

DOI: 10.7667/PSPC151773

基于多重化 DC/DC 变换器的储能变流器研究

杨涛, 赵景涛, 王前双

(南瑞集团, 江苏南京 210003)

摘要: 为了满足越来越大的储能系统规模对大功率储能变流器的需求, 将多重化 DC/DC 变换器引入储能变流器的拓扑结构。对多重化 DC/DC 变换器的电流纹波及谐波特性的分析表明其具有显著优势。储能变流器的控制策略加入基于直流母线电压的下垂控制。对所研究的储能变流器拓扑结构及控制策略进行仿真并搭建样机。仿真和实验结果表明, 所设计的基于多重化 DC/DC 变换器储能变流器性能具备大功率充放电的功能并且性能优良。

关键词: 光储微电网; 储能变流器; 多重化 DC/DC 变换器; 下垂控制

Research on power conversion system based on interleaved DC/DC converter

YANG Tao, ZHAO Jingtao, WANG Qianshuang

(NARI Group Corporation, Nanjing 210003, China)

Abstract: In order to meet the demand of power conversion system with the increasing scale of high-power energy storage system, the interleaved DC/DC converter is used in the topology of high power conversion system. It is found that the interleaved DC/DC converter has a significant advantage in the current ripple and harmonic by analyzing the characteristic of the DC/DC converter. The droop control is added to the control strategy of the power conversion system. The simulation model and experimental prototype about the topology and control strategy of power conversion system are built. The results demonstrate the proposed converter has large power charge/discharge function with good performance.

Key words: photovoltaic/battery micro-grid system; power conversion system; interleaved DC/DC converter; droop control

0 引言

不可再生能源的过度使用及其带来的环境问题让人们把目光更多地集中在以太阳光为代表的分布式能源上。但是, 分布式发电发展中存在着问题和挑战, 例如, 风能、太阳能本身存在随机性、间歇性等特点, 难以人工准确预测, 能量输出不稳定等, 大大削弱了分布式电源的作用^[1-2]。

为了解决分布式电源与主电网间的矛盾, CERTS 率先提出微电网(Microgrid)的概念。微电网, 是一个能够实现自我控制、保护和管理的自治系统, 一般由分布式电源、储能装置、功率变换装置、负荷、监控系统和保护装置等部分组成, 是智能电网的重要组成部分。微电网既可视作大电网中的一个可控单元, 满足外部输配电网的需求; 也可以提供不间断电源、保持本地电压稳定、降低馈线损耗、增加本地可靠性等^[3-4]。要实现这些功能, 微电网系统中储能部分显得尤为重要。

微电网系统中的储能部分需要完成多种多样的功能, 储能变流器的结构、拓扑及控制策略的选择至关重要。微电网系统中, 光储联合微电网最为常见。因此, 本文以光储微电网为例, 在研究各种类型储能变流器拓扑的基础上选择合适的拓扑结构, 并对控制策略进行了针对性设计以满足光储微电网的要求。

1 储能变流器拓扑结构研究及特性分析

1.1 储能变流器拓扑结构研究

储能变流器的拓扑结构种类、性能特点各异^[5], 其原理分析和性能比较对于结构的合理选择、提高系统效率和降低生产成本等有着极其重要的意义。

对蓄电池充放电设备来说, 双向调控能力、蓄电池释放能量的利用率以及良好的网测电流质量这三项指标是非常重要的。要满足这三项指标很大程度上有赖于网侧整流器的性能。三相电压型 PWM 整流器因具有结构及控制原理简单、易于实现等优

点, 近年来已于电机驱动和新能源发电等领域取得了广泛的应用^[6], 储能变流器 DC/AC 部分就采用这种拓扑。

储能变流器按照有无 DC/DC 环节可以分为单级式和双级式两种, 相比于单级式储能变流器的电池电压工作范围窄、可靠性低、冲击电流大等缺点, 双级式的拓扑结构更具优势。但在大功率应用场合, 单台储能变流器容量过小时, 会引入了多台变流器并联的问题。从现阶段研究现状来看, 单台 DC/AC 逆变器的功率可以做到很大, 甚至达到 MW 级, 而单个 DC/DC 变换器的容量受限于电力电子功率器件和所接电池容量的极限值等因素。因此, 具备多电池组接入能力的双级多 DC/DC 并联式储能变流器应运而生, 结构如图 1 所示。

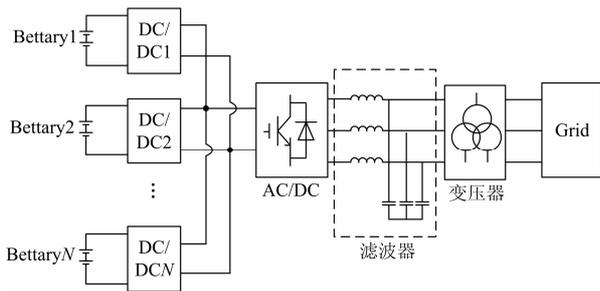


图 1 多组电池接入的储能变流器结构

Fig. 1 Structure of storage converter for multiple battery access

这种拓扑减小了单台 DC/DC 的功率等级, 降低了对电力电子器件功率等级的要求; 可以实现对多个电池组的独立控制, 避免环流出现; 可以灵活配置电池系统的容量, 实现电池组的灵活投切, 方便运行管理。

但大量的小容量 DC/DC 模块的接入会引起系统损耗增大, 能量转化效率进一步下降; 并且协调控制也更复杂。因此, 在总容量一定的情况下, 尽量增大每个 DC/DC 模块的功率可以减少数量, 优化控制。

为此采用了一种多重化 DC/DC 模块的设计方案, 利用几个相同结构的 Buck-Boost 变换器通过相位错开构成另一种复合型 DC/DC 变换器^[7-9], 以三重化为例, 其主电路拓扑如图 2 所示。

