

组合级联式兆瓦级功率调节装置协调控制策略

苗 青,吴俊勇,艾洪克,熊 飞,齐大伟,郝亮亮

(北京交通大学 电气工程学院,北京 100044)

摘要: 提出了一种新型组合级联式兆瓦级功率转换系统(PCS)的拓扑结构,它由电池组、隔离型半桥 DC/DC 变换器和级联式 H 桥 DC/AC 变换器组合而成。首先对所选用的隔离型半桥 DC/DC 变换器的基本原理、电压增益和功率传输特性进行了分析。在此基础上,重点研究了 2 种变换器的协调控制策略:为实现装置的双向功率交换,DC/DC 侧采用移相控制,DC/AC 侧采用双环控制;为确保直流侧电容电压恒定,DC/DC 侧采用占空比控制,DC/AC 侧采用全局直流电压控制;为提高装置响应速度和改善直流侧电容电压品质,将电网侧的实时功率指令前馈给 DC/DC 侧;为改善装置的启动特性,提出了一种软启动控制策略。在 PSCAD/EMTDC 环境下建立了基于锂电池储能的 PCS 模型,应用所提出的一整套协调控制策略,对装置的启动过程、正常调节工况、电池组容量和荷电状态不同等工况进行了仿真。结果表明该装置在所提出控制策略下具有较宽的电压匹配能力,电池状态适应能力强,且控制的响应速度较快,能实现大容量储能和双向大功率调节。

关键词: 功率转换系统; 隔离型半桥 DC/DC 变换器; 级联式 H 桥 DC/AC 变换器; 储能; 功率控制; 前馈控制
中图分类号: TM 46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.07.008

0 引言

随着传统能源的日渐匮乏和环境问题的日趋严重,新能源技术得到快速发展,风能和太阳能等越来越多地应用在发电领域。但是以风能和太阳能为基础的新能源发电具有天然的波动性和间歇性,在大规模并网运行时较大的不确定性,并且响应速度较慢,这给电力系统的稳定和控制带来了极大的影响和挑战^[1-2]。储能技术可以在很大程度上解决这一问题,使可再生清洁能源得以广泛有效地应用^[3]。

电池储能系统的一个重要组成部分就是基于 PWM 技术的电压型逆变器——功率转换系统 PCS (Power Conversion System)。PCS 可以实现电池储能系统和交流电网之间的双向功率传递。对于应用在大规模风电场、光伏电站的储能系统,其额定功率通常达到百 kW 或 MW 以上,这就需要与之相匹配的大功率 PCS,用来平抑新能源接入电网的功率波动,改善电网的稳定性和动态品质。电动汽车常用的锂离子电池使用寿命只有 3~5 a,当电池的容量下降到额定容量的 80% 后就不宜继续作为车载能源使用。淘汰下来的锂电池(也称为乏锂电池)若直接报废进行回收处理,势必带来资源的严重浪费。构建基于梯次利用锂电池的高功率密度的新型 PCS,既有效解决了可再生能源发电并网及其综合利用的问题,又实现了乏锂电池的资源化利用,为大量的乏锂电池梯次化利用提供了一种重要的途径。

大容量储能系统通常需要接入电压等级较高的电网,为了使端电压较低的电池组与交流电压等级匹配,工程中普遍采用变压器升压的方式,并利用多个逆变器分组并联运行。这就需要多个母线、很多工频变压器和无功补偿装置,投资成本较高,且不易实现集中控制。为了满足系统容量,采用电池模块进行直接串并联,并联的电池组之间容易产生充放电电流不平衡和环流等问题。为了解决这个问题,可以将较大功率的 DC/DC 变换器集成到电池组,构成电池功率模块,然后再连接到 DC/AC 变换器的直流侧。这样不仅避免了电池组间的环流,而且高增益的 DC/DC 变换器可以提高直流母线电压等级,使 PCS 拓扑的选择更加灵活和多样。以下主要介绍 3 种基本的 PCS 拓扑。

a. 变换器模块并联拓扑:多用于电池组采用共直流母线方式的低压大功率电池系统。优点是基本模块技术成熟,便于根据电池功率进行模块扩展,结合有效的冗余控制和协调技术可以提高系统的可靠性和轻载效率^[4]。但大量逆变器并联容易带来环流、模块间功率分配不均等问题,模块容易过载损坏。因此常采用分层分布式结构,这又需要大量的变压器。

b. 多电平拓扑:对于高压电池系统^[5],可以采用二极管箝位型拓扑^[6]。这种拓扑结构相对成熟,功率转换效率高。随着电平数的增加,控制的复杂度也会增加,受限于电平数,该拓扑对电能质量的改善程度有限。它不适于离散性较大的电池组,其直流母线电容的动态均压特性技术尚需深入研究。

c. 变换器模块级联型:这种链式拓扑可以将分散的低压电池组构建成为大功率的电池储能系统。通

过级联,交流侧可直接并入电压等级较高的电网,实现无变压器连接,降低了成本和体积^[7-8]。级联后装置的等效开关频率提高,有利于获得品质更高的并网电流,同时每个模块的低载波频率又可以降低开关损耗,传输效率高。但是每相各链节单元与系统的交换功率中含有 2 倍频分量,该分量直接反映在电池电流中,运行时容易对电池的性能造成影响^[9]。由于链节单元是串联的,各电池模块必须同时充放电,需要考虑其均衡控制问题。

