

基于高斯混合分布的混合储能电动汽车 DC-DC 变换器的优化设计

黎浩庭, 王学梅

(华南理工大学电力学院, 广东 广州 510640)

摘要: 结合超级电容与锂电池优势的混合储能系统(Hybrid Energy Storage System, HESS)能大幅提高储能系统的各项性能。半主动 HESS 中的 DC-DC 变换器需要工作在剧烈变化的负载功率和输入电压下,以单一工况下性能评价的变换器设计难以找到实际负载条件下的最优方案。基于此,本文提出了基于实际负载分布下功率损耗的变换器参数多目标优化方法。首先,采用二维高斯混合分布模型(2-Dimensional Gaussian Mixture Model, 2D-GMM)拟合出变换器在混合储能系统中工作的负载概率分布。然后,基于损耗模型建立交错并联双向 Buck/Boost 变换器的平均损耗和成本目标函数。最后,通过 NSGA-II 算法搜索帕累托解集,并分析最优解集构成的原因,给出基于平均损耗和成本下的变换器最优设计方案。

关键词: 双向 DC-DC 变换器; 混合储能系统; 高斯混合分布; 多目标优化

DOI: 10.12067/ATEEE2102008

文章编号: 1003-3076(2021)06-0001-10

中图分类号: TM46

1 引言

近年来,电动汽车的发展和应用已经吸引了越来越多的关注,并将会在中国乃至全世界得到推广和应用。能量密度、功率密度和循环寿命是汽车储能系统的三大要求。由于锂电池储能系统在功率密度和循环寿命这两方面存在劣势,学者们提出了能够综合超级电容与锂电池优势的混合储能系统,提高锂离子电池的功率密度和循环寿命^[1-11]。

EV 混合储能系统有主动式、半主动式以及被动式拓扑^[12],其中所有半主动式、全主动式的拓扑均需要一个双向的 DC-DC 变换器来完成对能量输入输出的控制。目前对混合储能系统的研究主要集中于能量分配和容量配置方面^[13-16],没有对于混合储能系统这一特殊情况对 DC-DC 变换器的优化方法作针对性的研究。对于储能系统的变换器设计,首先应当关注的就是变换器的效率问题,因为它不但决定了储能系统的整体效率,还影响着能量分配策略的选择;其次,就是变换器的成本问题,其影响

着储能系统整体投入使用和维护的经济性。

对于 DC-DC 变换器的优化设计,早已有利用各种优化算法,通过改变变换器的器件选择、控制策略以及开关频率等来进行效率和成本优化的研究^[17-22]。由于变换器需要在多种不同的工况下工作,而变换器的性能与其工况密切相关,因此以最佳工况或最差工况所对应的效率评价并不能代表整个工作范围内的变换器性能^[7]。有学者提出利用变换器的负载概率分布来进行具体应用场景的优化。如文献^[7]将 PV 中的 Boost 变换器效率定义成六种不同负载下效率的加权求和,各自的权重根据该功率的工作时间占比决定。受储能系统负载、混合储能容量配置和能量分配策略的影响,EV 混合储能系统 DC-DC 变换器的负载功率变化十分激烈,难以找到可以准确反映变换器性能的单一工况。另一方面,不同于其他工作电压几乎恒定的场合,由于超级电容的电压随 SOC 变化而变化,变换器的工作电压也会在较大范围内变化,变换器性能不仅与负载功率相关,也与超级电容的电压密切相关。因此,为了

收稿日期: 2021-02-08

基金项目: 国家自然科学基金项目(51577074)

作者简介: 黎浩庭(1996-),男,广东籍,硕士研究生,研究方向为 DC-DC 变换器、电动汽车混合储能系统;
王学梅(1972-),女,湖南籍,教授,博士,研究方向为电力电子变流器的可靠性及控制方法。

准确描述变换器的工况,本文提出了包括负载功率与超级电容电压两种变量的二维统计模型来描述变换器的工况。

本文的主要内容如下,首先,建立汽车混合储能系统的模型,并利用 WLTC 标准行车工况和汽车的动力学模型,得到 DC-DC 变换器在低通滤波能量分配策略下负载曲线;然后,对得到的负载分布进行统计学分析,拟合出负载的高斯混合分布;推导了交错并联 DC-DC 变换器的损耗公式。最后,利用高斯混合分布负载下的平均损耗模型和 NSGA-II 算法来优化 DC-DC 变换器的损耗和成本。结果表明,结合负载分布的优化可以进一步降低变换器的平均损耗和成本。

2 混合储能系统结构

2.1 混合储能系统工作原理

半主动式混合储能系统的结构如图 1 示,低通滤波能量分配策略将整车功率需求分为超级电容的功率和电池的功率两部分。控制器根据超级电容的功率指令对双向 DC-DC 变换器发出控制信号,而锂电池组直接并联在直流母线上,提供功率的缺额部分。该拓扑结构可使超级电容在较宽的电压范围工作,可充分利用超级电容的容量来承担峰值功率。同时,并联在直流母线上的锂电池可稳定母线电压。DC-DC 变换器仅需传输储能系统的小部分能量,对储能系统而言能量损耗较小。

2.2 双向变换器主电路

作为混合储能系统的一部分,DC-DC 变换器的优化目标与混合储能系统的性能要求息息相关,高效率 and 低成本是储能系统中非常重要的指标。因此,本文对于混合储能系统中的 DC-DC 变换器,选择效率和成本作为优化的目标函数。考虑到高效率、低成本、能量可双向流动的要求,双向交错并联 Buck/Boost 变换器将是非常适合的拓扑,其主电路如图 2 所示,变换器参数见表 1。

2.3 锂电池组和超级电容模块

混合储能系统采用超级电容的目的在于用其能量来平滑锂电池的输出功率。无论是单体锂电池或者单体超级电容的工作电压都非常低,通常在 1~4 V 之间。对于高电压或者高电流的应用场合,需要分别将大量的锂电池单体、超级电容单体通过串并联组合成锂电池组和超级电容模块。锂电池组和超级电容模块参数见表 2 和表 3。

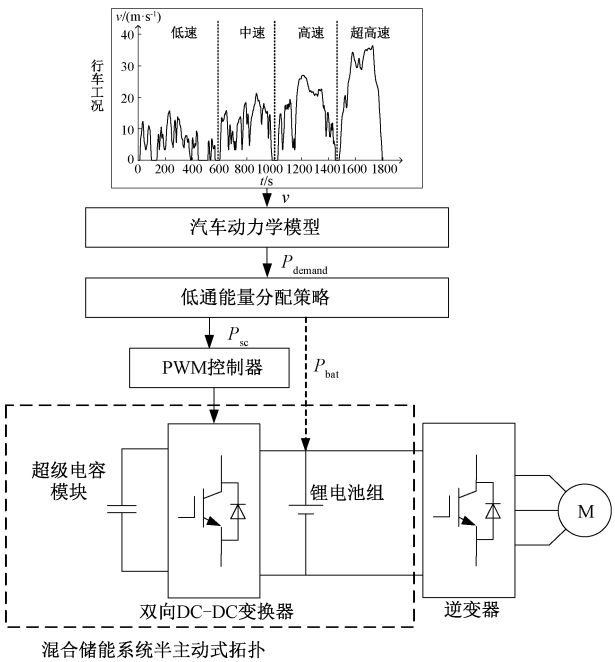


图 1 混合储能系统拓扑

Fig.1 Hybird energy storage system topology

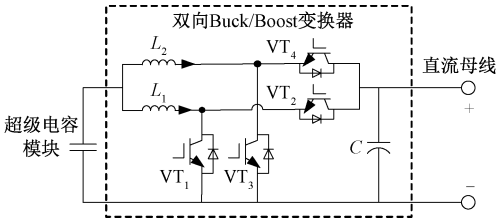


图 2 双向 Buck/Boost 拓扑主电路

Fig.2 Main circuit of bidirectional Buck/Boost converter

表 1 变换器基本参数

Tab.1 Basic parameters of converter

参数	数值
输入侧电压 V_{in}/V	300~600
输出侧电压 V_{out}/V	600
额定功率 P_{max}/kW	30
电感电流纹波率 $\gamma(\%)$	40
电容电压纹波率 $\varphi(\%)$	1

表 2 电池组参数

Tab.2 Parameters of battery cell and battery

参数	数值	参数	数值
单体电压/V	3.2	并联组数/组	1
单体容量/(A·h)	60	电池组电压/V	601.6
单体质量/kg	2	电池组能量/(kW·h)	36.1
串联个数/个	188		

表 3 超级电容单体及模块参数

Tab.3 Parameters of SC unit and SC module

参数	数值	参数	数值
单体电压/V	2.7	串联个数/个	220
单体电容/F	10	并联组数/组	26
单体最大能量/J	36.45	超级电容模块电压/V	594
单体最大电流/A	10.3	超级电容模块电容/F	1.182
单体质量/g	3.2	超级电容模块蓄能/kJ	208.52
单体体积/cm ³	3	串联个数/个	220

本文研究的电动汽车直流母线电压取 600 V, 因此,直接并联于直流母线上的锂电池组需要 188 个 3.2 V 的电池单体串联。双向 Buck/Boost 变换器限制了超级电容模块的电压须低于直流母线侧的电压 600 V,故超级电容模块至多需要 220 个 2.7 V 的超级电容单体串联。超级电容模块需具有一定的储能能力以承担汽车的峰值功率需求,而超级电容达到一定容量后的作用将减弱。本文根据参考文献[11]中超级电容降低储能系统生命周期成本效果的过渡区最优规则,选择 26 组超级电容并联,该组合使超级电容能够承担锂电池的峰值功率,同时又不至于需要投入大量的成本。

过低的超级电容电压将导致输出电流过大,且需要 DC-DC 变换器提供极高的升压比。同时,低电压下超级电容的储能不足。基于上述原因,超级电容模块的 SOC 将被限制在 50 % 以上。

3 变换器负载的高斯混合分布

为了获取变换器工作的负载分布,本文以某混合储能电动汽车在标准行车工况下负载得到 DC-DC 变换器的负载统计分布。

3.1 基于低通滤波的能量分配策略

新欧洲行驶工况(New European Driving Cycle, NEDC)一直作为汽车能耗和排放的测试工况之一。与由多个恒加速度加减速段和匀速段构成的 NEDC 测试工况相比,WLTC 工况由低速、中速、高速和超高速四个部分组成,如图 3 所示。WLTC 工况更加贴近实际车辆行驶环境,已成为我国新标准中的循环测试工况。本文所采用的汽车基本参数如表 4 所示,汽车动力学模型见文献[23]。

为实现两种储能器件之间的功率分配,系统采用低通滤波环节将需求功率分成高频功率和低频功率两部分。超级电容将通过直流变换器输出功率需求中的高频部分,锂电池将向直流母线补充低频功率。低通滤波能量分配策略逻辑如图 4 所示。图 4

中的超级电容 SOC 限制环节将维持电容处于正常的工作电压范围内,而最大功率限制环节可防止变换器电流过载损坏。

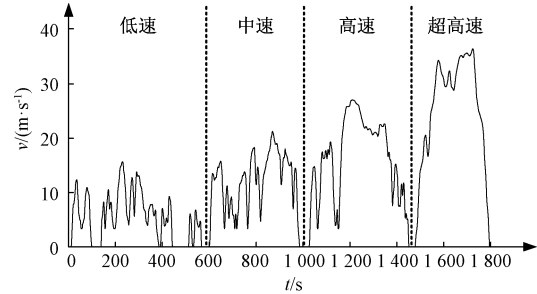


图 3 WLTC 行车工况

Fig.3 WLTC driving cycle

表 4 汽车基本动力参数

Tab.4 Basic parameters of vehicle

参数	数值
汽车质量 m/kg	1 500
重力加速度 $g/(\text{m/s}^2)$	9.8
空气密度 $\rho/(\text{kg/m}^3)$	1.225 8
风阻系数 C_D	0.4
迎风面积 A/m^2	2.34
滚动阻力系数 f	0.015
旋转质量换算系数 δ	1.08
传动系统效率 η_t	0.9
逆变器和电机的效率 η_m	0.85

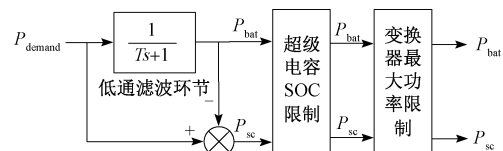


图 4 低通滤波能量分配策略

Fig.4 Energy management strategy based on LPF

本文以最小化锂电池的容量衰减^[24]为目标设计低通滤波环节的时间常数。据此可计算出采用不同滤波时间常数时的一次行车工况下的锂电池容量衰减量,如图 5 所示。

根据图 5 所示的计算结果,本文混合储能系统中的低通滤波环节的时间常数设置为 $T=25\text{ s}$ 。忽略锂电池端电压的变化,在 WLTC 行车工况下,超级电容及锂电池的能量分配如图 6 所示。其中,超级电容初始 SOC 设置为 90 %。

可见,低通滤波能量分配下,功率需求的峰值部分几乎全部由超级电容吸收,锂电池持续提供剩余的低频功率放电电流。超级电容电压在 300~600 V 之间频繁变化,说明了该半主动拓扑能够有效地利

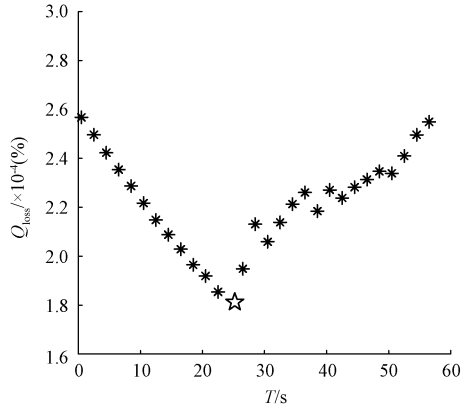
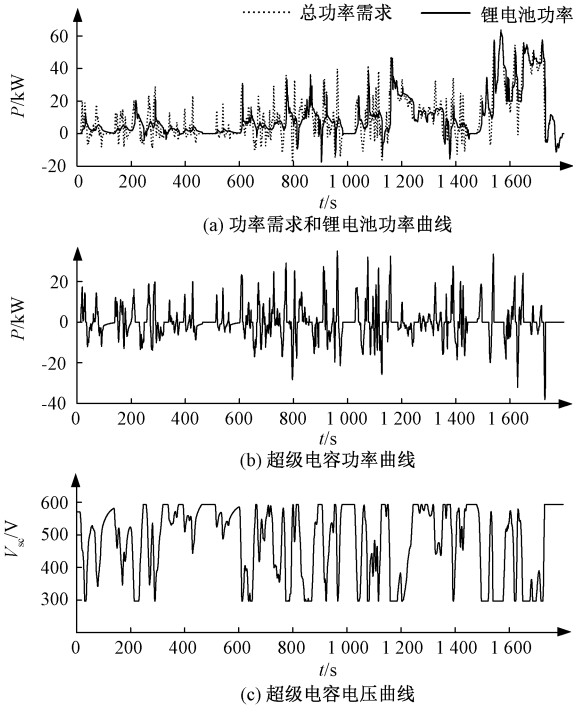
图5 时间常数 T 与电池容量衰减量的关系Fig.5 Relationship between T and battery degradation

图6 低通滤波能量分配结果

Fig.6 Energy distribution based on LPF

用超级电容能量来平滑电池的功率。

3.2 基于高斯混合模型的负载分布

变换器的负载统计分布直方图如图7所示。由图7可见,除了负载功率大小频繁变化之外,超级电容电压,即直流变换器的输入侧电压也频繁变化。为了准确描述变换器的工况,需要采用包括负载功率大小和超级电容电压大小的二维的概率分布模型。工程实际中的负载分布几乎不可能由单一的分

布描述,需要采用混合分布模型。

高斯模型可对任意维数的数据进行概率分布拟

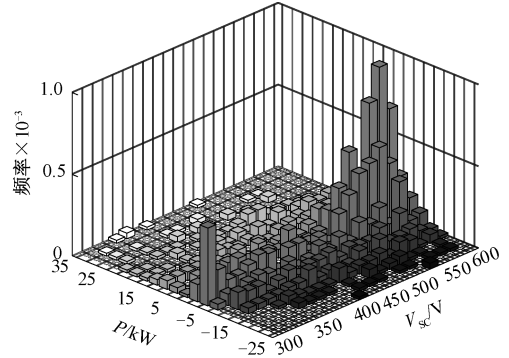


图7 负载分布直方图

Fig.7 Histogram of load distribution

合,且其分布符合常见的各类数据,故其低阶混合模型即可取得非常高的拟合精度。因此对于混合储能系统中直流变换器的工况,非常适合采用二维高斯混合模型。

二维高斯模型的概率密度函数如式(1)所示:

$$f_{2D-GM}(\mathbf{x}) = \frac{1}{2\pi\sqrt{|\Sigma|}} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}(\mathbf{x}-\boldsymbol{\mu})^T \Sigma^{-1}(\mathbf{x}-\boldsymbol{\mu})\right] \quad (1)$$

式中, \mathbf{x} 为随机变量向量,即超级电容电压和变换器负载功率; $\boldsymbol{\mu}$ 为随机变量的均值向量; Σ 为协方差矩阵。

二维高斯混合分布模型的概率密度函数为多个二维高斯模型的概率密度函数的线性组合,其线性组合的权重之和为1:

$$\begin{cases} f_{2D-GMM}(x_1, x_2) = \sum_{k=1}^m \alpha_k \cdot f_{2D-GM}(x_1, x_2) \\ \sum_{k=1}^m \alpha_k = 1 \end{cases} \quad (2)$$

式中, m 为混合模型的阶数; α_k 为对应第 k 阶的权重。

高斯混合模型的参数估计可通过 EM 算法得到,具体算法原理及步骤可参考文献[25]。本文采用了三阶混合模型,模型分布已经能较好地描述变换器的负载分布情况,没有出现拟合或欠拟合的现象。得到 2D-GMM 参数估计和拟合分布曲面如表5和图8所示。

由表2和图8可知,模型分布主要由三个区域组成,尖峰、窄分布和宽分布。尖峰的权重约30%,电容电压和负载功率分布均值分别为563V和-0.73kW,代表了超级电容处于高SOC但功率几乎

