

DOI:10.12158/j.2096-3203.2020.04.024

隔离型链式储能系统优化设计研究

叶海涵, 陈武

(东南大学先进电能变换技术与装备研究所, 江苏 南京 210096)

摘要:针对分布式发电渗透率不断提高引起的交流电网频率波动愈发频繁问题,提出一种基于隔离型DC/DC变换器的链式储能装置设计方法。结合载波移相调制的最大电平数条件和隔离型变换器的功率传输极限,详细说明功率双向调节区间的设计方法。建立了最大放电时长一般模型,依次分析基于双有源桥、双半桥型隔离变换器的储能装置放电时长特征,得出了放电时长对变换器种类、变比、漏感、超级电容数量的关系,表明在固定放点时长指标下,优化设计隔离型变换器有助于实现漏感集成、隔离变压器便于制造、降低储能成本。最后,仿真证明了所提方案在功率指令大小、类型、方向突变时控制精度较高,有助于装置输出功率实时跟随自动发电控制(AGC)指令。

关键词:自动发电控制;隔离型DC/DC变换器;链式结构;超级电容

中图分类号:TM464

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2020)04-0171-09

0 引言

随着特高压输电、能源互联网技术的发展,大量区外来电的实时供给和新能源发电机组的不断投运缓解了我国东部沿海地区经济高速发展带来的庞大电力需求,减轻了大气环保治理的压力。然而,以风能和太阳能为代表的新能源发电具有天然的波动性和间歇性,并网运行时其输出功率存在较大不确定性,使频率震荡和偏移事件愈发频繁,互联系统区域控制偏差信号(area control error, ACE)的高频成分增加,自动发电控制(automatic generation control, AGC)下发的AGC指令对调频机组的响应时延及爬坡速率要求更为严格。

储能装置作为一种快速可控的功率源,在日益复杂的源-网-荷系统中扮演着重要的能量缓冲作用^[1-2]。将储能装置分布式安装于变电站等场所,通过快速充放电辅助机组频率调节,不但可以大幅减少储能装置的需求容量,改善传统机组调频能力,实现额外创收,还能将其作为电能治理措施,保证配电网运行稳定。目前研究工作大多着重于成本控制和容量优化,较少涉及具体装置设计和实际示范工程建设。文献[3]从调频里程补偿和AGC容量补偿2个方面对调频运行收益进行投资经济性评估,验证储能联合发电机组调频具有良好经济效益。文献[4]较为全面地介绍了用于350 MW机组联合调频储能系统的容量计算、主接线和控制流程,根据运行统计数据预测显示,加装电储能系统

后机组的调节性能指标提高1倍。文献[5]依托北京石景山火电机组示范工程,将自带监视和内部均衡控制系统的2 MW/15 min锂电池组接至220 MW火电机电枢绕组用以辅助AGC调节,测试表明AGC性能指标 K_p 提升24%,报销收入提升380%,但仅给出协调组合方案,并未提及具体的储能装置拓扑及控制方法。对比锂电池、液流和钠硫电池^[6],超级电容^[7]具有功率密度大、充放电速度快的特有优势,但单体模块电压低、容量小、放点时长短,集成较为困难。与传统储能变流器产品相比,链式变换器^[8]将多个变换器单元依次级联,可实现储能系统的无变压器高压直挂。此外,链式变换器设计的自由度较多,可实现多储能单元的充放电出力均衡,便于储能的大规模集成。然而,应用至储能场合的链式变换器放点时长优化以及AGC调频特性^[9]相结合的协调运行尚有较多问题亟待解决。

针对储能装置辅助AGC调频的问题,依次研究了双有源桥(dual active bridge, DAB)和双半桥(dual half bridge, DHB)对储能装置性能的影响,并建立了最大放电时长数学模型,用以在工程实践中依据放电时长指标优化设计装置参数,减少整体成本。其次分析了基于DAB的链式储能装置设计方案,包括功率调节范围设计、最大放电时间设计及参数优化。然后分析了基于DHB的链式储能装置设计方案,包括优势分析、参数优化、软开关范围计算。最后对所提优化方案进行全面论证。

1 链式变换器拓扑及其控制算法

常用三相级联H桥变换器基本拓扑如图1所示。 u_{gj}, i_{gj} 分别为 $j(j=A, B, C)$ 相电网电压和电流;

收稿日期:2020-01-18;修回日期:2020-02-12

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2018YFB0904100);

国家电网有限公司科技项目(SGHB0000KXJS1800685)

u_{oj} 为变换器输出电压; L_g 为滤波电感; E 为隔离型DC/DC变换器输出电压。按工程要求,文中 E 的额定值为530 V,额定功率400 kW,选用储能类型为超级电容,容量26.25 W·h,持续时长0.2 s。

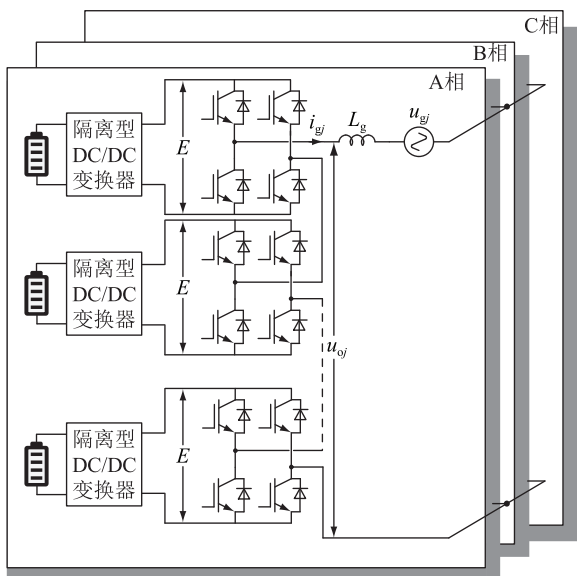


图1 链式变换器基本拓扑

Fig.1 Basic topology of cascaded converter

文中所提储能装置主要用于辅助AGC调频,进一步地希望应用至电能质量治理场合,这对并网算法的速动性、精确性、功率解耦等性能提出了较高要求。相比惯性较大、平抑功率波动促进新能源消纳的虚拟同步发电机算法^[10],文中更加推荐基于矢量控制的并网算法。另外,在载波移相调制方法中加入电压排序方法^[11-12]用于实现储能模组充放电均衡,并网算法如图2所示。

