基于改进型虚拟磁链的MMC直接功率控制

介绍了模块化多电平换流器（**Modular Multilevel Converter**，**MMC**）的拓扑结构和工作原理，针对**MMC**常用的双闭环矢量控制策略存在控制参数种类繁多、动态响应较慢等问题，采用虚拟磁链定向的方法实现了对**MMC**的功率估算，间接获取电压角度。提出一种基于二阶级联型惯性环节的改进型虚拟磁链观测器，解决了传统的虚拟磁链观测方法存在初始值选取和直流分量等问题。在**Matlab/Simulink**仿真环境下，搭建了**20**个子模块数的**MMC**仿真模型，仿真结果表明了基于改进型虚拟磁链的直接功率控制方法正确、有效。

段程亭　宋平岗　李云丰　王　锴　常凯旋／华东交通大学电气与电子工程学院

段程亭／硕士研究生

关键词／Keywords

模块化多电平换流器（MMC）·
虚拟磁链·
直接功率控制·
观测器·

模块化多电平换流器（Modular Multilevel Converter，MMC）最早由德国慕尼黑联邦国防军大学的R.Marquart和A.Lesnicar提出，因其在直流输电领域具有突出的优势，这些年在国内外成为了研究热点[1-3]。西门子公司于2010年11月正式投入运行的美国匹兹堡与旧金山之间的直流输电工程“Trans Bay Cable”，是世界上第一个商业化应用MMC拓扑的直流输电工程，每相子模块数为200个，直流侧电压为±200 kV，功率达400 MW[4-7]。上海南汇风电场是我国第一个成功应用MMC的示范工程，目前国内还有多个正在建设的直流输电工程，包括直流电压±200 kV的舟山五端柔性直流输电工程和世界上输送容量最大的大连跨海柔性直流输电工程，直流电压±320 kV，输送容量可达1 000 MW[8, 9]。

基于电压源的柔性直流输电（Voltage Source Converter-High Voltage Direct Current Transmission，VSC－HVDC）技术是新一代高压直流输电技术，MMC具备级联式变流器的特点，可以很容易实现多模块、多电平设计，是目前比较理想的应用在VSC－HVDC的多电平拓扑结构，可称之为MMC－HVDC。它在提高电力系统稳定性、增加系统对清洁能源的消纳能力以及提高配电网可靠性和灵活性等方面都具有较强的技术优势，且具有环保性好、占地面积小等特点，适用于清洁能源发电并网、大型城市中心和孤岛供电及区域联网等方面，被认为是极具应用前景的输电和配电解决方案[3, 10, 11]。

目前VSC－HVDC多采用的是双闭环矢量直接电流控制策略，此策略建立在基于线性模型的基础上[12]，需要控制的参数繁多，控制系统复杂，因此在参数电感、系统频率和损耗等变化以及谐波干扰时会使系统的动稳态性能变差[13]。针对以上问题，本文将传统变流器的虚拟磁链直接功率控制策略应用到MMC拓扑结构中，对MMC结构中的功率进行估算。在仿真软件中建立了额定电压10.5 kV、每相20个子模块数的MMC系统仿真模型，并对所提的控制策略进行仿真验证。

MMC拓扑结构及工作原理

图1为MMC基本拓扑结构，左下图为子模块（Sub Module，SM）基本结构，SM由2个功率晶体管（IGBT）VT_1和VT_2、2个功率二极管VD_1和VD_2及1个

国家自然科学基金项目（51367008）。

中国知网 https://www.cnki.net

储能电容C组成。电容电压值用u_C表示；u_{sa}、u_{sb}和u_{sc}表示三相电网电压；i_{sa}、i_{sb}和i_{sc}表示三相电网电流；R_0和L_0分别表示等效电阻和等效电感，可视为虚拟电动机的定子电阻和电感；MMC三相（a、b、c）共有6个桥臂，每相上下桥臂分别由n个子模块级联而成，L_s表示桥臂串联电抗器等效电感值；i_{ap}和i_{an}表示上下桥臂电流；u_{ca}、u_{cb}和u_{cc}表示MMC交流侧三相电压；u'_{ca}、u'_{cb}和u'_{cc}为桥臂Q（Q′）点三相电压；i_{dc}和u_{dc}分别表示直流侧电流和电压。