表 5 高斯混合模型的参数估计
Tab.5 Parameter estimation of GMM

子模型	权重 α	均值 $\mu = (V_{sc}, P)^T$	协方差矩阵 Σ
尖峰	0.305 8	562.731 0, -0.733 1	489.71, 4.912 5 4.912 5, 8.398 6
宽分布	0.504 1	481.226 0, 1.224 9	4 416.1, -200.9 -200.9, 144.9
窄分布	0.190 2	346.047 5, -2.133 1	1 457.9, -96.6 -96.6, 39.3

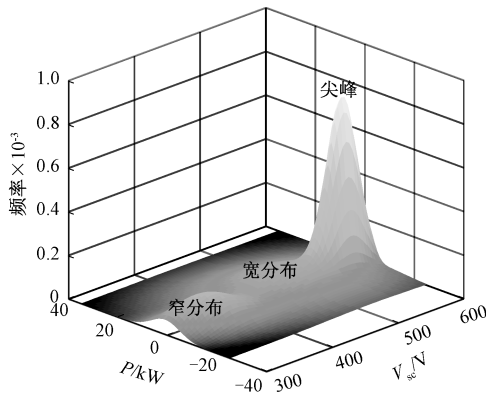


图 8 高斯混合模型拟合曲面

Fig.8 Fitting surface of GMM

为零的满电待机状态;窄分布权重约 20%,该分布下电容电压较低且功率均值为负,代表了超级电容处于低 SOC 且以较低功率持续充电的状态;宽分布为超级电容最普遍的工作状态,权重约占 50%,方差最大。宽分布下,电容 SOC 分布及负载功率范围较广,宽分布代表了超级电容以大功率充放电的状态,且功率均值为正,说明该状态下更多时候为放电。

分布结果揭示出了用于混合储能系统的 DC-DC 变换器的负载特点:长时间工作于低功率充放电的状态,短时间工作于高功率充放电的状态。

4 变换器的损耗模型和成本模型

4.1 优化问题概述

根据混合储能系统的特点,本文的 DC-DC 变换器优化问题以高斯混合分布负载下的平均损耗和变换器成本作为优化目标。

变换器的损耗包括功率半导体器件的损耗、电感损耗、电容损耗以及采样、控制、驱动等电路的损耗,其中功率半导体器件的损耗、电感损耗占主要部分,且与电路的负载大小密切相关,因此需要分析变换器的工作过程以准确计算这部分损耗的大小;而其他损耗占较小部分且变化不大,在优化过程中将

其忽略。考虑到变换器工作的负载变化和输入侧超级电容电压变化,本文采用高斯混合分布负载下平均损耗来作为目标函数:

$$P_{\text{loss_ave}} = \frac{\text{高斯混合分布下总损耗}}{\text{负载分布概率}} = \frac{\int_{V_{sc_min}}^{V_{sc_max}} \int_{P_{min}}^{P_{max}} f_{2D-GMM}(v_{sc}, p) |P_{\text{loss}}| dp dv_{sc}}{\int_{V_{sc_min}}^{V_{sc_max}} \int_{P_{min}}^{P_{max}} f_{2D-GMM}(v_{sc}, p) dp dv_{sc}} \quad (3)$$

式中, $P_{\text{loss_ave}}$ 为行车工况时间内的平均损耗; V_{sc_max} 、 V_{sc_min} 分别为超级电容电压的上、下限; P_{max} 、 P_{min} 分别为变换器输出功率的上、下限; f_{2D-GMM} 为高斯混合模型的概率密度函数; P_{loss} 为变换器在某超级电容电压和负载功率下的功率损耗。

对于本文的变换器设计,仅对主电路建立成本模型,IGBT 将从数据库中选择三种不同的 IGBT 模块。对于电感和电容器成本 θ_L 和 θ_C ,本文通过数据库器件拟合得到目标器件的成本模型。忽略其他控制 IC、基础电路器件的成本。最终的成本目标函数:

$$\theta = 2(\theta_Q + \theta_L) + \theta_C \quad (4)$$

此外,为确保设备的安全稳定运行,应根据设计规范、器件安全工作区域等定义优化问题的约束条件。本文的约束条件包括最大电感电流纹波约束、最大输出电压纹波约束和 IGBT 最大结温约束。完整的优化问题如式(5)所示。

$$\begin{aligned} \min \quad & G(Y) = (P_{\text{loss_ave}}, \theta)^T \\ \text{s.t.} \quad & \begin{cases} \Delta I_{\max} \leq \gamma I_{\max} \\ \Delta U_{\max} \leq \varphi U_{\text{out}} \\ T_{j\max} \leq 150 \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{where } Y = (Q, f_{sw}, L, C)^T$$

式中, $G(Y)$ 为目标函数向量,包括变换器的平均损耗 $P_{\text{loss_ave}}$ 和主电路器件成本 θ ; Y 为决策变量向量,决策变量包括 IGBT 模块型号 Q 、开关频率 f_{sw} 、电感 L 和电容 C ; ΔI_{\max} 、 ΔU_{\max} 分别为变换器中可能出现的最大电感电流纹波和最大滤波电容电压纹波; γ 为最大电感电流纹波率约束; φ 为最大输出电压纹波率约束; $T_{j\max}$ 为 IGBT 模块最高结温。

4.2 变换器主电路损耗模型

变换器主电路的损耗 P_{loss} 包括 IGBT 和二极管的导通损耗 $P_{T_{\text{cond}}}$ 和 $P_{D_{\text{cond}}}$ 、开关损耗 $P_{T_{\text{sw}}}$ 和 $P_{D_{\text{sw}}}$ 、电感损耗 P_L 。

$$P_{\text{loss}} = 2(P_{T_{\text{cond}}} + P_{D_{\text{cond}}} + P_{T_{\text{sw}}} + P_{D_{\text{sw}}} + P_L) \quad (6)$$

(1) IGBT 及反并联二极管损耗

IGBT 及反并联二极管损耗包括导通损耗和开关损耗。计算导通损耗时忽略电流纹波,因此导通损耗可由式(7)和式(8)计算:

$$P_{T_{cond}} = \begin{cases} D \bar{I}_L V_{CE} & \bar{I}_L \geq 0 \\ (1-D) \bar{I}_L V_{CE} & \bar{I}_L < 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$P_{D_{cond}} = \begin{cases} (1-D) \bar{I}_L V_F & \bar{I}_L \geq 0 \\ D \bar{I}_L V_F & \bar{I}_L < 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中, D 为变换器 VT_1 与 VT_3 的占空比; \bar{I}_L 为电感电流的平均值; V_{CE} 和 V_F 分别为 IGBT 和二极管导通时的正向压降。

开关损耗可由式(9)和式(10)计算:

$$P_{T_{sw}} = (E_{on} \frac{I_{on}}{I_{ref}} + E_{off} \frac{I_{off}}{I_{ref}}) (\frac{V_{bat}}{V_{ref}})^{1.35} \cdot [1 + TC_{Esw} (T_{jT} - T_{ref})] f_{sw} \quad (9)$$

$$P_{D_{sw}} = E_{rr} (\frac{I_{rr}}{I_{ref}})^{0.6} (\frac{V_{bat}}{V_{ref}})^{0.6} \cdot [1 + TC_{Err} (T_{jD} - T_{ref})] f_{sw} \quad (10)$$

式中, I_{on} 、 I_{off} 、 I_{rr} 分别为 IGBT 开通、关断和二极管关断时的电流; TC_{Esw} 、 TC_{Err} 分别为 IGBT 和二极管开关损耗的温度相关系数; I_{ref} 、 V_{ref} 和 T_{ref} 分别为数据手册中提供的参考电流、电压和温度。

(2) 电感损耗

电感损耗包括因电感直流电阻热效应所产生的铜损以及因磁滞所导致的磁损,本文的电感损耗计算方法参考美磁磁粉芯电感设计手册^[26]。电感损耗如式(11)所示:

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T i_L^2 R_L dt + a B_{pk}^b f_{sw}^c \quad (11)$$

式中, R_L 为电感直流电阻; a 、 b 、 c 为与磁心相关的常数,分别取 8.563 9 W/(T^bkHz^c), 1.074, 1.38; B_{pk} 为交流磁通振幅半峰值,取 0.05 T; f_{sw} 的单位为 kHz。

4.3 变换器成本模型

本文所候选的 IGBT 模块均为英飞凌产品,为满足混合储能系统 600 V、30 kW 的要求,额定电压应选用 1 200 V 产品,额定电流分别为 75 A、75 A、150 A,型号分别为 FF75R12YT3 (模块 Q_1)、FF75R12RT4 (模块 Q_2)、FF150R12RT4 (模块 Q_3)。三个 IGBT 模块的价格分别为: $\theta_{Q1} = 260.86$ 元、 $\theta_{Q2} = 330.25$ 元、 $\theta_{Q3} = 439.54$ 元。

精确的电感成本模型可以从磁心、绕线长度、制造人工等方面计算。为简便起见,本文的电感和电

容均通过对成品器件拟合得到电感值或电容值与成本的关系式。成本电感和薄膜电容的成本模型如式(12)所示:

$$\begin{cases} \theta_L = 355.52L + 136.28 \\ \theta_C = 4.72C + 4.05 \end{cases} \quad (12)$$

5 多目标优化流程和结果分析

5.1 多目标优化算法流程

为了在可行的时间内搜索到尽可能全面和近最优的解集,本文的多目标优化求解采用 NSGA-II 算法,其原理可参考文献[28]。NSGA-II 的快速非支配排序和采用拥挤度估计分别可降低算法的时间复杂度和维持种群的多样性,使得个体在帕累托前沿上均匀分布。其次,精英策略的引入可防止获得过的最优解丢失。在合理的参数选择和足够的代数进化后,即可得到目标问题的一个均匀分布的最优解集,如图9所示。

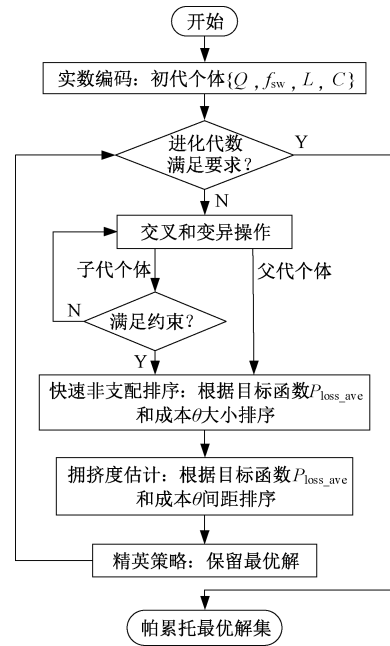


图9 NSGA-II 优化流程图

Fig.9 NSGA-II optimization flow chart

本文多目标优化过程中的基因编码采用实数编码;目标函数分别为平均损耗 P_{loss_ave} 和变换器成本 θ ;决策变量包括三个 IGBT 模块的选择 $Q \in \{1, 2, 3\}$, 开关频率、电感大小和电容大小 $\{f_{sw}, L, C\} \in R^3$ 。算法中的交叉和变异算子分别为模拟二进制交叉算子和多项式变异算子。

5.2 基于高斯混合分布负载的优化结果

图10 分别对不同模块(Q_1 , Q_2 , Q_3)绘出了优化

后的帕累托前沿。

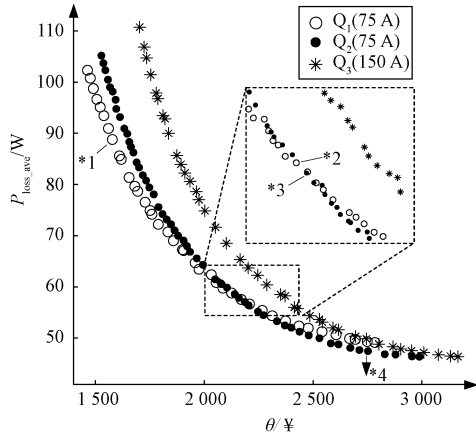


图 10 基于高斯混合分布优化的最优解集
Fig.10 Pareto front of optimization based on GMM distribution

从图 10 中可以看出:①成本和损耗呈近似倒数关系,平均损耗的降低需要以增加成本为代价。②曲线的左上方属于低成本、高能耗区,模块 Q_1 在此区占优;曲线的右下方属于高成本、低能耗区,模块 Q_2 在此区占优。③模块 Q_3 整体位于曲线簇内侧,在成本和损耗两方面均不具优势。

表 6 列出了图 10 的四个帕累托前沿解 *1, *2, *3 和 *4。其中,*1 为在低成本下选用 Q_1 的一个最优解;*2 和 *3 为模块 Q_1 与 Q_2 的帕累托前沿交点处的解;*4 为低损耗下选用 Q_2 的一个最优解。

表 6 基于高斯混合分布优化的结果

Tab.6 Result of optimization based on GMM distribution

标志	模块	频率 /kHz	电感 /mH	电容 / μ F	成本 /¥	平均损耗 /W
*1	Q1	11.65	0.645	71.97	1 596	87.03
*2	Q1	6.95	1.086	121.26	2 143	58.64
*3	Q2	7.73	0.972	108.81	2 140	58.57
*4	Q2	5.00	1.489	169.95	2 798	47.09

表 6 中 4 个解的成本和损耗构成如图 11 所示。可见,成本的增减主要源于电感和电容成本的增减;损耗的变化主要源于电感损耗和开关损耗。

为分析最优解中不同 IGBT 模块构成不同前沿的原因,根据损耗模型绘出了各 IGBT 模块的变换器效率曲线,如图 12 所示。可见,模块 Q_1 的效率在三者中最低;模块 Q_2 则在低载下损耗与模块 Q_3 接近,在重载下损耗大于模块 Q_3 。

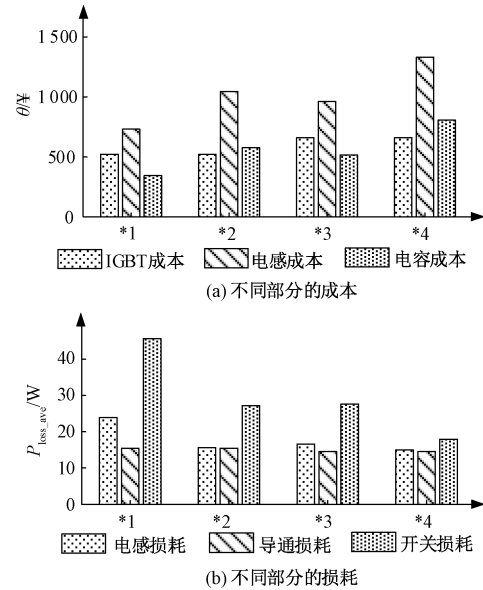


图 11 解 *1, *2, *3, *4 的成本和损耗构成
Fig.11 Costs and power losses of solutions *1, *2, *3, *4

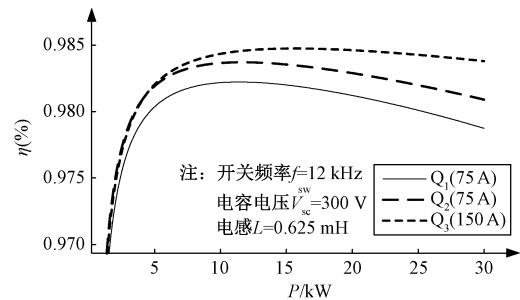


图 12 不同 IGBT 模块的变换器效率曲线
Fig.12 Efficiency of converter with different IGBT

下面将结合上述结果对几个方案展开分析:

(1)在低成本区的解 *1,变换器总成本较低,开关频率较高。低成本区内 IGBT 模块的固定成本占比较大,因此增大电感和电容所导致的成本变化不大。虽然 Q_1 的效率比其他 IGBT 低,但其成本也相对较低,故选用 Q_1 的解集可以选择更低的开关频率以获得与其他模块相当的平均损耗,同时成本更低。因此 Q_1 在低成本区总体占优。

(2)在交界处的解 *2 和解 *3,增大电感和电容带来的成本上升逐渐明显,同时开关损耗占比下降,依靠降低开关频率的损耗降低效果减弱,故 Q_1 的优势减弱。 Q_2 自身的低损耗开始抵消其成本的缺点,故在交界处右侧 Q_2 占优。

(3)在低能耗区的解 *4,总体成本较高,其中电感和电容成本占主要部分,开关频率较低。在低开关频率下,进一步降低开关频率将导致电感和电容的成本急剧上升,但开关损耗降低甚微。故此处

帕累托前沿已接近水平,损耗难以进一步降低。

(4)由高斯混合分布图 8 可知,混合储能系统中的变换器工作负载长期处于低负载条件,短期处于高负载条件,故在此条件下 Q_3 在高负载时的高效率(如图 12 所示)不具优势。

综合上述分析,为了获得损耗和成本两方面均衡的方案,在帕累托前沿曲线低成本到低能耗过渡区的解较为理想。另外,比较 *2 和 *3 可以发现这两个方案的成本和平均损耗一致,而电感和电容更小的方案 *3 显然体积更少,故 *3 为本优化问题一个较为理想的方案。

为了验证基于高斯混合分布优化的效果,本文还设计了一款非基于负载分布优化的变换器作为对比。考虑到额定功率 30 kW 下的效率,根据图 12 所示的变换器效率曲线选定了 IGBT 模块 Q_3 ,并采用损耗 P_{loss} 和成本 θ 优化得到对比变换器的方案 *5。通过仿真运行于 WLTC 工况下的混合储能系统,对比各个变换器的平均损耗和最大损耗,结果如表 7 所示。可见,基于高斯混合分布优化得到的方案可在平均损耗和成本方面同时优于根据效率最大化设计的方案。

表 7 两种方法的结果比较

Tab.7 Comparison results of methods

方案	* 1	* 2	* 3	* 4	* 5
成本/¥	1 596	2 143	2 140	2 798	2 190
理论平均损耗/W	87.03	58.64	58.57	47.09	/
理论最大损耗/W	/	/	/	/	441.84
仿真平均损耗/W	98.36	65.09	65.58	52.00	72.19
仿真最大损耗/W	624.89	500.04	479.24	493.22	436.23

