

微电网储能系统中基于 PWM 加双重移相控制的双向 DC/DC 变换器研究

晏 坤,王 辉,漆文龙,谭兴国

(山东大学 电气工程学院,山东 济南 250061)

摘要:针对微电网储能应用中各储能装置以及直流母线存在的电压波动对变换器工作造成的不利影响、电路环流带来的损耗问题,在原边全桥-副边升压半桥隔离型双向 DC/DC 拓扑的基础上,提出了 PWM 配合双重移相的控制方法,分析了该方法在变换器端口电压波动情况下对变换器的各种工作特性带来的改善。针对单侧 H 桥双重移相控制仅在端口电压匹配时才能够在整个移相范围内消除功率环流的局限性,阐述了引入 PWM 控制后在消除功率环流上的改进,提高了端口电压在宽变化范围下系统的工作效率。建立了 PWM 配合双重移相控制变换器的数学模型,并传统移相控制变换器特性做出定量的对比。设计了所提方法应用在微电网储能系统中的控制策略,并搭建了仿真模型,对控制效果进行了对比分析,验证了所提方法的有效性。

关键词:微电网;变换器;双向 DC/DC 变换器;储能;PWM;移相控制;双重移相;功率环流

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.04.007

0 引言

微电网储能系统对维持微电网稳定运行起着不可或缺的作用^[1-4]。各种储能装置除了与直流母线之间存在能量的交换,彼此之间还会有功率的传输,输出电压在一定范围内变化,直流母线的电压也会在小范围内波动,引起变换器端口电压的不一致。移相控制的双向 DC/DC 变换器经常作为连接各储能装置以及直流母线的接口电路。但传统移相 TPS(Traditional Phase-Shift)控制策略在端口电压不匹配时会出现电流应力大、电路损耗增加、无功环流增加、软开关范围小的问题^[5]。

单侧 H 桥双重移相 DPSS(Dual Phase-Shift in Single H bridge)控制和两侧 H 桥双重移相 DPSD(Dual Phase-Shift in Double H bridge)控制都能够比较好地减少电路的无功环流,提高电路的工作效率^[6-7]。DPSS 控制只要求双向 DC/DC 拓扑的一端为全桥单元,相比只能用于双主动全桥 DAB(Dual Active Bridge)的 DPSD 控制,它可用于根据端口所连接的源或负载的特性灵活组合出的多种拓扑,更适合用于微电网混合储能系统。但是端口电压不匹配且电路工作的外移相角较小时,DPSS 控制不能完全消除电路中的环流成分,也无法消除端口电压变动时对电路工作特性造成的不利影响。环流的存在使电

路中的纹波增大,还会影响蓄电池这类储能元件的工作寿命。

在一些常见双向 DC/DC 拓扑的基础上加以改进,再使用 PWM 加移相控制相当于在电路中增加了一个电子变压器,使高频变压器漏感两端的电压达到新的匹配点,能较好地解决端口电压发生变动的问题。文献[8-10]分析了几种拓扑在 PWM 加传统移相 PTPS(PWM plus Traditional Phase-Shift)控制策略下的工作特性,但是电路中的环流功率仍然存在,由此带来的不利影响并没有考虑。

为了能够同时解决电路端口电压不匹配和电路内无功环流带来的一系列问题,本文针对原边全桥、副边升压半桥的拓扑结构,提出 PWM 配合双重移相 PDPS(PWM plus Dual Phase-Shift)控制策略。详细分析了该控制策略的原理以及电路的各种工作模态。针对 DPSS 控制消除功率环流的局限性,重点阐述了 PDPS 控制在消除功率环流上的改进。在建立 PDPS 控制下电路数学模型的基础上,分析了该方法对电路各项工作特性所带来的改善。

1 移相控制电路中的无功环流现象

以图 1 中的全桥-升压半桥双向 DC/DC 拓扑为例,理想情况下端口电压匹配,高频变压器漏感两端的方波电压 u_{h1} 、 u_{h2} 的幅值是相等的。而在微电网蓄电池和超级电容混合储能系统中,变换器两端的电压并不固定,而是在一定范围内波动,使得变压器漏感两端的方波电压 u_{h1} 、 u_{h2} 的幅值不相等,此时变换器的端口电压失去匹配。引入一个衡量端口电压匹配程度的参数 $K_v = U_0 / (nU_1)$,当 $K_v = 1$ 时,端口电压完全匹配,为理想情况。 K_v 偏离 1 越远,说明

收稿日期:2014-05-05;修回日期:2015-02-15

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177095);新能源电力系统国家重点实验室开放课题资助项目(LAPS14013)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177095) and the Open Project of State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources(LAPS14013)

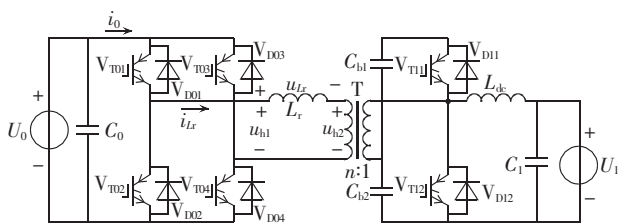


图 1 全桥-升压半桥双向 DC/DC 电路拓扑

Fig.1 Topology of bidirectional DC/DC converter with full-bridge and Boost half-bridge

端口电压越不匹配。

以功率从高压端电源传递到低压端电源为例,当电路工作状态稳定时,TPS 控制在端口电压匹配和不匹配的 2 种情况下,变换器的理论工作波形分别如图 2(a)和图 2(b)所示。

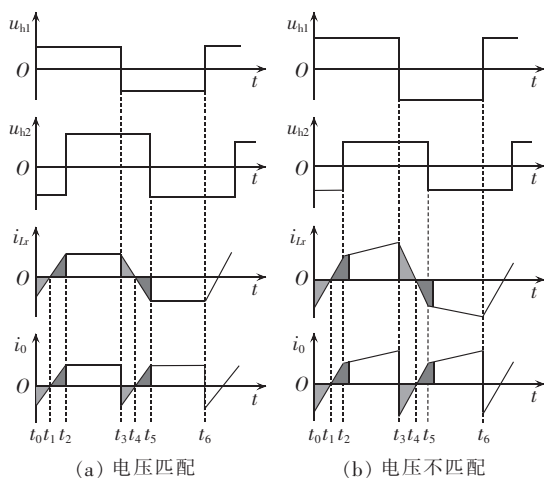


图 2 TPS 控制变换器的理论工作波形

Fig.2 Theoretical operating waveforms of converter under TPS control

从图 2 可知,在一个开关周期的 $t_0 \sim t_1$ 和 $t_3 \sim t_4$ 时间段内,高压侧电源 U_0 的极性与其输出电流 i_0 相反,能量回流到高压侧电源 U_0 中,此即为电路中的功率环流现象。利用 TPS 控制不可避免地存在环流,为了补偿这部分功率,只能向低压侧传输更多的功率,增加了开关的电流应力和元器件上的损耗。而当电路高压侧和低压侧的电压不匹配时,除了会导致环流功率增加,还会直接造成电流应力增大,使电路的功率元件和磁性元件上的损耗增加,变换器的效率和工作特性变差^[11]。