本文提出了一种组合级联式兆瓦级 PCS 的拓扑结构。它由隔离型半桥 DC/DC 变换器和级联式 H 桥 DC/AC 变换器组成,能够进行高压大功率的双向功率变换。交流侧采用级联式拓扑并网,电平数高,谐波特性好,适合模块化设计。DC/DC 变换器的调压作用,降低了对电池端电压的要求。它还有多种灵活的拓扑变化,选择电压倍增电路的串联级数 N 和输出功率支路的并联支路数 P 的不同组合,DC/DC 变换器可演变出多种拓扑结构^[10]。提高电压倍增电路的串联级数 N 可提高 DC/DC 变换器的输出电压,增大输出功率支路的并联支路数 P 可增大 DC/DC 变换器模块的输出功率,这给大容量储能系统的优化设计带来了极大的方便和灵活性。这种组合级联式 PCS 的最大特点是:有较宽的电压匹配能力,电池状态适应能力强;高压侧可直接接入电网,省去了入网变压器;实现了高、低压侧的电气隔离;便于集中控制,可实现大容量储能和双向大功率调节;响应速度快。它的关键问题是,在电池组端电压和荷电状态(SOC,指电池组剩余容量与其完全充电状态的容量之比)不同的条件下,维持直流侧电容电压恒定,确保装置三相平衡,并实现 DC/DC 侧和 DC/AC 侧的快速协调控制,本文将围绕这些关键问题进行研究。

1 拓扑结构

图 1 为本文提出的组合级联式 PCS 结构图。以 A 相为例,各相均由隔离型半桥 DC/DC 变换器和级联式 H 桥 DC/AC 变换器组成。电池组通过 DC/DC 变换器,与级联 H 桥的直流侧电容 C_0 并联,各相经连接电抗 L_s 和启动电阻 R_s 接入交流电网。DC/DC 变换器实现变化的电池组端电压和设定的直流侧电容电压的动态匹配,使电池侧和电网侧传递的功率平衡;DC/AC 变换器实现装置的有功、无功功率的独立控制,并由双方共同维持直流侧电容电压恒定。

对于高压大功率的电池储能系统,级联式 H 桥直接与 10 kV 以上的高压交流电网相连。为了避免电池系统在高电位下运行,发生电离放电,DC/DC 变换器须通过高频变压器实现交流电网与电池系统的电气隔离。从结构上看,半桥 DC/DC 变换器与全桥

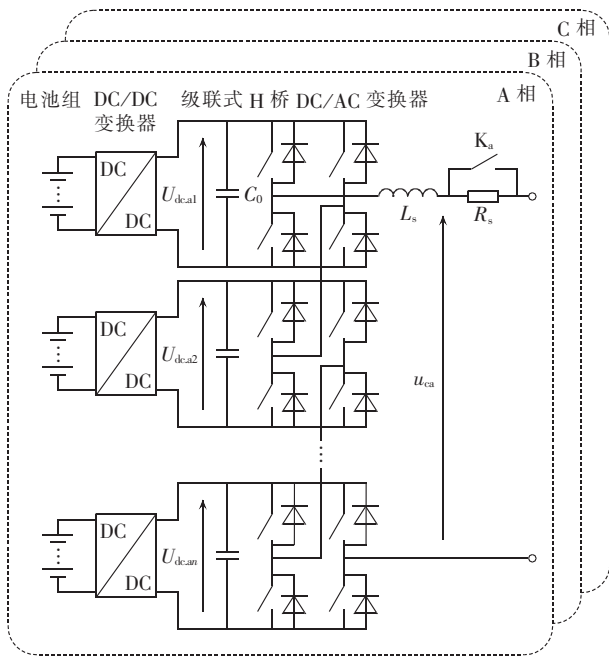


图 1 组合级联式 PCS 结构图

Fig.1 Structure of hybrid cascaded PCS

DC/DC 变换器相比,其元器件仅为后者的一半,因此损耗小,效率高。此外,变换器采用了软开关技术,还可以在在一定程度上减小开关损耗。DC/AC 侧的级联式 H 桥利用多重化技术输出高压侧交流电压波形,降低了对输入电压等级的要求,交流侧可直接并网。在控制方法上,包含 DC/DC 变换器和级联式 H 桥的 PCS 相对于单独的级联型变换器更容易实现直流侧电容电压的平衡。

图 2(a)是 $N=1, P=1$ 的隔离型半桥 DC/DC 变换器基本拓扑。主要元件有开关器件 $S_{IU}, S_{IL}, S_{OU}, S_{OL}$, 分压电容 $C_{IU}, C_{IL}, C_{OU}, C_{OL}$, 电源滤波电感 L_i , 储能电感 L_k (L_k 代表原边外接电感与变压器漏感之和)。用于低压侧的开关器件可以采用 MOSFET, 高压侧采用 IGBT。 $N=3, P=1$ 的隔离型半桥 DC/DC 变换器变形拓扑如图 2(b)所示。