6 结论

本文研究了电动汽车超级电容-锂电池半主动式混合储能系统中的 DC-DC 双向变换器优化设计问题。本文根据变换器在混合储能系统中的工作特点,采用 GMM 模型对变换器的负载功率和超级电容电压进行拟合,得到变换器负载的高斯混合分布。采用 NSGA-II 算法,基于高斯混合负载分布的变换器进行了多目标优化。优化结果表明,考虑变换器工作负载分布的优化方案可以得到平均损耗和成本均更低的方案,进一步提高混合储能系统的能量利用效率。利用多目标优化来辅助变换器设计可直观地体现出不同目标函数之间的冲突关系和不同决策变量取值所带来的影响。

本文还存在不足之处,优化结果仅能提供关于

变换器损耗和器件成本的关系。除上述两者之外,变换器还有许多需要考虑的性能指标,例如,电感大小对变换器体积和动态性能影响、高开关频率所带来的其他问题等,未来将进一步开展这方面的研究。

参考文献 (References):

- [1] Dougal R A, Liu Shengyi, White R E. Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids [J]. IEEE Transactions on Components & Packaging Technologies, 2002, 25 (1): 120-131.
- [2] Henson W. Optimal battery/ultracapacitor storage combination [J]. Power Sources, 2008, 179: 417-423.
- [3] Allegre A L, Bouscayrol A, Trigui R. Influence of control strategies on battery/supercapacitor hybrid energy storage systems for traction applications [A]. 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference [C]. Dearborn, MI, USA, 2009. 10928996.
- [4] 王宇 (Wang Yu). 超级电容与蓄电池混合储能系统的能量管理与控制研究 (Study on energy management and control of a supercapacitor and battery hybrid energy storage system) [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学 (Harbin: Harbin Institute of Technology), 2016.
- [5] Xiong R, Chen H, Wang C, et al. Towards a smarter hybrid energy storage system based on battery and ultracapacitor - A critical review on topology and energy management [J]. Journal of Cleaner Production, 2018, 202 (20): 1228-1240.
- [6] 李成, 杨秀, 张美霞, 等 (Li Cheng, Yang Xiu, Zhang Meixia, et al.). 基于成本分析的超级电容器和蓄电池混合储能优化配置方案 (Optimal configuration scheme for hybrid energy storage system of super-capacitors and batteries based on cost analysis) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2013, 37 (18): 20-24.
- [7] Adinolfi G, Graditi G, Siano P, et al. Multiobjective optimal design of photovoltaic synchronous boost converters assessing efficiency, reliability, and cost savings [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11 (5): 1038-1048.
- [8] Miller J M, Bohn T, Dougherty T J, et al. Why hybridization of energy storage is essential for future hybrid, plug-in and battery electric vehicles [A]. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009 [C]. 2009. 10965436.
- [9] Song Z, Li J, Han X, et al. Multi-objective optimization of a semi-active battery/supercapacitor energy storage system for electric vehicles [J]. Applied Energy, 2014, 135 (15): 212-224.

- [10] Song Z, Hofmann H, Li J, et al. Energy management strategies comparison for electric vehicles with hybrid energy storage system [J]. *Applied Energy*, 2014, 134 (1): 321-331.
- [11] Song Z, Hofmann H, Li J, et al. Optimization for a hybrid energy storage system in electric vehicles using dynamic programming approach [J]. *Applied Energy*, 2015, 139: 151-162.
- [12] Song Z, Hofmann H, Li J, et al. A comparison study of different semi-active hybrid energy storage system topologies for electric vehicles [J]. *Power Sources*, 2015, 274: 400-411.
- [13] Kim M J, Peng H. Power management and design optimization of fuel cell/battery hybrid vehicles [J]. *Journal of Power Sources*, 2007, 165 (2): 819-832.
- [14] Jain M, Desai C, Khanna N, et al. Optimal powertrain component sizing of a fuel cell plug-in hybrid electric vehicle using multi-objective genetic algorithm [A]. *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* [C]. 2009. 11139211.
- [15] Xu L, Ouyang M, Li J, et al. Optimal sizing of plug-in fuel cell electric vehicles using models of vehicle performance and system cost [J]. *Applied Energy*, 2013, 103: 477-487.
- [16] Hung Yi-Hsuan, Wu Chien-Hsun. An integrated optimization approach for a hybrid energy system in electric vehicles [J]. *Applied Energy*, 2012, 98 (1): 479-490.
- [17] Kolar J W, Biela J, Minibock J. Exploring the Pareto front of multi-objective single-phase PFC rectifier design optimization -99.2% efficiency vs. 7kW/dm³ power density [A]. *IEEE International Power Electronics & Motion Control Conference* [C]. 2009. 1-21.
- [18] Visairo H, Medina M A, Ramirez J M. Use of evolutionary algorithms for design optimization of power converters [A]. *International Conference on Electrical Communications & Computers* [C]. 2012. 12695641.
- [19] De Leon-Aldaco S E, Calleja H, Aguayo Alquicira J. Metaheuristic optimization methods applied to power converters: A review [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30 (12): 6791-6803.
- [20] 陈建龙 (Chen Jianlong). 电动汽车的双向 DC-DC 变换器的研究 (Research on bidirectional DC-DC converter of electric vehicle) [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学 (Harbin: Harbin Institute of Technology), 2015.
- [21] Vighetti S, Ferrieux J P, Lembeye Y. Optimization and design of a cascaded DC/DC converter devoted to grid connected photovoltaic systems [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27 (4): 2018-2027.
- [22] Badstuebner U, Biela J, Kolar J W. Design of an 99%-efficient, 5kW, phase-shift PWM DC-DC converter for telecom applications [A]. *Applied Power Electronics Conference & Exposition, IEEE*, 2010. [C]. 2010. 1120473.
- [23] 胡骅, 宋慧 (Hu Hua, Song Hui). 电动汽车 (Electric Vehicle) [M]. 北京: 人民交通出版社 (Beijing: China Communications Press), 2006.
- [24] Wang J, Liu P, Hicks-Garner J, et al. Cycle-life model for graphite-LiFePO₄ cells [J]. *Journal of Power Sources*, 2011, 196 (8): 3942-3948.
- [25] 李航 (Li Hang). 统计学习方法 (Statistical learning methods) [M]. 北京: 清华大学出版社 (Beijing: Tsinghua University Press), 2012.
- [26] Magnetics Powder Core Catalog and Design Manual [DB/OL]. https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/File-Library/Product%20Literature/Powder%20Core%20Literature/Magnetics-Powder-Core-Catalog-2017_CN_web.pdf.
- [27] 罗旭, 王学梅, 吴海平 (Luo Xu, Wang Xuemei, Wu Haiping). 基于多目标优化的电动汽车变流器 IGBT 及开关频率的选择 (Selections of IGBTs and switching frequency of the electric vehicle converter based on multi-objective optimization) [J]. *电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society)*, 2020, 35 (10): 2181-2193.
- [28] 公茂果, 焦李成, 杨咚咚, 等 (Gong Maoguo, Jiao Li-cheng, Yang Dongdong, et al.). 进化多目标优化算法研究 (Research on evolutionary multi-Objective optimization algorithms) [J]. *软件学报 (Journal of Software)*, 2009, 20 (2): 271-289.

Optimization of the DC-DC converter for hybrid energy storage electric vehicle base on gaussian mixture distribution

LI Hao-ting, WANG Xue-mei

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Combining the advantages of supercapacitors and batteries, hybrid energy storage system (HESS) can greatly improve the performance of the energy storage system. DC-DC converter in semi-active HESS needs to work in the situation where the load power and input voltage changes dramatically. Therefore, it is hard to find the optimal solution under the actual load condition based on performance evaluation under a single working condition. Considering the reasons above, this paper proposes a multi-objective optimization method of converter parameters based on performance evaluation under actual load distribution. Firstly, the load probability distribution of the converter in the hybrid energy storage system is fitted with the two-dimensional mixed Gaussian distribution model (2D-GMM). Then, the objective functions including average loss and cost are established based on the load probability distribution and loss model of the converter. Finally, NSGA-II algorithm is used to search the Pareto solution set and the reasons for the optimal solution set are analyzed. The optimal converter design based on average loss and cost is given.

Key words: bidirectional DC-DC converter; hybrid energy storage system; Gaussian mixture distribution; multi-objective optimization

电动汽车负荷虚拟同步机参与电网频率调节的 充放电策略与实现

李秉宇¹, 杜旭浩¹, 曾四鸣¹, 尹利科², 芮月晨³, 肖国春³

(1. 国网河北省电力有限公司电力科学研究院, 河北 石家庄 050021;

2. 河北拓朴建筑设计有限公司, 河北 石家庄 050000;

3. 西安交通大学电气工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 随着电动汽车(EV)充电接口大量接入电网, 电力系统的稳定运行受到挑战。负荷虚拟同步机(LVSM)技术应运而生, 可以为电力系统提供惯量和阻尼支撑, 有助于提高电网的稳定性。本文在由虚拟同步发电机(VSG)模拟的电网与前级LVSM和后级EV电池充电变流器互联系统中, 提出了在恒流充电、恒压充电和恒流放电三种模式下适应电网频率变化的EV电池充放电策略及实现方法, 通过网-荷互动提高了电网频率的稳定性。仿真结果验证了所提出控制策略和实现方法的有效性和正确性。

关键词: 电动汽车充电; 负荷虚拟同步机; 网荷互动; 电网频率稳定性

DOI: 10.12067/ATEEE2012023

文章编号: 1003-3076(2021)06-0011-11

中图分类号: TM461

1 引言

近年来, 由于节能环保的优势, 电动汽车(Electric Vehicles, EV)引起了广泛的关注。按照充电速度划分, EV有慢速充电和快速充电两种充电模式, 且目前已有相关的EV充电标准, 例如SAE J1772^[1]。慢速充电可以在不需要配电网大容量的情况下对EV进行充电, 但是通常需要6~8 h才能为完全耗尽的标准EV电池充满电。因此, 快速充电更被用户所青睐, 仅需30 min即可从耗尽状态充电到电池容量的80%^[2]。另一方面, EV连接到电网的随机性使电网的规划和运营变得困难。并且, 相较于慢速充电, 快速充电需要电网提供更大容量的功率, 给电网的稳定运行带来了更多压力^[3]。

虚拟同步机(Virtual Synchronous Machine, VSM)控制通过电力电子装置模拟同步电机, 为电力系统提供惯量和阻尼支撑, 是一种解决大量电力电子装置接入电力系统, 造成稳定性问题的有效解决途径。VSM分为虚拟同步发电机(Virtual Synchronous Generator, VSG)和负荷虚拟同步机(Load-side

Virtual Synchronous Machine, LVSM)。VSG主要应用于新能源发电中^[4,5], 包括风电VSG和光伏VSG。LVSM包括采用VSM技术的各类用电设备, 例如含整流器的EV充电桩、变频设备和电子产品等^[6]。LVSM控制可以使整流器根据电网频率和电压实时调整负荷功率, 实现网-荷动态平衡。

将LVSM策略应用于整流器的控制中, 使EV与电网具有网-荷互动的功能, 通过虚拟惯性和阻尼提高电网电压和频率的稳定性, 可以减轻EV负荷对电网的影响。文献[7]提出了一种基于电流型负荷虚拟同步机的交流接口控制策略, 对恒定电压(Constant Voltage, CV)充电模式下EV负荷增加的工况进行了分析, 验证了虚拟惯性和阻尼可以实现柔性缓冲的功能, 但缺少对恒定电流(Constant Current, CC)模式的分析, 并且将EV负荷作为电阻负载进行分析, 这与EV负荷的实际特性不符。基于LVSM的EV充放电方法, 文献[8]中讨论了EV参与微电网的调频策略, 本质上是根据微电网的频率对EV负荷充电功率指令进行调整, 从而提升微电网的稳定性; 文献[9]中提出了一种自主降额运行

收稿日期: 2020-12-18

作者简介: 李秉宇(1981-), 男, 河北籍, 教授级高级工程师, 硕士, 研究方向为储能与电动汽车充放电技术;

芮月晨(1997-), 男, 四川籍, 硕士研究生, 研究方向为虚拟同步电机控制与电动汽车充电技术(通讯作者)。

的 LVSM 控制方法,减轻 LVSM 接入对电网频率的影响,但考虑的是无穷大电网,并用 LVSM 的虚拟频率代替电网频率分析,这并不是一种与电网频率实时交互的控制策略;文献[10]中提出了一种根据电网频率调节 PWM 整流器直流侧电压的网荷互动方法,但通常直流母线电压是不变的,且直流母线电压频繁波动会引起母线储能电容器发热。

EV 作为有源负荷,还可以提供 EV 入网 (Vehicle to Grid, V2G) 服务,通过 EV 电池储能改善电力系统的运行特性^[11]。文献[12]提出了一种基于单级式 EV 充电拓扑实现 V2G 功能的控制结构,实现了电网和 EV 之间的双向功率流动;文献[13]将 VSM 技术运用到单相单级式家用 EV 电池充电器的控制中,以提供更高质量的 V2G 服务,但该技术在三相两级式公共 EV 电池充电站中的可行性还有待研究。

本文在电压控制型 LVSM 的基础上,提出了一种后级 DC-DC 电动汽车充电变流器与电网频率实时交互的电动汽车快速充放电控制策略和实现方法,在 CC 充电、CV 充电和 CC 放电模式均能够根据电网频率的变化实时调整 EV 的充放电功率,有助于电网频率的恢复。而在 LVSM 虚拟惯性和阻尼的作用下,电网频率的变化率得到了有效衰减,电网频率的暂态和稳态稳定性均得到了提高。本文采用 VSG 模拟电网,通过本地负荷的变化影响电网频率,更加真实地反映了电网频率的变化过程。通过仿真,分析了采用本文所提控制策略前后电网频率随本地负荷变化的情况,验证了该策略和实现方法稳定电网频率的正确性和有效性。

2 电动汽车充放电控制策略

频率是衡量电能质量的一个重要指标,电力系统中频率的变化主要是由发电机损耗或负载增减引起的,而 3%~5% 的负载变化会对电力系统造成很大的干扰^[14]。为研究电动汽车负荷接入对电网的影响,本文考虑用 VSG 模拟电网,通过本地负载的增减来影响电网频率,相比于直接设定电网频率降低的方式,能够更加真实反映电网频率的变化过程。

2.1 系统模型

两级式 EV 充电桩与 VSG 模拟电网连接的拓扑及控制结构如图 1 所示。图 1 左侧的 DC-AC 变流器模拟电网、基于 VSG 控制,电网的有功功率指令 P_g^* 经过调速器生成机械功率 P_{mg} ,模拟了电力系统

一次调频。

$$P_{mg} = P_g^* - K_\omega (\omega_g - \omega_0) \quad (1)$$

式中, K_ω 为一次调频系数; ω_g 为 VSG 的角频率; ω_0 为额定角频率, $\omega_0 = 100\pi \text{ rad/s}$ 。

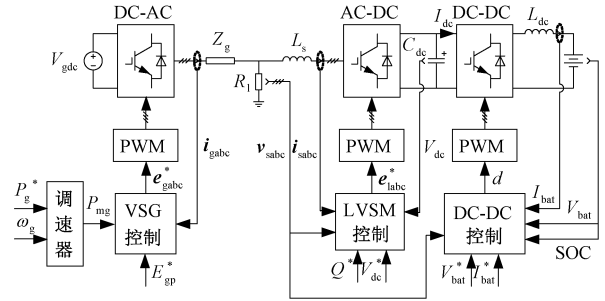


图 1 系统拓扑及控制结构

Fig.1 System topology and control structure

由于电网作为电源需要提供稳定的电压幅值,因此将传统 VSG 控制中的无功功率控制修改为电压幅值控制,具体的 VSG 控制框图如图 2 所示。图 2 中, E_g^* 为电网电压幅值给定, $M_{fg} i_{fg}$ 为 VSG 励磁磁链, P_{mg} 为 VSG 的机械功率指令, i_{gabc} 为电网三相电流, e_{gabc}^* 为 VSG 控制生成的三相电网电压指令。

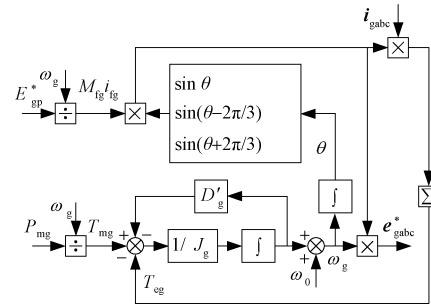


图 2 VSG 控制框图

Fig.2 VSG control block diagram

图 2 的下半部分是对同步发电机转矩方程的模拟。

$$T_{mg} - T_{eg} - D'_g (\omega_g - \omega_0) = J_g \frac{d\omega_g}{dt} \quad (2)$$

式中, T_{mg} 为 VSG 输入的机械转矩; T_{eg} 为 VSG 输出的电磁转矩; D'_g 为 VSG 的阻尼系数; J_g 为 VSG 的转动惯量。

考虑到机械功率 $P_{mg} = \omega_g T_{mg}$, 电磁功率 $P_{eg} = \omega_g T_{eg}$, 并将式(1)代入式(2)中,得到:

$$P_g^* - P_{eg} - \omega_g D'_g (\omega_g - \omega_0) = J_g \omega_g \frac{d\omega_g}{dt} \quad (3)$$

式中, $D_g = D'_g + K_\omega / \omega_g$ 。式(3)表明电网一次调频系数 K_ω 和阻尼系数 D'_g 可以合并为阻尼下垂系数

死区控制器可以设置网荷互动的条件,当 $|\Delta\omega_1|$ 未超过允许的角频率变化量 $\Delta\omega_{1(\max)}$ 时,互动模式选择模块中的开关与中间位置接通, EV 负荷与电网之间没有互动,避免了电池充电状态的频繁变化,有助于延长电池寿命。

