级联多电平变流器链节静态均压的研究

介绍了级联多电平拓扑结构下功率单元供电系统的各种取电模式，分析归纳了各种功率单元直流负荷的等效模型，通过对静态均压电路数学模型的分析，提出了可保证静态均压的电路设计原则和参数选取方法。仿真和样机试验结果表明，该电路设计与参数选取原则可有效克服功率单元直流耗能元器件的参数离散性对链节均压的影响，保证级联多电平变流器在脉冲解锁前，各功率单元间的长时间电压均衡、稳定与收敛，提高了级联多电平变流器装置整体的安全可靠性与可操作性。

冯经纬/日照钢铁有限公司　刘　树　梅红明/北京四方继保自动化股份有限公司

冯经纬/工程师

关键词/Keywords
级联多电平结构·
功率单元·
预充电·
静态均压·

链式多电平变流器，又称为H桥级联多电平变流器，最早由Peng FZ先生于1995年提出，因其超快的响应速度和简单的结构迅速引起广泛的关注。基于对元器件单体要求低、易于实现批量化生产等原因，链式多电平变流器非常适用于实现大容量SVG、柔性直流输电等高压电力电子装置[2,3]，近年来在国内外应用日益增多。

预充电是自励起动的链式多电平变流器工作前必须经历的准备过程。在此过程中，各功率模块内部损耗的差异将导致各模块直流电容电压的不均衡。如不加以控制，各模块直流电压将逐步发散，直至导致功率模块直流过电压，严重影响装置的安全和正常工作。

目前国内实际工程应用中，对于该问题多采取缩短装置预充电后热备用待机的时间，在各功率单元电压还没有完全发散至危险值时，转入正常工作状态，利用模块内部IGBT的开关动作，实现主动式均压。这种控制方式造成链式变流器整机能处于热备用的时间非常短。同时由于预充电过程较长，如上的运行方式将使链式变流器整机起动时间达到数秒钟，无法满足快速调度和快速响应的要求，极大限制了该类型变流器的应用。研究专门的静态均压电路，实现链式变流器热备用元器件的静态均压，将有效地解决这一问题。

功率模块的取电方式

链式多电平变流器功率模块取电方式大致可以分为外部供电和就地取电两种类型，具体供电方式如图1所示。

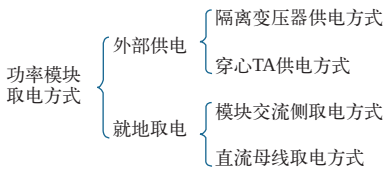

图1　功率单元供电方式

外部供电包括隔离变压器供电、穿心TA供电等方式。隔离变压器供电是最传统和直接的供电方案，它采用统一的外部交流电源给所有模块供电，这种方式原理简单，但存在变压器体积大、成本高的问题，且由于模块数量众多，造成二次电源配线非常复杂；穿心TA供电通过受控电流穿过感应线圈的方式取电，绝缘性易于处理，但由于TA的能量转换效率低，供电功率非常有限，且需要专门的电流源设备作为供电电源，大大降低了其实用性。

就地取电包括功率模块交流侧取电和模块直流母线取电等方式，就地取电的优点是从功率模块自身获取电源，对电源隔离耐压的要求大大降低，大量

中国知网 https://www.cnki.net

节省了二次配线，大幅简化了绝缘层结构设计。其中，模块交流侧取电方式是从功率模块的交流输出端获取电源；直流母线取电方式是从高压直流母线获取电源。当交流取电方式存在电网断电时，有控制系统先于主电路掉电的风险。直流取电方式借助于直流电容本身具有的储能特性，有效提高了供电可靠性。基于如上原因，在实际工程应用中，从直流母线就地取电的方式应用越来越广泛，已经成为目前主流的技术方案。