其基本工作原理是合理地控制开关器件的通断,使隔离变压器的两侧桥臂之间产生功率流动。采用移相控制方式,改变变压器两侧桥臂触发信号移相角的大小,可以改变电池侧的输出功率大小;而改变变压器两侧桥臂触发信号超前或滞后的相位关系,可以改变传输功率的方向^[11]。

通过改变开关器件的占空比,可获得高增益的输出电压。该变换器在理想工作条件下的电压增益为:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{N}{D} \quad (1)$$

其中, N_p, N_s 分别是变压器原、副边匝数; N 是电压倍增电路的串联级数; D 是桥臂上侧开关器件 S_{IU}, S_{OU} 的占空比。

随着 N 的增加,变换器的电压增益呈线性增长。

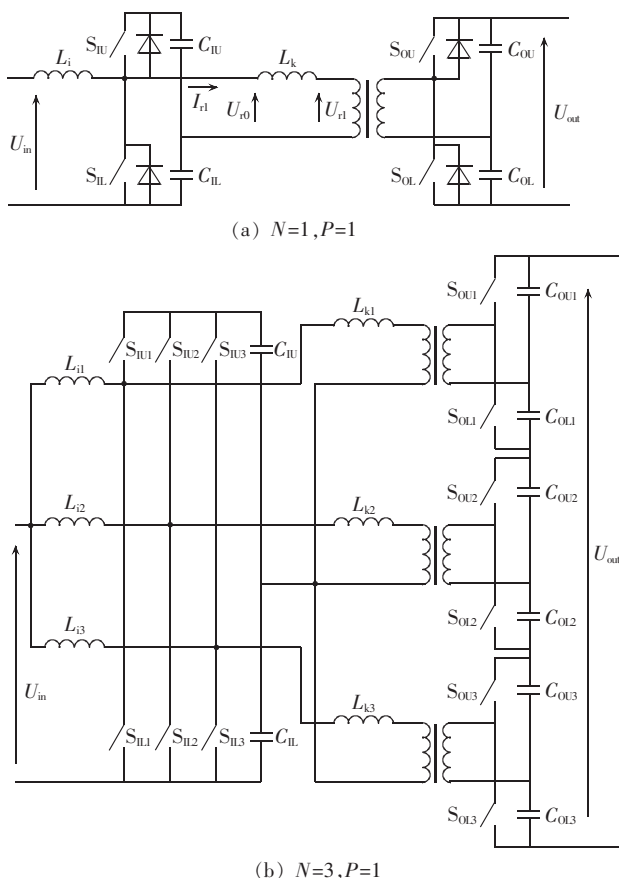


图 2 隔离型半桥 DC/DC 变换器的基本结构和变形拓扑

Fig.2 Basic topology of isolated half-bridge DC/DC converter and its variations

变换器占空比过低或过高都会使开关器件产生较大的峰值电流,因此其合理的范围应限制在 0.3~0.7。图 3 是 $N_s/N_p=1$ 并且 N 取 1、2、3 时,不同占空比下 DC/DC 变换器的理想电压增益曲线。

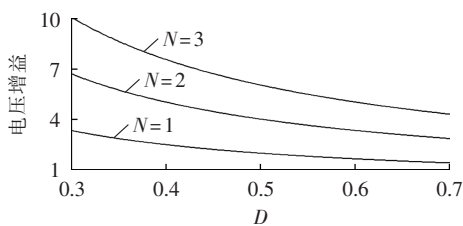


图 3 DC/DC 变换器的理想电压增益

Fig.3 Ideal voltage gain of DC/DC converter

通过推导隔离变压器原边电压电流的表达式^[12],可得一个周期内变换器输出有功功率的表达式:

$$P_{DC} = \frac{\int_0^{T_s} I_{r1} U_{r1} dt}{T_s} = \frac{\phi [4\pi D(1-D) - \phi]}{4\pi \omega L_k D^2} U_{in}^2 \quad (2)$$

其中, T_s 是开关周期; I_{r1} 、 U_{r1} 分别是隔离变压器原边电流和电压; ϕ 是两侧桥臂触发信号的移相角; ω 是开关角频率。

由式(1)可知,当给定高压侧目标值 U_{out} 时,占空比 D 跟随电池端电压 U_{in} 的变化而变化。在这个

条件下,式(2)中 U_{in}/D 是常量,给定一个占空比 D 与移相角 ϕ 的组合,便对应一个输出功率 P_{DC} 。

图 4 是 $U_{out}=120$ V,隔离变压器原副边电压匹配条件下的 DC/DC 变换器传输功率特性曲线。采用移相控制方式,隔离型半桥 DC/DC 变换器可以实现双向功率传输。通过调节移相角的大小和相位关系,可以改变 DC/DC 变换器传输功率的大小和方向。

