功环参数变化过程中系统的根轨迹，结果如图 8 所示。

由图 8(a)、图 8(b)可以发现，随着无功环的比例控制系数 k_{pQ} 的增大，系统工频处的极点快速向右半平面移动，并在 $k_{pQ} = 0$ 时越过虚轴，此时系统不稳定。而积分系数 k_{iQ} 的增大虽然也会使工频极点向右半平面移动，但影响幅度较小，即使积分系数增加到 20 时，系统仍具有良好的稳定裕度。并且积分控制系数 k_{iQ} 的增大还会使低频处的极点向左移

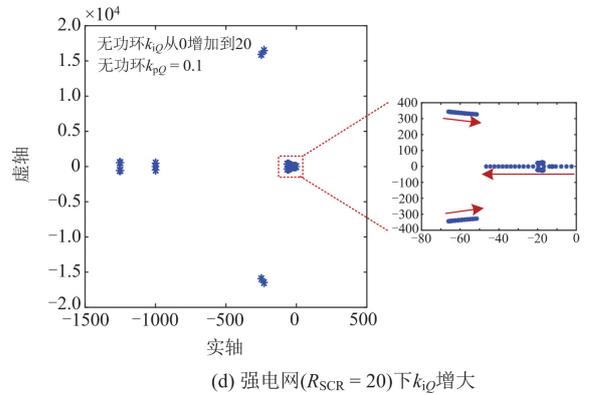
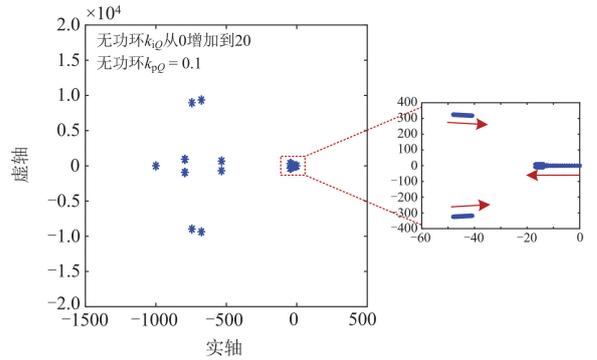
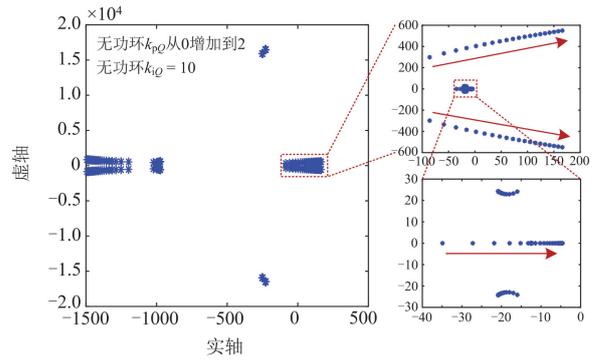
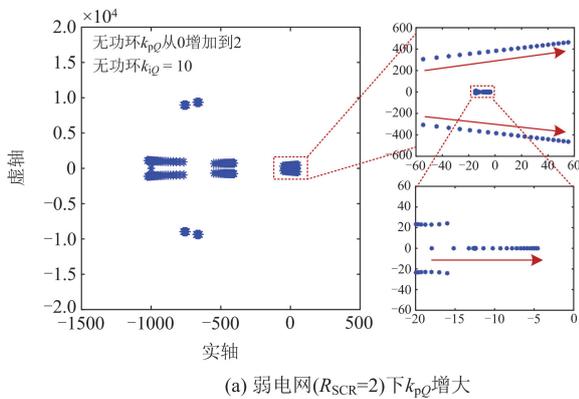