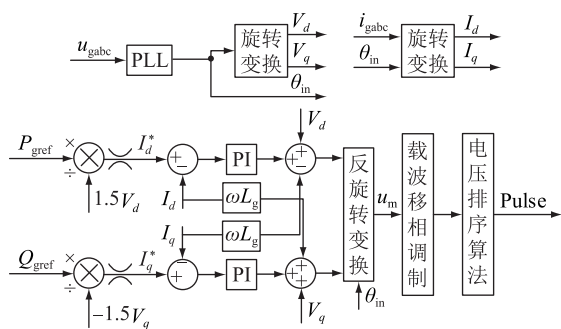


图2 并网算法框图

Fig.2 Block diagram of the grid connection algorithm

图2中, P_{gref} 、 Q_{gref} 分别为变换器输出有功和无功的给定值; P_g 、 Q_g 分别为电网吸收的有功和无功功率; V_d 、 I_d 、 V_q 、 I_q 分别为d轴和q轴电网电压和电流分量; I_d^* 、 I_q^* 分别为d轴和q轴电网电流给定; ω 为电网电压电角速度; θ_{in} 为电网电压相量 u_g 的相位; u_m 为并网算法输出调制波。

2 基于DAB的链式储能装置设计

2.1 拓扑结构及控制算法

DAB基本拓扑如图3所示, V_{in} 、 i_{in} 分别为储能模组电压和电流; L_1 、 k_1 、 C_1 分别为DAB漏感、变比和滤波电容; V_{Eref} 为 E 的额定电压。

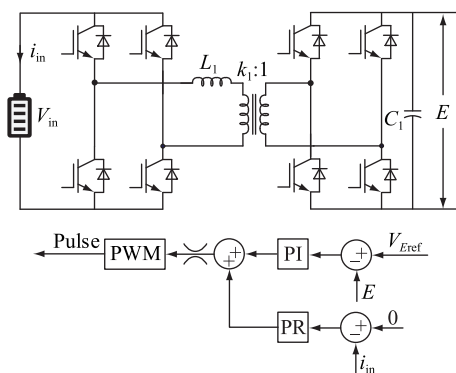


图3 DAB基本拓扑及控制算法

Fig.3 Basic topology and control algorithm of DAB

由图3可知,将中频变压器加入2个H桥之间可构成DAB,有助于实现电气隔离和软开关^[13]。DAB的调制策略一般采用单移相调制,改变外部移相角 ϕ_1 即可改变DAB输出功率。为进一步提升DAB的效率、功率因数等性能,目前也有学者提出双移相、扩展移相等方法。

对于控制算法部分,电压环用于实时调节 C_1 两端电压并将其维持在 V_{Eref} 。考虑到单相倍频功率会在DAB输出端口引起倍频电流波动,而持续性倍频电流会减小储能模组寿命,为此在控制算法中加入PR控制器以平滑储能模组输出电流。

2.2 功率调节范围设计

图1所示链式变换器一般采用单极性载波移相调制方法,输出相电压电平数为 $2n+1$,等效开关频率为 $2nf_c$ 。其中, n 为级联数, f_c 为链式变换器开关频率。根据文献^[14]的结论,要实现上述功能必须满足如下条件:

$$\begin{cases} \frac{U_{oj}}{n} < E < \frac{U_{oj}}{n-1} \\ \frac{n-1}{n} < m < 1 \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{oj} 为 u_{oj} 的幅值; m 为链式变换器的调制比。

根据链式变换器中调制比的定义:

$$m = \frac{U_{oj}}{nE} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1)的第二项可得:

$$\frac{n-1}{n} < \frac{U_{oj}}{nE} < 1 \Rightarrow$$

$$\begin{cases} \frac{U_{oj}}{n-1} > E \\ \frac{U_{oj}}{n} < E \end{cases} \Rightarrow \frac{U_{oj}}{n} < E < \frac{U_{oj}}{n-1} \quad (3)$$

对比式(3)和式(1)第一项可知,两者相同。即式(1)第一项和第二项约束本质相同。

定义链式变换器输出电压基波相量 u_o , 三相电网电流相量 i_g , 交流侧相量可表示为:

$$u_o = u_g + j\omega L_g i_g \quad (4)$$

根据式(4), U_{oj} 可求解如下:

$$U_{oj} = \sqrt{2} |u_o| = \sqrt{2} \sqrt{|u_g|^2 + |\omega L_g i_g|^2} \quad (5)$$

采用常用调制比 $k_m = 0.85$, 式(5)可化简为:

$$U_{oj} = \frac{\sqrt{2}}{k_m} \sqrt{\frac{V_g^2}{2} + \left(\frac{\sqrt{2} P_g \omega L_g}{3V_g} \right)^2} \quad (6)$$

其中, V_g 为 u_g 的幅值。

根据单体 DAB 输出功率表达式^[15]:

$$P_1 = \frac{k_1 V_{in} E}{2\pi^2 f_1 L_1} \varphi_1 (\pi - |\varphi_1|) \quad (7)$$

式中: P_1 为 DAB 输出功率; f_1 为 DAB 开关频率。

由式(7)可计算得单体 DAB 最大传输功率:

$$|P_1| \leq \frac{k_1 V_{in} E}{8f_1 L_1} \quad (8)$$

忽略链式变换器开关损耗, 综合式(1)的第一项、式(6)和式(8)可得:

$$\begin{cases} \frac{U_{oj}}{n} < E < \frac{U_{oj}}{n-1} \\ |P_g| = 3n |P_1| \leq \frac{3nk_1 V_{in} E}{8f_1 L_1} \\ U_{oj} = \frac{\sqrt{2}}{k_m} \sqrt{\frac{V_g^2}{2} + \left(\frac{\sqrt{2} P_g \omega L_g}{3V_g} \right)^2} \end{cases} \quad (9)$$