直流取电与静态均压

链式多电平变流器预充电过程的等效电路如图2所示，每相n个功率模块首尾串联，交流电源串联限流电阻R_s后，经过功率元器件的反并联二极管给模块内的直流电容充电。

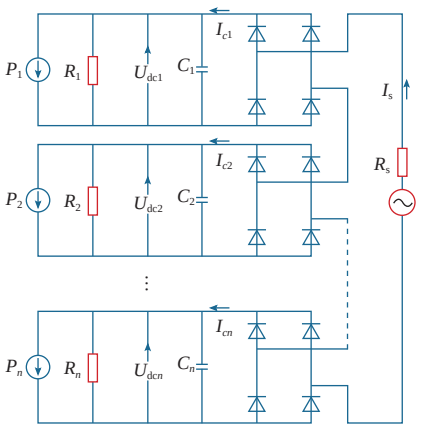

图2　预充电过程示意图

功率模块内的损耗来源有很多种，主要可以等效为两种类型：一种是恒功率负荷（图中P_n）；另一种是并联电阻性负荷（图中R_n）。用于给就地控制电路板供电的开关电源是典型的恒功率负荷；而模块内采样测量电路、直流电容的漏电流等引起的损耗均可以等效为并联电阻性负荷。实际测量结果表明，在预充电过程中，开关电源的功耗占据模块总损耗中的主要部分。

在模块串联结构中，串联在一起的功率模块流过的电流相同。如果功率模块参数完全相同，理论上在预充电过程中，所有模块的电压同步上升并保持一致，充电结束后达到相同的直流电压。但实际上，元器件不可避免地存在各种差异，造成模块内的损耗并不完全一致。

而仿真和试验结果均表明，在采用直流母线取电方案的模块串联结构中，功率模块之间小幅的损耗差异会导致模块直流电压之间出现明显的不平衡。在预充电完成后，功率模块的直流电压会逐渐发散，导致模块直流电压失稳。这在高压大容量应用中是非常危险的，直流电压持续上升很容易造成功率模块因过电压而损坏。

图3为功率模块静态均压特性仿真模型，采用2个串联的功率模块，其中开关电源的功率均为10 W，并联电阻损耗相差仅0.1 W（在额定电压500 V下，并联电阻损耗分别为1.0 W和1.1 W），用于模拟元器件的损耗差异。

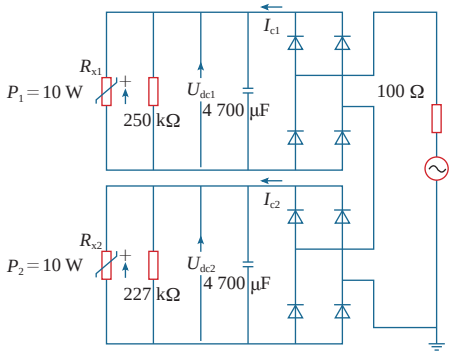

图3　功率模块静态均压仿真模型

PSCAD仿真结果如图4所示，可以看到，尽管损耗差异只有1%，在预充电完成后，2个模块直流电压的差异逐渐拉开，最后呈现完全发散的趋势。

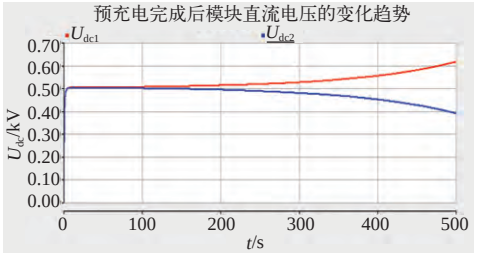

图4　功率模块静态均压仿真波形

为验证这一现象，采用3个实际的功率模块串联组成静态均压试验系统，3个功率模块选用的元器件完全一样。其中开关电源的功耗约为20 W，等效的并联电阻损耗约为1 W。试验测得的波形如