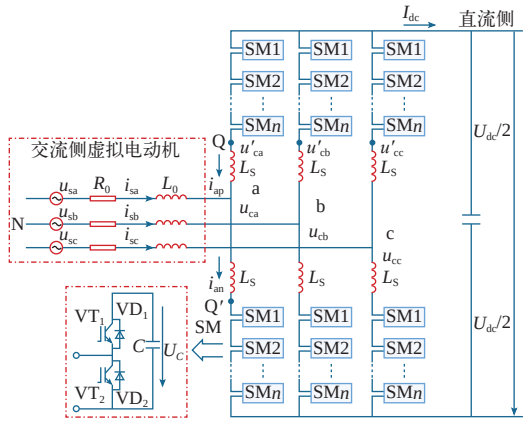


图1　MMC基本拓扑结构

图中MMC由三相桥臂构成，每相分为上下桥臂，在不考虑子模块冗余情况下，上下桥臂由n个子模块串联而成，在上下桥臂之间串联的电抗器主要用于抑制因电容电压变化引起的桥臂与三相桥臂间以及与直流侧之间产生的环流。在正常运行情况下，当子模块中的VT_1导通而VT_2关断时，子模块投入；当VT_1关断而VT_2导通时，子模块被切除。定义子模块开关状态函数为

$$S_{jki}=\begin{cases}1 & \text{为子模块投入状态}\\ 0 & \text{为子模块切除状态}\end{cases} \tag{1}$$

式中，j=a、b、c，为三相中的一相；k=p、n，为上下桥臂；i=1，2，…，n，为第i个子模块。

为使电容电压保持稳定，MMC每相投入运行的子模块总数要时刻保持不变，且上下桥臂对称，上桥臂增加下桥臂就要减少，上下桥臂呈现互补。直流侧电压额定值为U_{dc0}，理想情况下，忽略子模块电容电压的波动，可得电容电压理想值为

$$U_{C0}=\frac{U_{dc0}}{n} \tag{2}$$

上下桥臂在子模块投入切除状态下的电压总和可表示为

$$\begin{cases}u_{jp}=\sum_{i=1}^{n}S_{jpi}u_{C0jpi}\\ u_{jn}=\sum_{i=1}^{n}S_{jni}u_{C0jni}\end{cases} \tag{3}$$

式中，u_{jp}和u_{jn}分别为第j（a、b或c）相上下桥臂电压总和；u_{C0jpi}和u_{C0jni}分别为第j相上下桥臂第i个子模块电容电压。

根据基尔霍夫电压定律可得交流侧电压方程为

$$u_{sj}=u_{cj}+R_0i_{sj}+L_0\frac{\mathrm{d}i_{sj}}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

同理根据基尔霍夫电流定律可得上下桥臂电流方程为

$$\begin{cases}i_{jp}=-\frac{i_{dc}}{3}-\frac{i_{sj}}{2}+i_{cirj}\\ i_{jn}=-\frac{i_{dc}}{3}+\frac{i_{sj}}{2}+i_{cirj}\end{cases} \tag{5}$$

式中，i_{cirj}表示第j相桥臂环流，在计算出电流的情况下，还可以计算出串联电抗器上的电压降，从而可得直流回路电压方程为

$$\begin{aligned}u_{dc}&=u_{jp}+u_{jn}+u_{Ls_jp}+u_{Ls_jn}\\&=\sum_{i=1}^{n}S_{jpi}u_{cjpi}+\sum_{i=1}^{n}S_{jni}u_{cjni}+\\&\quad L_s\frac{\mathrm{d}i_{jp}}{\mathrm{d}t}+L_s\frac{\mathrm{d}i_{jn}}{\mathrm{d}t}\end{aligned} \tag{6}$$

式中，u_{Ls_jp}和u_{Ls_jn}为第j相上下桥臂串联电抗器上的压降。

MMC的数学模型

在三相静止坐标系下建立的MMC数学模型具有物理意义清晰、直观等优点。但同时考虑到各物理量都是时变交流量，给控制器的设计带来许多不便。为了便于对各物理量进行分析和独立控制，往往将三相时变量变换成相互垂直的两相坐标系下的物理量。当利用相互垂直的两相量对MMC系统进行控制器设计时，瞬时有功功率和无