进一步地, 根据表 1 所示 DAB 方案主要参数可画出 P_g 与 V_g 的函数图形。表 1 中, f_g 为电网电压频率, u_{sc0} 为单体超电容额定电压。

表 1 DAB 方案主要参数

Table 1 Main parameters of DAB scheme

符号	数值	符号	数值
$L_1/\mu\text{H}$	100	E/V	530
n	3	f_c/Hz	5 000
f_g/Hz	50	L_g/mH	3.1
k	1	u_{sc0}/V	2.7

因 V_{in} 由单体超级电容串联组成, 根据表 1 中参数可表示为:

$$V_{in} \approx V_{sc0} = 2.7 \text{ceil} \left(\frac{k_1 E}{2.7} \right) \quad (10)$$

式中: V_{sc0} 为储能模组初始电压; ceil 为向上取整函数。根据式(9)、式(10)、表 1 所示参数, 功率可调范围如图 4 中黄色区域所示。

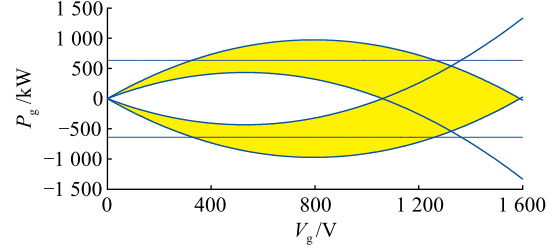


图 4 输出功率可调范围

Fig.4 Adjustable range of output power

因文中所提装置主要用于辅助 AGC 调频, 要求装置的输出功率流向可逆, 因此电网电压幅值约束为 $V_g \in (1 060, 1 590)$ V。可见, 变换器输出端需要接入降压变压器。

2.3 最大放电时间设计

当超级电容持续输出功率, V_{in} 持续下降。由式(7)可知, 为持续维持恒功率输出, φ_1 需要持续增大。当 φ_1 增大至 $\pi/2$ 时, $\varphi_1 (\pi - \varphi_1)$ 转而减小^[16], 功率平衡关系难以维持, DAB 脱离可控范围。此时, L_1 处漏感电流瞬间产生大幅度冲击, 可能会触发停机保护。随后漏感电流出现反向区域并与 V_{in} 产生环流, 使系统运行效率显著降低^[15]。因此, 对于采用 DAB 的储能装置, 确定最大运行时间 t_{dmax} 有助于确保系统健康高效运行, 具备重要工程意义。

根据式(8)可计算得装置额定输出功率 P_{gref} 下 DAB 最小输入电压 V_{imin} :

$$V_{imin} = \frac{8f_1 L_1 P_{gref}}{3nk_1 E} \quad (11)$$

因 V_{imin} 时刻超级电容单体的输出电流最大, 所以该时刻储能内阻压降最大。具体可表示为:

$$V_{Rscmax} = \frac{P_{gref} R_{sc}}{3n V_{imin}} \quad (12)$$

式中: V_{Rscmax} 为最大内阻压降; R_{sc} 为储能内阻。

根据式(11)和式(12), 储能模组等效电容 C_{sc} 最低电压 V_{scmin} 可计算为:

$$V_{scmin} = V_{Rscmax} + V_{imin} \quad (13)$$

因系统启动时暂态过程短暂且复杂, 文中以装置第一次进入稳态运行时刻为起点, 采用线性拟合、仿真修正的方法估计全过程中 R_{sc} 两端的压降 V_{Rsc} 。定义 $V_{Rsc}(t)$ 函数的起点为 $(0, V_{Rscmin})$, 终点为 (t_{dmax}, V_{Rscmax}) , 其中, V_{Rscmin} 为最小内阻压降。

考虑到储能模组 C_{sc} 较大, 端电压变化较为缓慢, 可认为 V_{in} 初始值近似等于 V_{sc0} 。此时, 维持恒定

放电功率所需 $|i_{in}|$ 最小,具体可表示为:

$$V_{Rscmin} = \frac{P_{gref} R_{sc}}{3nV_{sc0}} \quad (14)$$

结合式(12)和式(14), V_{Rsc} 可近似表示为:

$$V_{Rsc} = \frac{V_{Rscmax} - V_{Rscmin}}{t_{dmax}} t + V_{Rscmin} \quad (15)$$

根据等式(15)可计算得内阻损耗功率 P_{Rsc} 为:

$$P_{Rsc} = \int_0^{t_{dmax}} \frac{V_{Rsc}^2}{R_{sc}} dt = \frac{V_{Rscmax}^3 - V_{Rscmin}^3}{3R_{sc}(V_{Rscmax} - V_{Rscmin})} \quad (16)$$

根据电容能量公式可得:

$$\frac{1}{2} C_{sc} (V_{sc0}^2 - V_{scmin}^2) = t_{dmax} \left(\frac{P_{gref}}{3n} + P_{Rsc} \right) \quad (17)$$

将式(16)代入式(17),化简可得:

$$t_{dmax} = \frac{3n C_{sc} R_{sc} (V_{Rscmax} - V_{Rscmin}) (V_{sc0}^2 - V_{scmin}^2)}{2R_{sc} P_{gref} (V_{Rscmax} - V_{Rscmin}) + 2n (V_{Rscmax}^3 - V_{Rscmin}^3)} + t_0 \quad (18)$$

其中, t_0 为启动时暂态过程时间,文中取 0.1 s。

根据工程所示额定参数, C_{sc} 的最低容值为:

$$\frac{1}{2} C_{sc} (530^2 - 450^2) = 26.25 \times 3\ 600 \Rightarrow C_{sc} = 2.410\ 7\ F \quad (19)$$