图 8 无功控制参数变化时系统根轨迹

Fig. 8 Root locus of the system when reactive power control parameters change

动，有效减小有功/无功控制间的耦合，消除低频振荡风险。

为了提高无功功率控制的动态性能，可以在保证 MMC 稳定运行的前提下，使无功控制器的参数大一些。但由于无功控制器的比例参数会为系统带来负阻尼，若 MMC 工作在定无功功率控制模式下，需要尽量将比例控制系数 k_{pQ} 设置得小一些，甚至可以设置为 0，同时将积分控制系数 k_{iQ} 设置得大一些，以加快无功功率的动态调节性能。若 MMC 工

作在无功-电压下垂控制模式下, 采用单比例控制器, 则需要根据比例控制系数 k_{pQ} 的大小适当加大虚拟电阻 R_v 。

3.4 参数设计电网适应性验证

为了验证本文所提虚拟阻抗参数及无功控制环参数设计方法在不同电网条件下的通用性, 分别画出了无功环采用单积分控制($k_{iQ} = 20$)以及单比例控制($k_{pQ} = 0.5$)下 SCR 从 2 增加到 20 过程中的系统根轨迹。在单积分控制下, 虚拟电抗 L_v 取 0.3 p.u., 虚拟电阻 R_v 取 0.1 p.u.; 在单比例控制下, 虚拟电抗 L_v 取 0.3 p.u., 虚拟电阻 R_v 取 0.2 p.u。

由图 9 可以发现, 在 SCR 变化过程中, 系统特征值实部均小于 -10, 因此根据本文所提方法设计出的虚拟阻抗及无功环控制参数在不同电网强度下均具有良好的稳定性。

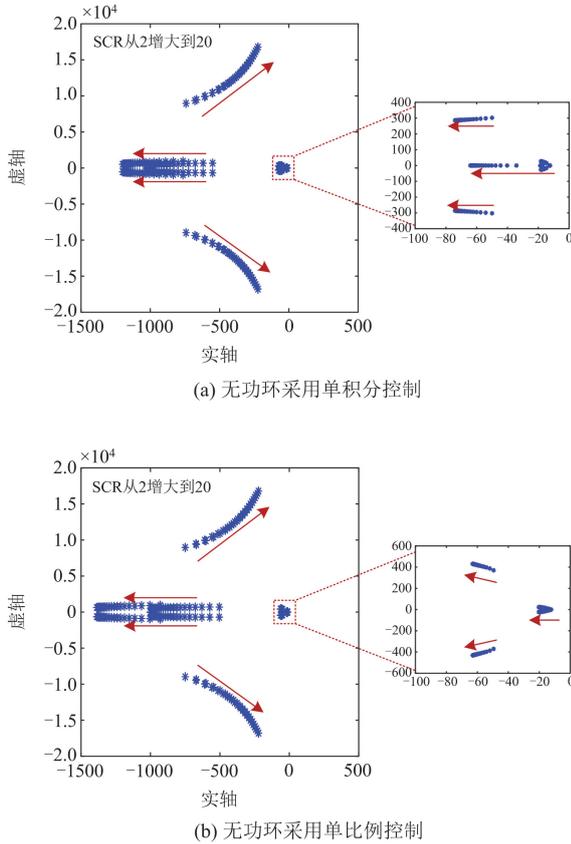


图 9 电网短路比变化下的系统根轨迹

Fig. 9 Root locus of the system when the SCR of the grid changes

4 仿真分析

为了进一步验证本文所提交流电压构建策略及参数设计方法的有效性, 基于附录 A 表 A1 中的参数, 利用 PSCAD/EMTDC 平台建立了如图 5 所示

的仿真模型。在此基础上, 针对 3 种主要工况进行了仿真分析, 分别与常规交流电压-交流电流双闭环控制策略进行对比, 并对虚拟阻抗参数设计方法和无功控制参数设计方法进行了验证。