中国知网　https://www.cnki.net

功功率的物理概念更为直接简单。基于此，本文利用相互垂直的两相坐标系对MMC进行数学建模和控制器设计，常用的相互垂直的两相坐标系主要有两相$\alpha\beta$静止坐标系和同步dq旋转坐标系。

1. $\alpha\beta$坐标系下的数学模型

式（4）中已经得到了MMC交流侧在abc坐标系下的数学模型，但在abc坐标系下建立系统三相数学模型比较麻烦和复杂，不利于对控制器的建立，为使MMC的数学模型变得更为简单明了，可以通过Clark变换矩阵将其变换至两相静止坐标系$\alpha\beta$坐标系下，变换矩阵如式（7）所示，需要注意的是Clark矩阵分两种形式：一种为等量变换；另一种为等功率变换。两种形式相差不大，仅仅相差一个系数，本文中没有特别说明，都是采用等量变换。

$$\boldsymbol{T}_{3s/2s}=\frac{2}{3}\begin{pmatrix}1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\end{pmatrix} \tag{7}$$

根据式（7）和式（4）将MMC的数学模型变换至$\alpha\beta$坐标系中，即

$$\begin{cases}u_{s\alpha}=u_{c\alpha}+R_0 i_{s\alpha}+L_0\dfrac{\mathrm{d}i_{s\alpha}}{\mathrm{d}t}\\ u_{s\beta}=u_{c\beta}+R_0 i_{s\beta}+L_0\dfrac{\mathrm{d}i_{s\beta}}{\mathrm{d}t}\end{cases} \tag{8}$$

式中，$u_{s\alpha}$、$u_{s\beta}$、$i_{s\alpha}$、$i_{s\beta}$、$u_{c\alpha}$和$u_{c\beta}$分别为电网侧三相电压、电流以及MMC交流侧电压在α、β坐标轴中的分量。

2. dq坐标系下的数学模型

式（8）与式（4）相比少了一个方程，但在$\alpha\beta$坐标系下的电压电流依然是交流量，PI控制器很难实现对交流量的零误差控制，借鉴以往的VSC建模方法，通过旋转变换矩阵，将式（8）变换至同步旋转坐标系dq坐标系中，旋转变换矩阵如式（9）所示，或者可直接通过Park变换矩阵从abc坐标系下变换到dq坐标系下，变换矩阵如式（10）所示，变换后的MMC数学模型如式（11）所示。

$$\boldsymbol{T}_{2s/2r}=\begin{pmatrix}\cos\theta & \sin\theta\\ -\sin\theta & \cos\theta\end{pmatrix} \tag{9}$$

$$\boldsymbol{T}_{3s/2r}=\frac{2}{3}\begin{pmatrix}\cos\theta & \cos(\theta-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta+\frac{2}{3}\pi)\\ -\sin\theta & -\sin(\theta-\frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta+\frac{2}{3}\pi)\end{pmatrix} \tag{10}$$

$$\begin{cases}u_{sd}=u_{cd}+R_0 i_{sd}+L_0\dfrac{\mathrm{d}i_{sd}}{\mathrm{d}t}-\omega L_0 i_{sq}\\ u_{sq}=u_{cq}+R_0 i_{sq}+L_0\dfrac{\mathrm{d}i_{sq}}{\mathrm{d}t}+\omega L_0 i_{sd}\end{cases} \tag{11}$$

式中，θ为电网电压的矢量角度，在控制系统中θ为锁相环输出的角度值；u_{sd}、u_{sq}、i_{sd}、i_{sq}、$u_{c\alpha}$和$u_{c\beta}$分别为电网侧三相电压、电流以及MMC交流侧电压在dq坐标轴中的分量，是MMC在dq坐标系下的电磁暂态数学模型，对于控制器的设计和建立起着非常重要的作用。在dq坐标系下两个方程并不独立，它们之间通过电流耦合在一起，为能实现独立的控制，在控制器设计时有功电流和无功电流需要去耦合。