选用 2.7 V、350 F、内阻 3.2 mΩ 的超级电容,则 C_{sc} 和 R_{sc} 为:

$$\begin{cases} C_{sc} = \frac{350 \text{ceil}\left(\frac{2.410\ 7}{350k_1^2} \text{ceil}\left(\frac{k_1 E}{2.7}\right)\right)}{\text{ceil}\left(\frac{k_1 E}{2.7}\right)} \\ R_{sc} = \frac{0.003\ 2 \text{ceil}\left(\frac{k_1 E}{2.7}\right)}{\text{ceil}\left(\frac{2.410\ 7}{350k_1^2} \text{ceil}\left(\frac{k_1 E}{2.7}\right)\right)} \end{cases} \quad (20)$$

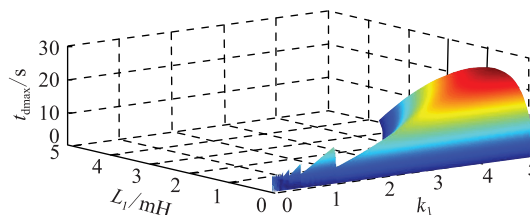
同理,由式(20)还可计算出所需超级电容的数量 n_{sc} ,具体为:

$$n_{sc} = \text{ceil}\left(\frac{k_1 E}{2.7}\right) \text{ceil}\left(\frac{2.4107}{350k_1^2} \text{ceil}\left(\frac{k_1 E}{2.7}\right)\right) \quad (21)$$

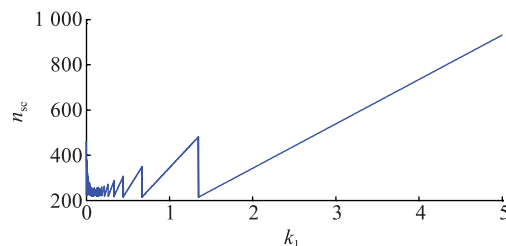
2.4 DAB 参数优化

当 DAB 采用单移相调制且占空比 $D_1 = 0.5$ 时, DAB 传输的功率最大^[13]。加入内部移相角虽有助于提升部分性能,但整体传输功率减小,即传输相同功率时 φ_1 更大。当 V_{in} 持续下降时,为维持输出功率不变, φ_1 的起点和上升速度提高,到达最大外部移相角的时间减小,即 t_{dmax} 减小。因此,文中选用单移相调制且占空比 $D_1 = 0.5$ 。

根据式(10)一式(14)、式(18)、式(20)和表 1, DAB 放电时长见图 5(a)。可见,随着 k_1 和 L_1 增大, t_{dmax} 增大, n_{sc} 震荡上升。因此,固定 t_{dmax} 指标可对应多个 k_1, L_1, n_{sc} 组合,优化选择电路参数可达到漏感集成、隔离变压器便于制造、成本优化的目标。



(a) DAB 放电时长



(b) DAB 所需超级电容数量

图 5 DAB 参数优化结果

Fig.5 Optimization results of DAB parameters

3 基于 DHB 的链式储能装置设计

DHB 的运行特性与 DAB 类似,但其本身具有倍压输出功能,可以大幅减小储能单元串联数、增加并联数,增大 C_{sc} 以改善 E 在单相倍频功率下的稳定性。并且,占空比 D_2 为 DHB 带来了额外的自动度^[17],例如改善隔离变压器原副边电压匹配关系、扩大软开关范围等。

3.1 拓扑结构及控制算法

DHB 的基本拓扑如图 6 所示。图中, L_{in} 为 DHB 输入滤波电感, L_2, k_2, C_2 分别为 DHB 漏感、变比和滤波电容; S_1-S_4 为带反并联二极管的 IGBT; $C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22}$ 为 4 个钳位电容。

对比图 3 可知, DHB 的控制算法部分与 DAB 相同,电压环采用 PI 控制器以稳定 DHB 输出电压,电流环采用 PR 控制器抑制储能模组输出电流的倍频波动。根据文献[18],输出电压表达式为:

$$E = \frac{d_v}{D_2} V_{in} \quad (22)$$

其中, d_v 为中频变压器原副边电压匹配程度。

DHB 输出功率表达式为:

$$P_2 = \frac{d_v \varphi_2 V_{in}^2 [4\pi D_2 (1 - D_2) - \varphi_2]}{8\pi^2 f_2 L_2 D_2^2} \quad (23)$$

其中, f_2 为 DHB 开关频率。

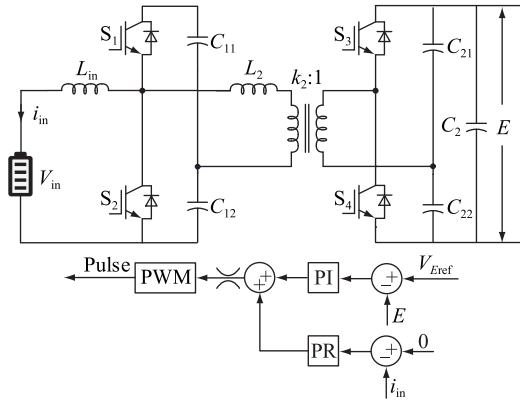


图6 DHB基本拓扑及控制算法

Fig.6 Basic topology and control algorithm of DHB

3.2 占空比为0.5时系统性能特征

工程应用常采用的调制参数为 $d_v = 1, D_2 = 0.5$ 。将其代入式(23)可知,此时单体DHB最大传输功率与式(8)所示DAB最大传输功率相同。

将上述调制参数代入式(22)可得:

$$E = 2V_{in} \quad (24)$$

可见,储能模组端电压仅为 E 的一半。与DAB方案相比可知,采用此方案可有效减小超级电容串联数。DAB和DHB主要参数如表2所示。

表2 DC/DC变换器主要参数

Table 2 Main parameters of DC/DC converter

符号	数值	符号	数值
$L_1/\mu\text{H}$	100	C_{22}/mF	5
$L_2/\mu\text{H}$	24	C_2/mF	3
C_{11}/mF	5	k_1	1
C_{12}/mF	5	k_2	1
C_{21}/mF	5		