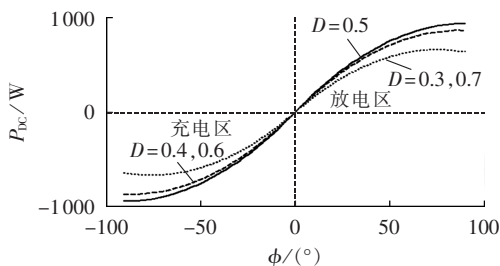


图 4 DC/DC 变换器的传输功率特性曲线

Fig.4 Transmission power curves of DC/DC converter

图 1 中 DC/AC 变换器各相均由 n 个 H 桥级联而成,采用载波移相 PWM,各级联单元三角载波的相位依次相差 φ ($\varphi=180^\circ/n$),交流侧得到 k 电平 ($k=2n+1$) 线电压。与两电平 SPWM 方法相比,多电平 SPWM 的输出电压波形更接近正弦,输出电流谐波成分更小。等效载波频率是开关频率的 $2n$ 倍。可见该方法能够在较低的器件开关频率下获得较高的等效开关频率,这不但可以减小变换器的开关损耗,还可以大幅改善输出电压和电流波形。

2 协调控制策略

本文所研究的功率协调控制系统中,与电池组相接的 DC/DC 变换器和与电网侧相接的级联式 H 桥 DC/AC 变换器都具有双向功率传递功能。为了保证组合级联式双向功率调节装置持续稳定地工作,电池侧与电网侧传递的功率要保持动态平衡,各链节直流侧电容电压要保持恒定。因此在设计 DC/DC 变换器和级联式 H 桥的控制策略时,两者需要协调配合,共同维持直流电压的稳定。

2.1 DC/DC 变换器的功率前馈移相角控制

从图 1 可以看出,直流侧电容 C_0 是联系电池侧 DC/DC 与电网侧 H 桥的重要环节,也是两侧能量交换的载体。以电池侧放电为例,稳态时,直流侧电容电压恒定,忽略线路损耗、开关损耗和变压器损耗,DC/DC 侧的输出功率和 H 桥的输入功率相等。当装置输出的有功功率发生变化导致 H 桥输入的有功功率动态变化时,由直流侧电容节点的功率平衡关系可得:

$$p_C = U_{dc} i_C = \frac{1}{2} \frac{d(C_0 U_{dc}^2)}{dt} = P_{DC} - P_{AC} \quad (3)$$

其中, p_C 是直流电容支路的瞬时功率,与电容储能的

变化率成正比; P_{DC} 是 DC/DC 侧输出的有功功率; P_{AC} 是 H 桥侧输入的有功功率。由上式可知, 要保证直流侧电容电压的恒定, DC/DC 侧输出的有功功率应和 H 桥侧输入的有功功率保持动态平衡, 使电容支路的功率为零, 否则电容上的储能将变化, 表现为直流侧电容电压上升(电容充电)或下降(电容放电)。

当装置的功率指令变化时, DC/DC 侧根据直流侧电容的实时电压与设定值的偏差, 改变 DC/DC 侧的移相角, 从而调整 DC/DC 侧输出的功率。但电池组不能立即感知这一变化, 将造成电容支路两侧功率不匹配, 其差值将通过直流侧电容的充放电来弥补, 进而造成直流侧电容电压波动^[13]。当 DC/DC 侧检测到电容电压的波动后才开始调节移相角, 进而改变 DC/DC 侧吸收或输出的功率, 逐渐使两侧功率恢复平衡。在这种控制模式下, DC/DC 侧是通过检测电容电压的波动来感知装置的功率需求, 势必导致直流侧电容电压的波动, 这不仅影响整个装置输出电压的品质, 而且这种间接式的功率调整也比较缓慢。

本文提出了一种功率前馈控制策略, 它将装置的实时功率指令 P_{ref} 前馈给 DC/DC 侧, 计算出相应的移相角 ϕ_0 。该策略简单可靠, 提高了系统功率调节的响应速度, 有效抑制了直流侧电容电压的波动。

图 5(a)、(b) 分别是 DC/DC 变换器的含功率前馈的移相角控制和占空比控制框图。图 5(a) 中以直流侧电容电压 U_{dc} 与目标设定值 U_{dref} 的偏差作为输入信号, 通过 PI 调节器, 再与前馈控制移相角 ϕ_0 相加, 作为 DC/DC 变换器的移相角。前馈控制移相角的推导过程如下: 根据电池组端电压 U_{in} 和直流侧目标电容电压 U_{dref} , 由式(1)可以计算出占空比初值 D_0 。在给定装置功率指令 P_{ref} 的情况下, 可以计算出各 H 桥传输的有功功率 P_{AC} , 然后将 P_{AC} 代入式(3)并令其等于零, 可以得出 DC/DC 变换器传输的功率 P_{DC} 。将 P_{DC} 和 D_0 代入式(2), 得到关于 ϕ_0 的一元二次方程, 其合理的取值范围是 $[-90^\circ, 90^\circ]$, 由此可计算出使直流侧电容支路功率为零的前馈控制移相角 ϕ_0 。