4.1 与双闭环控制策略对比

为了验证本文所提新型交流电压构建机制的有效性, 将其与常规双闭环控制^[11]在强电网及弱电网下的动态功率控制及交流电压控制性能两方面进行了对比。有功功率给定设置为 0.8 p.u., 无功功率给定设置为 0 p.u.。双闭环控制的参数见附录 A 表 A2, 本文所提策略的控制参数见附录 A 表 A3。

图 10 为常规双闭环控制在强电网及弱电网下的运行性能, 可以发现, 在电网过强或过弱时, 常规双闭环控制易出现振荡问题: 强电网下, 交流电压闭环控制易与功率控制出现交互, 引发次同步振荡问题。而在弱电网下, 交流电压闭环控制易与电流内环出现交互, 引发交流电压的高频振荡问题, 这使常规双闭环的参数调节变得困难。

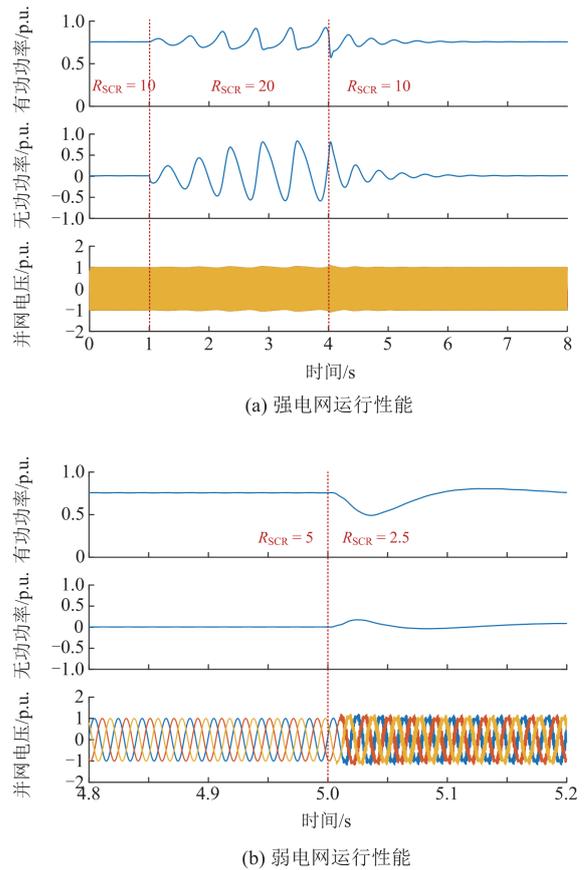


图 10 不同电网强度下常规双闭环策略控制性能

Fig. 10 Control performance of conventional dual closed-loop strategy under different grid strength

图 11 为本文所提新型交流电压构建策略在不同电网强度下的运行性能。可以发现, 该策略在强

电网及弱电网下均具有良好的动态功率控制及交流电压控制性能。

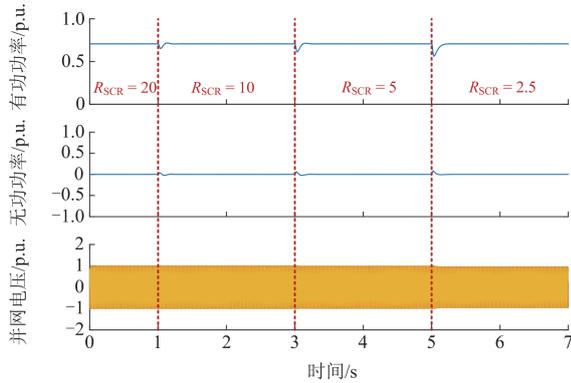


图 11 不同电网强度下新型交流电压构建策略控制性能
Fig. 11 Control performance of the proposed AC voltage control strategy under different grid strength