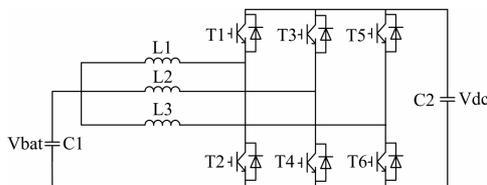


图 2 三重化双向 DC/DC 变换器

Fig. 2 Three-phase interleaved bi-directional DC/DC converter

1.2 多重化 DC/DC 变换器特性分析

DC/AC 部分采用三相电压型 PWM 整流器, 这种拓扑的性能分析已经很详尽, 不再赘述, 着重对多重化 DC/DC 变换器拓扑的特性进行分析。

对于 m 重化 DC/DC 模块的电流分析, 约定单元变换器开关周期为 T_s , 开关频率为 f_s , 电感电流 i_L 的直流分量为 I_0 。电路采用 PWM 调制方式, 开关管开始导通时间互错 T_s/m 。若在一个开关周期 T_s 中, m 个变换单元开关器件的占空比 D 相同, 那么每个电路电感电流 $i_{L1}(t)$ 、 $i_{L2}(t)$ 、 $i_{L3}(t)$ 、 \dots 、 $i_{Lm}(t)$ 是相位相差 T_s/m 、波形完全相同的脉动电流, m 重化总电流 i_{mL} 为 m 个单元电感电流的加和, 以三重化拓扑为例, 电流波形如图 3 所示。

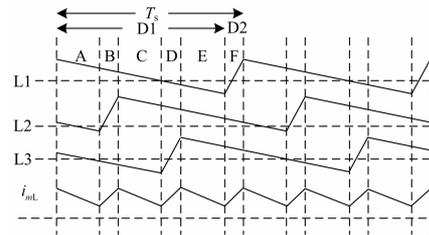


图 3 电流波形图

Fig. 3 Current of inductance

下面从时域和频域两方面对多重化 DC/DC 变换器和单个 DC/DC 变换器电流纹波进行分析, 导出了电流脉动率比、谐波幅值与占空比 D 的定量表达式, 为多重化 DC/DC 变换器拓扑结构和工作点的选择提供依据^[10]。

1) 时域分析—电流脉动率的分析

引入电流脉动率 r 来描述电流的品质因数, 脉动率定义为电流的纹波峰值 I_L 与直流分量 I_0 之比, 如式(1)所示, 这是单个 DC/DC 变换器的电流脉动率, 在此基础上可以引入多重化 DC/DC 变换器的电流脉动率的表达式, 如式(2)所示。

$$r = \frac{\Delta I_L}{I_0} \times 100\% = \frac{i_{L\max} - i_{L\min}}{I_0} \times 100\% \quad (1)$$

$$r_m = \frac{\Delta I_{mL}}{mI_0} \times 100\% = \frac{i_{mL\max} - i_{mL\min}}{mI_0} \times 100\% \quad (2)$$

在 Buck 和 Boost 情况下 I_L 表达式相同, 如式(3)所示。其中 D 为桥臂下管导通占空比, 电路工作在互补模式下。

$$\Delta I_L = \frac{V_{bat} DT_s}{L} \quad (3)$$

分析可知单个变换器电感电流连续时分为斜率为 $I_L/(DT_s)$ 的上升段和斜率为 $-I_L/((1-D)T_s)$ 的下降段。 m 重化总电流 $i_{mL}(t)$ 为 m 个单个变换器电感电流 $i_L(t)$ 的合成, 因此, 总电流最大值 $i_{mL\max}(t)$ 均出现

在 $i_{L\max}(t)$ 处, 总电流最小值 $i_{mL\min}(t)$ 均出现在 $i_{L\min}(t)$ 处, 合成后电流纹波峰峰值 $I_{mL}=i_{mL\max}(t)-i_{mL\min}(t)$ 。假设 m 个电感电流合成之后总电流的上升段为 h 个斜率为 $I_L/(DT_s)$ 的上升段和 $(m-h)$ 个斜率为 $-I_L/((1-D)T_s)$ 的下降段的叠加, 则总电流的下降段为 $(h-1)$ 个斜率为 $I_L/(DT_s)$ 的上升段和 $(m-h+1)$ 个斜率为 $-I_L/((1-D)T_s)$ 的下降段的叠加, 其中: $0 \leq h \leq m-1$ 则有

$$\left(h \times \frac{\Delta I_L}{DT_s} - (m-h) \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} \right) \times D_1 T - \left((h-1) \times \frac{\Delta I_L}{DT_s} - (m-h+1) \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} \right) \times (1-D_1) T \quad (4)$$

其中: D_1 为所有电感电流合成之后电流 $i_{mL}(t)$ 波形的占空比; T 为其周期。

m 重化 DC/DC 变换器总电流与单个 DC/DC 变换器电流脉动率比 $K=r_m/r$ 可以表示为

$$K = \frac{(h-mD)(mD-h+1)}{m^2 D(1-D)} \quad (5)$$

其中, h 取整数。可以看出, 脉动率比的大小与占空比有关, 根据上式可以画出 $m=2, 3, 4$ 时的 K 与 D 的关系图, 如图 4 所示。

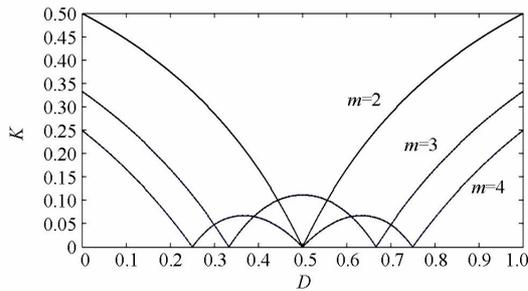


图 4 电流脉动率 K 与占空比 D 的关系

Fig. 4 Relationship between pulsation rate and duty cycle

2) 频域分析—电流谐波分析

由于本论文采用的 DC/DC 工作在互补模式下, 不存在电流断续的状况, 因在研究电流谐波时, 不予考虑。单个 DC/DC 电感电流表达式为

$$i_L(t) = \begin{cases} I_0 + \frac{\Delta I_L}{DT_s} \left[t - (j + \frac{D}{2})T_s \right], & t \in [jT_s, (j+D)T_s] \\ I_0 - \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} \left[t - (j + \frac{1+D}{2})T_s \right], & t \in [(j+D)T_s, (j+1)T_s] \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)用 Fourier 级数展开

$$i_L(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_s t + \theta_n) \quad (7)$$