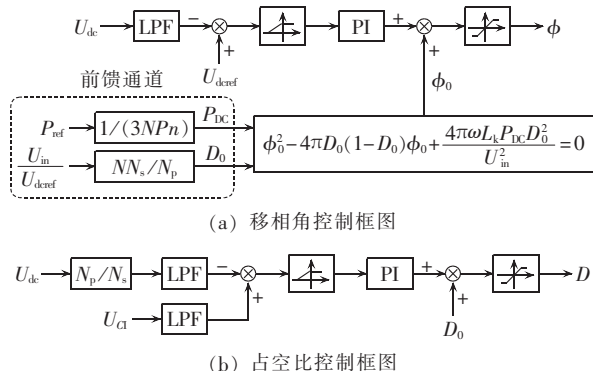


图 5 DC/DC 变换器的控制框图

Fig.5 Block diagram of DC/DC converter control

2.2 DC/DC 变换器的占空比控制

当 DC/DC 侧与 H 桥侧传递的功率动态平衡时, 直流侧电容电压能够保持恒定。随着电池组充放电时长的增加, SOC 发生变化, 变换器的输入电压也随之改变。而变换器的输出电压即直流侧电容电压要求恒定, 否则 DC/AC 变换器无法正常工作。如果不改变占空比, 容易导致隔离变压器原副边电压幅值不匹配, 开关器件的电流应力增大, 变换器损耗增加, 效率较低。为了解决这个问题, 需要合理控制占空比, 调整储能电感 L_k 在一个周期内储存的能量, 从而实现电压的调节。由于电池组状态的离散性, 不同 H 桥对应电池组的额定电压、初始 SOC 都可能存在差异, 因此对不同链节采用独立的占空比控制。

设计占空比控制的思想是使储能电感 L_k 两端的方波电压 U_{r0} 与 U_{r1} 的正负幅值都匹配, 但由于 U_{r0} 与 U_{r1} 存在相位差, 实际控制中直接取两者的幅值进行比较存在延时误差。 U_{r0} 与 U_{r1} 的正负幅值与电容 C_{U0} 、 C_{U1} 的电压之和 U_{C1} 及电容 C_{OU} 、 C_{OL} 的电压之和 U_{out} 相关, U_{out} 即直流侧电容电压 U_{dc} 。当直流侧电容电压恒定, 采用改变占空比的控制方式, 使 U_{C1} 匹配 U_{dc} , 可以得到与 U_{r0} 匹配 U_{r1} 相同的效果。

占空比控制框图如图 5(b) 所示。把 U_{C1} 与 U_{dc} 两者的偏差作为控制信号, 通过 PI 调节器与占空比初值 D_0 叠加, 生成该 DC/DC 变换器的实时占空比 D 。图 5(a)、(b) 中低通滤波器(LPF)目的是滤除直流侧电容电压的 2 倍频 100 Hz 分量, 斜坡函数在该控制投入时起作用。

2.3 DC/AC 变换器的控制策略

由于各 H 桥链节之间的参数存在差异、装置内部不对称等因素, 直流侧电容电压也容易出现不平衡, 这将影响交流侧输出电压的品质。因此, 有必要在 DC/AC 侧采用全局直流电压控制策略^[14], 使三相交流链所有链节的直流电压平均值等于设定参考值。

级联式 H 桥 DC/AC 变换器的控制原理如图 6 所示。图中, i_d 、 i_q 为电网侧三相电流经过变换后的直流量, 分别代表有功电流和无功电流; U_{sd} 、 U_{sq} 分别为电网侧电压在同步旋转坐标系下的 d 、 q 分量; U_{cd} 、 U_{cq}^* 分别为直流侧参考电压在同步旋转坐标系下的 d 、 q 分量; m 为 DC/AC 变换器的调制比; δ 为电网侧电压与装置侧输出电压的相角差。在 dq 旋转坐标系中, 由于连接电抗的耦合作用, 有功电流和无功电流相互影响。利用直接电流解耦控制可以实现有功功率和无功功率的独立控制^[15]。当功率信号偏离设定值时, 偏差信号通过 PI 控制器产生参考电流控制信号, 采用前馈解耦得到 DC/AC 输出参考电压, 将电压指令合成并反变换至三相静止坐标系下, 作为 DC/AC 的调制波形, 从而生成脉冲触发信号。

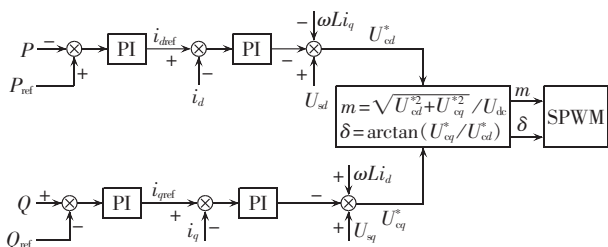


图 6 DC/AC 变换器控制原理示意图

Fig.6 Schematic diagram of DC/AC converter control

3 仿真分析

本文在 PSCAD/EMTDC 环境下建立了基于锂电池储能的组合级联式 PCS 模型,对装置的启动过程、正常调节工况以及电池组状态具有离散性的情况,分别进行了仿真和分析。