DPSS 控制是在 TPS 控制的基础上,变压器一侧 H 桥的 2 个桥臂的控制信号也错开一个相位差 φ_0 ,电路控制信号的移相角增加为 2 个。变压器原边 H 桥单元和副边 H 桥单元控制信号的相位差为外移相角 φ ,同一 H 桥 2 个桥臂之间控制信号的相位差为内移相角 φ_0 ,且 $0 < \varphi_0 < \varphi < 0.5\pi$ 。DPSS 控制仅在电路端口电压匹配时才能完全消除电路中的无功环流。若电路 2 个端口的电压不匹配,该方法仅在电路工作在较大外移相角时可以消除电路中的无

功,而工作在小移相角时,电路中仍存在很大比例的环流功率,因此 DPSS 控制并不能在所有工况下都使电路高效地工作,该方法完全消除无功环流的最小工作外移相角需满足式(1)。从式中可知在 $K_v > 2$ 时,该方法在任何移相角都已经无法完全消除环流功率。

$$\pi(1 - 1/K_v) < \varphi < 0.5\pi \quad (1)$$

2 PDPS 控制的工作原理

2.1 电路拓扑和工作原理

为了解决微电网储能中端口电压不匹配和电路中无功环流大带来的问题,本文提出一种 PDPS 控制方案。该方法基于图 3 所示的拓扑,其原边为 H 桥的交流侧串入一个电容 C_a ,副边为升压半桥单元,相比图 1 所示的电路只增加了一个电容 C_a 。 C_a 、 C_{b1} 和 C_{b2} 都足够大,当电路工作达到稳态时,它们的电压基本维持恒定。

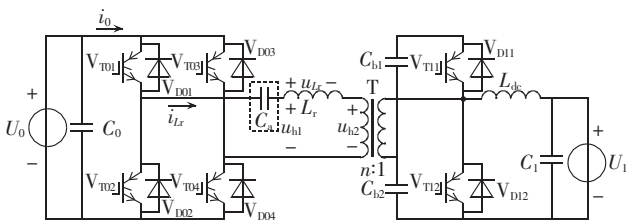


图 3 应用于 PDPS 控制的全桥-升压半桥双向 DC/DC 电路

Fig.3 Bidirectional DC/DC converter with full-bridge and Boost half-bridge under PDPS control

调节上述拓扑控制信号的占空比,可以改变 C_a 、 C_{b1} 和 C_{b2} 上的电压^[5],在电路稳定工作时,能够使电感 L_r 两端的方波电压幅值达到新的匹配点,其原理可等效为图 4。

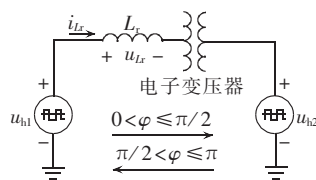


图 4 引入 PWM 控制等效到变压器原边的简化电路

Fig.4 Simplified circuit with equivalent PWM control at primary side of transformer

设电路中控制信号的占空比为 D ,当 u_{h1} 与 u_{h2} 正负幅值匹配时可得到控制信号的占空比为:

$$D = 1 - \frac{nU_1}{2U_0} = 1 - \frac{1}{2K_v} \quad (2)$$

在实现漏感两端电压匹配的基础上,通过内移相控制可以更好地消除电路中的无功环流,这也是引入 PWM 控制的主要目的之一。当能量由低压侧储能装置传输到高压侧直流母线时,PDPS 控制下电路的工作波形如图 5 所示。为了推导完全消除电

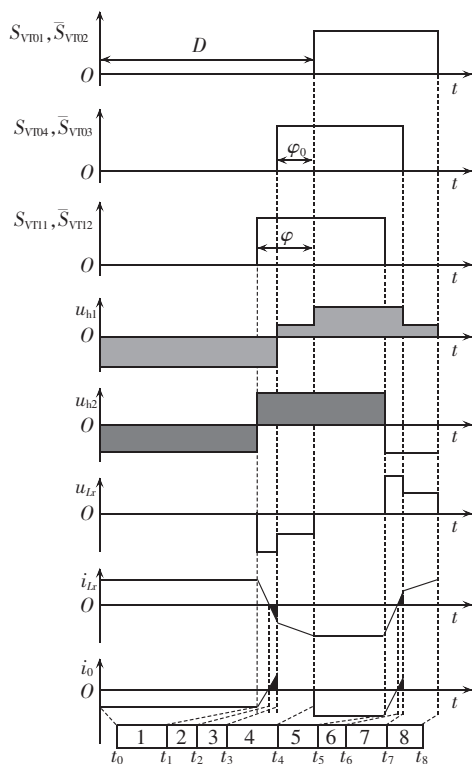


图 5 PDPS 控制下变换器的理论工作波形

Fig.5 Theoretical waveforms of converter under PDPS control

路中环流功率的条件,图 5 的波形为消除部分环流功率时的波形。

由于 PWM 控制使变压器两端的方波电压幅值匹配,此时不管外移相角 φ 值多大,漏感 L_r 上的电流在外移相 φ 区间内一定会过零。因此,即使变换器工作的外移相角很小时,同样可以通过内移相完全消除电路中的无功环流。