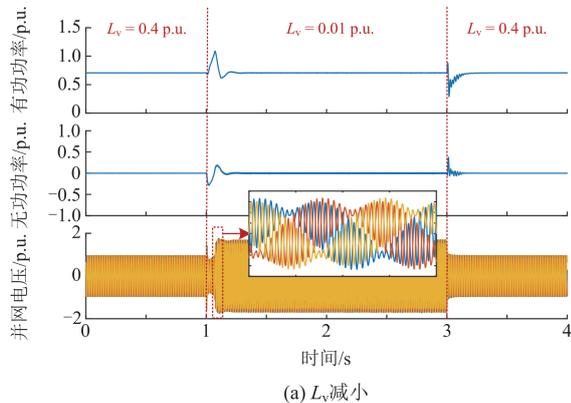
4.2 虚拟阻抗参数设计验证

为验证本文所提虚拟阻抗参数设计方法的准确性，分别对虚拟电抗及虚拟电阻增大及减小的情况进行了仿真验证，有功功率给定设置为 0.8 p.u.，无功功率给定设置为 0 p.u.，初始控制参数如附录 A 表 A3 所示。

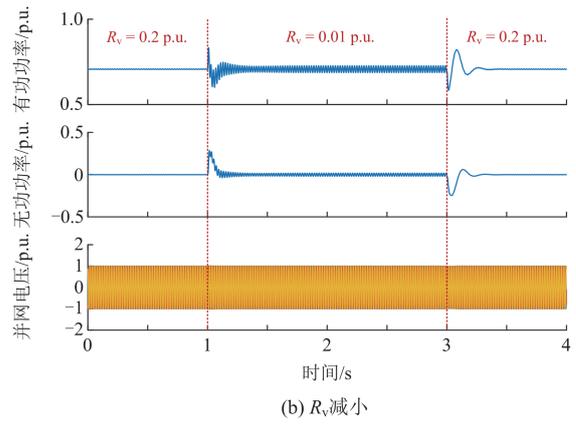
首先，将电网强度设置为 2.5，在 $t=1\text{ s}$ 时将虚拟电抗值由 0.4 p.u.减小为 0.01 p.u.，在 $t=3\text{ s}$ 时恢复为 0.4 p.u.。仿真结果如图 12(a)所示，可以发现，在虚拟电抗减小后，MMC 并网点电压出现了高频振荡，并且在虚拟电抗恢复后振荡消失。

然后，将电网强度设置为 20，在 $t=1\text{ s}$ 时将虚拟电阻值由 0.2 p.u.减小为 0.01 p.u.，在 $t=3\text{ s}$ 时恢复为 0.2 p.u.。仿真结果如图 12(b)所示，可以发现，在虚拟电阻减小后，MMC 并网功率出现了工频振荡，并且在虚拟电阻恢复后振荡消失。

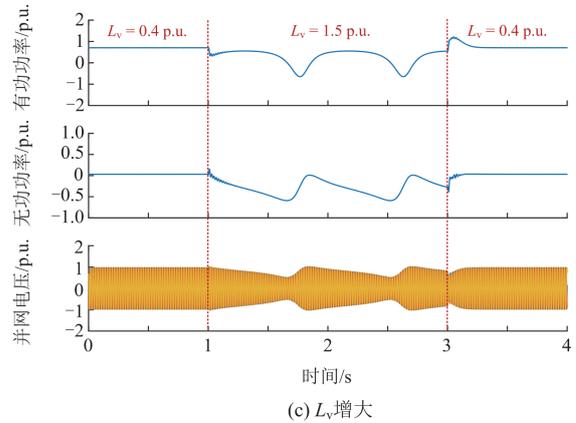
最后，将电网强度设置为 2.5，在 $t=1\text{ s}$ 时分别将虚拟电抗及虚拟电阻值由 0.4 p.u.和 0.2 p.u.增大到