当 $|\Delta\omega_1| > \Delta\omega_{1(\max)}$ 时,如果电池的 SOC 小于 80%, 充电模式选择模块中的开关接通 CC 充电指令 I_{bat}^* , 同时互动模式选择模块中的开关与上方位置接通, CC 充电模式下的实际电流指令被修改为 $I_{\text{bat}}^* + K_{\text{ibat}} \Delta\omega_1$ 。在闭环控制的作用下, 若 $\omega_1 < \omega_0$, 则充电电流减小, 反之充电电流增大; 当 SOC 大于 80%, 充电模式选择模块中的开关接通电池电压 PI 调节器的输出 I_{bat}^* , 同时互动模式选择模块中的开关与下方位置接通, CV 充电模式下的实际电压指令被修改为 $V_{\text{bat}}^* + K_{\text{vbat}} \Delta\omega_1$ 。在闭环控制的作用下, 若 $\omega_1 < \omega_0$, 则充电电压降低, 反之充电电压升高。所提出的控制策略实现了跟随频率动态变化的功率调节功能, 有助于电网频率恢复到额定值。

需要提供 EV 入网服务时, 各个模块开关的接法与 CC 充电模式相同, 不同之处仅在于 $I_{\text{bat}}^* < 0$ 。

3 参数的选取和设计

互联系统的主要参数见表 1。

表 1 系统主要参数

Tab.1 Main parameters of system

参数	数值
VSG 直流侧电压 V_{gdc}/V	700
VSG 各相内电势有效值 E_g/V	220
电网阻抗 Z_g/Ω	$0.12 + \text{j}0.63$
LVSM 直流侧电压给定值 V_{dc}^*/V	700
LVSM 直流侧电容 $C_{\text{dc}}/\mu\text{F}$	10 000
滤波电感 L_s/mH	2
直流侧电感 L_{dc}/mH	20
开关频率 f_s/kHz	10

3.1 模拟电网参数选取

设模拟电网容量 S_g 为 $100 \text{ kV} \cdot \text{A}$, 同步电机的惯性常数通常在 $2 \sim 10 \text{ s}$ 的范围内^[16], 取 VSG 的惯性常数 $H_g = 2 \text{ s}$ 。转动惯量与惯性常数的关系为:

$$J_g = \frac{2H_g S_g}{\omega_0^2} \quad (5)$$

由式(5)计算得到 $J_g = 4.05 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。实际中, 电网的转动惯量远大于 LVSM 的转动惯量。

阻尼下垂系数除了决定 VSG 的阻尼外, 还会影响 VSG 在本地负载变化后频率的稳态工作点, 通常

根据 100% 的有功功率变化对应于 $n\%$ 电网频率的变化来设计。

$$D_g = \frac{S_g}{\omega_0(\omega_0 \cdot n\%)} \quad (6)$$

参考输电网技术规范 EN 50438, 要求 100% 的有功功率变化对应于 2% 电网频率的变化^[17], 由式(6)计算得到 $D_g = 50.66 \text{ W} \cdot \text{s}^2/\text{rad}^2$ 。

3.2 电池参数选取

根据 SAE J1772, 用于 EV 快速充电的接口通常有 50 kW 和 100 kW 两种功率等级, 后级 DC-DC 电池充电变流器输出的直流电压范围在 208 ~ 600 V^[1]。本文选用 50 kW 的快充接口, 额定充电电流 $I_{\text{bat(nom)}} = 125 \text{ A}$ 。

准确的电池模型对于通过 EV 充放电过程的分析至关重要, 文献[18]中提出了用 SOC、端电压、开路电压、内阻和放电电流来描述电池电化学行为的模型。模型参数通过放电曲线计算, 并假定充电过程中参数相同。该电池模型计算数据与实际电池数据比较的结果表明, 该模型具有 90% 的准确度。本文拟采用文献[18]中介绍的模型, 电池参数见表 2。

表 2 电池参数

Tab.2 Battery parameters

参数	数值
完全充电电压 V_{full}/V	420
满容量 $Q_{\text{full}}/(\text{A} \cdot \text{h})$	50
指数电压 V_{exp}/V	400
指数电压容量 $Q_{\text{exp}}/(\text{A} \cdot \text{h})$	45
额定电压 V_{nom}/V	395
额定电压容量 $Q_{\text{nom}}/(\text{A} \cdot \text{h})$	10
电池内阻 R_{bat}/Ω	0.01

本文所采用的电池在额定放电电流下的放电曲线如图 6 所示。图 6 中包含指数区域、额定区域和建立区域。电池从完全放电的状态下开始充电时, 首先 CC 充电至接近额定区域的末端($\text{SOC} \approx 80\%$), 然后进行 CV 充电, 充电电流不断减小。

3.3 LVSM 参数设计

本文重点研究电动汽车负荷对电网频率的影响, 因此主要关注 LVSM 直流侧电压回路的参数设计。在 CC 充电模式下对 LVSM 进行参数设计, 设计结果适用于 CC 放电和 CV 充电模式。设直流侧电压 PI 调节器的比例系数为 K_p , 积分系数为 K_i , 直流侧电压的给定值和实际值分别为 V_{dc}^* 和 V_{dc} , 则直流侧电压 PI 调节器输出的机械功率指令 P_m 为:

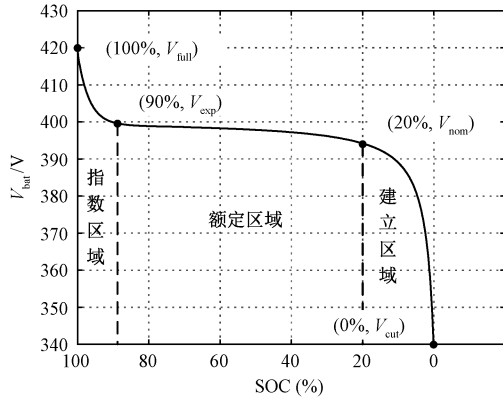


图6 电池恒流放电曲线

Fig.6 Battery constant current discharge curve

$$P_m = K_p(V_{dc}^* - V_{dc}) + K_i \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \quad (7)$$

电网向 LVSM 传输的有功功率在直流侧被消耗, 且与 LVSM 相比, DC-DC 变流器的响应速度快得多, 因此在 LVSM 控制下可以认为 I_{bat} 能够对指令值 I_{bat}^* 进行实时跟踪, 则 LVSM 消耗的有功功率 P_e 为:

$$P_e = V_{dc} C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} + (I_{bat} + K_{ibat} \Delta \omega_l) V_{bat} \quad (8)$$

根据双向功率传输原理^[19], 由 PCC 流向 LVSM 的有功功率还可表示为:

$$P_e = -\frac{3E_1 V_s}{X_s} \int (\omega_m - \omega_l) dt \quad (9)$$

式中, E_1 为 LVSM 内电势有效值; V_s 为本地负载电压有效值; 滤波电抗 $X_s = \omega_0 L_s$ 。

对式(4)、式(7)~式(9)进行小信号分析, 可得两级式电动汽车充电系统在本地负载频率扰动下的小信号模型, 如图7所示。由图7可知, 有功功率回路的环路增益为:

$$T_p(s) = \frac{3E_1 V_s / (J \omega_0 X_s)}{s(s + D/J)} = \frac{\omega_{pn}^2}{s(s + 2\zeta_p \omega_{pn})} \quad (10)$$

式中, ζ_p 和 ω_{pn} 分别为有功功率回路的阻尼比和自由振荡角频率。

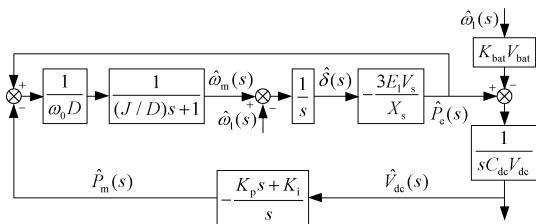


图7 充电系统在本地负载频率扰动下的模型

Fig.7 Model of charging system under local load frequency disturbance

式(10)与典型 I 系统参数对应, 且在有功功率回路的开环截止角频率 ω_{pc} 处 $T_p(s)$ 的幅值为 1, 因此:

$$\begin{cases} J = \frac{3E_1 V_s}{\omega_{pc}^2 \omega_0 X_s (\sqrt{4\zeta_p^4 + 1} + 2\zeta_p^2)} \\ D = \frac{3E_1 V_s}{\omega_{pc} \omega_0 X_s} \cdot \frac{2}{\sqrt{4 + 1/\zeta_p^4} + 2} \end{cases} \quad (11)$$

通常设计 $\zeta_p = 0.707$, 即二阶系统最佳阻尼比。在选定 ω_{pc} 后, 即可得到 J 和 D , 完成有功功率回路的设计。文献[20]中指出, 将 ω_{pc} 设计在远小于 2 倍工频处, 可以抑制瞬时有功功率脉动。当 $f_{pc} = \omega_{pc} / (2\pi) = 8.7 \text{ Hz}$ 时, 由式(11)得到 $J = 0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、 $D = 12 \text{ W} \cdot \text{s}^2 / \text{rad}^2$; 当 $f_{pc} = \omega_{pc} / (2\pi) = 3.9 \text{ Hz}$ 时, 得到 $J = 0.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、 $D = 27 \text{ W} \cdot \text{s}^2 / \text{rad}^2$ 。

由图7可知, 直流侧电压回路环路增益为:

$$T_{vdc}(s) = \frac{3E_1 V_s / (J \omega_0 X_s)}{s(s + D/J) + 3E_1 V_s / (J \omega_0 X_s)} \cdot \frac{1}{sC_{dc} V_{dc}} \cdot \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (12)$$

当 $J = 0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、 $D = 12 \text{ W} \cdot \text{s}^2 / \text{rad}^2$ 时, 取 $K_p = 80 \text{ W/V}$ 、 $K_i = 300 \text{ W/(V} \cdot \text{s)}$, $T_{vdc}(s)$ 的频率特性如图8所示, 开环截止频率 $f_{vdc} = \omega_{vdc} / (2\pi) = 1.9 \text{ Hz}$, 相角裕度 $\gamma = 61.1^\circ$, 幅值裕度 $G_m = 19.9 \text{ dB}$ 。将这组 LVSM 参数命名为参数 1。

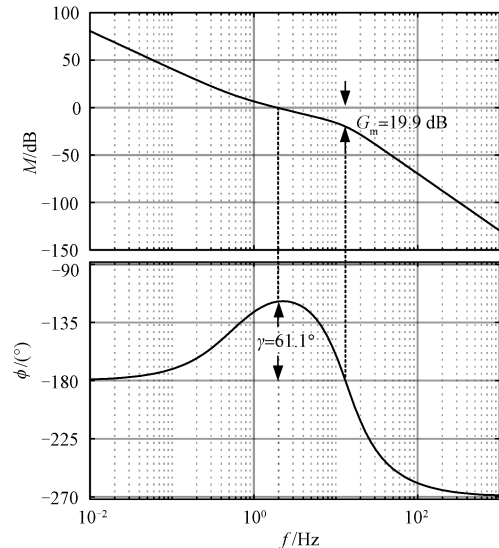


图8 LVSM 直流侧电压回路的频率特性(参数 1)

Fig.8 Frequency characteristics of LVSM

DC-link voltage loop (parameter 1)

当 $J = 0.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、 $D = 27 \text{ W} \cdot \text{s}^2 / \text{rad}^2$ 时, 为保证良好的控制性能, 调整 $K_p = 60 \text{ W/V}$ 、 $K_i = 100 \text{ W/}$

(V · s), 此时相角裕度 $\gamma = 60.3^\circ$, 幅值裕度 $G_m = 15.4$ dB。将这组 LVSM 参数命名为参数 2。

3.4 DC-DC 变流器网荷互动参数设计

CC 充电时, 充电电流调节系数 K_{ibat} 反映了充电电流随电网频率变化的波动程度, 若电网频率下降 $n_i\%$ 时, LVSM 不再从电网吸收有功, 则 K_{ibat} 为:

$$K_{ibat} = \frac{I_{bat(nom)}}{\omega_0 \cdot n_i \%} \quad (13)$$

取 $n_i = 2$, 由式 (13) 得到 $K_{ibat} = 19.89$ A · s/rad。

CV 充电时, 电池电压过高不利于系统的安全运行, 电池电压过低会导致反向放电。因此, 考虑 CV 充电模式下电池电压允许的变化范围为 ΔV_{bat} 。设电网频率下降 $n_v\%$ 时, LVSM 电池电压达到最大允许跌落量, 则 K_{vbat} 为:

$$K_{vbat} = \frac{\Delta V_{bat}}{\omega_0 \cdot n_v \%} \quad (14)$$

取 $n_v = 2$, $\Delta V_{bat} = 10$ V, 由式 (14) 计算得到 $K_{vbat} = 1.59$ V · s/rad。

根据电力系统正常运行的频率范围来确定死区控制器的阈值 $\Delta\omega_{l(max)}$, 以华东电网为例, 允许的频率波动范围为 0.1 Hz^[21], 因此设置 $\Delta\omega_{l(max)} = 0.63$ rad/s。

4 仿真验证

当本地负载发生扰动时, 电网频率相应发生变化, LVSM 的虚拟惯量和阻尼承担起阻碍电网频率变化率 (Rate of Change of Frequency, RoCoF) 的作用, 而 DC-DC 变流器的频率-电流/电压调节系数能够减小电网频率的变化量, 二者共同对电网频率起到一定的支撑作用。直流母线电容作为能量的缓冲单元, 其电压会因为本地负载的变化而波动。此外, CC 模式的充放电电流和 CV 模式的充电电压也与电网频率息息相关。同时, 本节还将讨论 LVSM 虚拟频率的变化过程及其与电网频率的关系。

4.1 CC 充放电模式

首先验证所提出的控制策略在 CC 充电模式下对电网频率的影响。选择参数 1, 研究引入 $I_{bat}-\omega_l$ 控制对系统动态过程和稳态工作点的影响; 为了对比不同 J 的影响, 对参数 2 的情形也进行了仿真。在 $t=0$ s 时, 本地负载增加 24%; 在 $t=2$ s 时, 感知到本地负载的增加后, 电网有功功率指令相应地增加, 使输入功率和输出功率相匹配, 以模拟电网频率的恢复过程; 在 $t=4$ s 时, 本地负载减少 24%; 在 $t=6$ s 时, 电网有功功率指令相应减少, 使输入功率和

输出功率相匹配, 电网频率、LVSM 频率、LVSM 母线电压和充电电流的响应过程分别如图 9(a)、图 9(b)、图 9(c) 和图 9(d) 所示。

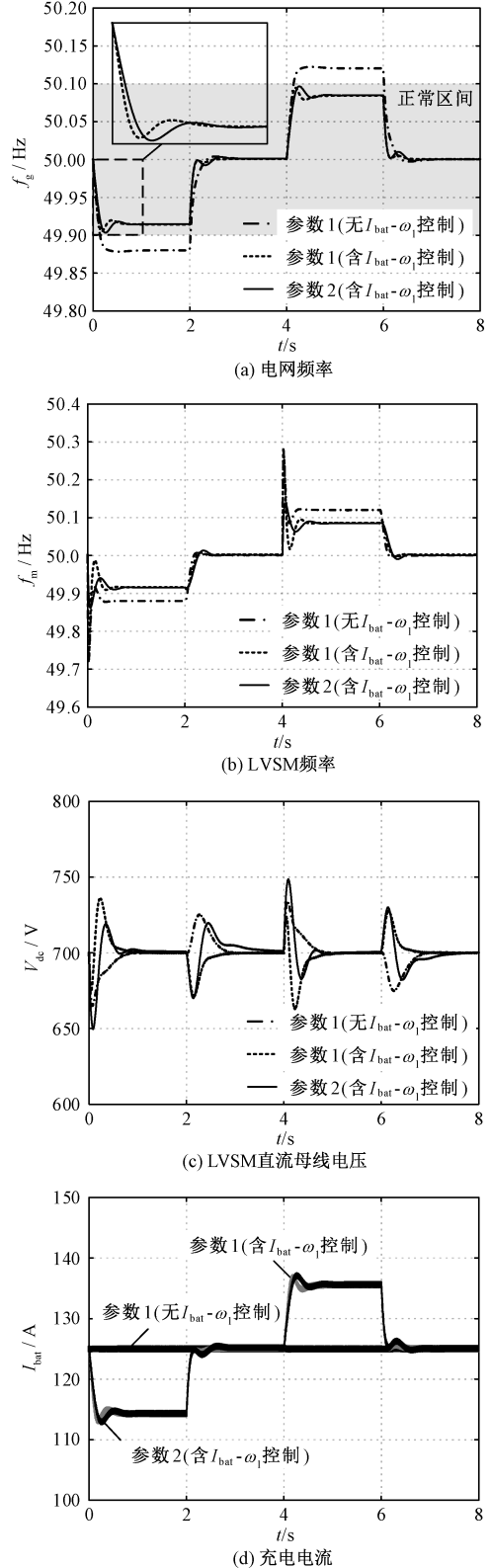


图9 CC 充电模式下系统各变量的响应过程

Fig.9 Response process of system variables in CC charging mode

对比图 9(a)中是否含 $I_{\text{bat}}-\omega_l$ 控制的曲线可知,引入 $I_{\text{bat}}-\omega_l$ 控制后,电网频率的变化量减少。当发生由负载增减引起的电网频率变化,引入 $I_{\text{bat}}-\omega_l$ 控制前 $\Delta f_g = 0.12$ Hz,引入 $I_{\text{bat}}-\omega_l$ 控制后 $\Delta f_g = 0.08$ Hz,所提出的控制策略使电网维持在正常工作区域内,保障了电网频率的稳定性。

同时,如图 9(b)中相应的两条曲线所示,在 0.5 s 前,电网频率和 LVSM 频率的动态变化过程存在较大差异。由于 LVSM 的转动惯量显著小于电网的转动惯量,在本地负载变化时刻附近 LVSM 频率的变化主要由于其自身的小惯量特性决定。在 0.5 s 后,电网频率和 LVSM 频率完成同步。图 9(c)中相应的两条曲线表明:引入 $I_{\text{bat}}-\omega_l$ 控制前,本地负载的突增和突减引起了大约 30 V 的母线电压幅值跌落;引入 $I_{\text{bat}}-\omega_l$ 控制后,本地负载的突增使直流母线电压幅值的跌落量减小,因为 $I_{\text{bat}}-\omega_l$ 控制使 LVSM 动态减载,减弱了本地负载对直流母线电压的影响,但同时这种动态减载也造成了一定的反向升压;在大约 1 s 后,母线电压恢复到额定值。图 9(d)中相应的两条曲线表明,电网频率变化使充电电流变化了约 9%,没有出现电流的过冲。