2.2 变换器工作模态分析

由图 5 变换器的工作波形可知,功率反向传输且不完全消除环流功率时,PDPS 控制在电路工作达到稳态后,每个开关周期内电路有 8 种工作状态。为了说明该方法消除环流的机理,选择状态 3、4 和状态 7、8 进行分析。

a. 状态 3: $t_2 \sim t_3$ 时间段。

在 $t_2 \sim t_3$ 时间段,由于内移相角没有设置到完全消除无功环流的值上, t_2 时刻 i_{Lr} 正向减小至零后开始反向上升,上升的斜率和 $t_1 \sim t_2$ 时间段相同。 i_{Lr} 的反向使开关 V_{T02} 和 V_{T03} 在 t_2 时刻零电压开通, i_{Lr} 从 V_{D02} 和 V_{D03} 换流到 V_{T02} 、 V_{T03} 上。电源 U_0 和电容 C_a 中的部分功率经 V_{T02} 、 V_{T03} 和高频变压器回流到漏感 L_r 和电容 C_{b2} 中,同时电源 U_1 和电感 L_{dc} 经 V_{D11} 和高频变压器向电容 C_{b1} 、 C_{b2} 充电。 C_a 电压下降, C_{b1} 、 C_{b2} 电压上升, i_{Lr} 反向增大。

b. 状态 4: $t_3 \sim t_4$ 时间段。

$t_3 \sim t_4$ 时间段为内移相角区间, V_{T02} 维持导通,

V_{T03} 在 t_3 时刻关闭,使漏感电流 i_{Lr} 从 V_{T04} 换流到 V_{D03} 续流,电源 U_0 的功率不再回流到 L_r 中,且 V_{T11} 此刻为零电压开通。电容 C_a 经 V_{T02} 、 V_{D03} 和高压变压器向漏感 L_r 充电,电容 C_{b1} 经 V_{T11} 和高压变压器向漏感 L_r 充电,电源 U_1 和电感 L_{dc} 经高压变压器向 L_r 和 C_{b2} 充电。 C_a 、 C_{b1} 的电压下降, C_{b2} 的电压上升, i_{Lr} 继续上升但上升斜率减小。

c. 状态 7: $t_6 \sim t_7$ 时间段。

在 $t_6 \sim t_7$ 时间段内,漏感电流 i_{Lr} 在 t_6 时刻过零由负变正。开关 V_{T01} 、 V_{T04} 、 V_{T12} 在此刻零电压开通,原边电流从 V_{D01} 、 V_{D04} 换流到 V_{T01} 、 V_{T04} 上,副边电流从 V_{T12} 换流到 V_{D12} 上。与前半个周期 $t_2 \sim t_3$ 时间段类似, $t_6 \sim t_7$ 时间段内电源 U_0 的部分功率经 V_{T01} 、 V_{T04} 回流到 C_a 和 L_r 中, C_{b2} 经 V_{T12} 和高压变压器向 C_a 和 L_r 充电,电源 U_1 通过 V_{T12} 向升压电感 L_{dc} 充电。 C_a 电压上升, C_{b2} 电压下降, C_{b1} 电压保持不变,漏感电流 i_{Lr} 正向上升,上升速度与 $t_5 \sim t_6$ 阶段相同。

d. 状态 8: $t_7 \sim t_8$ 时间段。

$t_7 \sim t_8$ 时间段为内移相区间,开关 V_{T01} 和 V_{T12} 维持导通, V_{T04} 在 t_7 时刻关闭,使原边电流 i_{Lr} 从 V_{T04} 换流到 V_{D03} 上,电源 U_0 的功率不再回流至 L_r 中,电容 C_{b2} 经 V_{T12} 、 V_{T01} 、 V_{D03} 和高压变压器向电容 C_a 和电感 L_r 充电,电源 U_1 通过 V_{T12} 继续向升压电感 L_{dc} 充电。 C_a 电压上升, C_{b2} 电压下降, C_{b1} 电压保持不变,漏感电流 i_{Lr} 继续上升,但上升斜率较上一阶段减小。

从上述工作状态可以看出,内移相角的设置使得环流存在的时间有所减少,但若完全消除环流功率则需要设置合理的内移相角。

3 变换器的数学模型及功率特性

3.1 变换器的数学模型

为了便于分析,移相角可以表示为移相角度占半个周期的比例,即外移相角 $\varphi = D_1\pi$,内移相角 $\varphi_0 = D_2\pi$ 。由图 5 可知,使用 PDPS 控制,在每个开关周期内,电路有 8 种工作状态,漏感电流则只有 6 种状态,每种工作状态下漏感电流可表示为:

$$i_{Lr(k)} = i_{Lr}(t_k) + F_k(t) \quad k=1,2,\dots,6 \quad (3)$$

其中, $F_k(t)$ 为关于时间 t 的函数。

根据电感每个周期内正负半周的安秒值平衡,可知正负半周电流波形与时间轴围成的面积相等,即:

$$\int_{t_2}^{t_6} i_{Lr}(t)dt + \left(\int_{t_0}^{t_2} i_{Lr}(t)dt + \int_{t_6}^{t_8} i_{Lr}(t)dt \right) = 0 \quad (4)$$

t_2 和 t_6 为漏感电流的过零时刻,且漏感电流 i_{Lr} 在各个时刻都是连续的,可得到一组电流函数转折点处的边界条件和过零点方程。

综合式(3)、(4)和边界条件可推导出一个周期内电流函数在转折点处的值:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) = i_{Lr}(t_1) = W \frac{(2D_1 - D_2)(4D + D_1 - 2D_2 - 4)}{2(D_1 - 4D_2 - 4)} \\ i_{Lr}(t_3) = W \frac{(6D_2^2 + 4D_2 + 4DD_2 - 5D_1D_2 - 8DD_1)}{2(4D_2 + 4 - D_1)} \\ i_{Lr}(t_4) = i_{Lr}(t_5) = W \frac{(D_2 + 2D)(2D_1 - D_2)}{D_1 - 4D_2 - 4} \\ i_{Lr}(t_7) = W \left[\frac{(D_2 + 2D)(2D_1 - D_2)}{D_1 - 4D_2 - 4} + D_1 - D_2 \right] \end{cases} \quad (5)$$

其中, $W = T_s U_0 / (2L_r)$ 。

根据过零点方程得到一个周期内电感电流 2 次过零的时刻为:

$$\begin{cases} t_2 = \frac{T_s}{2(4D_2 + 4 - D_1)} (8D - 3D_2^2 + 4D_2 + 10DD_2 - D_1D_2 - 6DD_1) \\ t_6 = \frac{T_s}{2(4D_2 + 4 - D_1)} (D_1^2 + 6D_1 - D_2^2 + 4D_1D_2 - 6DD_1 - 6DD_2 + 8D_2 + 8) \end{cases} \quad (6)$$