其中,选用的超级电容为 $2.7 \text{ V}/350 \text{ F}/3.2 \text{ m}\Omega$, DAB输入电压由198串2并构成,DHB输入电压由100串3并构成。

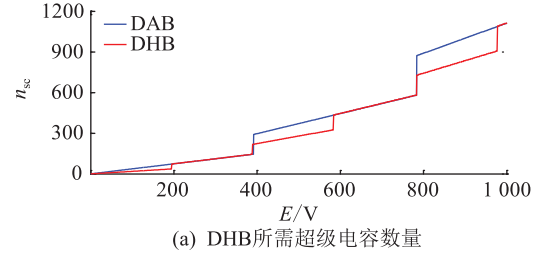
根据式(19)和式(20)可计算得DHB方案下所需 C_{sc} 和 R_{sc} 。根据表1、表2的参数以及式(18)与式(21)所示方法,图7(a)为DHB方案下的 n_{sc} ,图7(b)为DHB与DAB的 t_{dmax} 差值。图7(a)中,DHB方案所需 n_{sc} 小于DAB方案。图7(b)中,彩色区域表示DHB方案的 t_{dmax} 大于DAB方案。可见就 t_{dmax} 指标而言,DHB方案和DAB方案存在一定互补性。

3.3 DHB参数优化

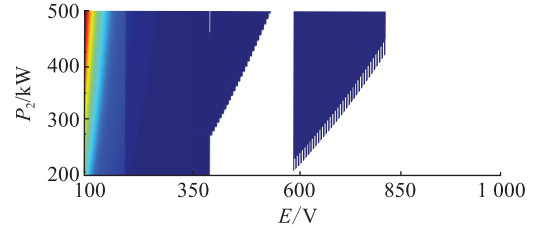
根据 d_v 的定义式:

$$d_v = \frac{D_2 k_2 E}{V_{in}} \quad (25)$$

当 $d_v = 1$ 时表示隔离变压器原副边电压匹配。



(a) DHB所需超级电容数量

(b) DHB与DAB的 t_{dmax} 差值图7 $D_2 = 0.5$ 时仿真结果Fig.7 Contrast results when $D_2 = 0.5$

此时开关应力最小,DHB软开关运行范围最宽^[18]。

将代入式(25)可解得:

$$D_2 = \frac{V_{in}}{k_2 E} \quad (26)$$

将式(26)代入式(23)可得:

$$P_2 = \frac{\varphi_2 [4\pi V_{in} (k_2 E - V_{in}) - E^2 k_2^2 \varphi_2]}{8\pi^2 f_2 L_2} \quad (27)$$

将式(27)作为约束条件,根据拉格朗日条件极值法求 V_{inmin} 可得:

$$F(\varphi, V_{in}, \lambda) = V_{in} + \lambda \left[\frac{8\pi^2 f_2 L_2 P_{gref}}{3n\varphi_2} + E^2 k_2^2 \varphi_2 + 4\pi V_{in} (V_{in} - k_2 E) \right] \quad (28)$$

求解式(28)可得:

$$\begin{cases} \varphi = \frac{\pi}{k_2 E} \sqrt{\frac{8f_2 L_2 P_{gref}}{3n}} \\ c = \frac{2\pi f_2 L_2 P_{gref}}{3n\varphi} + \frac{E^2 k_2^2 \varphi}{4\pi} \\ V_{inmin} = \frac{k_2 E - \sqrt{E^2 k_2^2 - 4c}}{2} \end{cases} \quad (29)$$

用式(29)代替式(11),并运用式(12)一式(18)所示方法,可根据 t_{dmax} 优化DHB参数。

为验证式(29)的正确性,文中给出第二种求解 V_{inmin} 的方法。将式(27)整理为:

$$P_2 = \frac{\varphi_2 [4\pi D_2 (1 - D_2) - \varphi_2]}{D_2} \times \frac{k_2 V_{in} E}{8\pi^2 f_2 L_2} \leq \frac{D_2 (1 - D_2)^2 k_2 V_{in} E}{2f_2 L_2} \quad (30)$$

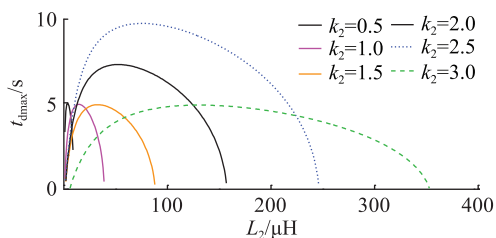
代入额定功率 P_{gref} 并将式(30)化简为:

$$V_{in}^2 - k_2 V_{in} E + k_2 E \sqrt{\frac{2f_2 L_2 P_{\text{gref}}}{3n}} \leq 0 \quad (31)$$

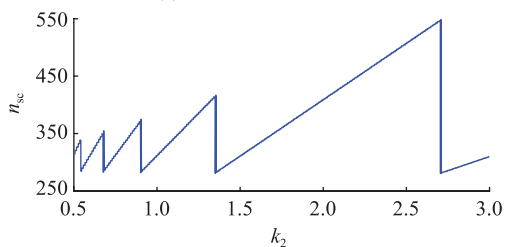
为满足式(31),则 V_{inmin} 可计算为:

$$\begin{cases} L_2 \leq \frac{3nk_2^2 E^2}{32f_2 P_{\text{gref}}} \\ \Delta = k_2^2 E^2 - 4k_2 E \sqrt{\frac{2P_{\text{gref}} f_2 L_2}{3n}} \\ V_{\text{inmin}} = \frac{k_2 E - \sqrt{\Delta}}{2} \end{cases} \quad (32)$$

对比式(32)和式(29)可知,虽两者计算结果相同,但式(32)给出了 L_2 的约束范围。为此,后文用式(32)进行计算。用式(32)代替式(11),并运用式(12)一式(18)所示方法,可计算得如下结果。