对比图 9(a)中两组不同参数下的曲线可知,选择较小的 LVSM 惯量(参数 1)时,电网 RoCoF=0.74 Hz/s;选择较大的 LVSM 惯量(参数 2)时,电网 RoCoF=0.53 Hz/s。LVSM 更大的转动惯量使电网 RoCoF 更低,提升了电网频率的暂态稳定性。当 RoCoF 值超过上限(例如 1 Hz/s)时,可能会导致保护继电器跳闸,对系统造成干扰^[22]。

同时,如图 9(b)中不同参数下的两条曲线所示,更大的转动惯量使 LVSM 的 RoCoF 更低,且降低了其最大的频率变化量(从 0.28 Hz 到 0.14 Hz)。图 9(c)中不同参数下的两条曲线表明,更大的转动惯量引发了更大的直流母线电压变化量(从 35 V 到 50 V),因此在获得较低的电网 RoCoF 与较低的直流母线电压变化量之间需要折中。图 9(d)中不同参数下的两条曲线表明,采用大惯量时充电电流变化更平缓。

电网有功功率指令相应变化后,如图 9(a)所示,电网频率均在 1 s 内就恢复到 50 Hz,引入 $I_{\text{bat}}-\omega_l$ 控制后,表现出轻微的振荡。由图 9(b)可知,1 s 后 LVSM 的频率也稳定在 50 Hz,但更大的转动惯量使调节过程中的超调更大。由图 9(c)可知,电网频率恢复过程中直流母线电压存在暂升或暂降现象,但

波动在可接受的范围内,且在 1 s 后恢复至额定值。图 9(d)表明,充电电流随着电网频率的恢复而恢复到额定值。

本地负载功率和电网有功功率指令变化后,CC 放电模式的电网频率、LVSM 频率、LVSM 直流母线电压波形与 CC 充电模式类似,仅充电电流波形沿纵轴平移至小于 0 处,能量由 EV 向电网流动,实现了 V2G 功能。

4.2 CV 充电模式

当 SOC 在 CC 模式下充电至 80%时,切换为 CV 充电。在 CC 充电模式下,电池主要工作在如图 6 所示的额定区域,电池电压基本保持不变,充电装置可近似看作恒功率负载;而在 CV 充电模式下,充电电流不断降低,充电装置吸收的功率不断减小。由于 CV 充电模式下充电功率不断降低,需要不断调整电网的有功功率给定才能维持电网频率的稳定,为了体现所提控制策略稳定电网频率的效果,将电网的初始有功功率给定设为与引入 $V_{\text{bat}}-\omega_l$ 控制前一致。为了使所提控制策略对电网频率影响的效果更明显,将表 2 中与电池容量有关的参数(Q_{full} 、 Q_{exp} 和 Q_{nom})成比例地减小,使 CV 充电在 5 min 内完成。本地负载在 $t=0$ s 增加 24%,电网有功功率指令在 $t=2$ s 相应地增加,本地负载在 $t=4$ s 减少 24%,电网有功功率指令在 $t=6$ s 相应地减少。电网频率、LVSM 频率、LVSM 直流母线电压、充电电流和电池电压的响应过程分别如图 10(a)~图 10(e)所示。

由图 10(a)~图 10(c)可知,CV 充电与 CC 充电模式下电网频率、LVSM 频率和 LVSM 直流母线电压响应波形类似。由图 10(d)和图 10(e)可知,电池电压升高或降低后,充电电流也相应地增加或减小,电池整体的充电功率也随之增加或减小。

4.3 关键参数灵敏度分析

两级式 EV 充电桩的关键参数主要有前级 LVSM 的转动惯量 J 和阻尼系数 D ,以及后级 DC-DC 变流器的网荷互动系数 K_{ibat} 和 K_{vbat} ,主要关注的输出变量为电网频率 f_g 和直流母线电压 V_{dc} 。考虑到 CC 充电和 CV 充电模式下变功率对 f_g 和 V_{dc} 影响的相似性,以 CC 模式为例,分析本地负载突增时, f_g 和 V_{dc} 对 J 、 D 和 K_{ibat} 变化的敏感度。

保持其他参数不变,选取不同的 K_{ibat} 、 f_g 和 V_{dc} 在本地负载突增 24%后变化的情况分别如图 11(a)和图 11(b)所示。由图 11(a)可知,随着 K_{ibat} 的增加, f_g 变化 EV 充电功率的影响增加,稳态时电网频

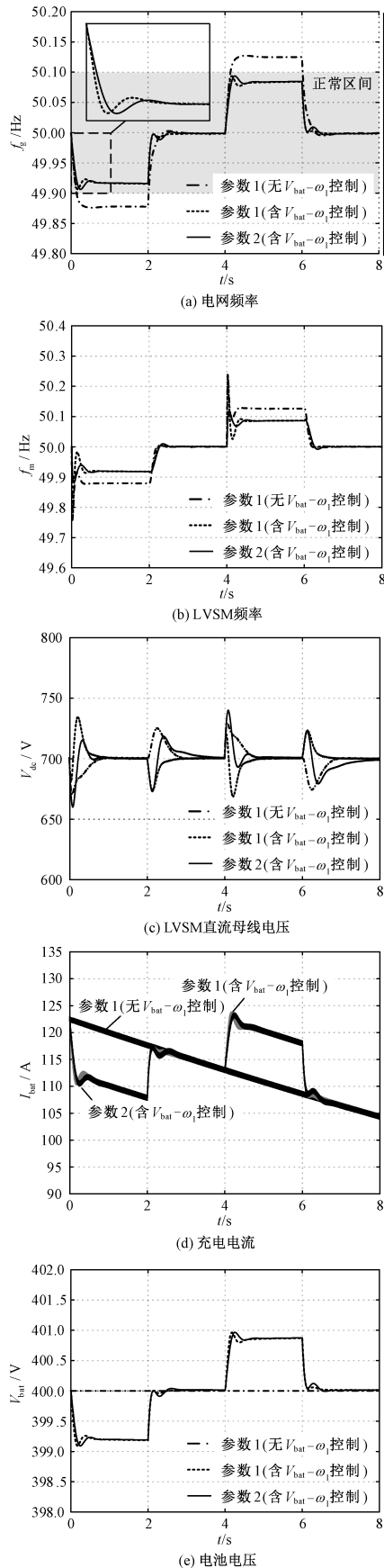
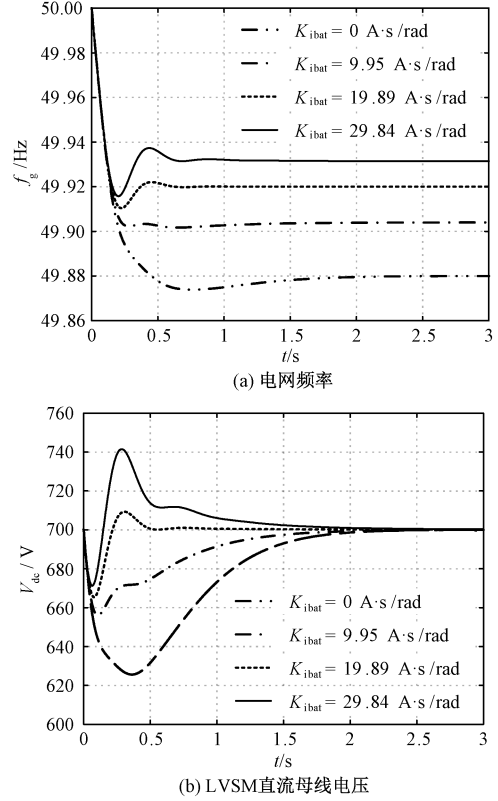


图10 CV充电模式下系统各变量的响应过程

Fig.10 Response process of system variables in CV charging mode

率与额定值的偏差减小;同时,由于动态减载程度的加剧,从图 11(b)中可以观察到直流母线电压的跌落量减小,甚至出现了短暂的反向上升。

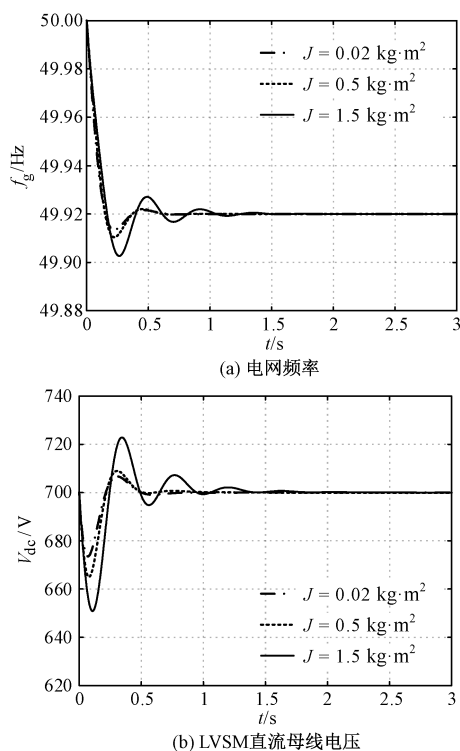
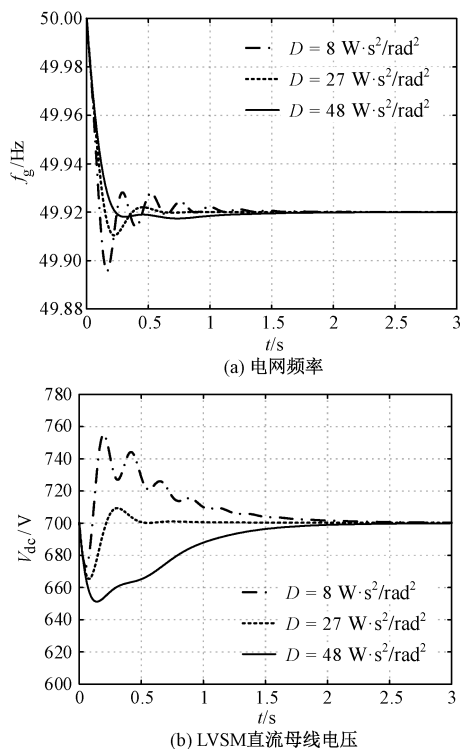
图11 系统变量对 K_{ibat} 变化的敏感度Fig.11 Sensitivity of system variables to K_{ibat} changes

保持其他参数不变,选取不同的 Jf_g 和 V_{dc} 在本地负载突增24%后变化的情况分别如图 12(a)和图 12(b)所示。由图 12(a)和图 12(b)可知,随着 J 的增加, f_g 和 V_{dc} 的振荡现象均更加明显;由图 12(a)可知,由于缺少直流母线电压PI调节器参数的匹配,更大的 J 并没有显著降低 f_g 的RoCoF。

保持其他参数不变,选取不同的 Df_g 和 V_{dc} 在本地负载突增24%后变化的情况分别如图 13(a)和图 13(b)所示。由图 13(a)和图 13(b)可知,随着 D 的增加, f_g 和 V_{dc} 的振荡程度逐渐减弱;图 13(a)表明由于直流母线电压控制回路的存在, D 不会影响 f_g 的稳态值,这是LVSM控制与VSG控制的不同点之一。

5 结论

基于负荷虚拟同步机(LVSM)控制技术,本文提出了一种适应电网频率变化的电动汽车充放电控制策略,通过网-荷互动提高了电网频率的稳定性。

图 12 系统变量对 J 变化的敏感度Fig.12 Sensitivity of system variables to J changes图 13 系统变量对 D 变化的敏感度Fig.13 Sensitivity of system variables to D changes

仿真结果表明,引入本文所提的控制策略后,在电动汽车 CC 充-放电和 CV 充电的情况下,通过适当调

整充/放电的电流或电压值均能降低本地负载突变引起的电网频率变化量,使电网频率保持在正常工作区域内。此外,LVSM 转动惯量更大时,电网频率的变化率更低,但由于大转动惯量更易诱发振荡特性,需要其他控制参数的匹配。分析直流母线电压波形可知,在获得较低的电网频率变化率与较低的直流母线电压变化量之间存在折中,需要进一步优化。本文的研究对提高电网对大规模电动汽车接入的适应性,使电动汽车负荷具有一定的需求侧响应调节能力,减轻大功率电动汽车负荷对电网的影响具有重要意义。

参考文献 (References):

- [1] SAE J1772. SAE Electric Vehicle and Plug-in Hybrid Electric Vehicle Conductive Charge Coupler [S]. 2011.
- [2] Dharmakeerthi C H, Mithulananthan N, Saha T K. Modeling and planning of EV fast charging station in power grid [A]. 2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting [C]. San Diego, USA, 2012. 1-8.
- [3] 刘明志, 张军, 于建成, 等 (Liu Mingzhi, Zhang Jun, Yu Jiancheng, et al.). 电动汽车充电设施的接入对电网稳态运行影响分析 (Impact of electric vehicle charging facilities on power grid steady state) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2013, 32 (1): 71-75.
- [4] 杜燕, 赵韩广, 张显创, 等 (Du Yan, Zhao Hanguang, Zhang Xianchuang, et al.). 一种无锁相环动态阻尼的虚拟同步发电机 (Virtual synchronous generator adopting dynamic damping without frequency detection) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (7): 10-19.
- [5] 周宁博, 叶佳卓, 邓双喜, 等 (Zhou Ningbo, Ye Jiazhuo, Deng Shuangxi, et al.). 孤岛微网中 VSG 并联运行功率精确分配控制策略 (Accurate power distribution control strategy for VSG parallel operation in island microgrid) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39 (8): 47-55.
- [6] 吕志鹏, 盛万兴, 刘海涛, 等 (Lü Zhipeng, Sheng Wanxing, Liu Haitao, et al.). 虚拟同步机技术在电力系统中的应用与挑战 (Application and challenge of virtual synchronous machine technology in power system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2017, 37 (2): 349-359.
- [7] 吕志鹏, 梁英, 曾正, 等 (Lü Zhipeng, Liang Ying, Zeng Zheng, et al.). 应用虚拟同步电机技术的电动汽

- 车快充控制方法 (Virtual synchronous motor based control scheme of fast charger for electric vehicle application) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (25): 4287-4294.
- [8] 刘其辉, 逯胜建 (Liu Qihui, Lu Shengjian). 参与微电网调频的电动汽车虚拟同步机充放电控制策略 (Charging and discharging control strategy based on virtual synchronous machine for electrical vehicles participating in frequency regulation of microgrid) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2018, 42 (9): 171-179.
- [9] 刘海涛, 吕志鹏, 吴争, 等 (Liu Haitao, Lü Zhipeng, Wu Zheng, et al.). 一种自主降额运行的负荷虚拟同步机控制方法 (A load virtual synchronous machine control method for autonomous derating operation) [J]. 可再生能源 (Renewable Energy Resources), 2019, 37 (8): 1179-1184.
- [10] 郝振洋, 徐健, 王雪瑞, 等 (Hao Zhenyang, Xu Jian, Wang Xuerui, et al.). 一种具备友好网荷交互功能的三相 PWM 整流器控制方法 (A control method for three-phase PWM rectifier with function of friendly interaction between grid and load) [J]. 南京航空航天大学学报 (Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), 2020, 52 (2): 199-206.
- [11] Tan Kangmiao, Ramachandaramurthy V K, Yong Jiaying. Integration of electric vehicles in smart grid: A review on vehicle to grid technologies and optimization techniques [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, 53: 720-732.
- [12] Kesler M, Kisacikoglu M C, Tolbert L M. Vehicle-to-grid reactive power operation using plug-in electric vehicle bi-directional offboard charger [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (12): 6778-6784.
- [13] Suul J A, D'Arco S, Guidi G. Virtual synchronous machine-based control of a single-phase bi-directional battery charger for providing vehicle-to-grid services [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2016, 52 (4): 3234-3244.
- [14] Delille G, Francois B, Malarange G. Dynamic frequency control support by energy storage to reduce the impact of wind and solar generation on isolated power system's inertia [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2012, 3 (4): 931-939.
- [15] Bao Ke, Li Shuhui, Zheng Huiying. Battery charge and discharge control for energy management in EV and utility integration [A]. 2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting [C]. San Diego, USA, 2012. 1-8.
- [16] Alipoor J, Miura Y, Ise T. Power system stabilization using virtual synchronous generator with alternating moment of inertia [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 3 (2): 451-458.
- [17] EN 50438. Requirements for the Connection of Micro Generators in Parallel with Public Low-voltage Distribution Networks [S]. 2008.
- [18] Tremblay O, Dessaint L A. Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications [J]. World Electric Vehicle Journal, 2009, 3 (1): 289-298.
- [19] Yong Jiaying, Ramachandaramurthy V K, Tan Kangmiao, et al. Bi-directional electric vehicle fast charging station with novel reactive power compensation for voltage regulation [J]. International Journal of Electrical Power and Energy Systems, 2015, 64: 300-310.
- [20] 吴恒, 阮新波, 杨东升, 等 (Wu Heng, Ruan Xinbo, Yang Dongsheng, et al.). 虚拟同步发电机功率环的建模与参数设计 (Modeling of the power loop and parameter design of virtual synchronous generators) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (24): 6508-6518.
- [21] Li Dongdong, Zhu Qianwei, Lin Shunfu, et al. A self-adaptive inertia and damping combination control of VSG to support frequency stability [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32 (1): 397-398.
- [22] Fang Jingyang, Li Hongchang, Tang Yi, et al. Distributed power system virtual inertia implemented by grid-connected power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (10): 8488-8499.

Charge and discharge strategy based on load-side virtual synchronous machine for electric vehicles participating in grid frequency regulation and its realization

LI Bing-yu¹, DU Xu-hao¹, ZENG Si-ming¹, YIN Li-ke², RUI Yue-chen³, XIAO Guo-chun³

(1.State Grid Hebei Electric Power Research Institute, Shijiazhuang 050021, China;2.Hebei Top Architectural Design Co., Ltd, Shijiazhuang 050000, China;3.School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710048, China)

Abstract: With a large number of electric vehicle (EV) charging interfaces connected to the grid, the stable operation of the power system is challenged. Load-side virtual synchronous machine (LVSM) technology emerged at the historic moment, which can provide inertia and damping support for the power system and help to improve the stability of the power grid. In the interconnection system of the power grid simulated by the virtual synchronous generator (VSG), the front-stage LVSM and the rear-stage EV battery charging converter, a charging and discharging strategy and implementation method for EV batteries that adapts to changes in grid frequency under three modes of constant current charging, constant voltage charging and constant current discharge are proposed in this paper. The grid frequency stability is improved through grid-load interaction. The effectiveness and correctness of the proposed control strategy and implementation method are verified by the simulation results.