中国知网 https://www.cnki.net

图5所示，预充电达到开关电源的工作电压后，开关电源起动并导致直流电压有所下降，随后3个模块的直流电压逐渐发散，与上述仿真结果一致。

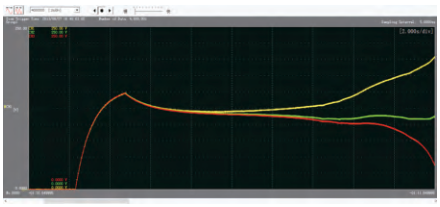

图5 功率模块静态均压试验波形

从上述仿真和试验结果可以看到，在采用直流侧取电的链式多电平变流器中，功率模块之间的静态电压均衡存在问题，在不采用均压措施的条件下，功率模块内部损耗之间的微小差异将导致直流母线电压无法稳定在平衡点，出现发散进而完全失稳，危及装置安全。

静态均压条件与判据

根据自动控制原理的基本定理来分析预充电过程中直流电压平衡点的稳定性。根据自动控制理论，对于由式（1）所示的微分方程或者微分方程组描述的物理系统，若方程组存在某个解x_0，称x_0为方程组的平衡点。

$$\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}=f(x) \tag{1}$$

判断平衡点x_0处稳定性的定理为：设x_0是微分方程的平衡点，那么①若$f'(x_0)<0$，则x_0是渐进稳定的平衡点。②若$f'(x_0)>0$，则x_0是不稳定的平衡点。

对于串联结构中的任意一个功率模块，在同时存在恒功率负荷P和并联电阻性负荷R的情况下，其电容电压满足的微分方程为

$$C\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}+\frac{U_{\mathrm{dc}}}{R}+\frac{P}{U_{\mathrm{dc}}}=I_{\mathrm{c}} \tag{2}$$

式中，I_{c}为预充电电流的等效平均值，当充电过程完成时，I_{c}可以近似认为是恒定不变的。

若U_{dc0}为预充电结束时刻的电压（即上述方程的平衡点），则在U_{dc0}处为稳定平衡点的条件是

$$f'(U_{\mathrm{dc0}})=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}\left[I_c-\left(\frac{U_{\mathrm{dc}}}{R}+\frac{P}{U_{\mathrm{dc}}}\right)\right]=\frac{P}{U_{\mathrm{dc0}}^2}-\frac{1}{R}<0 \tag{3}$$

由此得到稳定平衡点的判据为

$$P<\frac{U_{\mathrm{dc0}}^2}{R} \tag{4}$$

即只有当恒功率负荷的功耗小于电阻性负荷的功耗时，该直流电压点才是稳定的平衡点。因此，对于从直流母线取电的功率模块，其直流母线上必须增加相应功耗的并联电阻性负荷，才能保证预充电完成后，功率模块的直流电压能够长时间保持稳定。

仿真与试验

通过仿真验证本文相关结论，仍选用两链串联仿真模型，如图6所示。假定两功率单元中开关电源的功率分别为12 W和10 W，功率差异20%；两功率单元中并联电阻的阻值分别为9.5 kΩ和10.5 kΩ，电阻阻值差异10%。考虑极端条件，即开关电源和并联电阻均使得U_{dc1}偏低、U_{dc2}偏高。

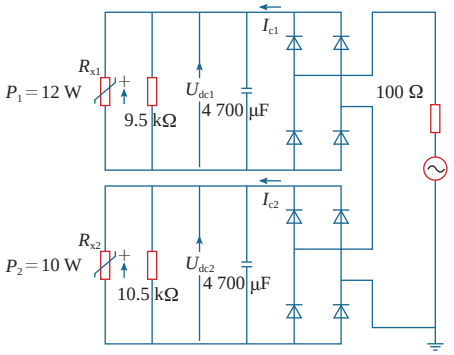

图6 静态均压平衡点稳定性的仿真验证模型

设定电容平均稳态电压为500 V，仿真结果如图7所示。仿真结果显示，最终电容电压分压比例为1:1.4，电压的绝对偏差约为170 V。

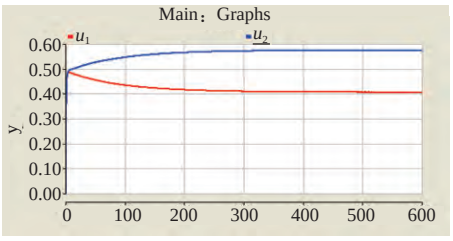

图7 静态均压平衡点稳定性的仿真结果

可以看到，尽管开关电源和并联电阻的损耗

中国知网 https://www.cnki.net

存在明显差异，导致电容的稳态电压出现较大偏差，但由于电阻损耗约为25 W，大于恒功率负荷10 W，满足式（4）的要求，故功率单元的电压能够实现长期稳定，因此该平衡点是稳定的。