(a) DHB最大放电时长优化



(b) DHB所需超级电容数量

图8 DHB参数优化结果

Fig.8 Optimization results of DHB parameters

可见,在固定 t_{dmax} 指标下,优化选择 L_2, k_2, n_{sc} 有助于达到漏感集成、隔离变压器便于制造、成本优化的目标。

3.4 软开关范围

以下进行软开关范围计算,可减少装置损耗。零电压开关(zero voltage swith, ZVS)软开关条件归纳如表3所示。

表3 DHB软开关条件

Table 3 Soft switching conditions of DHB scheme

开关	能量正向流动	能量反向流动
S1	$i_{L2}(0) < 0$	$i_{L2}(\Phi) > 0$
S2	$i_{L2}(2D'\pi) > 0$	$i_{L2}(2D'\pi + \Phi) < 0$
S3	$i_{L2}(\Phi) > 0$	$i_{L2}(0) < 0$
S4	$i_{L2}(2D'\pi + \Phi) < 0$	$i_{L2}(2D'\pi) > 0$

i_{L2} 波形如图9所示,其中 i_{L2} 为 L_2 处电流, $D' = D_2, \Phi' = 2\pi\varphi_2$ 。

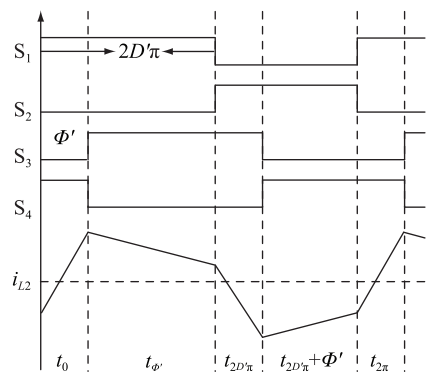


图9 i_{L2} 波形图

Fig.9 Waveform of i_{L2}

将表3所示软开关条件整理如下:

$$\begin{cases} V_{in} > \frac{D_2 k_2 E (\pi - \pi D_2 - 2\pi\varphi_2)}{\pi(1 - D_2)} \\ V_{in} > \frac{k_2 E (2\pi\varphi_2 D_2^2 + \pi D_2^2 - \pi D_2^3 - 2\varphi_2 \pi D_2)}{\pi D_2 (1 - D_2)} \\ V_{in} (1 - D_2) (D_2 \pi - 2\pi\varphi_2) < k_2 E \pi D_2^2 (1 - D_2) \\ V_{in} (\pi - D_2 \pi - 2\pi\varphi_2) < k_2 E \pi D_2 (1 - D_2) \end{cases} \quad (33)$$

绿色区域可实现全部软开关,红色区域不存在软开关,其他区域仅存在一半器件软开关,见图10。

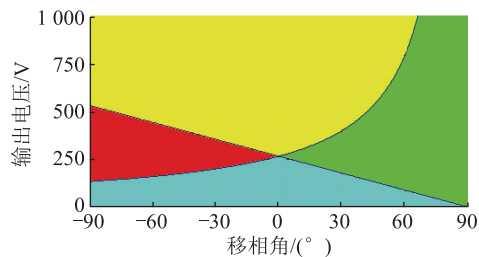


图10 $D_2=0.5$ 时 DHB 软开关区域

Fig.10 Soft switching region of DHB when $D_2=0.5$

将式(25)代入式(33)可得 $\varphi_2 > 0$ 。可见,式(25)不仅有助于实现隔离变压器原副两边电压匹配,减小漏感电流幅值,还能拓宽 ZVS 范围。但当能量反向流动时,仅改变占空比 D_2 无法使 DHB 结构实现全部器件的 ZVS。

4 所提方案验证

4.1 不同方案仿真结果

采用表2参数,不同方案仿真结果见图11。

图11(a)采用额定容量 $26.25 \text{ W}\cdot\text{h}$ 的储能模组后, E 可稳定于额定值 530 V , 以额定功率 400 kW 下持续时长均超过 0.2 s 。因此, DAB 方案和 DHB 方案都符合工程预期。图中红线(DAB 方案)的放电时长大于绿线(DHB 方案),这与图7所示结论相

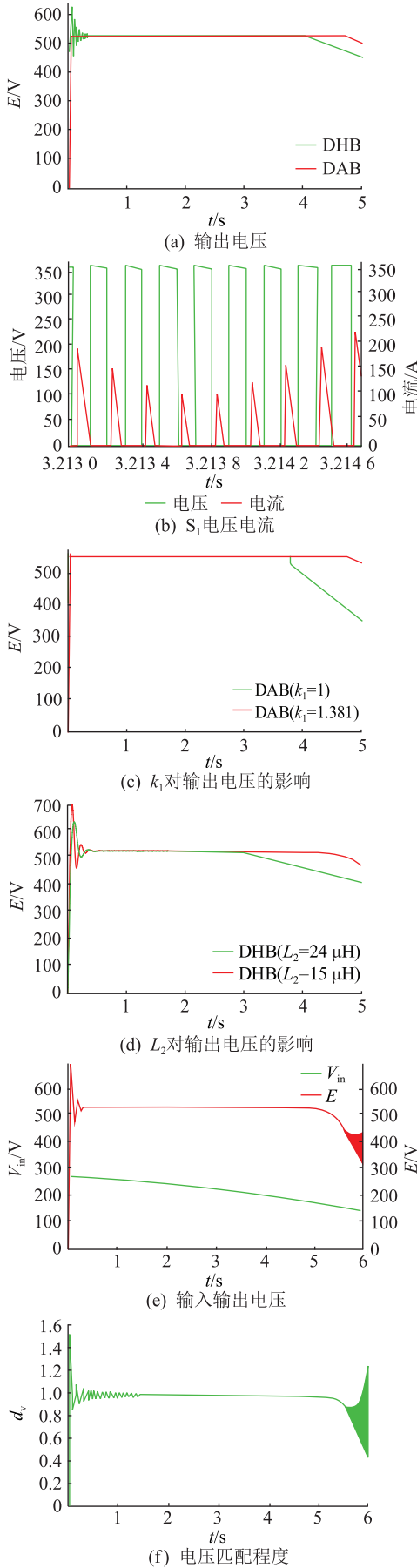


图 11 不同方案仿真结果

Fig.11 Simulation results of different schemes

符。图 11(b)开关管 S1 在上述工况内可实现软开关,正如图 10 黄色区域所示结论。

由图 11(c)可知,将 k_1 改为 1.381 后 DAB 放电时长出现大幅减小,这与图 5(b)在变比 1.4 附近出现下陷相符。同理,图 11(d)中将 L_2 更改为 $15 \mu\text{H}$ 后,DHB 输出电压在 5 s 附件才开始下降,这与图 8 (a)相符。