Key words: electric vehicle charging; load-side virtual synchronous machine; grid-load interaction; grid frequency stability

考虑功率裕度的 MMC-MTDC 改进下垂平坦控制策略

宋平岗, 杨长榄, 龙日起, 雷文琪, 郑雅芝

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 针对基于模块化多电平换流器的多端直流输电系统(MMC-MTDC)功率协调控制和直流电压稳定问题,在改进下垂控制的基础上引入微分平坦控制(FBC)理论,提出一种考虑功率裕度的改进下垂平坦控制策略。该策略考虑不同工况下下垂控制站的实时功率裕度,根据各换流站裕度大小来合理分担系统中存在的不平衡功率,避免换流站满载。同时引入微分平坦控制理论设计电流内环控制器,替代传统电流内环的直接电流控制。控制器由期望前馈控制和误差反馈补偿两部分组成,前馈控制产生主导控制量,误差反馈补偿消除系统模型不确定性和内外部扰动等因素造成的影响,对控制量进行修正,准确跟踪期望值,有效提高了系统响应速度。以一个并联四端 MMC-MTDC 系统为例的仿真结果说明了所提控制策略的有效性。

关键词: 模块化多电平换流器;多端直流输电;改进下垂;微分平坦控制理论;功率裕度

DOI: 10.12067/ATEEE2007035

文章编号: 1003-3076(2021)06-0022-10

中图分类号: TM72

1 引言

面对煤炭、石油等化石能源的逐渐枯竭和环境污染日益加重的严峻形势,合理开发风电、光伏等可再生能源,完成从传统能源向清洁能源的能源转型是全球能源开发利用的大势所趋,是实施可持续发展战略的重要一环^[1,2]。随着大规模的新能源并网和电能大功率远距离输送,基于电压源型换流器的多端直流输电(Voltage Source Converter Multi-Terminal DC, VSC-MTDC)以其经济灵活、电能传输质量高、能实现多电源供电和多落点受电等优点受到了广泛的研究与关注^[3-6]。近年来,模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)作为一种新型拓扑以其易于扩展的模块化结构、能够满足高压大容量的输电需求、潮流反转不改变直流侧电压极性等优势被运用到多端直流输电技术中^[7,8],即基于模块化多电平换流器的多端直流输电系统(Modular Multilevel Converter Multi-Terminal DC, MMC-MTDC),是目前直流输电领域的研究热点和未来的重点发展方向。

多端直流输电系统破除了传统两端直流输电系

统需要多条直流输电线路、经济性不强、灵活性不高的局限性,但其控制策略也比两端系统更加灵活且复杂^[9],不仅要实现多个换流站间功率协调分配,而且要保证直流侧电压的稳定。相比主从控制和电压裕度控制的单点直流电压控制,下垂控制为多点直流电压控制,由多个换流站共同维持直流电压稳定和功率的协调控制,系统稳定性更高^[10,11]。文献[12]针对 MMC-MTDC 提出一种协调下垂控制策略,考虑直流线路压降,在传统下垂控制基础上加入小信号补偿量,实现直流电压的无差调节,但未考虑换流站出现潮流反转的情况。文献[13]提出一种分层分布式控制策略,针对传统下垂控制直流电压与有功功率两个控制目标的冲突问题,设置权重来实现两个控制目标之间的可调平衡,且对通信要求不高,但其控制参数较多,控制器设计较为复杂。文献[14]针对新能源并网的 MMC-MTDC 提出一种考虑线路阻抗影响因子、功率影响因子的双因子自适应下垂控制策略,使得换流站实现功率最优分配,提高了直流电压质量,有效降低了线损。文献[15]引入本地直流电压对下垂系数进行实时反馈修正,有效地减小了电压偏差,能够灵活应对复杂的运行工

收稿日期: 2020-07-23

基金项目: 国家自然科学基金项目(51367008)

作者简介: 宋平岗(1965-),男,江西籍,教授,博士,研究方向为电力电子与新能源;
杨长榄(1996-),男,江西籍,硕士研究生,研究方向为高压直流输电。

况,实现协调控制。

目前 MMC-MTDC 系统中 MMC 换流站的电流内环大多采用直接电流控制^[8,12,14],该控制方法是建立在线性化模型的基础上的,由于 MMC 的非线性特性,在等效电感发生变化和系统不确定因素的干扰下,系统的动稳态特性可能会变差。有学者针对非线性系统提出了微分平坦控制 (Flatness Based Control, FBC) 理论^[16],最初在飞行器轨迹规划、机器人运动设计^[17,18]等领域展现出优越的控制性能。控制器设计分为期望轨迹输出前馈控制和误差反馈补偿控制两部分,前馈控制产生主控制量,误差反馈补偿控制消除系统不确定性因素所产生的误差,很好地解决了换流器由于内外部干扰而动稳态特性变差的问题。近年来被引入 PWM 整流器、光伏逆变器并网、永磁同步电动机控制、高压直流输电^[19-21]等电力电子领域,控制效果显著。

针对上述提出的传统下垂控制所存在的缺陷及实际工况下换流站可能达到满载的风险,本文以一个并联四端 MMC-MTDC 系统为例,考虑换流站的功率裕度提出了一种改进下垂控制策略。该策略控制简单易于实现,可根据不同工况结合换流站自身的功率裕度实现下垂系数的自我修正,使系统中的不平衡功率在换流站间得到合理的分配,避免换流站达到满载。同时将微分平坦控制理论引入电流内环的设计,首先验证了 MMC 的平坦性,使 MMC 系统为微分平坦系统,建立了基于平坦理论的 MMC 电流内环控制器。前馈控制产生主控制量,误差反馈补偿控制消除系统不确定性因素和系统内外扰动所产生的误差。最后,在 PSCAD/EMTDC 中搭建一个并联四端 MMC-MTDC 系统,对所提出的改进下垂平坦控制策略进行验证。

2 MMC-MTDC 系统模型

并联型多端柔性直流输电系统具有便于电网扩展、线路损耗小和稳定性强等特点,在实际工程中得到广泛运用^[9]。并联型四端 MMC-MTDC 典型系统结构如图 1 所示。

图 1 中 S_i 和 T_i ($i=1,2,3,4$, 下同) 分别为交流系统和各换流站对应的换流变压器,MMC i 为各个换流站, P_i 为各换流站注入直流电网的实际有功功率,以图 1 中所示功率流向为参考正方向。不考虑直流输电线路所造成的损耗,近似认为各换流站直流侧电压相等。

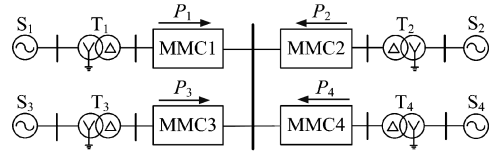


图 1 四端 MMC-MTDC 典型系统结构

Fig.1 Four-terminal MMC-MTDC typical system structure

各换流站均采用 MMC 结构,其拓扑结构如图 2 所示,其中虚线框内为子模块 (SM) 组成结构图。MMC 由 a、b、c 三相组成,每相由上下两个桥臂组成,各个桥臂均由 N 个子模块和桥臂电感 L_0 、电阻 R_0 构成。 u_{sj} 和 i_{sj} ($j=a,b,c$) 分别为交流侧 j 相相电压和相电流, L_s 和 R_s 分别为交流侧电感和电阻; u_{pj} 、 i_{pj} 分别为 j 相上桥臂的电压和电流, u_{nj} 、 i_{nj} 分别为 j 相下桥臂的电压和电流; U_{dc} 、 i_{dc} 分别为直流侧电压和电流。

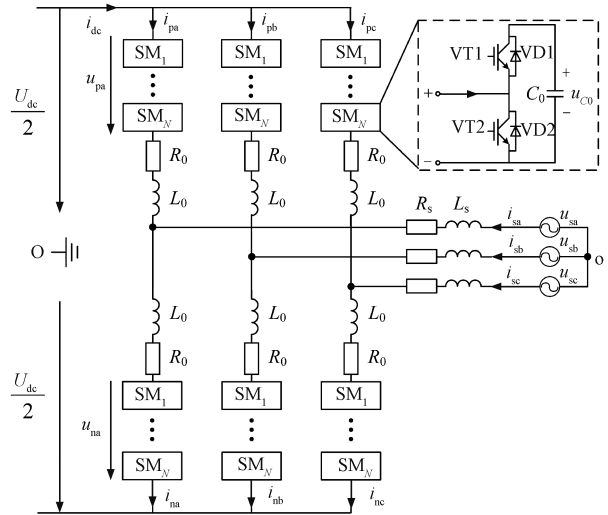


图 2 MMC 拓扑结构

Fig.2 Topology of MMC

根据基尔霍夫定律,可得 MMC 交流侧电压特性方程^[22]为:

$$e_j = u_{sj} - R_m i_{sj} - L_m \frac{di_{sj}}{dt} \quad (1)$$

式中, e_j 为 MMC 第 j 相的内部电动势, $e_j = (u_{nj} - u_{pj})/2$; $R_m = R_s + R_0/2$; $L_m = L_s + L_0/2$ 。将式 (1) 变换到 dq 坐标系下为:

$$\begin{cases} e_d = u_{sd} - R_m i_{sd} - L_m \frac{di_{sd}}{dt} + \omega L_m i_{sq} \\ e_q = u_{sq} - R_m i_{sq} - L_m \frac{di_{sq}}{dt} - \omega L_m i_{sd} \end{cases} \quad (2)$$

式中, ω 为电网电压角频率; e_d 、 e_q 分别为 MMC 内部电动势的 d 轴和 q 轴分量; u_{sd} 、 u_{sq} 分别为交流侧电压的 d 轴和 q 轴分量; i_{sd} 、 i_{sq} 分别为交流侧电流的 d 轴和 q 轴分量。忽略换流器损耗和与 L_s 的能量交换, 由功率关系, 可将 MMC 直流侧动态方程表示为:

$$C_{eq} U_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = 1.5 u_{sd} i_{sd} - \frac{U_{dc}^2}{R_L} \quad (3)$$

式中, C_{eq} 为直流侧等效电容; R_L 为直流侧等效电阻。

3 考虑功率裕度的改进下垂控制

在 MMC-MTDC 系统协调控制中, 选用多个具有功率调节能力的换流站作为下垂控制站, 承担系统发生扰动时所产生的不平衡功率, 保持直流侧电压稳定和换流站间功率协调。

假设 MMC-MTDC 系统中共有 n 个换流站, 其中采用下垂控制的换流站有 m 个, 记为 MMC1 ~ MMC m , 其余 $n-m$ 个换流站采用定功率控制, 记为 MMC($m+1$) ~ MMC n 。传统的下垂控制器框图如图 3 所示。

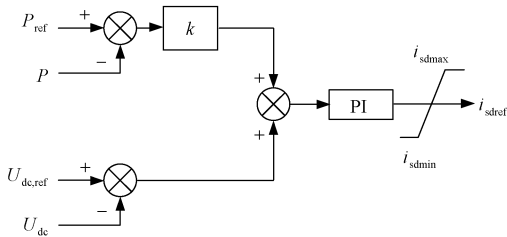


图 3 传统下垂控制器框图

Fig.3 Block diagram of a traditional droop controller

图 3 中, P_{ref} 、 $U_{dc,ref}$ 分别为换流站有功功率、直流电压参考值, P 、 U_{dc} 分别为有功功率、直流电压实际值, k 为传统下垂控制的下垂系数, i_{sdmax} 、 i_{sdmin} 分别为 d 轴电流的上、下限值, i_{sdref} 为 d 轴电流参考值。根据下垂特性, 设定 E 为下垂控制器的输出误差信号, 则下垂控制站所传输的有功功率与直流电压对应关系为:

$$E = U_{dc,ref} - U_{dc} + k(P_{ref} - P) \quad (4)$$

其中

$$\begin{cases} U_{dc,ref} = (U_{dc,ref})_{m \times 1} \\ U_{dc} = [U_{dc1}, U_{dc2}, \dots, U_{dcm}] \\ k = [k_1, k_2, \dots, k_m] \\ P_{ref} = [P_{ref1}, P_{ref2}, \dots, P_{refm}] \\ P = [P_1, P_2, \dots, P_m] \end{cases}$$

系统稳态下, $E=0$; 当系统由于发生扰动而产生功率变化时, 由式(4)可知, 下垂系数值决定了直流侧电压的变化量, 因此需要合理地选取下垂系数的值, 避免过电压的出现。假设系统由于扰动, 出现大小为 ΔP 的不平衡功率, 第 j ($j=1, 2, \dots, m$) 个下垂控制站的下垂系数和承担的功率变化量分别为 k_j 和 ΔP_j , 忽略直流网络的损耗, 可以认为各换流站的直流电压相等, 则有:

$$\Delta P = \sum_{i=1}^m \Delta P_i = -\Delta U_{dc} \sum_{i=1}^m \frac{1}{k_i} = k_j \Delta P_j \sum_{i=1}^m \frac{1}{k_i} \quad (5)$$

即下垂控制站 j 所承担的功率变化量 ΔP_j 为:

$$\Delta P_j = \frac{\Delta P}{k_j \sum_{i=1}^m \frac{1}{k_i}} \quad (6)$$

由式(6)可知, 当系统不平衡功率 ΔP 一定时, 下垂系数与下垂控制站所承担的不平衡功率成反比。下垂系数小的换流站承担更多的不平衡功率, 下垂系数大的换流站承担更少的不平衡功率。传统的下垂控制采用固定的下垂系数, 其值通常按照与换流站的容量成反比确定, 因此可将传统下垂系数 k_i 设定为^[23]:

$$k_i = \frac{U_{dc}^{max} - U_{dc,ref}}{P_{maxi}} \quad (7)$$

式中, U_{dc}^{max} 为直流电压允许达到的上限值; P_{maxi} 为第 i 个换流站的额定容量。

传统下垂控制有一个固有缺陷, 即系统运行过程中下垂系数是固定不变的, 没有考虑换流站的实时功率裕度。当系统发生较大的扰动时, 可能导致部分容量较小的换流站满载达到功率上限而切换至定功率运行, 进而失去了应对直流网络潮流变化的响应能力, 而部分容量较大的换流站仍有较大的裕量, 不利于系统的稳定可靠运行。因此, 若下垂控制站的下垂系数能够根据系统实际运行工况实时变化, 增大功率裕度较小的换流站的下垂系数, 使之在系统发生扰动期间承担更少的不平衡功率, 避免出现满载的情况; 减小功率裕度较大的换流站的下垂系数, 使之在系统发生扰动期间承担更多的不平衡功率, 换流站的功率裕度得到充分利用, 相比于传统的下垂控制提高了下垂控制站应对直流网络潮流变化的响应能力。

因此, 将考虑下垂控制站功率裕度的改进下垂控制的下垂系数 k'_i 定义为:

$$k'_i = \mu k_i \frac{2P_{maxi}}{P_{maxi} + \text{sign}(P_{refi} - |P_i|) |P_i|} \quad (8)$$

$$\text{sign}(P_{\text{ref}} - |P_i|) = \begin{cases} 1 & P_{\text{ref}} \geq |P_i| \\ -1 & P_{\text{ref}} < |P_i| \end{cases} \quad (9)$$

式中, μ 为常数, 可对 k_i' 进行缩放, 可根据实际直流网络状态在 $[0.1, 0.4]$ 进行选取^[23], 本文中设置为 0.3。由式(8)、式(9)可知, 改进的下垂控制的下垂系数可根据实际运行工况中下垂控制站的实时功率裕度来选取, 功率裕度小的下垂控制站的 k_i' 较大, 承担较少的不平衡功率, 避免换流站达到满载甚至过载; 功率裕度大的下垂控制站的 k_i' 较小, 承担较多的不平衡功率, 实现了直流系统不平衡功率的合理分配。

考虑到实际运行工况, 由于某个换流站功率裕度较小, 可能出现 $P_{\text{max}i} + \text{sign}(P_{\text{ref}} - |P_i|)|P_i|$ 的数值较小, 而导致 k_i' 值较大, 此时较小的功率变化对应较大的直流电压波动, 使得实际直流电压偏离过大, 不利用直流电压的稳定。因此需将下垂系数 k_i' 合理限幅, 令上限值为 $k'_{\text{max}} = k_i / (1 - P_{\text{ref}} / P_{\text{max}i})$, 下限值为 $k'_{\text{min}} = k_i / 3$, 即 $k'_{\text{min}} \leq k_i' \leq k'_{\text{max}}$ 。

4 基于微分平坦理论的改进下垂控制器设计

4.1 MMC 换流站级控制结构

MMC 换流站级控制主要由功率外环控制和电流内环控制组成, 图 4 为 MMC 换流站级控制结构框图, 是典型的双闭环结构。图 4 中, P_{ref} 、 $U_{\text{dc,ref}}$ 、 Q_{ref} 、 $U_{\text{ac,ref}}$ 分别为换流站有功功率、直流电压、无功功率和交流电压参考值, i_{sdmax} 、 i_{sdmin} 、 i_{sqmax} 、 i_{sqmin} 分别为 d 轴、q 轴电流的上、下限值。

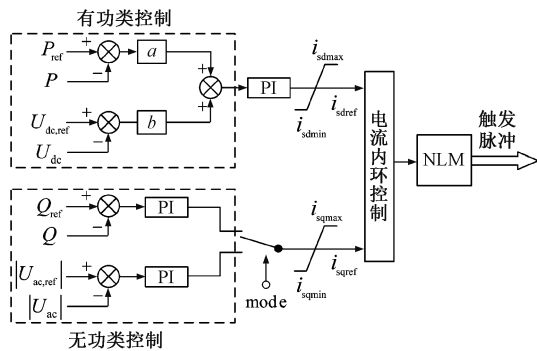


图 4 MMC 换流站级控制结构框图

Fig.4 Block diagram of MMC converter station level control structure

功率外环控制分为有功类控制和无功类控制。在多端直流输电系统中, 各个 MMC 换流站通过选取合适的有功类控制模式, 实现直流电压稳定和功

率的合理协调分配的控制目标, 图 4 中根据 a 、 b 参数的选取来实现不同的控制模式。当 $a=0$ 且 $b=1$ 时, 为定直流电压控制; 当 $a=1$ 且 $b=0$ 时, 为定有功功率控制; 当 $a \neq 0$ 且 $b=1$ 时, 为下垂控制。