其中:

$$\tan \theta_n = \frac{\cos(2nD\pi) - 1}{\sin(2nD\pi)}, A_n = \frac{\Delta I_L |\sin(nD\pi)|}{n^2 D(1-D)\pi^2} \quad (8)$$

可得 m 重化 DC/DC 的总电流 $i_{mL}(t)=i_{L1}(t)+i_{L2}(t)+i_{L3}(t)+\dots+i_{Lm}(t)$, 于是可以得到:

$$i_{mLn}(t) = i_{Ln}(t)(1 + e^{-j2n\pi/m} + e^{-j4n\pi/m} + \dots + e^{-j2(m-1)n\pi/m}) = \begin{cases} 0, & n = mk + l \\ m i_{Ln}(t), & n = mk \end{cases} \quad (9)$$

$(k \in N; l = 1, 2, 3, \dots, m-1; n \geq 1)$

从上面的分析可以看出, 相对于单个以 f_s 为开关频率的 DC/DC 变换器而言, m 重化 DC/DC 变换器只存在 m 倍的整数倍次数谐波, 于是 m 重化变换器等效的开关频率 $f_{ms}=mf_s$ 。

单个 DC/DC 模块的电感电流谐波幅值如式(8)所示, 根据此式, 分别令 $n=1, 2, 3, 4$, 可以得出图 5 所示 A_n-D 的波形图。再以三重化 DC/DC 为例, 电感电流的谐波幅值变为 A_{3n} , 令 $n=1, 2, 3$, 可以得出图 6 所示 $A_{3n}-D$ 的波形图。

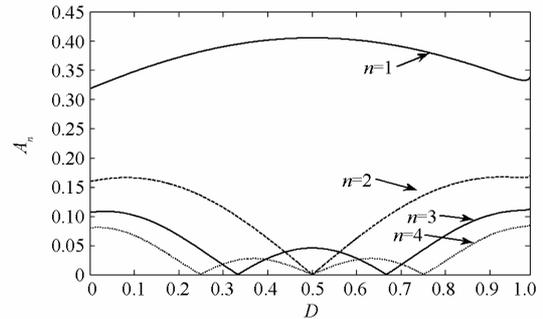


图 5 单个 DC/DC 谐波幅值 A_n 与占空比 D 的关系

Fig. 5 Relationship between harmonic amplitude and duty cycle of single DC / DC

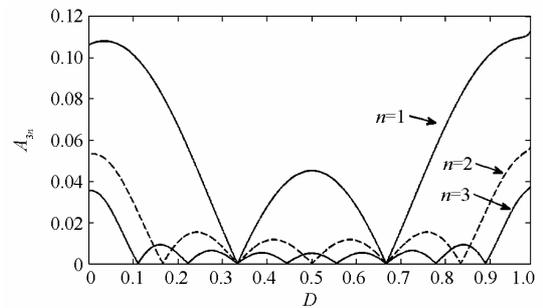


图 6 三重化 DC/DC 谐波幅值 A_{3n} 与占空比 D 的关系图

Fig. 6 Relationship between harmonic amplitude and duty cycle of three-phase interleaved bi-directional DC/DC

综合以上时域和频域内的理论分析及图形分析均表明,在相同的调制方式下, n 重化双向 DC/DC 变换器与单个 DC/DC 变换器相比,开关频率变为其 n 倍,电流纹波及谐波明显减小。一般地,对于 n 重化 DC/DC 变换器来说,最好将开关管占空比设定在 $k/n(k=1, 2, \dots, n-1)$ 附近,因为变换器总电流的纹波及其谐波在 $D=k/n(k=1, 2, \dots, n-1)$ 处为最小值。在电流纹波及其谐波要求比较严格及大功率的场合,多重化 DC/DC 变换器的拓扑结构具有明显优势。

2 控制策略研究

现阶段基于光储微网系统控制开展的研究内容主要有通过接受配调的调度,实现与大电网潮流交换的可控;开展智能微网的并网运行和独立运行双模式运行能力的研究等。具体来说,主要是以下三个方面:

1) 功率平滑控制

蓄电池储能系统无机械部件,通过控制电力电子器件来调节输入/输出功率,启停迅速、运行灵活可靠,且能大范围调整出力,具有很好的负荷跟踪控制性能,可对分布式电源输出功率的瞬时及短时间变化迅速做出反应,能够适应分布式电源功率的急剧变化,保证电能质量的稳定^[11-12]。

2) 削峰填谷

利用分段电价,在负荷低谷电价较低时储存电能,在负荷高峰电价较高时释放电能,其中的差价可以补偿电池储能系统建设时的成本,提高电池利用率,提高经济性^[13]。

3) 离网运行控制

当检测到电网存在故障或电能质量不满足并网要求时,微网与主网断开并独立运行,此时称为孤岛运行。储能系统充当组网电源为负荷供电,要求输出电压和频率完全符合用电负荷的要求。

要实现以上的功能,需要为储能变流器设计合适的控制策略。

2.1 并网模式下的控制策略

并网模式下,储能微网中承担功率平滑及削峰填谷的功能,需要及时响应微网系统的功率指令,使系统达到稳定状态。

因此,并网模式下,DC/AC 变流器处于整流或逆变状态,完成电网能量交互的同时负责控制直流侧电压的恒定;DC/DC 单电流环控制,通过控制蓄电池的冲放电功率来响应系统给定的指令。控制框