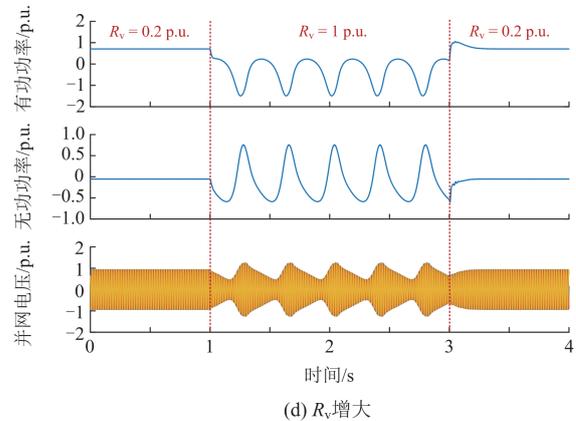
(a) L_v 减小



(b) R_v 减小



(c) L_v 增大



(d) R_v 增大

图 12 虚拟阻抗变化对控制性能的影响

Fig. 12 Impact on the control performance when virtual reactance and resistance change

1.5 p.u.和 1 p.u.，在 $t=3\text{ s}$ 时恢复原值，仿真结果如图 12(c)、图 12(d)所示，可以发现，在虚拟电抗及虚拟电阻增大后，MMC 并网功率及电压出现了低频振荡。上述仿真结果均与 3.2 节中的分析一致，验证了本文所提虚拟阻抗参数设计方法的有效性。

4.3 无功控制参数设计验证

为验证本文所提无功控制参数设计方法的准

确性, 分别对无功控制器比例参数及积分参数增大的情况进行了仿真验证。将初始虚拟电阻设置为 0.1 p.u., 虚拟电抗设置为 0.4 p.u., 无功比例与积分参数均设置为 0。仿真结果如图 13 所示, 在 $t=1$ s 时将积分参数增大到 20, 可以发现积分参数增大对系统稳定性的影响较小, 在 $t=3$ s 时将比例参数增大到 1, 系统出现工频振荡并逐渐发散, 而在 $t=5$ s 时将虚拟电阻增大到 0.2 p.u., 振荡被抑制, 验证了 3.3 节中分析的正确性。

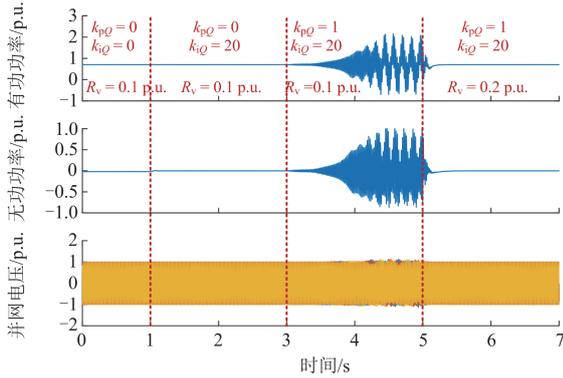


图 13 无功控制参数变化对控制性能的影响

Fig. 13 Impact on the control performance when reactive power control parameters change

5 结论

本文针对高电压、大功率场景下, 构网型变流器采用模块化多电平拓扑时的交流电压构建方法展开了研究, 结论如下:

1) 在低电压、小功率场景下常用的交流电压-交流电流双闭环控制策略高度依赖于交流侧的滤波电容以及并网电流前馈, 用于 MMC 时控制参数难以整定, 易出现运行失稳问题。通过诺顿-戴维南等效变换, 将电流控制下的 MMC 变换为电压源, 能够在保留电流内环故障限流能力的同时, 实现对并网点交流电压及并网功率的稳定控制。

2) 虚拟阻抗参数设计对系统的稳定性较为关键, 根据本文研究, 在典型系统参数下, 虚拟电抗在 0.2~0.4 p.u. 范围内取值, 虚拟电阻在 0.1~0.2 p.u. 范围内取值, 能够保证系统在不同电网条件下均能维持稳定运行。

3) 无功控制器的比例参数在控制中会等效减小虚拟电阻, 在定无功功率控制模式下, 可将比例控制系数 k_{pQ} 设置为 0, 仅采用积分控制器。在无功-电压下垂控制模式下, 则需要根据比例控制系数 k_{pQ} 的大小适当加大虚拟电阻。