由图 5 可知,若前半个周期 $i_{Lr}(t)$ 在 t_3 时刻过零,则后半个周期 $i_{Lr}(t)$ 必然会在 t_7 时刻之前已经过零,此时一个周期内的无功环流为零。因此结合上述推导在完全消除回流功率时,电路的内移相角的值为:

$$D_2 = \frac{1}{12} (M + \sqrt{M^2 + N}) \quad (7)$$

其中, $M = 5D_1 - 4D - 4$; $N = 192DD_1$ 。

以弧度制表示:

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{12} \left[\frac{5\varphi}{\pi} - 4D - 4 + \sqrt{\left(\frac{5\varphi}{\pi} - 4D - 4 \right)^2 + 192D \frac{\varphi}{\pi}} \right] \quad (8)$$

完全消除无功环流时, t_2 、 t_3 时刻, t_6 、 t_7 时刻分别重合,电路在一个开关周期内工作状态减少为 6 种,状态 3 和状态 7 消除了,其工作波形如图 6 所示。

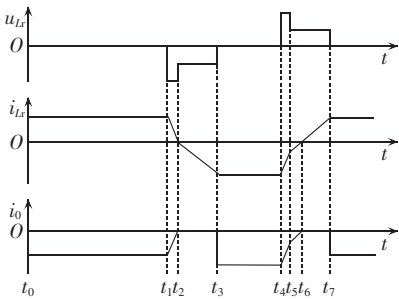


图 6 完全消除电路中无功环流时的波形

Fig.6 Waveforms when reactive power circulating is completely eliminated

由于外移相角 $-0.5\pi \leq \varphi \leq 0.5\pi$,则电路占空比也必须满足 $0.25 \leq D \leq 0.75$,结合式(7)可确定 PDPS 控制允许的电压匹配度变化最大范围为:

$$2/3 \leq K_v \leq 2 \quad (9)$$

3.2 变换器工作特性的定量分析和比较

通过推导可得到 PDPS 控制下电路传输功率 P

和峰值电流 I_p 关于占空比 D 、外移相角 φ 、内移相角 φ_0 和电压匹配度 K_v 的非线性方程组:

$$\begin{cases} P = \lambda f(K_v, D, \varphi, \varphi_0) \\ I_p = \xi g(K_v, D, \varphi, \varphi_0) \end{cases} \quad (10)$$

其中, $\lambda = T_s U_0^2 / L_r$; $\xi = T_s U_0 / L_r$ 。

取传输功率的基准值为 $P_b = \lambda$,峰值电流的基准值为 $I_{pb} = \xi$,则实际功率和峰值电流的标么值为:

$$\begin{cases} P_{p.u.} = P / P_b = f(K_v, D, \varphi, \varphi_0) \\ I_{p,p.u.} = I_p / I_{pb} = g(K_v, D, \varphi, \varphi_0) \end{cases} \quad (11)$$

利用 MATLAB 结合式(2)、(8)、(11)可以绘出在不同的电压匹配度 K_v 时,PDPS 控制下峰值电流标么值 $I_{p,p.u.}$ 关于传输功率标么值 $P_{p.u.}$ 的函数曲线,如图 7 所示。

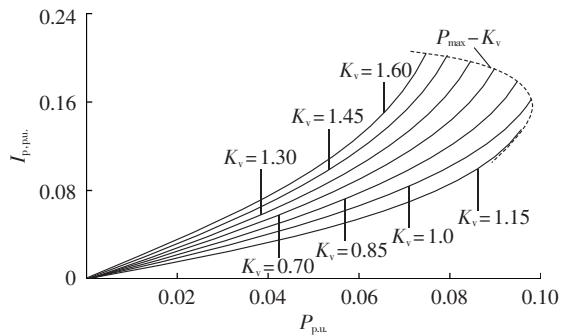


图 7 PDPS 控制在不同的电压匹配度下峰值电流关于传输功率的标么值函数曲线图

Fig.7 Curve of peak current per unit vs. transmitting power per unit for different voltage matching degrees of PDPS control

在 TPS 控制下,电路传输功率 P' 和峰值电流 I'_p 关于外移相角 φ 和电压匹配度 K_v 的一组非线性方程如式(12)所示。

$$\begin{cases} P' = \lambda F(K_v, \varphi) \\ I'_p = \xi G(K_v, \varphi) \end{cases} \quad (12)$$

取传输功率的基准值为 $P'_b = \lambda$,峰值电流的基准值为 $I'_{pb} = \xi$,则实际功率和峰值电流的标么值为:

$$\begin{cases} P'_{p.u.} = P' / P'_b = F(K_v, \varphi) \\ I'_{p,p.u.} = I'_p / I'_{pb} = G(K_v, \varphi) \end{cases} \quad (13)$$

同样根据式(13)这组非线性方程,可绘制出不同的电压匹配度 K_v 下,TPS 控制电路的峰值电流标么值 $I'_{p,p.u.}$ 关于传输功率标么值 $P'_{p.u.}$ 的函数曲线图,如图 8 所示。

对比图 7 和图 8 可知,PDPS 控制下无论电压匹配度为多少,当电路传输功率为 0 p.u. 时,峰值电流为 0 p.u.,电路中是不存在能量流动的。而 TPS 控制下,即使电路传输的功率为 0 p.u.,峰值电流却不为 0 p.u.,电路中仍有能量流动,这些能量全部都是以无功的形式存在。而且匹配度偏离 $K_v = 1$ 越远时,峰值电流越大,特别是在 $K_v > 1$ 时,电路传输的功率范围减小,但峰值电流反而在增大。在传输相同功

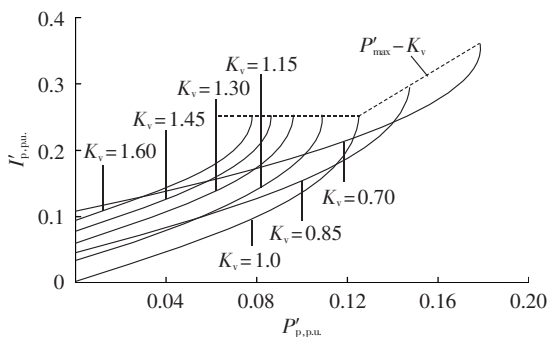


图 8 TPS 控制在不同的电压匹配度下峰值电流关于传输功率的标幺值函数曲线图

Fig.8 Curve of peak current per unit vs. transmitting power per unit for different voltage matching degrees of TPS control