MMC虚拟磁链直接功率控制

1. 虚拟磁链功率估算

为省略网侧交流电压传感器，可利用电网虚拟磁链来估算MMC瞬时的有功功率和无功功率，为此提出基于虚拟磁链MMC的直接功率控制方法。虚拟磁链的概念是由虚拟电动机引出的，如图1点画线所示。将交流侧视为一台虚拟电动机，R_0和L_0可看作虚拟电动机的定子电阻和电感，网侧电压可看作由虚拟磁链感应而来，则

$$\boldsymbol{\Psi}_s=\begin{pmatrix}\boldsymbol{\Psi}_{s\alpha}\\ \boldsymbol{\Psi}_{s\beta}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\int \boldsymbol{u}_{s\alpha}\,\mathrm{d}t\\ \int \boldsymbol{u}_{s\beta}\,\mathrm{d}t\end{pmatrix} \tag{12}$$

式中，$\boldsymbol{\Psi}_s$为电网侧虚拟磁链矢量，幅值为Ψ_s，其在$\alpha\beta$坐标系下在α轴和β轴中的分量为$\boldsymbol{\Psi}_{s\alpha}$和$\boldsymbol{\Psi}_{s\beta}$。

各矢量之间在$\alpha\beta$和dq坐标系中的关系如图2所示。

图2中，交流电网侧的虚拟磁链矢量$\boldsymbol{\Psi}_s$滞后于电压合成矢量$\boldsymbol{u}_s$90°，它们以同样的角速度ω旋转，$\boldsymbol{u}_s$与旋转坐标系d轴方向重合；$\boldsymbol{\Psi}_s$在$\alpha\beta$坐标系中的α轴和β轴方向的分量为$\boldsymbol{\Psi}_{s\alpha}$和$\boldsymbol{\Psi}_{s\beta}$，其与$\alpha$轴之间的角度为$\gamma\Psi_s$；$\boldsymbol{i}_L$为交流电流合成矢量；$\boldsymbol{u}'_c$为换流器桥臂Q点电压合成矢量；$\boldsymbol{u}_L$为电抗器$L_s$电压矢量。

变流器交流侧电压可表示为

中国知网 https://www.cnki.net

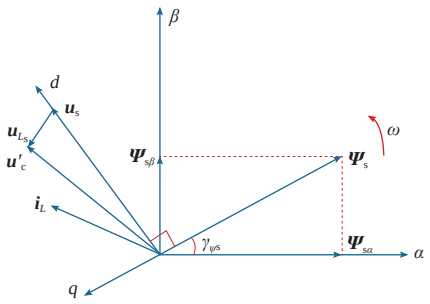


图2　网侧电压与虚拟磁链矢量

$$\boldsymbol{u}_s + \boldsymbol{u}_L = \boldsymbol{u}'_c \tag{13}$$

则变流器的磁链可表示为

$$\boldsymbol{\Psi}_s = L_{eq}\boldsymbol{i}_L + \boldsymbol{\Psi}'_c \tag{14}$$

通过式（7）中的等量变换关系，将换流器三相桥臂交流电压u'_{ca}、u'_{cb}和u'_{cc}变换到$\alpha\beta$坐标系下，可得变流器的虚拟磁链矢量和空间角度，表达式为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Psi}_{s\alpha} = L_{eq}i_{L\alpha} + \int \dfrac{1}{\sqrt{6}}(2u'_{ca} - u'_{cb} - u'_{cc})\mathrm{d}t \\ \boldsymbol{\Psi}_{s\beta} = L_{eq}i_{L\beta} + \int \dfrac{1}{\sqrt{2}}(u'_{cb} - u'_{cc})\mathrm{d}t \end{cases} \tag{15}$$

$$\begin{cases} \sin\gamma_{\boldsymbol{\Psi}s} = \dfrac{\boldsymbol{\Psi}_{c\beta}}{\sqrt{\boldsymbol{\Psi}_{s\alpha}^2 + \boldsymbol{\Psi}_{s\beta}^2}} \\ \cos\gamma_{\boldsymbol{\Psi}s} = \dfrac{\boldsymbol{\Psi}_{c\alpha}}{\sqrt{\boldsymbol{\Psi}_{s\alpha}^2 + \boldsymbol{\Psi}_{s\beta}^2}} \end{cases} \tag{16}$$