图如 7 所示。

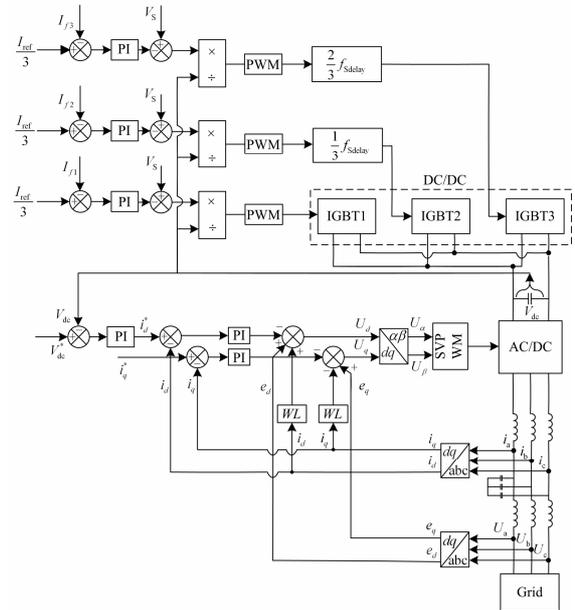


图 7 DC/DC 恒流模式下的储能变流器整体控制框图

Fig. 7 Control block of storage converter under constant current mode

在此模式下 DC/DC 采用的单电流闭环每路电流给定相同,通过 PI 调节后的第一路脉冲信号维持原样,第二路信号延迟 $2\pi/3$ 个开关周期,第三路信号延迟 $4\pi/3$ 个开关周期,用延迟后的这三路信号分别触发开关器件,使实际电流跟踪指令电流的同时也使每个电感上电流满足三重化的要求。

DC/AC 变流器采用的是基于网侧电压的电压定向控制(VOC)。电压定向控制采用直流电压外环、网侧电流内环的双闭环结构,电压外环可以维持中间直流侧电压的稳定,电流内环进行电流控制。通过电压电流双闭环控制,可以实现网侧单位功率因数并网。

2.2 离网模式下的控制策略

离网模式下,DC/AC 变流器充当组网电源,稳定交流侧电压的幅值和频率。因此,可以采用 V/f 控制^[14],控制框图如 8 所示。交流电压外环可以起到稳定交流侧电压的作用,电压外环的输出作为电流内环的给定,响应系统的功率变化。

离网模式下,电网失电,储能变流器的 DC/AC 变流器不再具备稳定中间直流侧电压的能力,直流侧电压需要由 DC/DC 变换器稳定,但考虑到各模块自动均流、抑制环流等因素,本文将下垂控制引入 DC/DC 变换器的控制^[15]。即离网模式下 DC/DC 变流器均采用下垂控制,控制框图如 9 所示。

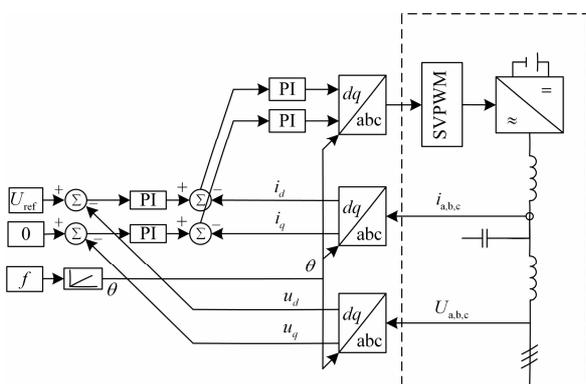


图 8 DC/AC 变流器 V/f 控制框图

Fig. 8 V/f control block diagram of DC/AC converter

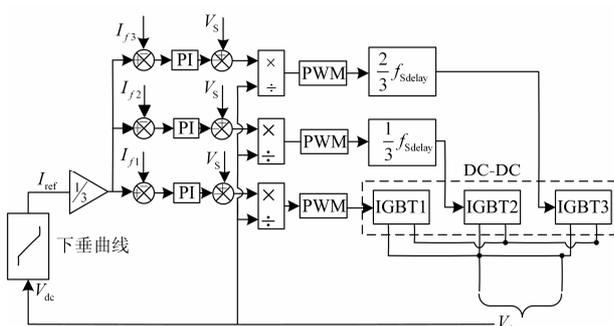


图 9 离网模式下的 DC/DC 下垂控制框图

Fig. 9 Droop control block of DC/DC converter under off-grid mode

下垂控制的原理是在 DC/DC 控制策略中写入“直流侧电压 V_{dc} —电感电流 I_L ”下垂曲线，令控制过程中电感电流 I_L 给定值根据直流侧电压 V_{dc} 的大小按照设定好的下垂曲线自动调节来响应功率给定。下垂控制包括下垂充电模式、下垂放电模式两种，设定的下垂曲线如图 10 所示。

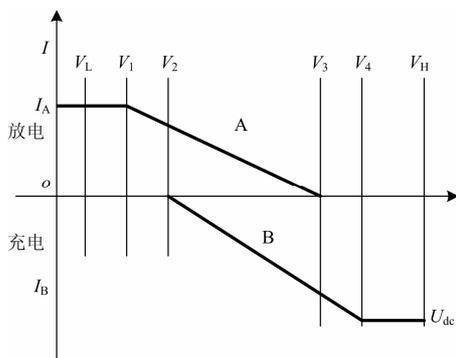


图 10 下垂控制曲线

Fig. 10 Droop control graph

本文对下垂控制进行了修改，使充电模式和放电模式的电压区间是复用的，这大大降低了所需要

的电压调节范围，只需要在控制时根据系统充放电状态联合判定即可确定工作曲线。

1) 下垂放电模式(曲线 A)