率时,PDPS 控制比 TPS 控制有更小的峰值电流,因此功率器件和磁性元件上的损耗更低。

但是从图 7、8 中也可以看出,相同电路参数、不同电压匹配度下,TPS 控制和 PDPS 控制所能传输的最大功率是不一样的,图中虚线为 2 种控制方法的最大传输功率线。通常而言,电压匹配度在大于且远离 1 时,2 种控制方法能传输的最大功率相近,如 $K_v=1.45$ 时,TPS 控制电路能传输的最大功率标幺值为 $P'_{\max,p.u.}=0.085$ p.u.,峰值电流标幺值 $I'_{p,p.u.}=0.25$ p.u.;而 PDPS 控制下 $P_{\max,p.u.}=0.079$ p.u., $I_{p,p.u.}=0.2$ p.u.。从图 8 还可以看出,在 $K_v>1$ 时,TPS 控制时的最大功率率线(即图中的虚线)平行于横轴,在不同功率时其峰值电流为固定值 $I'_{p,p.u.}=0.25$ p.u.。而对于 PDPS 控制而言,峰值电流随着 K_v 的增大上升得并不多,这说明在式(9)限定的范围内, K_v 大于且远离 1 时,利用 PDPS 控制不仅最大传输功率相比 TPS 控制没有减少太多,而且对峰值电流的抑制很明显。但在匹配度小于 1 时,TPS 控制能传输的功率范围更大,如在 $K_v=0.7$ 时,电路在 TPS 控制下, $P'_{\max,p.u.}=0.178$ p.u., $I'_{p,p.u.}=0.36$ p.u.;而在 PDPS 控制下, $P_{\max,p.u.}=0.095$ p.u., $I_{p,p.u.}=0.13$ p.u.。但是在 PDPS 能传输的最大功率内,都显示出更小的峰值电流。如当传输功率为 0.095 p.u. 时,在 TPS 控制下 $I'_{p,p.u.}=0.18$ p.u.,而在 PDPS 控制下则为 $I_{p,p.u.}=0.13$ p.u.,略大于

前者的 2/3。综合来看,当不超出 PDPS 控制的最大传输功率时,该方法在不同电压匹配度下都能很好地抑制电路的峰值电流。而制定 PDPS 和 TPS 配合使用的控制策略,还能兼顾功率传输范围,PDPS 工作在最大传输功率时,外移相角为 0.5π ,内移相角根据式(8)也可确定,最大传输功率是关于 K_v 和 D 的函数:

$$P_{\max}=\lambda h(K_v,D) \tag{14}$$

TPS 控制电路中存在很大比例的环流功率,定义电路稳定工作时无功环流 P_{cir} 占传输的有功 P_a 的比例 $\eta=P_{\text{cir}}/P_a$ 为环流功率率。环流所占比例越大,说明电路传输的效率越低,损耗越大^[12]。图 9 为 $\eta=l(\varphi,K_v)$ 的三维函数图像。

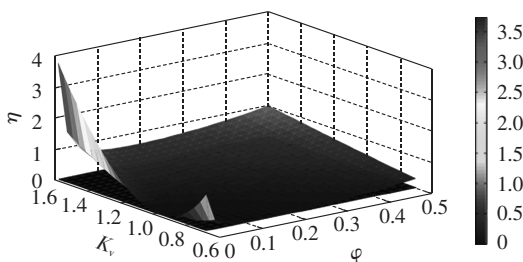


图 9 TPS 控制环流功率关于电压匹配度和移相角的曲面图

Fig.9 Surface diagram of circulating power ratio in relation to voltage matching degree and phase-shift angle under TPS control

从图 9 中可以看出,当电压匹配度 $K_v>1$ 时,环流功率率是很大的,当 $K_v=1.6$ 时,电路工作在最大移相角时的 η 值已经达到了 1,这说明电路中有一半的能量是以环流的形式存在,传输效率极低。从图中还可以看出当电路工作在小移相角时, η 值甚至会超过 1,这也是图 9 中电路传输功率很小时,峰值电流却很大的直接原因。

PDPS 控制下电路中的无功环流为零,因此电路的峰值电流得到很好的抑制,使电路的工作特性相比 TPS 控制得以优化。

4 PDPS 在微电网储能中应用的控制框图

图 10 为 PDPS 的闭环控制框图。设定变换器高

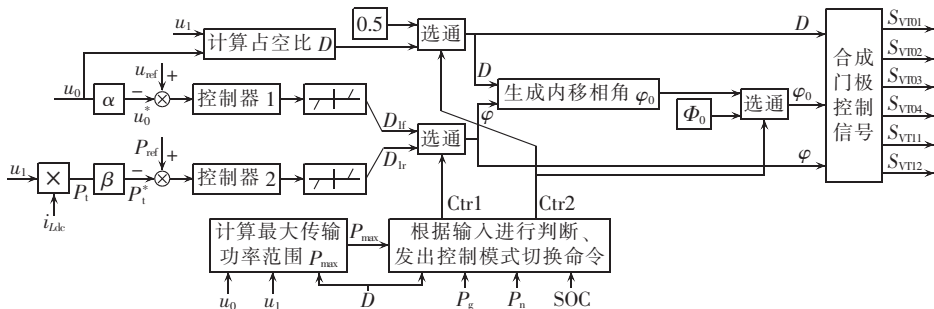


图 10 PDPS 闭环控制框图

Fig.10 Block diagram of PDPS closed-loop control

压端口连接微电网直流母线,低压端口接蓄电池组。实时检测双向 DC/DC 两端电压 u_0 、 u_1 以及低压侧升压电感电流 i_{Lk} 。通过对微源发出的功率 P_g 和用户消耗功率 P_n 的比较,以及蓄电池荷电状态 (SoC) 来判断双向 DC/DC 中功率的传输方向,设定功率从储能装置传输到直流母线为工作模式 1,从直流母线储存到储能装置中为工作模式 2^[13-18],电路的 2 种工作模式均采用闭环控制。当 $P_g < P_n$ 且蓄电池没有达到放电下限时变换器工作在模式 1,低压侧蓄电池组提供微源的不足功率,维持高压侧直流母线电压稳定,系统的控制量为直流母线电容电压 u_0 。当 $P_g > P_n$ 且蓄电池没有达到充电上限时变换器工作在模式 2,微源发出的多余功率储存到低压侧的蓄电池组中,系统的控制量为直流母线向储能装置传输的功率 P_1 ,其给定为 $P_{ref} = P_g - P_n$ 。