式（14）中的L_{eq}为交流侧等效电抗，从交流侧看除了包含L_0外，还要考虑到上下桥臂等效电抗L_s，理想情况下上下桥臂对称，上下桥臂环流等效电抗可以看做并联关系。则

$$L_{eq} = L_0 + \frac{1}{2}L_s \tag{17}$$

由于上下桥臂对称，则桥臂Q和Q′点电位相等，上（下）桥臂每切除一个子模块，Q（Q′）点电位下降U_{C0}，下（上）桥臂则投入一个子模块，（Q）Q′电位增加U_{C0}，因此式（15）中u'_{ca}、u'_{cb}和u'_{cc}可表示为

$$u'_{cj} = -\sum_{i=1}^{n}(S_{jpi}u_{C0jpi}) + \sum_{i=1}^{n}(S_{jni}u_{C0jni}) \tag{18}$$

根据瞬时功率理论和上述中推导的电压与磁链间的积分关系，可得功率和磁链间关系的表达式为

$$\begin{cases} p = \omega(\boldsymbol{\Psi}_{s\alpha}i_{s\beta} - \boldsymbol{\Psi}_{s\beta}i_{s\alpha}) \\ q = \omega(\boldsymbol{\Psi}_{s\alpha}i_{s\alpha} - \boldsymbol{\Psi}_{s\beta}i_{s\beta}) \end{cases} \tag{19}$$

2. 改进型虚拟磁链观测器

式（15）中含有纯积分项，在进行积分计算过程中必然要面临积分对象的初值问题，同时采用纯积分器不可避免地会带来直流分量偏移问题[14]。为解决此问题文献［14］采用惯性环节代替纯积分项，从观测结果来看，上述问题在一定程度上得到了有效的解决，但观测结果不够准确，只是近似值，在幅值和相位方面存在着一定的误差，为此本文提出采用两个级联的惯性环节代替纯积分项，为使惯性环节的效果与积分环节一样，将截止频率设置为基波角频率，这样就可得到二阶惯性环节相对于基波信号幅值衰减2倍，相位滞后90°，表达式为

$$\left(\frac{1}{s/\omega_c + 1}\right)^2 = \left(\frac{100\pi}{s + 100\pi}\right)^2 \tag{20}$$

为满足幅值效果要求，还需增加幅值增益补偿项$2/\omega_c = 1/(50\pi)$。

3. 基于虚拟磁链控制系统

根据式（11），基于虚拟磁链矢量在旋转dq坐标下重新建立MMC数学模型，即

$$\begin{cases} u_{sd} = u'_{cd} + R_0 i_{sd} - \omega L_{eq} i_{sq} + L_{eq}\dfrac{\mathrm{d}i_{sd}}{\mathrm{d}t} \\ u_{sq} = u'_{cq} + R_0 i_{sq} + \omega L_{eq} i_{sd} + L_{eq}\dfrac{\mathrm{d}i_{sq}}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{21}$$

由图2可知，电网电压矢量与d轴重合，则$u_{sq} = 0$，有功功率$p = u_{sd}i_{sd}$，无功功率$q = -u_{sd}i_{sq}$。忽略等效电阻R_0的影响，用u_{sd}与式（21）两端相乘可得

$$\begin{cases} u_{sd}^2 = u'_{cd}u_{sd} + \omega L_{eq}q + L_{eq}\dfrac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}t} \\ 0 = u'_{cq}u_{sd} + \omega L_{eq}p - L_{eq}\dfrac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{22}$$