为了进一步验证上述结论，搭建了由4个模块串联的试验系统，模块直流侧串联的开关电源功耗约为20 W，直流侧并联的均压电阻为600 Ω，预充电完成后模块的平均直流电压接近120 V，对应电阻损耗约为25 W，满足式（4）提出的静态稳定要求。

从图8中的试验波形可以看到，预充电完成后，模块内的开关电源开始工作，模块的直流电压迅速出现偏差，但是经过大约20 s的调整时间后，4个模块的直流电压逐渐趋于一致并且保持稳定。试验结果验证了前述电压平衡点稳定性判据的正确性。

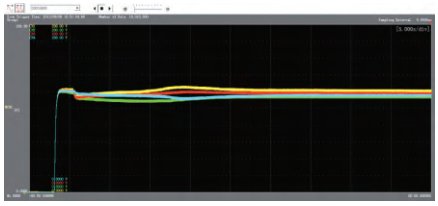

图8 静态均压平衡点稳定性的试验结果

结束语

模块均压一直是级联多电平结构面临的关键技术问题，在35 kV直挂式链式SVG、柔性直流输电等超多链节串联产品中，这一问题尤其突出。本文从物理本质上分析了链节静态电压失稳及发散产生的根本原因，建立了静态均压的数学模型，利用数学推导，确定了保证链节均压的电路参数数值解。仿真与试验结果表明，依据该数值解可保证级联多电平装置链节间电压平衡与收敛。

参考文献

[1] Lai J S，Peng F Z．Multilevel converters－a new breed of power converters [J]．IEEE Transactions on Industry Applications，1996（3）：509-517．

[2] 彭方正，钱照明，罗吉盖斯，等．现代多电平变流器的工业应用和技术展望 [J]．变流技术与电力牵引，2007（5）：1-8．

[3] 王建辉，顾树生．自动控制原理 [M]．北京：清华大学出版社，2007．

（收稿日期：2014－08－08）EA

(上接第76页)

参考文献

[1] 田玉超，刘勇，丛望．SVPWM算法控制三电平逆变器仿真[J]．应用科技，2005，32（2）：37-39．

[2] 林磊，邹云屏，钟和清，等．二极管钳位型三电平逆变器控制系统研究 [J]．中国电机工程学报，2005，25（15）：33-39．

[3] Gupta A K，Khambadkone A M．A space vector PWM scheme for multilevel inverters on two-level space vector PWM [J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2006，53（5）：1631-1639．

[4] 姜旭，肖湘宁，任爱平，等．改进的多电平SVPWM及其广义算法研究 [J]．中国电机工程学报，2007，27（4）：84-89．

[5] 宋文详，陈国呈．三电平中点钳位式逆变器SVPWM方法的研究 [J]．电工电能新技术，2004，23（4）：30-33．

[6] Kaku B，Miyashita I，Sone S．Switching loss minimized space vector PWM method for IGBT inverter [J]．IEEE Transactions on Power Applications，1997，144（3）：182-190．

[7] 孟永庆，沈传文，刘正，等．基于零序电压注入的三电平中点钳位整流器中点电位控制方法的研究 [J]．中国电机工程学报，2007，27（10）：92-97．

[8] 宋强，刘文华，严干贵，等．基于零序电压注入的三电平NPC逆变器中点电位平衡控制方法 [J]．中国电机工程学报，2004，25（5）：57-62．

（收稿日期：2014－10－15）EA

中国知网 https://www.cnki.net