附录 A

表 A1 换流站主要电气参数

Table A1 Main electrical parameters of the converter

参数	数值
额定功率/MW	1100
交流网侧线电压额定电压/kV	416
直流侧额定电压/kV	±400
单桥臂子模块数量	400 + 50 (冗余)
子模块电容/mF	11
桥臂电感/mH	130
联接变压器漏感/p.u.	0.14

表 A2 常规双闭环控制参数

Table A2 Control parameters of the conventional dual closed loop control

参数	数值
电压外环比例系数 k_{pv}	2.5
电压外环积分系数 k_{pi}	25
电流内环比例系数 k_{pc}	0.8
电流内环积分系数 k_{ic}	10
虚拟惯性系数 J	1
虚拟阻尼系数 D	20

表 A3 所提新型交流电压构建策略控制参数

Table A3 Control parameters of the proposed AC voltage control strategy

参数	数值
虚拟电抗 L_v /p.u.	0.4
虚拟电阻 R_v /p.u.	0.2
电流内环比例系数 k_{pc}	0.8
电流内环积分系数 k_{ic}	10
虚拟惯性系数 J	1
虚拟阻尼系数 D	20

附录 B

系统的状态空间方程为

$$\dot{\mathbf{x}}_{(17 \times 1)} = \mathbf{A}_{(17 \times 17)} \cdot \mathbf{x}_{(17 \times 1)} + \mathbf{B}_{(17 \times 4)} \cdot \mathbf{u}_{(4 \times 1)} \quad (\text{B1})$$

式中: 状态变量 $\mathbf{x} = [\Delta i_{pccd}, \Delta i_{pccq}, \Delta i_{od}, \Delta i_{oq}, \Delta i_{odref}, \Delta i_{oqref}, \Delta u_{pccd}, \Delta u_{pccq}, \Delta x_Q, \Delta x_1, \Delta x_2, \Delta u_{pccd_LPF}^{ctrl}, \Delta u_{pccq_LPF}^{ctrl}, \Delta P_{g_LPF}, \Delta Q_{g_LPF}, \Delta \theta_{MMC}, \Delta \omega_{MMC}]$ 。 Δi_{pccd} 、 Δi_{pccq} 为网侧电流 d 、 q 轴分量; Δi_{od} 为机侧电流 d 轴分量; Δi_{oq} 为机侧电流 q 轴分量; Δi_{odref} 为电流参考值 d 轴分量; Δi_{oqref} 为电流参考值 q 轴分量; Δu_{pccd} 为并网点电压 d 轴分量; Δu_{pccq} 为并网点电压 q 轴分量; Δx_Q 为无功积分器输出; Δx_1 为 d 轴电流积分器输出;

Δx_2 为 q 轴电流积分控制器输出; $\Delta u_{pccd_LFP}^{ctrl}$ 为并网点电压测量值 d 轴分量; $\Delta u_{pccq_LFP}^{ctrl}$ 为并网点电压测量值 q 轴分量; ΔP_{g_LFP} 为输出有功功率测量值; ΔQ_{g_LFP} 为输出无功功率测量值; $\Delta \theta_{MMC}$ 为输出功角; $\Delta \omega_{MMC}$ 为输出频率。