图 11(e)和图 11(f)为采用式(26)所示占空比 DHB 方案仿真结果。比较等式 11(c)和图 8(a)中红色曲线可知,优化 DHB 参数不但可进一步增大 t_{max} ,还能促进隔离变压器原副边电压匹配。

4.2 功率突变仿真结果

功率突变仿真结果如图 12 所示。

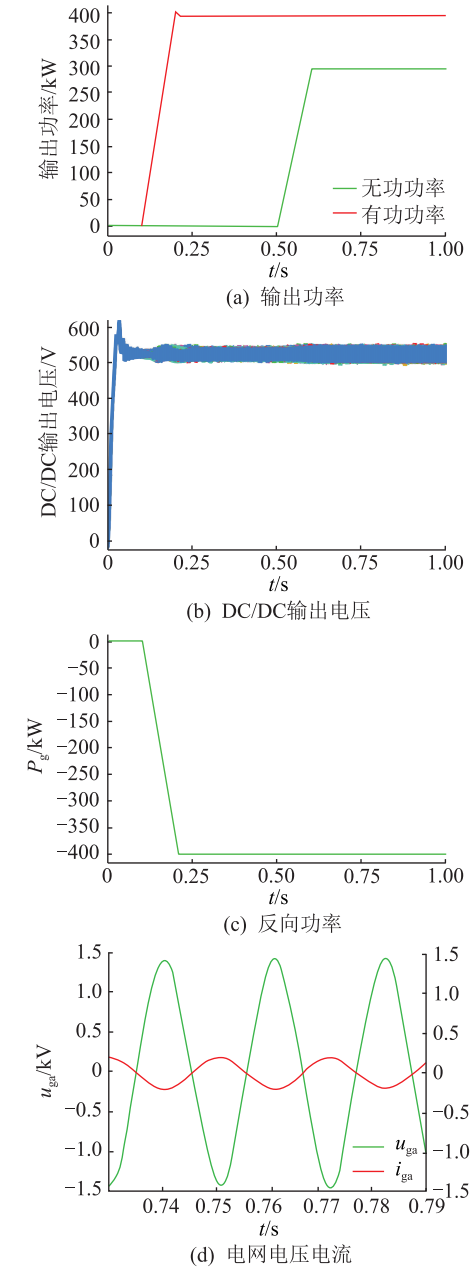


图 12 功率突变仿真结果

Fig.12 Simulation results of power mutation

由图 12(a)可知,输出有功突变时无功稳定,反之亦然。可见所提装置可实现功率解耦。图 12(b)所示功率突变时 E 稳定于额定值。根据图 12(c)和 12(d)可知,功率反向运行时, i_{ga} 波形正弦度较高, u_{ga} 的幅值符合图 4 所示功率区间。

4.3 辅助 AGC 调频仿真结果

重新设计小功率装置,结合小功率永磁发电机模型,在负荷突变时验证所提方案的可行性。0~0.3 s 发电机输出功率等于负荷所需功率,0.3 s 时负荷突增但发电机输出功率不变,0.5 s 时发电机输出功率突增。辅助 AGC 调频仿真结果如图 13 所示。

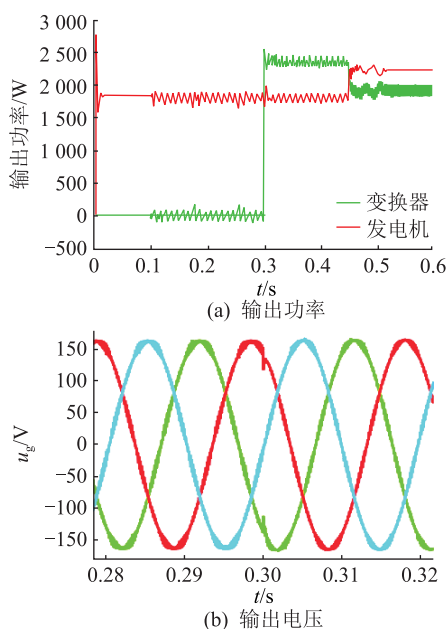


图 13 辅助 AGC 调频仿真结果

Fig.13 Simulation results of AGC frequency regulation

图 13(a)中,0.3 s 前变换器几乎不工作,0.3 s 时变换器输出功率突增,自动补偿不平衡功率。结合图 13(b)可知,0.3 s 时交流电压平稳,正弦度较高,系统运行稳定。0.5 s 时发电机输出功率突增,出现小幅震荡后稳定,变换器输出功率自动下降。可见,所提装置可自动辅助 AGC 调频,促进电网电压频率稳定。

5 结论

文中提出了一种基于隔离型 DC/DC 变换器的链式储能装置设计方法,并得出如下结论:

(1) 根据载波移相调制约束和 DAB 功率表达式,分析表明电网电压幅值在 1 060 V 至 1 590 V 内储能装置才能实现功率双向可调。

(2) 建立了最大放电时长数学模型,并依据该模型优化变换器参数,论证 DAB 和 DHB 结构在最大放电时间指标上存在互补性。

所提方法不局限于储能辅助 AGC 调频场合,还可应用于应急电源车、车载启动电池等对占用空间、放电时长存在严格约束的场合。

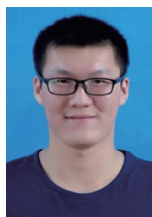
本文得到国网江苏省电力有限公司科技项目(J2019011)资助,谨此致谢!