电流内环控制是一种直接电流控制方法, 其根据外环控制产生的电流参考指令值 i_{sdrref} 、 i_{sqrref} , 通过 PI 控制器与电压前馈补偿量叠加后产生系统参考电压调制信号, 通过最近电平逼近调制 (Nearest Level Modulation, NLM) 产生触发脉冲, 实现对 MMC 换流站的控制。为了实现 MMC 交流侧电流的 d 轴和 q 轴分量 i_{sd} 、 i_{sq} 零稳态误差跟踪 i_{sdrref} 、 i_{sqrref} , 由式(2)可得电流内环控制器输出的参考电压值为:

$$\begin{cases} e_d^* = u_{\text{sd}} - (k_{\text{p1}} + \frac{k_{\text{i1}}}{s})(i_{\text{sdrref}} - i_{\text{sd}}) + \omega L_m i_{\text{sq}} \\ e_q^* = u_{\text{sq}} - (k_{\text{p1}} + \frac{k_{\text{i1}}}{s})(i_{\text{sqrref}} - i_{\text{sq}}) - \omega L_m i_{\text{sd}} \end{cases} \quad (10)$$

式中, k_{p1} 、 k_{i1} 分别为 PI 控制器的比例系数和积分系数。

4.2 MMC 平坦性论证

微分平坦理论基本定义如下所述。

存在某一非线性系统, 如式(11)所示。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad \mathbf{x} \in \mathbf{R}^n, \mathbf{u} \in \mathbf{R}^m \quad (11)$$

式中, \mathbf{x} 为状态变量; \mathbf{u} 为输入变量; n 和 m 为有限的正整数。如果能找到一组输出向量 \mathbf{z} , 且满足:

$$\mathbf{z} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \dot{\mathbf{u}}, \dots, \mathbf{u}^{(\alpha)}) \quad (12)$$

式中, α 为有限的正整数。使得非线性系统的状态变量 \mathbf{x} 和输入变量 \mathbf{u} 都能由该输出向量 \mathbf{z} 及其有限阶微分表示, 即

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \phi_1(\mathbf{z}, \dot{\mathbf{z}}, \ddot{\mathbf{z}}, \dots, \mathbf{z}^{(\beta)}) \\ \mathbf{u} = \phi_2(\mathbf{z}, \dot{\mathbf{z}}, \ddot{\mathbf{z}}, \dots, \mathbf{z}^{(\gamma)}) \end{cases} \quad (13)$$

式中, β 、 γ 为有限的正整数。那么, 称该非线性系统为微分平坦系统, \mathbf{z} 为该系统的平坦输出, 可用微分平坦控制理论来设计系统控制器。一般来说, 平坦输出 \mathbf{z} 并非唯一, 可以根据具体要求灵活选取, 值得指出的是平坦输出 \mathbf{z} 与输入变量 \mathbf{u} 维数相同。

对于 MMC 系统, 令其状态变量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_{\text{sd}}, i_{\text{sq}}, U_{\text{dc}}]^T$, 输入变量 $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T = [e_d, e_q]^T$, 选取 $\mathbf{y} = [y_1, y_2]^T = [i_{\text{sd}}, i_{\text{sq}}]^T$ 作为输出变量。根据式(3), 对其解微分方程可得:

$$U_{\text{dc}}(t) = \lambda e^{-t/\tau} + \sqrt{1.5 R_L u_{\text{sd}} i_{\text{sd}}} \quad (14)$$

式中, $\tau = R_L C_{\text{eq}}$; λ 由直流电压的初始值与终值决定。当 $t \rightarrow \infty$ 时, 即稳态时直流电压为:

$$U_{dc} = \sqrt{1.5 R_L u_{sd} i_{sd}} \quad (15)$$

则状态变量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_{sd}, i_{sq}, U_{dc}]^T$ 可表示为:

$$\begin{cases} x_1 = i_{sd} = y_1 \\ x_2 = i_{sq} = y_2 \\ x_3 = U_{dc} = \lambda e^{-t/\tau} + \sqrt{1.5 R_L u_{sd} y_1} \end{cases} \quad (16)$$

由式(2), 输入变量 $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T = [e_d, e_q]^T$ 可表示为:

$$\begin{cases} u_1 = e_d = u_{sd} - R_m y_1 - L_m \dot{y}_1 + \omega L_m y_2 \\ u_2 = e_q = u_{sq} - R_m y_2 - L_m \dot{y}_2 - \omega L_m y_1 \end{cases} \quad (17)$$

由式(16)、式(17)可知, 选取的输出变量 $\mathbf{y} = [y_1, y_2]^T = [i_{sd}, i_{sq}]^T$ 满足式(13), 即为平坦输出, 该系统是微分平坦系统, 可用微分平坦控制理论来设计系统控制器。

4.3 电流内环设计

针对满足微分平坦条件的 MMC 换流器, 可用 FBC 理论对其进行控制器的指导设计。控制器的设计由两部分组成, 分别为期望轨迹输出前馈控制环节和误差反馈补偿环节。期望轨迹输出前馈控制环节根据平坦输出的期望参考轨迹结合系统的数学模型产生期望的前馈输入控制量, 为控制器的主导环节。由于所建立的系统数学模型并不完全精确, 工程实际中系统存在自身损耗且易受外界干扰, 仅仅由前馈控制环节并不能实现系统输出准确地跟踪期望的平坦输出, 所以需引入误差反馈补偿环节消除系统的不确定因素产生的误差。由于前馈控制环节为主导环节, 通常情况下误差在期望轨迹附近小范围内, 可使用 PI 调节器对其采取线性化处理的办法, 消除误差达到反馈补偿的目的。如图 5 所示为 FBC 系统的控制框图, y_a 为系统期望的平坦输出, u_f^* 、 u_b^* 分别为前馈参考控制量和误差反馈补偿量, u^* 为最终的参考输入量, y 为系统实际输出。

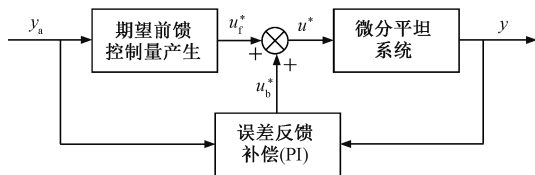


图5 FBC 控制系统框图

Fig.5 Block diagram of FBC control system

由外环控制可得电流参考指令值 i_{sdref} 、 i_{sqref} , 作为参考平坦输出, 根据式(2)可得基于 FBC 的电流内环控制的前馈参考输入量为:

$$\begin{cases} e_{d,f}^* = u_{sd} - R_m i_{sdref} - L_m \frac{di_{sdref}}{dt} + \omega L_m i_{sqref} \\ e_{q,f}^* = u_{sq} - R_m i_{sqref} - L_m \frac{di_{sqref}}{dt} - \omega L_m i_{sdref} \end{cases} \quad (18)$$

为消除系统误差, 引入误差反馈补偿环节, 令 d 轴、q 轴电流跟踪误差分别为 $\Delta i_{sd} = i_{sd} - i_{sdref}$ 、 $\Delta i_{sq} = i_{sq} - i_{sqref}$, 在 $\Delta i_{sd} = 0$ 和 $\Delta i_{sq} = 0$ 处线性化式(2)可得输入误差表达式为:

$$\begin{cases} \Delta e_d = -R_m \Delta i_{sd} - L_m \frac{d\Delta i_{sd}}{dt} + \omega L_m \Delta i_{sq} \\ \Delta e_q = -R_m \Delta i_{sq} - L_m \frac{d\Delta i_{sq}}{dt} - \omega L_m \Delta i_{sd} \end{cases} \quad (19)$$

引入 PI 调节器消除误差, 根据式(19)可得误差反馈补偿值为:

$$\begin{cases} e_{d,b}^* = -(\Delta i_{sd}^* - \Delta i_{sd})(k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}) + \omega L_m \Delta i_{sq} \\ e_{q,b}^* = -(\Delta i_{sq}^* - \Delta i_{sq})(k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}) - \omega L_m \Delta i_{sd} \end{cases} \quad (20)$$

式中, k_{p2} 、 k_{i2} 分别为 PI 调节器的比例系数和积分系数; Δi_{sd}^* 、 Δi_{sq}^* 为误差参考值, 令其为 0 可消除误差。将前馈控制和误差反馈补偿相结合, 可得 FBC 电流内环控制输入量参考值为:

$$\begin{cases} e_d^* = e_{d,f}^* + e_{d,b}^* \\ e_q^* = e_{q,f}^* + e_{q,b}^* \end{cases} \quad (21)$$

不考虑实际控制系统采样、触发延时等因素所造成的影响, 将式(21)代入式(2)并对其进行拉氏变换, 可得:

$$(R_m + L_m s) i_{sd}(s) = (R_m + L_m s) i_{sdref}(s) + (i_{sdref}(s) - i_{sd}(s))(k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}) \quad (22)$$

对式(22)进行整理, 可得电流内环 d 轴电流分量的闭环传递函数为:

$$G_d(s) = \frac{i_{sd}(s)}{i_{sdref}(s)} = \frac{R_m + L_m s + k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}}{R_m + L_m s + k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}} = 1 \quad (23)$$

同理可得电流内环 q 轴电流分量的闭环传递函数 $G_q(s)$, 其值与 $G_d(s)$ 相同。由式(23)可知其电流内环闭环传递函数恒等于 1, 表明控制器输出电流 i_{sd} 、 i_{sq} 能够很好地跟踪电流参考指令值 i_{sdref} 、 i_{sqref} 。传统的电流内环控制, 即如式(10)所示, 其闭环传递函数虽然采取了零极点对消的办法, 但是仍然只

能简化为一阶惯性环节,输出值与参考指令值存在延时。故本文将式(10)替代为式(21),利用 FBC 对传统电流内环控制进行改造,提高系统的响应速度。

5 仿真分析

为了验证改进下垂平坦控制策略的有效性和动态性能,在 PSCAD/EMTDC 仿真平台上搭建了如图 1 所示的并联型四端 MMC-MTDC 系统仿真模型。换流站 MMC1~MMC4 的额定容量分别为 250 MW、250 MW、300 MW、300 MW,直流侧额定直流电压参考值 $U_{dc,ref}=200$ kV,允许的直流电压波动极限为参考值 $U_{dc,ref}$ 的 5%,即 190~210 kV。直流输电电缆采用集中参数等效,等效电阻为 $0.01 \Omega/\text{km}$,等效电感为 $0.01 \text{ mH}/\text{km}$;MMC 子模块数量 N 为 50(不考虑冗余),子模块电容 $C=9 \text{ mF}$,交流侧电感 $L_s=2 \text{ mH}$ 、电阻 $R_s=0.1 \Omega$,桥臂电感 $L_0=10 \text{ mH}$ 、电阻 $R_0=2.5 \Omega$ 。MMC1 和 MMC2 采用下垂控制,MMC3 和 MMC4 采用定功率控制,在系统参数一致的情况下分别在文献[15]所提控制方法和本文所提出的改进下垂平坦控制下进行仿真。

5.1 算例 1:换流站功率指令值跃变

在初始条件下,换流站 MMC1~MMC4 的有功功率指令值分别为 230 MW、-120 MW、40 MW、-150 MW。0.8 s 时,MMC3 的功率指令由 40 MW 跃变为 100 MW;1.4 s 时,MMC4 的功率指令由 -150 MW 跃变为 -250 MW,图 6 为算例 1 下文献[15]所提方法和改进下垂平坦控制仿真结果对比图。

由图 6 可知,0.8 s 时 MMC3 的功率指令由 40 MW 跃变为 100 MW,系统输入有功大于输出有功,直流侧电压上升,由下垂控制站 MMC1 和 MMC2 来平衡系统中出现的 60 MW 的不平衡功率。由图 6(a)、图 6(b)可知,改进下垂平坦控制下,MMC1 和 MMC2 根据自身功率裕度大小实时调整下垂系数来实现功率的合理分配,而文献[15]所提方法通过监测本地直流电压来实时修正下垂系数,两种控制方法下 MMC1 和 MMC2 均能合理控制分摊系统中的不平衡功率,且均无过载风险。但从直流侧电压对比图 6(c)可以看出,直流侧电压稳定后文献[15]所提方法电压升至 202.2 kV,电压偏差率为 1.1%,而改进下垂平坦控制电压为 201.4 kV,电压偏差率仅为 0.7%,相比文献[15]方法偏差率降低了 0.4%,均在允许的电压波动极限范围内。且文献

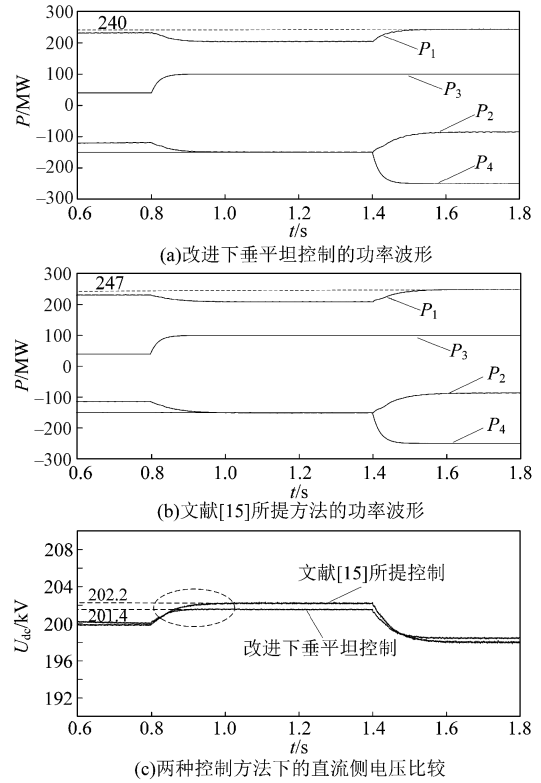


图 6 算例 1 下仿真结果对比

Fig.6 Comparison of simulation results of example 1

[15]方法在 1 s 左右电压达到稳定,而改进下垂平坦控制在 0.9 s 左右就达到稳定,直流侧电压暂态调整时间较短,在调整速度上具有一定优势。

1.4 s 时,MMC4 的功率指令由 -150 MW 跃变为 -250 MW,系统输入有功小于输出有功,直流侧电压下降,直流系统出现 100 MW 的不平衡功率。同样的由 MMC1 和 MMC2 承担不平衡功率,达到稳态时,在文献[15]所提方法下由于 MMC1 功率裕度较小,稳态时 MMC1 换流站 $P_1=247$ MW,仅有 3 MW 的功率裕度,易在系统复杂工况下因小干扰达到满载而转为定功率控制模式,进而失去对直流潮流变化响应的能力。而改进下垂平坦控制下,下垂控制站功率裕度 $P_{max1}-P_1 < P_{max2}-P_2$,可得改进下垂控制下垂系数 $k_1' > k_2'$,功率裕度大的 MMC2 承担更多的不平衡功率,功率裕度小的 MMC1 承担较少的不平衡功率,稳定时 $P_1=240$ MW,尚有 10 MW 的功率裕度,无满载风险。同样的,改进下垂平坦控制下的直流侧电压稳定后相比于文献[15]所提方法偏差更小,且暂态调整时间更短,较快达到电压稳态值,系统动态响应速度快。

5.2 算例2:换流站发生潮流反转

在初始条件下,换流站 MMC1~MMC4 的有功功率指令值分别为 180 MW、-100 MW、-140 MW、60 MW。0.8 s 时,MMC4 的有功功率指令由 60 MW 反转为 -60 MW;1.4 s 时又反转为 60 MW,文献[15]所提方法和改进下垂平坦控制仿真结果对比如图 7 所示。

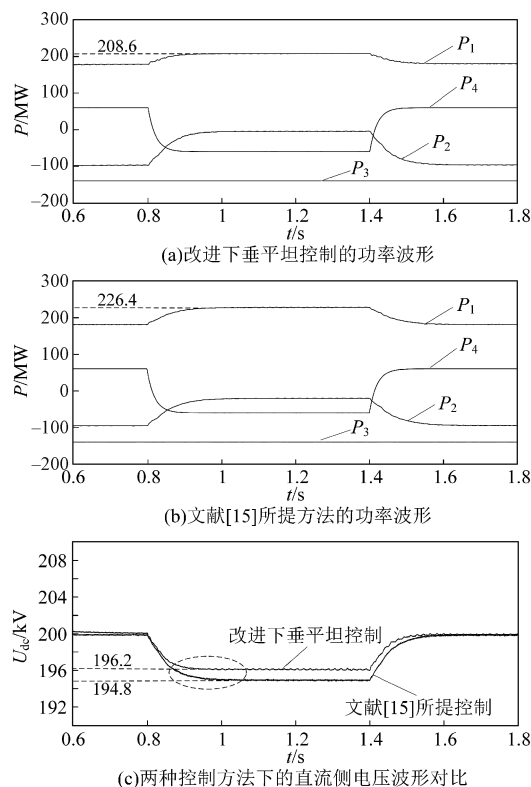


图7 算例2下仿真结果对比

Fig.7 Comparison of simulation results of example 2

0.8 s 时,系统出现 120 MW 的功率缺额,MMC1 和 MMC2 共同承担此缺额,直流侧电压下降。根据图 7(a)、图 7(b)可知,由于系统的功率缺额较大,在文献[15]所提控制下直流侧电压的偏差值将会超过其所设阈值,此时下垂控制站 MMC1 和 MMC2 会侧重于功率的控制而相应牺牲直流侧电压的调节,稳态时 $P_1 = 226.4$ MW,还留有 23.6 MW 的功率裕度,保证仍有一定的功率裕度调整空间。而改进下垂平坦控制下 MMC1 和 MMC2 根据实时功率裕度大小改变下垂系数,MMC1 功率裕度小则下垂系数较大分担较少的功率缺额,稳定时 $P_1 = 208.6$ MW,还留有 41.4 MW 的裕度,相比文献[15]所剩功率裕度较为充裕。另外由图 7(c)可知,文献[15]所提控制下牺牲了一定的直流电压调节,直流侧电压降至 194.8 kV,电压偏差率为 2.6%,改进下