参考文献

- [1] 江涵, 岳程燕, 严兴煜, 等. 高比例可再生能源系统惯量约束对灵活性分析的影响研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(18): 44-51.
JIANG Han, YUE Chengyan, YAN Xingyu, et al. Influence of system inertia on flexibility resource analysis for an interconnection system with a high proportion of intermittent renewable energy[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(18): 44-51.
- [2] XU Biao, ZHANG Guiyuan, LI Ke, et al. Reactive power optimization of a distribution network with high-penetration of wind and solar renewable energy and electric vehicles[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2022, 7(4): 1-13.
- [3] 蔡旭, 杨仁炳, 周剑桥, 等. 海上风电直流送出与并网技术综述[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 2-22.
CAI Xu, YANG Renxin, ZHOU Jianqiao, et al. Review on offshore wind power integration via DC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 2-22.
- [4] QORIA T. Grid-forming control to achieve a 100% power electronics interfaced power transmission systems[D]. Paris: Hesam Université, 2020.
- [5] 袁敞, 毕嘉亮, 陈虎, 等. 多虚拟同步机系统的自适应滑模变结构控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(8): 26-36.
YUAN Chang, BI Jialiang, CHEN Hu, et al. Adaptive sliding mode variable structure control for multi virtual synchronous machine systems[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(8): 26-36.
- [6] 马秀达, 卢宇, 田杰, 等. 柔性直流输电系统的构网型控制关键技术与挑战[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(3): 1-11.
MA Xiuda, LU Yu, TIAN Jie, et al. Key technologies and challenges of grid-forming control for flexible DC transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(3): 1-11.
- [7] 李建林, 丁子洋, 游洪灏, 等. 构网型储能支撑新型电力系统稳定运行研究[J]. 高压电器, 2023, 59(7): 1-11.
LI Jianlin, DING Ziyang, YOU Honghao, et al. Research on stable operation of new power system supported by grid-forming energy storage system[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(7): 1-11.
- [8] 詹长江, 吴恒, 王雄飞, 等. 构网型变流器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2339-2359.
ZHAN Changjiang, WU Heng, WANG Xiongfei, et al. An overview of stability studies of grid-forming voltage source converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2339-2359.
- [9] 尚磊, 胡家兵, 袁小明, 等. 电网对称故障下虚拟同步发电机建模与改进控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2): 403-412.
SHANG Lei, HU Jiabing, YUAN Xiaoming, et al. Modeling and improved control of virtual synchronous generators under symmetrical faults of grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(2): 403-412.
- [10] HUANG L, XIN H, WANG Z, et al. Transient stability analysis and control design of droop-controlled voltage source converters considering current limitation[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 10(1): 578-591.
- [11] 年珩, 朱茂玮, 徐韵扬, 等. 双闭环定交流电压控制下 MMC 换流站阻抗建模及稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(4): 81-90.
NIAN Heng, ZHU Maowei, XU Yunyang, et al. Impedance modeling and system stability analysis of MMC with double closed-loop AC voltage control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(4): 81-90.
- [12] 王新宝, 葛景, 韩连山, 等. 构网型储能支撑新型电力系统建设的思考与实践[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 172-179.
WANG Xinbao, GE Jing, HAN Lianshan, et al. Theory and practice of grid-forming BESS supporting the construction of a new type of power system[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 172-179.
- [13] 王磊, 张琛, 李征, 等. 双馈风电机组的虚拟同步控制及弱网运行特性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(13): 85-90.
WANG Lei, ZHANG Chen, LI Zheng, et al. Virtual synchronous generator control for DFIG wind turbines and its operation characteristics in weak grid[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(13): 85-90.
- [14] 汤广福, 罗湘, 魏晓光. 多端直流输电与直流电网技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(10): 8-17.
TANG Guangfu, LUO Xiang, WEI Xiaoguang. Multi-terminal HVDC and DC-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(10): 8-17.
- [15] 曹帅, 刘东, 赵成功. 适用于风电经柔性直流并网系统的柔性耗能装置及控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(23): 51-62.
CAO Shuai, LIU Dong, ZHAO Chengong. A flexible