当 $V_{dc} > V_4$ 时，继续放电可能会使电压继续升高，触发保护，系统会自动切换到充电模式。

当 $V_3 < V_{dc} < V_4$ 时，此为下垂放电的死区，可以防止因电压抖动而引起的充放电频繁切换。

当 $V_1 < V_{dc} < V_3$ 时，DC/DC 模块按照下垂曲线运行，其中电流值与直流侧电压关系式如式(10)，当负载的功率增大，DC/AC 放电的功率增大，会引起直流侧电压的下降，按照曲线，放电电流增大，补充直流侧电压，维持系统的平衡，反之亦然。

$$I_{ref} = \frac{U_{dc} - V_1}{V_3 - V_1} (I_0 - I_A) + I_A \quad (10)$$

当 $V_{dc} < V_1$ 时，模块按照最大的放电电流运行，此电流为下垂放电曲线的基准电流。

2) 下垂充电模式(曲线 B)

当 $V_{dc} > V_4$ 时，模块按照最大的充电电流运行，此电流为下垂充电曲线的基准电流。

当 $V_2 < V_{dc} < V_4$ 时，DC/DC 模块按照下垂曲线运行，其中电流值与直流侧电压关系式如式(11)，当 DC/AC 整流的功率增大，会引起直流侧电压的上升，按照曲线，充电电流增大，减小直流侧电压，维持系统的平衡，反之亦然。

$$I_{ref} = \frac{V_4 - U_{dc}}{V_4 - V_2} (I_0 - I_B) + I_B \quad (11)$$

当 $V_1 < V_{dc} < V_2$ 时，此为下垂充电的死区，可以防止因电压抖动而引起的充放电频繁切换。

当 $V_{dc} < V_1$ 时，继续充电可能会使电压继续下降，触发保护，系统会自动切换到放电模式。

与其他控制方法相比，DC/DC 下垂控制有很多优点：

1) 下垂控制中，设定好下垂曲线后，各支路的工作模式和电流会根据 V_{dc} 的值自动调整。

2) 每个 DC/DC 模块可以有自己独立的下垂曲线，所有的下垂曲线复用相同的电压区间，通过对每条曲线设置不同的充放电基准电流，可以有目的地实现功率在每条支路之间的比例分配。

3 仿真研究

为了验证上述控制策略的可行性，在 Matlab 仿真系统中搭建了模型，分别对并网和离网模式下储能变流器的控制策略进行仿真。

3.1 并网模式下的控制策略仿真

在并网模式下，储能微网中主要承担功率平

滑及削峰填谷的功能，储能变流器需要及时响应系统下发的功率指令。

因此在仿真中，给定功率动态变化，变流器响应波形如 11 所示。可以看出，储能变流器在并网模式的控制策略下，能够响应功率给定。注入功率和响应功率存在一定的差额的主要原因是注入功率瞬时变化太大，变流器的响应有滞后。

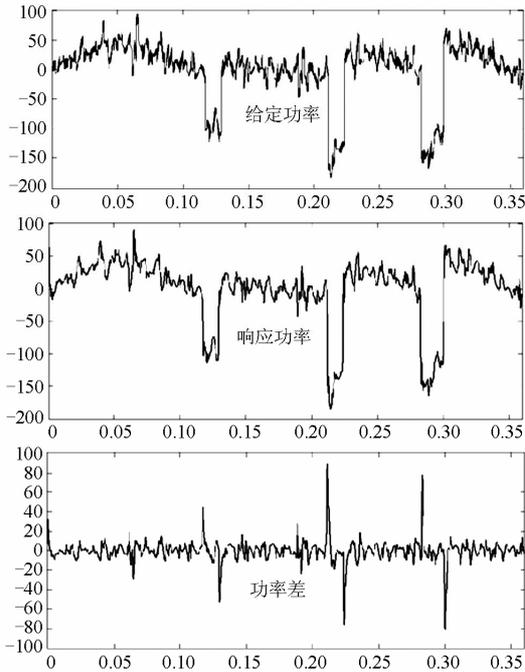


图 11 恒流模式下储能变流器功率响应图

Fig. 11 Power response figure of storage converter under constant current mode

储能变流器中 DC/DC 部分电感电流、DC/AC 部分直流侧电压如图 12 所示。可以看出，复合电流相比于单支路电感上的电流，频率变为 3 倍，电流纹波峰值削减很多，实现了 DC/DC 主电路结构多重化设计的功能；中间直流侧电压基本保持恒定，在储能变流器功率变化很大时，电压跌落明显，但在电压环 PI 调节的作用下，迅速恢复到稳定状态。

3.2 离网模式下的控制策略仿真

DC/AC 变流器采用 V/f 控制，这样的控制既起到稳定交流侧电压的作用又可以响应交流联络线的功率变化；DC/DC 变换器采用下垂控制，并加入 SOC 反馈控制，实现功率在 DC/DC 模块间合理分配的同时控制直流侧电压。