参考文献:

- [1] 孙冰莹,杨水丽,刘宗歧,等. 国内外兆瓦级储能调频示范应用现状分析与启示[J]. 电力系统自动化,2017,41(11):8-16,38.
- [2] 张明霞,闫涛,来小康,等. 电网新功能形态下储能技术的发展愿景和技术路径[J]. 电网技术,2018,42(5):1370-1377. ZHANG Mingxia, YAN Tao, LAI Xiaokang, et al. Technology vision and route of energy storage under new power grid function configuration[J]. Power System Technology, 2018, 42(5): 1370-1377.
- [3] 孙钢虎,王小辉,陈远志,等. 储能联合发电机组调频经济效益分析[J/OL]. (2019-05-28) [2019-12-11]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20190528.1549.008.html>.
- [4] 王华卫,张平. 350 MW 级火电机组与电储能联合调频系统设计研究[J]. 电工技术,2019(6):61-63,117. WANG Huawei, ZHANG Ping. Design and research on joint frequency modulation system for 350 MW grade thermal power unit and energy storage [J]. Electric Engineering, 2019(6): 61-63,117.
- [5] XIE X, GUO Y, WANG B, et al. Improving AGC performance of coal-fueled thermal generators using multi-MW scale BESS: a practical application [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018,9(3):1769-1777.
- [6] ROCABERT J, MISUT R, AGUILAR R, et al. Control of energy storage system integrating electrochemical batteries and supercapacitors for grid-connected applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019,55(2):1853-1862.
- [7] 毕恺韬,安群涛,段建东,等. 基于级联多电平直流变换器的超级电容储能系统能量均衡控制策略[J]. 电工技术学报,2018(8):1919-1928. BI Kaitao, AN Quntao, DUAN Jiandong, et al. Self-balancing control strategy for super capacitor energy storage system based on cascaded multilevel DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018(8):1919-1928.
- [8] CHEN W, JIANG X, CAO W, et al. A fully modular control strategy for input-Series output-parallel (ISOP) inverter system based on positive output-voltage-amplitude gradient [J]. IEEE

- Transactions on Power Electronics, 2017, 33(4):2878-2887.
- [9] ZHANG Fang, YANG Zhipeng, WANG Guibin, et al. Control strategy of hybrid energy storage system to improve AGC performance of thermal generator [C]//2018 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT Asia). Singapore, 2018: 1299-1304.
- [10] SHI K, YE H, SONG W, et al. Virtual inertia control strategy in microgrid based on virtual synchronous generator technology [J]. IEEE Access, 2018, 27949-27957.
- [11] 刘追, 刘振兴, 李翠. 一种基于最近电平调制方式的 MMC 电压均衡改进方法[J]. 电测与仪表, 2017, 54(24):87-93.
LIU Zhui, LIU Zhenxing, LI Cui. An improved voltage balancing method based on MMC nearest level modulation[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2017, 54(24):87-93.
- [12] 李文君, 荣飞. 基于温度的 MMC 变流器均压控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(11):173-180.
LI Wenjun, RONG Fei. Voltage sharing control method of MMC converter valve based on temperature[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(11):173-180.
- [13] ZHAO B, SONG Q, LI J, et al. Full-process operation, control and experiments of modular high-frequency-link DC transformer based on dual-active-bridge for flexible MVDC distribution: a practical tutorial[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9):6751-6766.
- [14] 吴连贵, 涂春鸣, 姜飞, 等. 级联 H 桥型逆变器载波移相正弦脉宽调制输出性能分析[J]. 电网技术, 2016, 40(7):2155-2161.
WU Liangui, TU Chunming, JIANG Fei, et al. Characteristic analysis of carrier phase-shifted SPWM output voltage of cascaded H-bridge converters[J]. Power System Technology, 2016, 40(7):2155-2161.
- [15] 严仰光. 双向直流变换器[M]. 南京:江苏科学技术出版社, 2004.
YAN Yangguang. Bidirectional DC converter[M]. Nanjing: Jiangsu Science and Technology Press, 2004.
- [16] ZHAO B, SONG Q, LIU W. Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9):4172-4176.
- [17] 苗青. 基于电池储能的组合级联式功率转换系统研究[D]. 北京:北京交通大学, 2014:12-21.
MIAO Qing. Hybrid cascade power conversion system based on battery energy storage[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2014:12-21.
- [18] LIU X, LI H, WANG Z. A fuel cell power conditioning system with low-frequency ripple-free input current using a control-oriented power pulsation decoupling strategy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1):159-169.

作者简介:



叶海涵

叶海涵(1994),男,博士在读,研究方向为新能源发电与并网(E-mail: yehaihan2016@163.com);

陈武(1981),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为分布式发电与新能源并网、特种工业电源等。

Optimization design of isolated cascaded energy storage system

YE Haihan, CHEN Wu

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Center for Advanced Power-Conversion Technology and Equipment, Nanjing 210096, China)

Abstract: For frequency fluctuation of AC power grid caused by the continuous increasing of distributed generation permeability, a design method of cascaded energy storage device based on isolated DC/DC converter is proposed. Combined with the maximum level condition of carrier phase-shift modulation and the power transmission limit of isolated converter, the design method of bi-directional power regulation region is described in detail. The general model of maximum discharge time is established, and the discharge time characteristics of energy storage device based on double active bridge and double half bridge isolated converter are analyzed in turn. The relationship between discharge time and converter type, transformation ratio, leakage inductance and supercapacitor quantity is obtained, which shows that the isolated converter optimization benefits to leakage inductance integration, easier manufacture of isolation transformer and reduce energy storage cost under the fixed discharge time index. Finally, the simulation results show that the proposed method has high control accuracy when the size, type and direction of power instructions change suddenly, which is helpful for the output power of device to follow the AGC instructions in real time.

Keywords: automatic generation control; isolated DC/DC converter; cascaded topology; supercapacitor

(编辑 钱悦)