- energy dissipation device with control strategy for an HVDC wind power integration system[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(23): 51-62.
- [16] 聂永辉, 张瑞东, 周勤勇, 等. 海上风电场经柔直送出系统的虚拟导纳中频振荡抑制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(9): 36-45.
- NIE Yonghui, ZHANG Ruidong, ZHOU Qinyong, et al. Virtual admittance control strategy for medium-frequency oscillation in an offshore wind farm when connected to a VSC-HVDC[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(9): 36-45.
- [17] 刘春震, 徐海亮, 高铭琨, 等. 基于 C 型滤波器的 MMC 高频振荡抑制及参数设计方法[J]. *电力系统自动化*, 2023, 47(8): 206-215.
- LIU Chunzhen, XU Hailiang, GAO Mingkun, et al. High-frequency oscillation suppression and parameter design method for modular multilevel converter based on C-type filter[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2023, 47(8): 206-215.
- [18] SCHÖNLEBER K, PRIETO-ARAUJO E, RATÉS-PALAU S, et al. Extended current limitation for unbalanced faults in MMC-HVDC-connected wind power plants[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2017, 33(4): 1875-1884.
- [19] 王柯, 朱海勇, 刘黎, 等. 柔性直流系统联网-孤岛转换控制策略[J]. *浙江电力*, 2023, 42(7): 1-8.
- WANG Ke, ZHU Haiyong, LIU Li, et al. Control strategy of transition between grid-connected and island operation of flexible[J]. *Zhejiang Electric Power*, 2023, 42(7): 1-8.
- [20] FREYTES J, LI J, DE PRÉVILLE G, et al. Grid-forming control with current limitation for MMC under unbalanced fault ride-through[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2021, 36(3): 1914-1916.
- [21] 管敏渊, 沈建良, 楼平, 等. 无交流电容的构网型换流器电压电流比例控制及故障限流[J]. *电力自动化设备*, 2023, 43(7): 197-203.
- GUAN Minyuan, SHEN Jianliang, LOU Ping, et al. Voltage and current proportional control for AC capacitor-less grid-forming converter with fault current limitation[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2023, 43(7): 197-203.
- [22] TAUL M G, WANG X, DAVARI P, et al. Current limiting control with enhanced dynamics of grid-forming converters during fault conditions[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, 8(2): 1062-1073.
- [23] RODRIGUEZ P, CANDELA I, CITRO C, et al. Control of grid-connected power converters based on a virtual admittance control loop[C] // 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), September 2-6, 2013, Lille, France: 1-10.
- [24] ZHENG T, CHEN L, GUO Y, et al. Comprehensive control strategy of virtual synchronous generator under unbalanced voltage conditions[J]. *IET Generation Transmission & Distribution*, 2017, 12(7): 1621-1630.
- [25] ZHENG X, WANG C, PANG S. Injecting positive-sequence current virtual synchronous generator control under unbalanced grid[J]. *IET Renewable Power Generation*, 2019, 13(1): 165-170.
- [26] SHARIFABADI K, HARNEFORS L, NEE H P, et al. Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems[M]. John Wiley & Sons, 2016.
- [27] ZHAO F, WANG X, ZHU T. Power dynamic decoupling control of grid-forming converter in stiff grid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(8): 9073-9088.
- [28] HUANG L, WU C, ZHOU D, et al. A simplified SISO small-signal model for analyzing instability mechanism of grid-forming inverter under stronger grid[C] // 2021 IEEE 22nd Workshop on Control and Modelling of Power Electronics (COMPEL), November 2-5, 2021, Cartagena, Colombia: 1-6.

收稿日期: 2024-06-20; 修回日期: 2024-11-01

作者简介:

刘黎(1987—), 女, 博士研究生, 高级工程师, 研究方向为柔性直流输电技术、高压直流断路器技术; E-mail: liulidido@163.com

杨仁焯(1992—), 男, 通信作者, 博士, 助理研究员, 研究方向为海上风电直流并网技术、新能源构网型控制技术; E-mail: frank_yang@sjtu.edu.cn

蔡旭(1964—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为可再生能源功率变换与并网技术、大功率电力电子与电力系统控制等。E-mail: xucui@sjtu.edu.cn

(编辑 石晋美)