3.1 参数设计与优化

该装置设计的最大调节功率为 ± 1 MW,只调节有功功率,无功功率为零。交流电网侧线电压 10 kV,直流侧电容电压目标值 $U_{dc\text{ref}}=960$ V。DC/AC 变换器每相 H 桥级联数 $n=10$,采用星形接线。DC/DC 变换器主电路参数的设计考虑了高频变压器原副边电压匹配,并使开关器件工作于软开关状态。采用 $N=1$ 、 $P=1$ 的拓扑结构,开关频率 20 kHz,高频变压器变比 1:8。装置启动电阻 $R_s=50\ \Omega$,电感参数 $L_s=3\text{ mH}$, $L_i=0.2\text{ mH}$, $L_k=0.5\ \mu\text{H}$,电容参数 $C_0=5\text{ mF}$, $C_{IU}=C_{IL}=2\text{ mF}$, $C_{OU}=C_{OL}=2\text{ mF}$ 。以下算例中若不加特殊说明,三相各电池组参数均相同:额定电压 $U_{in}=60\text{ V}$,容量 $Q=100\text{ A}\cdot\text{h}$,初始 SOC=80%。

3.2 软启动控制策略

该装置冷启动时需要为各链节直流侧电容建立电压,如果不加控制,装置将瞬间从电网吸收大量有功功率,给电网造成冲击^[16]。为了减少装置投入时对电网的冲击,限制开关器件的电流,同时尽量从电网吸收能量,节省电池组功率,本文提出了一种软启动控制策略,分 2 步实施:

a. $t=0\text{ s}$,装置接入电网,电网侧母线通过启动电阻 R_s 给链节直流侧电容充电,充电过程为不控整流,解锁 DC/DC 变换器触发脉冲;

b. $t=0.1\text{ s}$,开关合闸,启动电阻 R_s 旁路,装置通过连接电抗接入电网,同时启动全局直流电压控制,解锁 H 桥 PWM 触发脉冲,为直流侧电容充电,直至装置电容电压稳定在设定值。

图 7 是启动过程全局直流电容电压,即各链节直流侧电容电压的平均值。直流侧电容电压的建立分为 2 个阶段:当不控整流到达稳态时,直流侧电容电压约为 600 V,0.1 s 全局直流电压控制投入后,直流侧电容电压迅速升至目标值 960 V,无超调。可见,装置的软启动和全局直流电压平衡控制策略是有

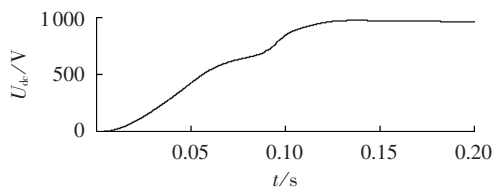


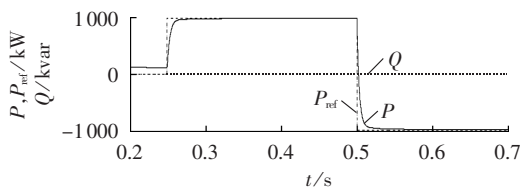
图 7 启动过程全局直流电容平均电压

Fig.7 Global average voltage during startup

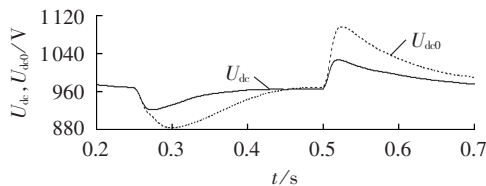
效的,可很好地维持直流侧电容电压的平衡和恒定。

3.3 正常调节工况

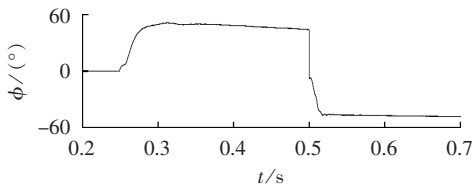
装置有功功率的设计调节范围是 ± 1 MW。其中,“+”表示装置向电网侧输出有功功率,电池组处于放电模式;“-”表示装置从电网侧吸收有功功率,电池组处于充电模式。设 0.25 s 电网侧发出有功功率指令 1 MW,0.5 s 变为 -1 MW,仿真结果如图 8 所示。



(a) 装置的传输功率及其设定值



(b) 功率前馈控制电压对比曲线



(c) DC/DC 变换器移相角

图 8 正常调节工况仿真结果

Fig.8 Simulative results of normal regulation conditions

装置接收到功率指令后,通过控制 DC/DC 变换器开关器件的移相角和占空比,有功功率在 0.25 s 内可达到稳态,如图 8(a)所示。图 8(b)中 U_{dc} 和 U_{dk0} 分别表示有、无功功率前馈控制时的全局直流电容平均电压,可见采用功率前馈控制后,电容电压超调减小,动态品质改善。图 8(c)表明,通过调整 DC/DC 变换器开关器件的移相角,实现了能量的双向流动。

3.4 电池组容量和初始 SOC 不均衡

本算例中,三相电池组参数保持一致,同相不同链节电池组的额定电压相同,均为 60 V。由于电池系统是由分散的电池组构建的,不同电池组的容量可能存在微小的差异,初始 SOC 也会不一致。将各相 10 个电池模块分为 3 组,每组内的电池模块参数