由此，在系统dq轴间的变量存在相互耦合，为有利于控制器的设计，采用电压前馈解耦控制策略[15]对其进行解耦控制，控制原理如图3所示。

由式（22）可知被控对象为一阶系统，可得基于虚拟磁链的MMC直接功率控制原理框图，如图4所示。

中国知网　https://www.cnki.net

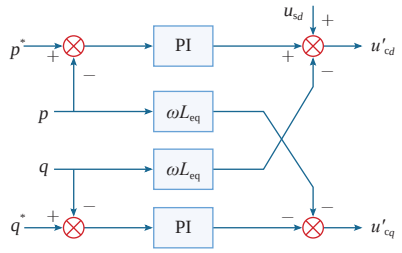


图3 功率解耦控制原理

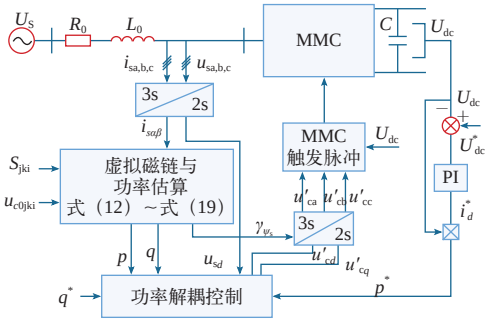


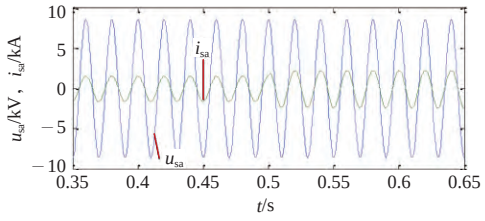
图4 基于虚拟磁链的MMC直接功率控制原理框图

有功功率和无功功率的实际值可以经上述虚拟磁链功率估算方法获得，参考给定值则可以通过PI调节器来控制获得，为控制直流侧电压设置电压外环PI调节器，直流侧电压的给定值U^*_{dc}与检测实际值间的差值经调节后得到电流i^*_d，并与直流电压U_{dc}相乘可得到有功功率的参考给定值p^*；系统在单位功率因数运行的情况下无功功率的给定值为零，功率解耦控制器输出参考电压矢量u'_{cd}和u'_{cq}，经坐标反变换得到在三相静止坐标下的电压参考量为u'_{ca}、u'_{cb}和u'_{cc}；最后经MMC脉冲调制得到MMC触发脉冲驱动信号。

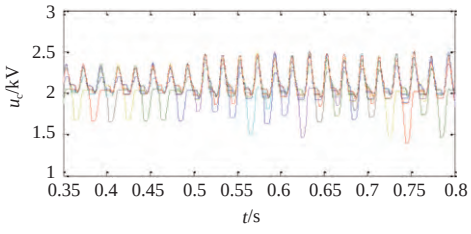
仿真分析

本文在Matlab/Simulink中搭建交流系统互联的MMC仿真模型，验证所设计的基于改进虚拟磁链的MMC直接功率控制的正确性。主要仿真参数如下：桥臂子模块数20个，交流电网线电压10.5 kV，额定有功功率20 MW，额定无功功率0 Mvar，变压器容量15 MV·A，变压器阻抗标幺值0.05/0.08，子模块电容8 mF。在简化等效电路中，用等效的电感值L_0＝50 mH来模拟等效电网线路的感抗和容抗，桥臂等效电感L_s＝6 mH。

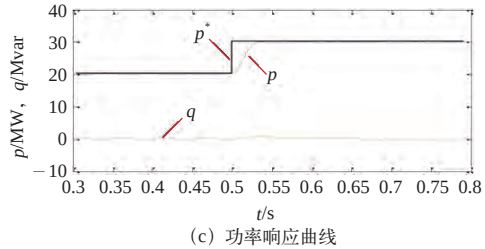
为检验基于改进虚拟磁链直接功率控制的MMC动态稳定性能，在系统起动后t＝0.5 s时变流器突加负载。图5为变流器各主要指标的输出响应曲线，图5a为MMC交流侧U相输出的电压电流，二者为光滑正弦波且稳态时同相位，当负载突变时，电压保持不变，电流幅值增加，动态变化过程平滑，稳定性较好；图5b为MMC输出A相的上桥臂20个级联子模块电容电压波形，开始由于直流电压保持不变，故电容电压平均值不变，当负载突变时，输出功率增加，桥臂电流增加，电容电压随之波动增加，稳态时电容电压波形较为规则整齐；图5c为MMC输出功功率、无功功率响应曲线，当负载由20 MW突变至30 MW时，有源站