得到高压侧直流母线电压 u_0 和低压侧蓄电池组电压 u_1 后,根据式(2)可求得占空比 D 。闭环控制器的输出为外移相角 φ ,在获取占空比 D 和外移相角 φ 后根据式(8)求出内移相角 φ_0 。 D 、 φ 和 φ_0 3 个作用量都会影响功率的传输,但其大小和流向主要由电路的外移相角 φ 决定。由于微源和蓄电池组的输出都具有较大的惯性,端口电压变化速度相对于开关频率是非常慢的,短时间内变化很小,可视为直流,没有必要在每个开关周期都实时计算 D 和 φ_0 ,可以根据蓄电池组的充放电情况,设定每隔一段时间采集一次蓄电池组的输出电压并输出一占空比 D 和内移相角 φ_0 ,分时段使漏感电压重新匹配,因此状态量 u_{Ca} 、 u_{Cb1} 、 u_{Cb2} 在开环控制时经历一段时间的暂态过程后达到稳定,其作用量为占空比 D 。当微电网或蓄电池工作出现故障,或微源的输出、系统所带负荷出现剧烈变化,将导致端口电压波动太大,过度偏离额定值,不满足式(9)所限定的正常工作的必要条件,则继续进行 PDPS 控制将会导致电路出现失控,造成变压器直流饱和,此时必须切除 PWM 控制,使占空比固定为 0.5。在电路需要传输的功率超出 PDPS 控制的最大范围时,可以切换到 TPS 控制模式。若考虑到在一定程度上消除环流,提高效率,还可以设定一个内移相角 Φ_0 ,使电路工作在 DPSS 控制下。因此,电路可根据需要工作在 PDPS、DPSS 或者 TPS 控制下。

5 仿真结果

根据图 10 所制定的控制策略,使用 PSIM 仿真软件搭建 PDPS 控制的电路仿真模型进行仿真验证,并同时搭建 TPS 控制的仿真模型,对 2 种控制方法进行对比。两者的参数设置相同:开关频率 $f_s = 10$ kHz,直流侧滤波电容 $C_0 = C_1 = 5000$ μ F,电容 $C_a = 300$ μ F,分压电容 $C_{b1} = C_{b2} = 2000$ μ F,漏感 $L_r = 400$ μ H,

升压电感 $L_{dk} = 500$ μ H,负载 $R_L = 100$ Ω ,变压器变比为 $n = 5:2$ 。

工作在模式 1 时,蓄电池组向高压直流母线传输功率,设定高压直流母线初始电压 U_0 为 400 V,额定电压为 500 V,带负载为 2.5 kW,经过一段时间的充电后, U_0 稳定在 500 V。为了更好地验证 PDPS 控制对电路工作特性的改善,需要验证在端口电压匹配度偏离 1 较远时的情况,假设经过一段时间的放电后,检测到蓄电池组的电压 U_1 在 $t = 4$ s 时下降到 160 V,仿真波形如图 11—14 所示,图中 u_{Ca} 、 u_{Cb1} 、 u_{Cb2} 分别为电容 C_a 、 C_{b1} 、 C_{b2} 上的电压。

可以看出,当电路处于稳定工作状态时,占空比 $D = 0.55$,外移相角 $\varphi = 0.16\pi$,内移相角 $\varphi_0 = 0.118\pi$,各电容电压分别稳定在 $u_{Ca} = -50$ V, $u_{Cb1} = 220$ V, $u_{Cb2} = 180$ V。

在端口电压未发生变化时漏感两端电压匹配的正负峰值分别为 550 V 和 -450 V。在 $t = 4$ s 时,

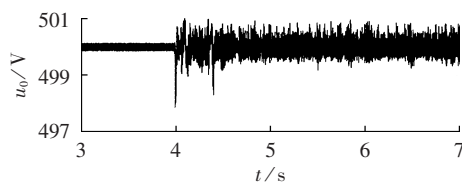


图 11 PDPS 控制电路工作在模式 1 时的输出电压波形
Fig.11 Output voltage waveform of converter under PDPS control in mode 1

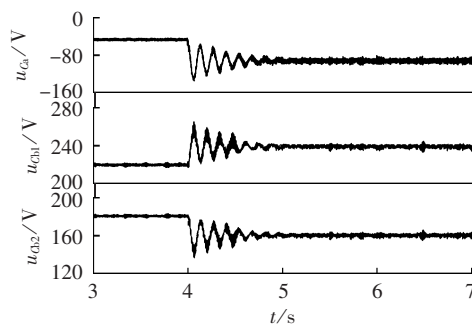


图 12 PDPS 控制电路工作在模式 1 时的电压波形
Fig.12 Voltage waveform of converter under PDPS control in mode 1

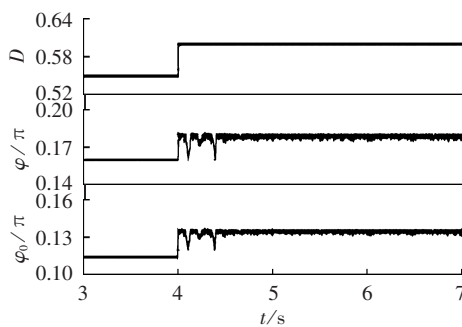


图 13 PDPS 控制电路工作在模式 1 时占空比、内外移相角的变化情况

Fig.13 Duty cycle and inner-outer phase-shift angle of converter under PDPS control in mode 1

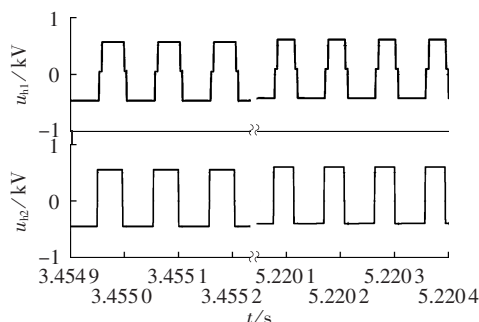


图 14 PDPS 控制电路工作在模式 1 时漏感两端电压波形

Fig.14 Leakage inductance voltage of converter under PDPS control in mode 1

低压侧电压 u_1 变为 160 V, 经历一定时间的暂态调节过程重新达到稳定时, 占空比 $D=0.6$, 外移相角 $\varphi=0.18\pi$, 内移相角 $\varphi_0=0.138\pi$ 。各电容电压变为 $u_{Ca}=-100$ V, $u_{Cb1}=240$ V, $u_{Cb2}=160$ V, 漏感两端电压匹配的正负峰值变为 600 V 和 -400 V。