相同。电池模块 1—3、4—7、8—10 这 3 组对应的参数分别是： $Q_1=105\text{ A}\cdot\text{h}$ ， $Q_2=100\text{ A}\cdot\text{h}$ ， $Q_3=95\text{ A}\cdot\text{h}$ ； $\text{SOC}_1=95\%$ ， $\text{SOC}_2=65\%$ ， $\text{SOC}_3=35\%$ 。设 0.25 s 电网侧发出有功功率指令 1 MW ， 0.5 s 变为 -1 MW 。图 9 依次给出不同组别电池模块的端电压、链节直流侧电容电压、DC/DC 变换器的移相角和装置的传输功率。

能够保证整个装置在双向最大功率下正常工作。可见，本文提出的基于电池储能的 PCS 及其协调控制策略对电池组状态的离散性具有很强的适应能力，扩大了装置的稳定运行范围。

4 结论

本文提出了一种组合级联式兆瓦级 PCS 的拓扑结构，并重点对其协调控制策略进行了深入研究。在 PSCAD/EMTDC 环境下对基于锂电池储能的功率调节装置的启动过程、正常调节工况和电池组离散性的不同工况仿真表明：所提出的软启动控制能够使装置平滑投入运行，对系统冲击小；含功率前馈的移相角控制改善了直流电容电压的动态品质，提高了装置的响应速度；在电池 SOC 离散性较大的情况下，整个装置仍然能够保证双向最大功率下正常工作，并维持直流侧电容电压恒定。

该装置的最大特点是具有较宽的电压匹配能力，电池状态适应能力强，适合差异化电池配置；通过级联能够实现大容量储能和双向大功率调节；可直接并网，省去并网变压器；便于集中并行控制，动态品质好，响应速度快。该装置在乏锂电池的梯次化利用、平抑可再生能源发电功率波动、微电网功率补偿和频率控制、电力系统储能电站等方面具有广阔的应用前景。但装置充放电时，各电池组之间 SOC 的平衡仍是关键问题，该拓扑结构下的电池 SOC 自均衡控制正在进一步研究中。

参考文献：

- [1] 张步涵,曾杰,毛承雄,等. 串并联型超级电容器储能系统在风力发电中的应用[J]. 电力自动化设备,2008,28(4):1-4.
ZHANG Buhuan,ZENG Jie,MAO Chengxiong,et al. Application of series-parallel energy storage system with super-capacitor in wind power generation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008,28(4):1-4.
- [2] 国家电网公司“电网新技术前景研究”项目咨询组. 大规模储能技术在电力系统中的应用前景分析[J]. 电力系统自动化,2013,37(1):3-8,30.
Consulting Group of State Grid Corporation of China to Prospects of New Technologies in Power Systems. An analysis of prospects for application of large-scale energy storage technology in power systems[J]. Automation of Electric Power Systems,2013,37(1): 3-8,30.
- [3] 丁明,徐宁舟,毕锐. 负荷侧新型电池储能电站动态功能的研究[J]. 电力自动化设备,2011,31(5):1-7.
DING Ming,XU Ningzhou,BI Rui. Dynamic model of new-type battery energy storage system at demand side[J]. Electric Automation Power Equipment,2011,31(5):1-7.
- [4] 丁明,陈忠,苏建徽,等. 可再生能源发电中的电池储能系统综述[J]. 电力系统自动化,2013,37(1):19-25,102.
DING Ming,CHEN Zhong,SU Jianhui,et al. An overview of battery energy storage system for renewable energy generation[J].

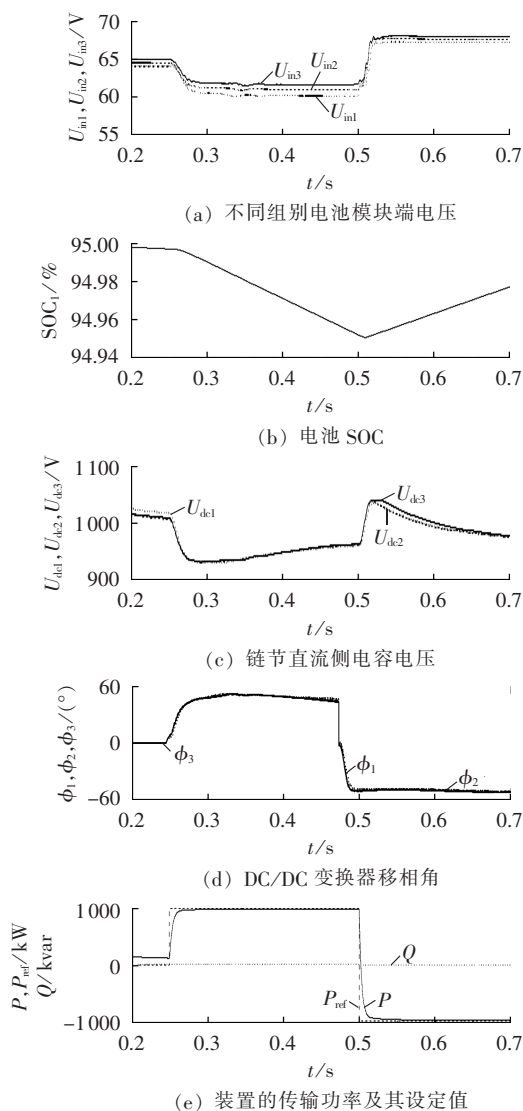


图9 电池组容量和 SOC 不均衡仿真结果

Fig.9 Simulative results of unbalanced battery pack capacity and SOC

图9(a)表明, 0.25 s 电池组接收功率指令开始放电,端电压下降, 0.5 s 电池组充电,端电压回升。不同组别的电池模块容量和初始 SOC 有差异,因而其端电压表现出不均衡。图 9(b)反映了第 1 组电池模块由放电到充电的 SOC,由于电池容量较大,仿真时间短,数值上的变化并不明显。另外 2 组电池模块 SOC 的变化趋势与之相同。图 9(c)中 3 组电池模块的链节直流侧电容电压在协调控制下趋于一致。由图 9(d)和 (e)可以看出,在电池模块容量和初始 SOC 不同的情况下,通过移相角和占空比的独立控制,

- Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(1):19-25, 102.
- [5] BLANK T, THOMAS S, ROGENDORF C, et al. Design and construction of a test bench to characterize efficiency and reliability of high voltage battery energy storage systems[C]//Proceedings of IEEE Conference on 32nd International Telecommunications Energy Conference. Orlando, FL, USA: IEEE, 2010: 1-7.
- [6] BRAGARD M, SOLTAU N, THOMAS S, et al. The balance of renewable sources and user demands in grids: power electronics for modular battery energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3049-3056.
- [7] MAHARJAN L, INOUE S, AKAGI H. A transformerless battery energy storage system based on a multilevel cascade PWM converter[C]//Proceedings of IEEE Conference on 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece: IEEE, 2008: 4798-4804.
- [8] AKAGI H. Classification, terminology, and application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3119-3130.
- [9] 金一丁, 宋强, 刘文华. 大容量链式电池储能系统及其充放电均衡控制[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(3): 6-11.
JIN Yiding, SONG Qiang, LIU Wenhua. Large scaled cascaded battery energy storage system with charge/discharge balancing[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(3): 6-11.
- [10] CHOI H, CIOBOTARU M, AGELIDIS V G. High gain DC/DC converter for the grid integration of large-scale PV systems[C]//Proceedings of IEEE Conference on 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Hangzhou, China: IEEE, 2012: 1011-1016.
- [11] 马学军. 数字移相控制隔离型半桥双向 DC/DC 变换器研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2005.
MA Xuejun. Research of isolated half-bridge bidirectional DC/DC converter with digital shift-phase control[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2005.
- [12] PENG Fangzheng, LI Hui, SU Guijia, et al. A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 54-65.
- [13] 王明渝, 代同振, 吴喜红, 等. 双 PWM 变换器功率前馈控制策略仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2012, 24(4): 892-896.
WANG Mingyu, DAI Tongzhen, WU Xihong, et al. Simulation research of dual-PWM converter based on power feedforward control strategy[J]. Journal of System Simulation, 2012, 24(4): 892-896.
- [14] WU Junyong, CHEN Qichao, DU Mingjun, et al. A novel sliding mode variable structure controller for cascade STATCOM[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(2): 343-352.
- [15] 张振华, 江道灼. 基于模块化多电平变流器的 STATCOM 研究[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 62-66.
ZHANG Zhenhua, JIANG Daozhuo. STATCOM based on modularized multilevel converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 62-66.
- [16] 牟旭涛, 李铭铭. 无功补偿装置在大型辅机启动中应用[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(9): 148-150.
MU Xutao, LI Mingming. Application of reactive power compensator in large auxiliary startup[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(9): 148-150.

作者简介:



苗青

苗青(1989-),女,山西大同人,硕士研究生,主要研究方向为电力系统分析与控制(E-mail: miaoq2014@163.com);

吴俊勇(1966-),男,湖北宜昌人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力系统分析与控制、新能源发电和智能电网、铁道电气化、电力信息化。

Coordinated control of hybrid cascaded megawatt power regulation device

MIAO Qing, WU Junyong, AI Hongke, XIONG Fei, QI Dawei, HAO Liangliang

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: A topology of hybrid cascaded megawatt PCS (Power Conversion System) is proposed, which consists of battery packs, isolated half-bridge DC/DC converter and cascaded H-bridge DC/AC converter. The basic principle, voltage gain and power transmission characteristics of the selected isolated half-bridge DC/DC converter are analyzed, based on which, the coordinated control between two kinds of converter is emphatically studied. The phase-shift control at DC/DC side and the dual-loop control at DC/AC side are adopted to realize the bi-directional power exchange; the duty-cycle control at DC/DC side and the global DC voltage control at DC/AC side are adopted to maintain the DC capacitor voltage constant; the real-time power instruction of grid side is fed back to DC/DC side for increasing the response speed of device and improving the quality of DC capacitor voltage; and a scheme of soft startup control is applied to improve the startup characteristics of device. A PCS model based on lithium battery energy storage is established with PSCAD/EMTDC and its operation under the proposed coordinated control is simulated for different battery capacities and state of charge under startup and normal regulation conditions. Simulative results demonstrate that, the device under the proposed control has wide voltage matching capability, excellent battery status adaptability, fast response, large energy-storage capacity and bi-directional power regulation capability.

Key words: power conversion system; isolated half-bridge DC/DC converter; cascaded H-bridge DC/AC converter; energy storage; power control; feedforward control