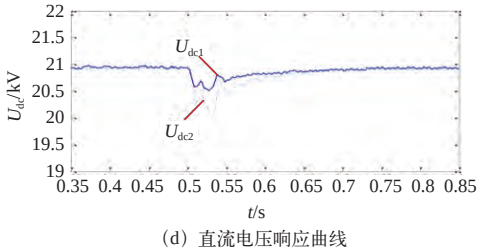
（a）U相电压电流响应曲线



（b）U相子模块电容电压响应曲线



（c）功率响应曲线



（d）直流电压响应曲线

图5 有功功率阶跃时变流器响应曲线

中国知网 https://www.cnki.net

注入MMC中的有功功率也随之变化，无功功率维持在0 Mvar不变，实现了恒定无功功率的控制；图5d为输出的直流电压响应曲线，图中U_{dc1}和U_{dc2}分别为虚拟磁链直接功率控制和双臂环矢量控制时的直流电压，在负载变化前后，直流电压都能稳定地保持在20 kV左右波动，当负载在0.5 s突变时，U_{dc1}的波动幅度要小于U_{dc2}，相对较为稳定。经过短暂的调节后，系统直流电压迅速恢复恒定。由此可见本文所设计的基于改进虚拟磁链的直接功率控制方法具有较好的动态稳定性。

结束语

本文针对模块化多电平变流器的拓扑结构提出一种基于改进虚拟磁链估计值的直接功率控制方法，并设计了带有二阶级联惯性环节的改进型虚拟磁链观测器，实现了对功率、电压的独立控制，无须锁相环，虚拟磁链矢量控制可以实现与电网同步，简化了系统控制，同时省去了交流电压传感器，具有较好的经济性。通过对改进方法的仿真和实验表明，在没有检测电网电压的情况下，系统运行保持在单位功率因数的状态，输入电压正弦性良好，稳态下直流电压保持恒定，改善了系统抗干扰能力，提高了系统动态稳定性。

参考文献

[1] Lesnicar A，Marquardt R．An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range [C]．High Voltage Applications，2003（3）：1-6．

[2] Marquardt R．Modular multilevel converter：an Universal concept for HVDC networks and extended DC-bus-applications [C]．High Voltage Applications，2010：502-507．

[3] 孔明，邱宇峰，贺之渊，等．模块化多电平式柔性直流输电换流器的预充电控制策略 [J]．电网技术，2011（11）：67-73．

[4] 王姗姗，周孝信，汤广福，等．交流电网强度对模块化多电平换流器HVDC运行特性的影响 [J]．电网技术，2011（2）：17-24．

[5] 王姗姗，周孝信，汤广福，等．模块化多电平HVDC输电系统子模块电容值的选取和计算 [J]．电网技术，2011（1）：26-32．

[6] 汤广福，贺之渊，滕乐天，等．电压源换流器高压直流输电技术最新研究进展 [J]．电网技术，2008（22）：39-44，89．

[7] 韦延方，卫志农，孙国强，等．适用于电压源换流器型高压直流输电的模块化多电平换流器最新研究进展 [J]．高电压技术，2012（5）：1243-1252．

[8] 许建中，赵成勇，刘文静．超大规模 MMC 电磁暂态仿真提速模型 [J]．中国电机工程学报，2013，33（10）：114-120．

[9] 周浩，沈扬，李敏，等．舟山多端柔性直流输电工程换流站绝缘配合 [J]．电网技术，2013（4）：879-890．

[10] Rohner S，Bernet S，Hiller M，et al．Modulation，losses，and semiconductor requirements of modular multilevel converters [J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2010，57（8）：2633-2642．

[11] Tu Qingrui，Zheng Xu，Xu Lie．Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters [J]．IEEE Transactions on Power Delivery，2011，26（3）：2009-2017．

[12] 陈海荣，徐政．基于同步坐标变换的VSC-HVDC暂态模型及其控制器 [J]．电工技术学报，2007（2）：121-126．

[13] 王恩德，黄声华．三相电压型PWM整流的新型双闭环控制策略 [J]．中国电机工程学报，2012（15）：24-30，18．

[14] 赵仁德，贺益康．PWM整流器虚拟电网磁链定向矢量控制仿真研究 [J]．电力系统及其自动化学报，2005（5）：94-98．

[15] 张颖超，赵争鸣，鲁挺，等．固定开关频率三电平PWM整流器直接功率控制 [J]．电工技术学报，2008（6）：72-76，82．

（收稿日期：2014－11－18）EA

中国知网 https://www.cnki.net