工作在模式 2 时, 直流母线向蓄电池组传输功率, 高压侧直流母线电压 $U_0=500$ V, 低压侧蓄电池组的初始电压为 $U_1=160$ V, 高压直流母线向蓄电池组传输的功率为 3 kW, 经过一段时间的充电后, 检测到蓄电池组电压 U_1 从 160 V 上升至 180 V, 其仿真波形如图 15—18 所示。

电路工作在模式 2 时低压侧吸收功率, 相当于负载, 故其发出的功率为负, 其他工作特性与模式 1 相似, 不再赘述。

图 19 为 PDPS 控制和 TPS 控制工作在模式 1 时, 电路工作状态稳定后的若干开关周期的波形图, 用以观察 2 种控制策略电路环流和峰值电流, 模式 2 特性与模式 1 类似, 不再列举。

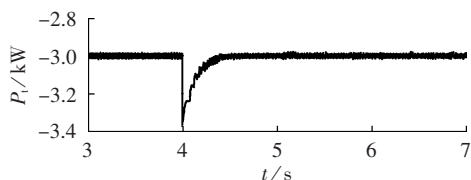


图 15 PDPS 控制电路工作在模式 2 时传输功率波形

Fig.15 Power waveform of converter under PDPS control in mode 2

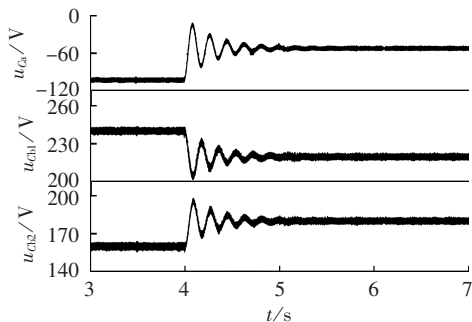


图 16 PDPS 控制电路工作在模式 2 时的电压波形

Fig.16 Voltage waveform of converter under PDPS control in mode 2

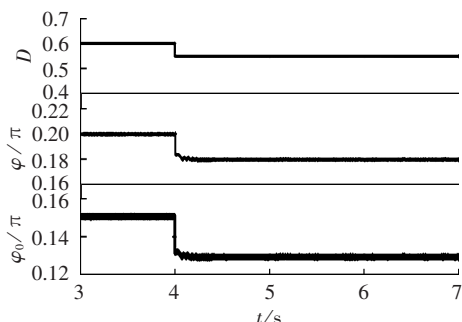


图 17 控制电路工作在模式 2 时占空比、内外移相角的变化情况

Fig.17 Duty cycle and inner-outer phase-shift angle of converter under PDPS control in mode 2

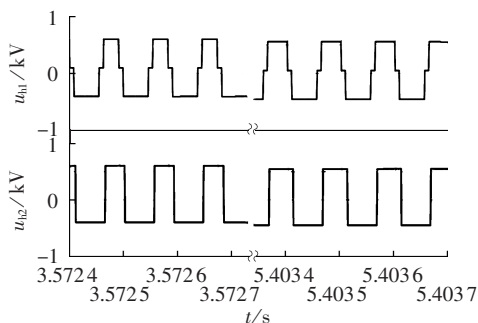


图 18 PDPS 控制电路工作在模式 2 时漏感电压波形

Fig.18 Leakage inductance voltage of converter under PDPS control in mode 2

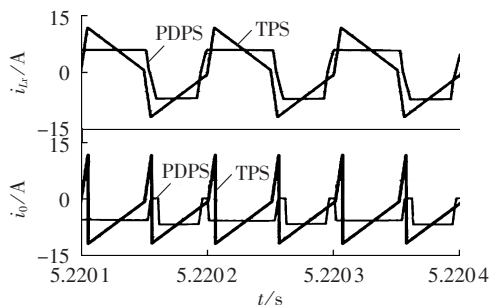


图 19 TPS 控制和 PDPS 控制下电路电流波形

Fig.19 Current waveform under TPS control and PDPS control respectively

通过图 19 的波形对比可知, PDPS 控制下电路漏感电流的峰值从 TPS 控制的 12 A 减小到略小于 7 A, 且输出端直流母线上的电流波形不再是 TPS 控制的正负交替了, 变成只有负的部分, 说明电路的环流功率全部消除了。

6 结语

双向 DC/DC 变换器应用 TPS 控制时, 电路内存在无功环流, 而端口电压波动致使功率变压器漏感两端的电压不匹配的时候, 电路能量变换效率降低, 电流应力增大, 软开关范围减小, 环流进一步增加。

改进的全桥-升压半桥双向 DC/DC 拓扑应用

PDPS 控制策略时,不仅可以实现功率变压器漏感电压分时段的匹配,同时在整个移相范围内完全消除了电路中的无功环流,抑制了电路工作的峰值电流,降低了电路的损耗;不仅克服了 TPS 控制在端口电压不匹配时工作特性的恶化,还扩展了端口电压不匹配时 DPSS 控制完全消除电路无功环流的移相范围。

TPS 控制应用在储能系统中工作特性较差,而 PDPS 控制不仅改善了电路的工作特性,同时还提高了储能系统的工作效率。根据储能系统的控制需要还可以切换至 TPS 控制、DPSS 控制或者 PDPS 控制,使系统在不同的工作条件下都保持良好的工作特性。

参考文献:

- [1] 姚勇,朱桂萍,刘秀成. 电池储能系统在改善微电网电能质量中的应用[J]. 电工技术学报,2012,27(1):85-89.
YAO Yong,ZHU Guiping,LIU Xiucheng. Improvement of power quality of micro-grids by battery energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(1):85-89.
- [2] GLAVIN M,CHAN P,ARMSTRONG S et al. A stand-alone photovoltaic super-capacitor battery hybrid energy storage system[C]//IEEE 2008 Power Electronics and Motion Control Conference. Poznan,Poland;IEEE,2008:1688-1695.
- [3] TAO Weiqing,SUN Wen,DU Chen. Research on super-capacitor and battery hybrid energy storage system applied in micro-grid[C]//2012 International Conference on Control Engineering and Communication Technology. Shenyang,China:[s.n.],2012:157-160.
- [4] 唐西胜,邓卫,李宁宁,等. 基于储能的可再生能源微网运行控制技术[J]. 电力自动化设备,2012,32(3):99-108.
TANG Xisheng,DENG Wei,LI Ningning,et al. Control technologies of micro-grid operation based on energy storage[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(3):99-108.
- [5] ZHAO Biao,SONG Qiang,LIU Wenhua,et al. Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2013,60(10):4458-4467.
- [6] 赵彪,于庆广,孙伟欣. 双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析[J]. 中国电机工程学报,2012,32(12):43-50.
ZHAO Biao,YU Qingguang,SUN Weixin. Bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control and its backflow power characteristic analysis [J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(12):43-50.
- [7] BAI Hua,NIE Ziling,MI C C. Experimental comparison of traditional phase-shift,dual-phase-shift,and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2010,25(6):1444-1449.
- [8] ZHAO Chuanhong,XU Dehong,FAN Haifeng. A PWM plus phase-shift control bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2004,19(3):666-675.
- [9] WU Haimeng,LI Wuhua,ZHAO Yi,et al. An isolated PWM plus phase-shift controlled ZVS bidirectional converter with coupled inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2011,26(12):3560-3570.
- [10] XIAO Huafeng,XIE Shaojun. A ZVS bidirectional DC-DC converter with phase-shift plus PWM control scheme[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(2):813-823.
- [11] BAI Hua,MI C C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(6):2905-2914.
- [12] KIM M,ROSEKEIT M,SUL S K,et al. A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range[C]//8th International Conference on Power Electronics (ECCE). Jeju,Korea:[s.n.],2011:364-371.
- [13] 李彦林,王明彦,郑载满. 基于谐振控制的微电网储能变流器多目标控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(3):22-27.
LI Yanlin,WANG Mingyan,ZHENG Zaiman. Multi-objective control based on resonant control for microgrid energy storage converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(3):22-27.
- [14] 曹一家,苗轶群,江全元. 含电动汽车的微电网孤岛运行优化[J]. 电力自动化设备,2012,32(5):1-6.
CAO Yijia,MIAO Yiqun,JIANG Quanyuan. Optimal operation of islanded micro-grid with battery swap stations[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(5):1-6.
- [15] EGHTEHDARPOUR N,FARJAH E. Distributed charge/discharge control of energy storages in a renewable-energy-based DC micro-grid[J]. IET Transactions on Renewable Power Generation,2014,8(1):45-57.
- [16] 李斌,宝海龙,郭力. 光储微电网孤岛系统的储能控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(3):8-15.
LI Bin,BAO Hailong,GUO Li. Strategy of energy storage control for islanded microgrid with photovoltaic and energy storage systems[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(3):8-15.
- [17] SINGH S,SINGH M,CHANANA S,et al. Operation and control of a hybrid wind-diesel-battery energy system connected to micro-grid[C]//2013 International Conference on Control, Automation,Robotics and Embedded Systems(CARE). Jabalpur,India:[s.n.],2013:1-6.
- [18] 石庆均,江全元. 包含蓄电池储能的微网实时能量优化调度[J]. 电力自动化设备,2013,33(5):76-82.
SHI Qingjun,JIANG Quanyuan. Real-time optimal energy dispatch for microgrid with battery storage[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(5):76-82.

作者简介:



晏坤

晏坤(1988—),男,湖北黄冈人,硕士研究生,主要从事微电网多端口混合储能技术方面的研究(E-mail:aprilan88@gmail.com);

王辉(1974—),女,山东烟台人,副教授,博士,主要从事电力电子技术领域的教学与科研工作(E-mail:sddlwh@sdu.edu.cn)。

Bidirectional DC/DC converter based on PWM plus dual phase-shift control for microgrid storage system

YAN Kun, WANG Hui, QI Wenlong, TAN Xingguo

(School of Electrical Engineering, Shandong University, Ji'nan 250061, China)

Abstract: In order to eliminate the harmful influence of voltage fluctuation existing in the energy storage devices and DC bus of microgrid energy storage system on the converter operation and the energy loss caused by the circulating power, a control strategy of PDPS (PWM plus Dual Phase-Shift) is proposed based on the topology of bidirectional DC/DC converter with full-bridge at the primary side and Boost half-bridge at the secondary side. The improvements of converter operating characteristics brought by the proposed strategy during the converter port voltage fluctuation are analyzed. As the single H-bridge dual phase-shift control may completely eliminate the circulating power throughout the phase-shift range only when the converter port voltage is matched, the PWM control is applied to improve the effect of circulating power elimination for enhancing the system operational efficiency in wide variation range of port voltage. The mathematical converter model with PDPS control strategy is established, and its characteristic is compared with that of the converter model with traditional phase-shift control strategy. The PDPS control strategy for microgrid energy storage system is designed, the simulation model is built, the control effect is comparatively analyzed, and its effectiveness is verified.

Key words: microgrid; electric converters; bidirectional DC/DC converter; energy storage; pulse width modulation; phase-shift control; dual phase-shift; circulating power

(上接第 43 页 continued from page 43)

Power allocation strategy of hybrid energy storage system for microgrid

JIANG Wei¹, ZHOU Gan¹, WANG Xiaodong², YANG Yongbiao³

(1. Jiangsu Provincial Key Laboratory of Smart Grid Technology & Equipment, School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China; 2. State Grid Changzhi Electric Power Supply Company, Changzhi 046011, China; 3. NARI Technology Co., Ltd., Nanjing 210061, China)

Abstract: As the HESS (Hybrid Energy Storage System) has the advantages of both power-based and energy-based energy storage devices, it is suitable for microgrid to smooth the power fluctuation. An HESS with parallel super capacitor and battery is adopted. The battery unit is used to stabilize the DC bus voltage while the super capacitor unit is used to track the reference current, which realizes the dynamic power allocation. A power allocation strategy is proposed based on the power loss model of HESS, which considers the state of charge of super capacitor as well as the power loss of HESS. It is applied to a photovoltaic generation system and the simulative results prove its effectiveness.

Key words: energy storage; power allocation; power loss; state of charge; microgrid; control