仿真模型中交流侧接可调负载，负载功率在 0.15 s、0.3 s 突变，负载功率变化及变流器功率响应特性如图 13—图 15 所示。

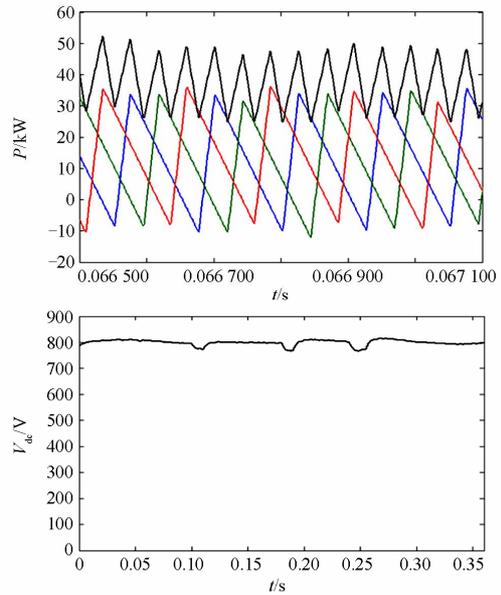


图 12 储能变流器性能图

Fig. 12 Performance chart of storage converter

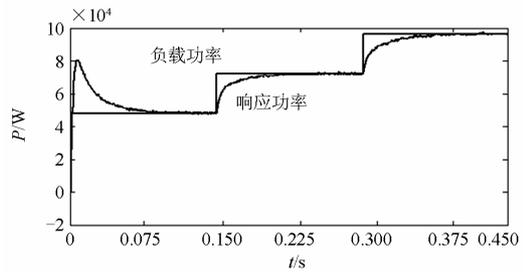


图 13 负载功率变化及储能变流器响应

Fig. 13 Changes in load power and the response of energy storage converter

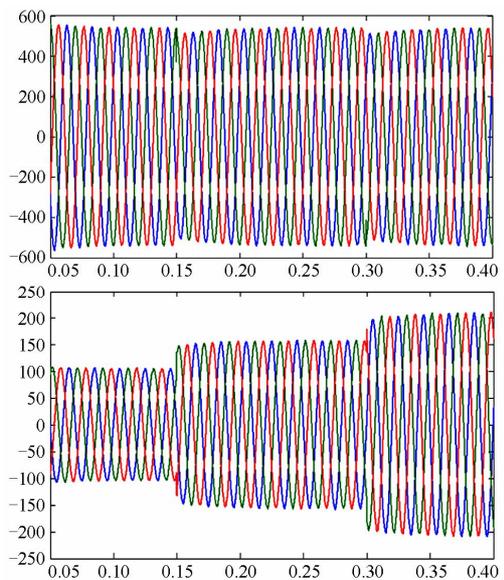


图 14 交流侧电压电流波形

Fig. 14 Voltage and current of AC-side

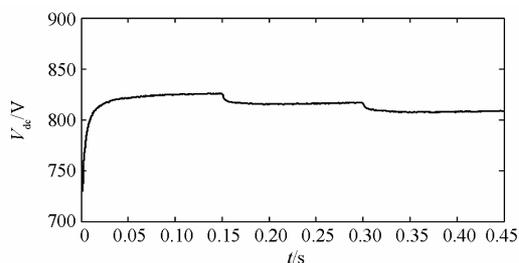


图 15 直流侧电压波形
Fig. 15 Voltage of DC-side

从图中可以看出, 离网模式下, 变流器通过 V/f 控制, 建立了幅值、频率满足要求的交流电压; 变流器能够跟踪负载功率的变化, 并保持交流电压的稳定; 负载切换后, DC/DC 模块根据设定的下垂控制, 寻找新的工作点并重新稳定。

4 实验分析

为了验证以上控制策略的可行性, 搭建如图 16 所示的储能变流器功能实验平台。储能变流器由 3 台 75 kW 三重化 DC/DC 变换器和一台 500 kW DC/AC 变流器组成。由于所需电池容量很大, 条件有限, 用一台 500 kW 变流器代替电池组, 即平台中所示直流源。直流源采用双闭环控制, 直流侧电压稳定, 用来充当电压稳定的电池组。通过切换断路器 Q_2 、 Q_3 状态可以实现储能变流器的并离网运行。

电池放电时, 能量自左向右流动, 直流源工作在整流状态, 储能变流器工作于逆变状态; 电池充电时, 能量自右向左流动, 直流源工作在逆变状态, 储能变流器工作于整流状态。

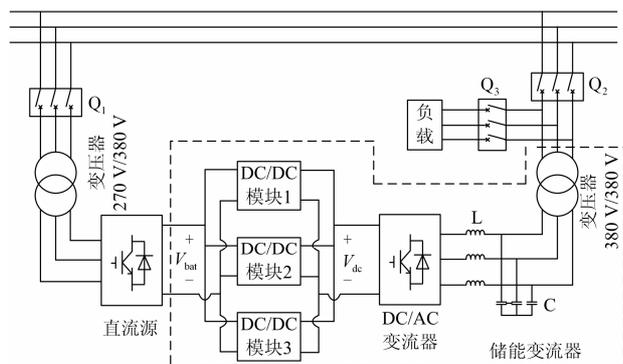


图 16 储能变流器实验平台

Fig. 16 Experimental platform of storage converter

4.1 并网实验

并网时, 闭合断路器 Q_1 、 Q_2 , 断开 Q_3 , 变流器并网运行。

1) 单个 DC/DC 模块满功率充电实验: 直流源

设定为双闭环控制, 电池侧电压为 500 V; DC/DC 满功率运行, 充电电流设定为 -150 A(充电为负); DC/AC 变流器双闭环运行, 直流侧电压给定为 600 V。DC/DC 实验波形如图 17 所示。

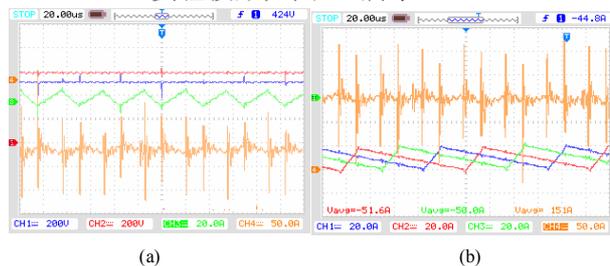


图 17 DC/DC 满功率充电实验波形

Fig. 17 Experimental waveforms at full power charge

图(a)中, CH1: 电池侧电压, CH2: 直流侧电压, CH3: 电池侧电容电流, CH4: 三路电感电流之和。图(b)中, CH1-CH3 为 DC/DC 模块三路电感电流, CH4: 三路电感合成电流。由于电流探头本身问题及示波器受开关管动作影响, 波形中三路电感合成电流存在高次谐波, 但波形总体呈三角波。

可以看出, 直流侧电压稳定在 600 V, 与给定相符, DC/AC 变流器的双闭环起到了稳定直流侧电压的作用; 单路电感电流周期为 100 μ s, 转换成频率为 10 kHz, 电流波形的占空比约为 5/6, 和给定的电池侧电压与直流侧电压的比例相同; 三路电流基本平均分配; 三路电感电流互差 $1/3f_s$, 合成后的电流频率为 30 kHz, 纹波大大减小, 电流特性与理论分析相同, 达到了三重化设计的效果。总电流值为 151 A, 与给定基本相同, 充电电流较好地跟踪了电流指令。

2) DC/DC 满功率恒流放电试验

放电实验时, 电池侧电压设定为 500 V; DC/AC 变流器双闭环运行, 直流侧电压为 700 V; DC/DC 满功率运行, 放电电流设定为 150 A。DC/DC 实验波形如图 18 所示。

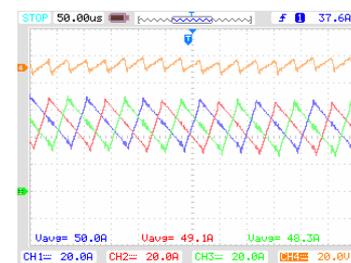


图 18 DC/DC 满功率放电实验波形

Fig. 18 Experimental waveforms at full power discharge

其中, CH1-CH3 为 DC/DC 模块三路电感电流, CH4: 三路电流和。

3) DC/AC 变流器并网实验: 分别设定储能变流器为放电状态、充电状态, 功率给定都为 100 kW, 直流侧电压设为 800 V, 测得的 DC/AC 变流器电压电流波形如 19 所示。

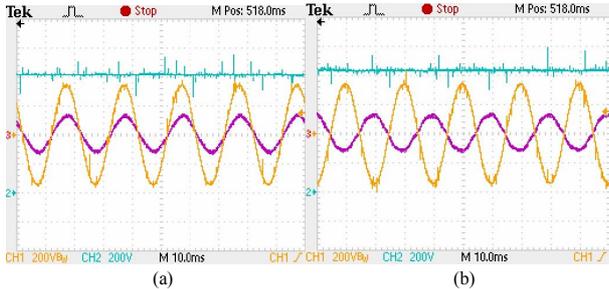


图 19 网侧电压电流

Fig. 19 Grid-side voltage and current

其中, CH1(200 V 每格): A 相电压; CH2(200 V 每格): 直流侧电压; CH3(200 A 每格): A 相电流。电流方向以逆变为正。

可以看出, 直流侧电压稳定在 800 V, 与设定相同。放电状态下, 电压电流同相位, 功率因数约为+1; 充电模式下, 电压电流相位相反, 功率因数约为-1。

4) 下垂曲线校对实验

实验时, 直流源将电池侧电压稳定在 500 V; DC/DC 模块采用下垂控制, 充放电基准电流均设置为 150 A; DC/AC 变流器采用单电流环控制, 并网运行, 通过改变电流给定来调节储能变流器的输出功率, 检测 DC/DC 变换器的电感电流和直流侧电压, 来判断 DC/DC 是否按照设置好的下垂曲线运行。得到直流侧电压、电感电流波形工作点分布如图 20 所示, 其中, 电流和功率均以放电方向为正。可以看出, 下垂实验实际工作点跟踪了曲线变化, DC/DC 变换器能够自动调节工作点来响应功率变化, 不同功率对应的电压稳定点与理论分析基本相同, 实现了下垂控制的目标。

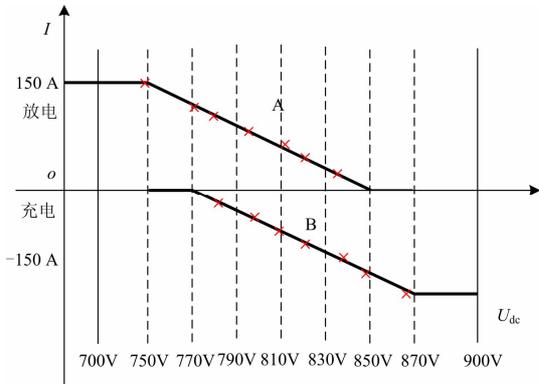


图 20 下垂实验工作点分布图

Fig. 20 Point distribution in the experiment under droop control

5) 不同模块下垂控制的自动均流效果测试

同时启动 DC/DC 模块 1、2、3, 三个模块的充放电电流基准值均设为 100 A, DC/AC 变流器单电流环运行, 放电功率 15 kW, 根据理论计算, 三模块电池侧电流应稳定在 10 A, 中间直流电压应稳定在 840 V, 实验波形如图 21 所示。

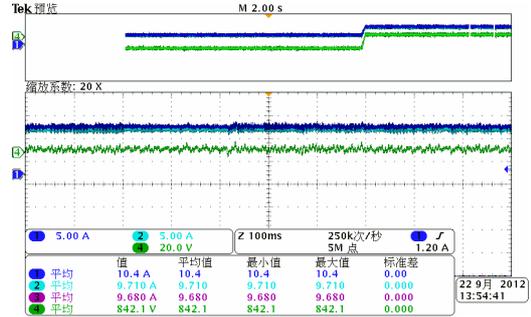


图 21 不同模块间均流效果

Fig. 21 Current average effect between different modules

其中, CH1: 模块 1 电池侧电流, CH2: 模块 2 电池侧电流, CH3: 模块 3 电池侧电流, CH4: 中间直流电压。

从图中可以看出, 三个 DC/DC 模块电池侧电流均在 10 A 左右, 直流电压为 842 V, 实际运行情况与理论计算相符, 电压、电流偏符合设计要求, 三个模块均流效果良好。

4.2 离网实验

闭合断路器 Q_1 、 Q_3 , 断开 Q_2 , 变流器离网运行, 为负载单独供电。

离网模式下, DC/DC 变换器采用下垂控制, DC/AC 变流器采用 V/f 控制, 测试实验得到的波形如 22 所示。

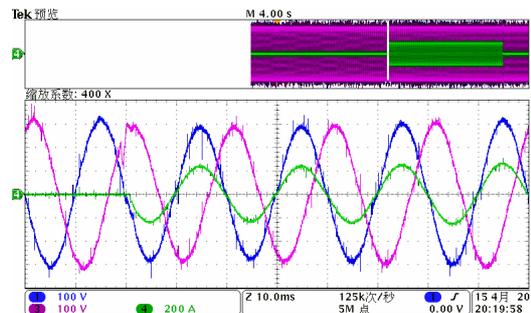


图 22 离网模式下网侧电压电流

Fig. 22 Network side voltage and current under off-grid mode

其中: CH1(100 V/格): A 相电压; CH2(100 V/格): B 相电压; CH3(200 A/格): A 相电流。

可以看出, 变流器离网空载运行时, 交流侧相电压稳定在 220 V; 投入 120 kW 负载后, 交流侧电压产生跌落, 经过 2-3 周期的调节又恢复到正常。

5 结论

随着电池储能技术的飞速发展, 储能变流器的功率等级也在迅速扩大, 传统的变流器拓扑结构已不能满足要求, 因此采用了双级多 DC/DC 并联式的拓扑。每个 DC/DC 模块采用多重化的设计, 优化了电流纹波及其谐波; 逆变部分采用原理简单、易于实现的三相电压型 PWM 整流器。通过对储能变流器并网/离网不同工况下的功能研究制定相应的控制策略, 并将下垂控制及 SOC 反馈控制引入到控制中。所设计的储能变流器在完成正常功能的同时, 自身的运行特性也非常良好。

参考文献

- [1] 庄慧敏, 巨辉, 肖建. 高渗透率逆变型分布式发电对电力系统暂态稳定和电压稳定的影响[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(17): 84-89.
ZHUANG Huimin, JU Hui, XIAO Jian. Impacts of inverter interfaced distributed generations with high penetration level on power system transient and voltage stability[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(17): 84-89.
- [2] 李颢印, 韩永强, 胡晓琴, 等. 分布式发电接入电网的静态电压稳定特性及影响分析[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(12): 8-13.
LI Tiyin, HAN Yongqiang, HU Xiaoqin, et al. Characteristics of static voltage stability for distributed generation integrated into power system and its impacts analysis[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(12): 8-13.
- [3] 王成山, 武震, 李鹏. 微电网关键技术研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2): 1-12.
WANG Chengshan, WU Zhen, LI Peng. Research on key technologies of microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(2): 1-12.
- [4] 张新昌. 微电网运行控制解决方案及应用[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(10): 141-146.
ZHANG Xinchang. Solution and application of micro-grid operation control [J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(7): 141-146.
- [5] SERBAN I, MARINESCU C. A look at the role and main topologies of battery energy storage systems for integration in autonomous microgrids[C] // 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), May 20-22, 2010, Basov: 9p.
- [6] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [7] ZHANG Saijun, YU Xiaoyan. A unified analytical modeling of the interleaved pulse width modulation (PWM) DC-DC converter and its applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5147-5158.
- [8] PRABHALA V A K, FAJRI P, GOURIBHATLA V S P, et al. A DC-DC converter with high voltage gain and two input boost stages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 36(1): 1-10.
- [9] LIN Y S, HU K W, YEH T H, et al. An electric-vehicle IPMSM drive with interleaved front-end DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(6): 4493-4504.
- [10] SCHROEDER J C, WITTIG B, FUCHS F W. High efficient battery backup system for lift trucks using interleaved-converter and increased EDLC voltage range[C] // IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Nov 7-10, 2010, Glendale, AZ:10p.
- [11] 郭芳, 邓长虹, 廖毅, 等. 功率平滑用电池储能系统的功率响应特性研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 434-440.
GUO Fang, DENG Changhong, LIAO Yi, et al. Research on the response characteristics of BESS used in power smoothing[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(12): 434-440.
- [12] ELLIS A, SCHOENWALD D, HAWKINS J, et al. PV output smoothing with energy storage[C] // Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), June 3-8, 2012, Austin, TX: 8p.
- [13] 陈满, 陆志刚, 刘怡, 等. 电池储能系统恒功率削峰填谷优化策略研究[J]. 电网技术, 2012, 36(9): 232-237.
CHEN Man, LU Zhigang, LIU Yi, et al. Research on optimal peak load shifting strategy of battery energy storage system operated inconstant power mode[J]. Power System Technology, 2012, 36(9): 232-237.
- [14] 邱麟, 许烈, 郑泽东, 等. 微电网运行模式平滑切换的控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2): 171-176.
QIU Lin, XU Lie, ZHENG Zedong, et al. Control method of microgrid seamless switching[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(2): 171-176.
- [15] 文波, 秦文萍, 韩肖清, 等. 基于电压下垂法的直流微电网混合储能系统控制策略[J]. 电网技术, 2015, 39(4): 893-898.
WEN Bo, QIN Wenping, HAN Xiaoqing, et al. Control strategy of hybrid energy storage systems in DC microgrid based on voltage droop method[J]. Power System Technology, 2015, 39(4): 893-898.

收稿日期: 2015-10-08; 修回日期: 2016-03-21

作者简介:

杨涛(1989-), 男, 硕士, 主要研究方向为新能源并网发电; E-mail: yangtao1@sgepri.sgcc.com.cn

赵景涛(1978-), 男, 高级工程师, 主要研究方向为新能源并网发电及电能质量治理; E-mail: zhaojingtao@sgepri.sgcc.com.cn

王前双(1985-), 男, 硕士, 主要研究方向为新能源并网发电. E-mail: wangqianshuang@sgepri.sgcc.com.cn

(编辑 葛艳娜)