垂平坦控制下直流侧电压为 196.2 kV,电压偏差率仅为 1.9%,相比文献[15]方法电压偏差率降低了 0.7%,且在 0.9 s 时电压即达到稳定值,而文献[15]方法在 1 s 时才达到稳定值。1.4 s 时 MMC4 功率指令反转为 60 MW,系统出现 120 MW 的功率过剩,直流侧电压上升。稳态时 MMC1 和 MMC2 均还有较大的功率裕度,直流侧电压也重新达到之前的稳定状态。可见两种控制方法下均能较好应对换流站发生潮流反转的工况,换流站无满载风险,相比之下改进下垂平坦控制换流站所剩功率裕度较为充足,且直流侧电压偏差率更低,暂态调整时间短,系统动态响应速度快。

5.3 算例3:换流站退出运行

在初始条件下,换流站 MMC1~MMC4 的有功功率指令值分别为 150 MW、-100 MW、120 MW、-170 MW。0.8 s 时,MMC3 因故障而退出运行。由于 MMC3 退出运行导致直流系统产生了 120 MW 的功率缺额,系统输入有功小于输出有功,直流侧电压下降。仿真结果对比如图 8 所示。

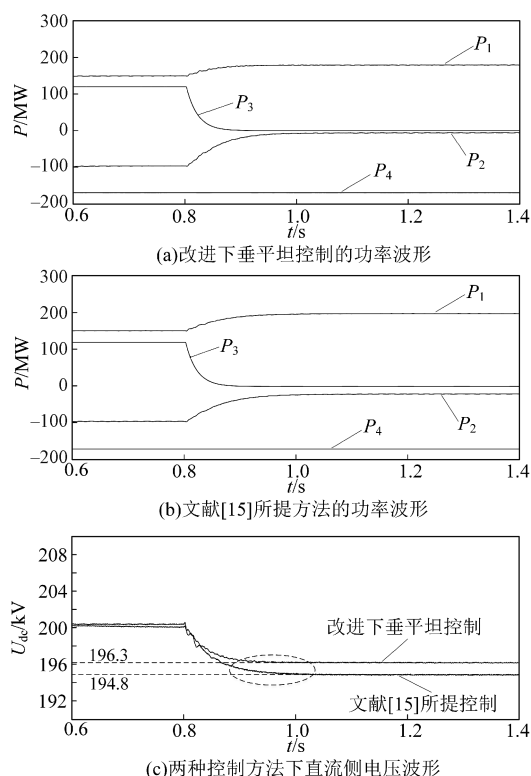


图8 算例3下仿真结果对比

Fig.8 Comparison of simulation results of example 3

由图 8 可知,MMC3 退出运行导致系统产生了较大功率缺额,在文献[15]所提控制下,直流侧电压偏差值超过其所设阈值,同样的换流站会侧重于

功率的控制而相应牺牲一定的直流侧电压的调节作用,MMC1 还留有较大的功率调节裕度,直流侧电压为 194.8 kV,偏差率为 2.6%,在 1 s 左右达到稳定。改进下垂平坦控制下,由于 MMC1 的功率裕度比 MMC2 小,所以 MMC1 的下垂系数大于 MMC2,MMC1 分得较小的不平衡功率,为 31 MW,使得 MMC1 仍有较大的功率裕度,可更好地应对复杂的实际工况;MMC2 分得较大的不平衡功率,为 89 MW。直流侧电压在 0.93 s 时达到稳定,为 196.3 kV,偏差率仅为 1.85%。仿真对比图表明,若某一换流站由于故障退出运行,系统经过一定时间的调节均能保持稳定运行,均保证有较大的剩余功率裕度且直流侧电压不越限。但相比于文献[15]所提方法,改进下垂平坦控制暂态调整时间相对较短,直流电压波动较小。

6 结论

(1) 本文结合微分平坦控制理论提出了一种 MMC-MTDC 改进下垂控制策略,下垂控制站根据自身功率裕度实时调整下垂系数,采用前馈控制和误差反馈补偿控制构造电流内环,使系统的输出准确跟踪期望值。

(2) 仿真结果表明,本文提出的改进下垂平坦控制策略能够合理分配系统中的不平衡功率,避免换流站达到满载,保持较为充裕的功率调节裕度,保持对直流潮流变化响应的能力,且直流电压波动显著减小。

(3) 相较于传统的电流内环直接电流控制,改进下垂平坦控制在电流内环设计中引入了微分平坦控制理论对其改造,电流环不再含有惯性环节,系统动态性能比直接电流控制更加优越,受系统参数影响小,换流站直流侧电压暂态调整时间较短,更加迅速地进入到稳定运行状态。

参考文献 (References):

[1] 肖立业,刘怡,夏孝天,等(Xiao Liye, Liu Yi, Xia Xiaotian, et al.). 高比例可再生能源接入条件下的输电骨干网架结构探索(Investigation on architecture of backbone transmission system for renewable-energy-dominant power grid) [J]. 电工电能新技术(Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39(1): 1-4.

[2] 陆晶晶,贺之渊,赵成勇,等(Lu Jingjing, He Zhiyuan, Zhao Chengyong, et al.). 直流电网规划关

键技术与展望(Key technologies and prospects for DC power grid planning) [J]. 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 2019, 43(2): 182-191.

[3] Wang Y Z, Wen W J, Wang C S, et al. Adaptive voltage droop method of multiterminal VSC-HVDC systems for DC voltage deviation and power sharing [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(1): 169-176.

[4] 郭敬梅,余超耘,黄辉(Guo Jingmei, Yu Chaoyun, Huang Hui). 考虑 VSC-MTDC 动态稳定性约束的优化协调控制策略(Optimal coordinated control strategy considering VSC-MTDC dynamic stability constraints) [J]. 高电压技术(High Voltage Engineering), 2018, 44(7): 2181-2188.

[5] 董恒锋,唐庚,侯俊贤,等(Dong Huanfeng, Tang Geng, Hou Junxian, et al.). 海上风电接入多端柔性直流输电系统中换流站退出运行时直流功率再分配策略(Optimized power redistribution of VSC-MTDC transmissions with offshore wind farms integrated after onshore converter outage) [J]. 电网技术(Power System Technology), 2017, 41(5): 1398-1406.

[6] Cao Y J, Wang W Y, Li Y, et al. A virtual synchronous generator control strategy for VSC-MTDC systems [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2): 750-761.

[7] 许冬,韩民晓,于思超,等(Xu Dong, Han Minxiao, Yu Sichao, et al.). 交流背景谐波对 MMC 多端直流的影响分析及抑制策略(Impact of AC background harmonics on MMC multi-terminal HVDC system and mitigation strategy) [J]. 电工电能新技术(Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36(6): 9-15.

[8] 罗永捷,李耀华,李子欣,等(Luo Yongjie, Li Yao-hua, Li Zixin, et al.). 多端柔性直流输电系统直流故障保护策略(DC short-circuit fault protection strategy of multiterminal-HVDC systems) [J]. 电工电能新技术(Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34(12): 1-6, 13.

[9] 徐殿国,刘瑜超,武健(Xu Dianguo, Liu Yuchao, Wu Jian). 多端直流输电系统控制研究综述(Review on control strategies of multi-terminal direct current transmission system) [J]. 电工技术学报(Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30(17): 1-12.

[10] 王渝红,李天泽,曾琦,等(Wang Yuhong, Li Tianze, Zeng Qi, et al.). 实际运行点动态修正的 VSC-MTDC 改进下垂控制策略(Novel droop control strategy with dynamically corrected operating point for VSC-MTDC system) [J]. 高电压技术(High Voltage Engineer-

- ing), 2018, 44 (7): 2133-2142.
- [11] Xiao L, Xu Z, An T, et al. Improved analytical model for the study of steady state performance of droop-controlled VSC-MTDC systems [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32 (3): 2083-2093.
- [12] 朱弘祺, 李勇, 王姿雅, 等 (Zhu Hongqi, Li Yong, Wang Ziya, et al.). 考虑直流电压无差调节的 MMC-MTDC 协调下垂控制策略 (Coordinated droop control strategy considering indifference regulation of DC voltage for MMC-MTDC system) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2018, 38 (7): 196-199, 213.
- [13] 和敬涵, 王振吉, 罗国敏, 等 (He Jinghan, Wang Zhenji, Luo Guomin, et al.). 适用于 VSC-MTDC 系统的电压功率分层分布式控制策略 (Hierarchical distributed control of voltage and active power for VSC-MTDC) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2018, 42 (12): 3951-3959.
- [14] 刘海媛, 杨波, 郭一楠, 等 (Liu Haiyuan, Yang Bo, Guo Yinan, et al.). 应用于大规模新能源并网的 MMC-MTDC 双因子自适应下垂控制策略 (MMC-MTDC dual factor adaptive droop control strategy for large-scale renewable energy integration) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2019, 39 (3): 793-802, 958.
- [15] 王渝红, 陈勇, 曾琦, 等 (Wang Yuhong, Chen Yong, Zeng Qi, et al.). 适用于 VSC-MTDC 的改进下垂控制 (Improved droop control strategy for VSC-MTDC) [J]. 高电压技术 (High Voltage Engineering), 2018, 44 (10): 3190-3196.
- [16] Fliess M, Levine J, Martin P, et al. Flatness and defect of nonlinear systems: Introductory theory and examples [J]. International Journal of Control, 1995, 61 (6): 1327-1361.
- [17] Markus E D. Differential flatness based synchronization control of multiple heterogeneous robots [A]. IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. Washington, DC, USA, 2018. 3659-3664.
- [18] 蔡伟伟, 朱彦伟, 曾璞 (Cai Weiwei, Zhu Yanwei, Zeng Pu). 多约束条件下空间飞行器姿态机动规划的微分平坦方法 (Differentially flat method of attitude maneuver trajectory planning for space vehicles under multiple constraints) [J]. 动力学与控制学报 (Journal of Dynamics and Control), 2018, 16 (2): 115-120.
- [19] Renaudineau H, Lopez D, Flores-Bahamonde F, et al. Flatness-based control of a boost inverter for PV microinverter application [A]. 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems [C]. Florianopolis, Brazil, 2017. 1-6.
- [20] Thounthong P, Sikkabut S, Poonnoy N, et al. Nonlinear differential flatness-based speed/torque control with state-observers of permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54 (3): 2874-2884.
- [21] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等 (Song Pinggang, Li Yunfeng, Wang Lina, et al.). 基于微分平坦理论的模块化多电平换流器控制器设计 (Differential flatness based design of controller for modular multilevel converter) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2013, 37 (12): 3475-3481.
- [22] 宋平岗, 董辉, 周振邦, 等 (Song Pinggang, Dong Hui, Zhou Zhenbang, et al.). 基于最优潮流理论的 MMC-MTDC 直接功率控制策略 (Direct power control strategy of MMC-MTDC based on optimal power flow) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2018, 38 (6): 183-189.
- [23] 朱瑞可, 王渝红, 李兴源, 等 (Zhu Ruike, Wang Yuhong, Li Xingyuan, et al.). VSC-MTDC 系统直流电压自适应斜率控制策略 (An adaptive DC voltage droop control strategy for the VSC-MTDC system) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2015, 39 (4): 63-68.

MMC-MTDC improved droop flat control strategy considering power margin

SONG Ping-gang, YANG Chang-lan, LONG Ri-qi, LEI Wen-qi, ZHENG Ya-zhi

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Aiming at the power coordinated control and DC voltage stability of the multi-terminal direct current transmission system (MMC-MTDC) based on modular multilevel converters, the differential flat control (FBC) theory is introduced on the basis of improved droop control, and an improved droop flatness control strategy is proposed with consideration of power margin. The strategy considers the real-time power margin of the droop control station

under different operating conditions, and reasonably shares the unbalanced power in the system according to the margin of each converter station to avoid the converter station being fully loaded. At the same time, the differential flat control theory is introduced to design the current inner loop controller to replace the direct current control of the traditional current inner loop. The controller consists of two parts: expected feedforward control and error feedback compensation. Feedforward control produces the dominant control quantity, and error feedback compensation eliminates the influence of system model uncertainty and internal and external disturbances, and corrects the control quantity to accurately track the expected value effectively, that improves the system response speed. Taking a parallel four-terminal MMC-MTDC system as an example, the simulation results show the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: modular multilevel converter; multi-terminal DC transmission; improved droop; differential flatness control theory; power margin

基于局部拓展理论的直流多馈入系统分区方法

曹 昕¹, 韩民晓¹, 马立民¹, 郭知非², 蔡万通², 张夏辉¹, 文 俊¹

(1. 华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206; 2. 南方电网科学研究院, 广东 广州 510663)

摘要: 针对多回电网换相型高压直流输电(LCC-HVDC)馈入的交流系统容易发生同时换相失败的问题,本文采用了对多馈入系统进行电网分区的方案,以隔断多回直流之间的耦合,减少发生同时换相失败概率。首先,对多馈入系统进行N-1故障扫描,找出三永交流故障能够引起多回直流发生同时换相失败的线路集合,并将线路负载率较高的线路从线路集合中剔除。随后,基于局部拓展理论对系统中的节点进行自下而上的聚合,形成初始分区。在此过程中,首先给出了考虑PV节点和传统直流的电压/无功灵敏度矩阵的计算方法,随后采用节点聚合度函数和分区适应度函数分别计算节点聚合度和分区适应度。最后,综合考虑线路集合和分区短路比对分区结果进行修正,并给出了分区方案的流程。以IEEE 39节点系统为参考给出了算例,对整个分区过程进行验证。并结合某实际电网给出了分区方案。

关键词: 多馈入系统; 传统直流; 电网分区; N-1预想事故集; 局部拓展理论

DOI: 10.12067/2101037

文章编号: 1003-3076(2021)06-0032-11

中图分类号: TM721.1

1 引言

随着大规模电网建设,我国局部电网逐渐形成了多回电网换相型高压直流输电(Line Commutated Converter based High Voltage Direct Current, LCC-HVDC,以下简称传统直流)密集馈入的受端交流电网(以下简称多馈入系统)^[1]。截至2018年底,有8回直流馈入华东电网^[2];截至2019年底,有10回直流馈入广东电网^[3]。

多馈入系统存在发生同时换相失败的风险。当交流系统发生故障,造成换流母线电压跌落引起直流发生换相失败,与其电气距离较近的其他传统直流受交流故障影响也会同时发生换相失败。若故障不能及时清除,可引起多次换相失败,严重时甚至停运。此时,交流系统因有功的大量缺失导致频率不稳定,引发系统解列的风险^[4,5]。

扩大交流系统规模是解决上述问题的方法之一。但是,文献[6]指出同步电网的规模受频率稳定、低频振荡频率和同步支持效应三方面的约束,仅凭扩大交流系统规模可能会带来其他问题。因此,

南方电网公司拟采用传统直流分区馈入的运行方式^[7]。文献[8]将广东电网分为四个组团,将传统直流分区馈入交流系统,分区之间采用柔性直流连接。初步解决了广东电网存在的问题。此外,国网河南省公司也开展了采用柔性直流对河南省网进行分区的研究^[9]。

现有的针对多馈入系统分区方法的研究较少,且以评价模型和N-1校验两种方法为主。文献[10,11]以多馈入相互作用因子(Multi-Infeed Interaction Factor, MIIF)、多馈入短路比和频率偏差因子为指标,建立评价模型。该方法通过评价备选方案获取最优分区,且没有考虑N-1下分区方案是否满足要求。文献[12,13]对线路进行N-1故障扫描,搜索引起多回直流同时换相失败的线路,在这些线路中选取考虑柔直改造的线路,以增大传统直流之间的电气距离。该方法并没有将两回直流之间的交流联系完全断开。

目前,对电网分区的研究多是针对无功电压分区控制以实现电力系统稳定运行^[14]。文献[15]采用了以边介数^[16]聚类的方法进行电网分区。文献

收稿日期: 2021-01-20

基金项目: 直流输电技术国家重点实验室开放基金项目(SKLVDC-2020-KF-19)

作者简介: 曹 昕(1994-),男,新疆籍,博士研究生,研究方向为电力电子在电力系统中的应用;

韩民晓(1961-),男,北京籍,教授,博士生导师,研究方向为电力电子在电力系统中的应用。

[17-20]研究了社团理论在电网分区中的应用。文献[21]提出了基于局部拓展的社区发现算法(Local Fitness Measure, LCM),可以选择起始节点实现最终分区。考虑到传统直流发生换相失败多是由换流母线的电压不足引起的^[22],以换流母线节点作为初始节点开始聚合更能反映分区节点间的电压/无功关系。

针对多馈入系统的分区问题,本文提出了一种主动获取分区方案的方法。首先,通过剔除 N-1 预想事故集中负载率较高的线路得到可开断线路集合。随后,根据全系统电压/无功灵敏度,基于局部拓展理论计算分区适应度,给出了分区过程。充分考虑可开断线路集合和分区短路比对分区结果进行修正。文章以 IEEE 39 节点模型为基础,建立了两回传统直流馈入的多馈入系统。给出了可开断线路集合,计算了全系统灵敏度矩阵,对分区过程和相关数据进行了展示,并验证了分区可行性。最后,结合某实际电网数据,给出了分区方案,并在 PSD-BPA 中验证了分区可行性。

2 分区可开断线路集合

对多馈入传统直流系统进行分区,首先需要确定分区时可以开断的线路集合。随后,找出线路集合中负载率较高的线路并从集合中剔除,给出最终的可开断线路集合。

2.1 以 N-1 预想事故初步确定可开断线路集合

多馈入传统直流系统中,当交流故障时,可能会引起电气距离较近的多回直流同时发生换相失败。由换流母线及其附近线路的故障造成的换流母线电压跌落是引起换相失败的重要原因之一。这种情况下,多馈入系统发生同时换相失败的发展过程描述为如图 1 所示。

对多馈入系统做 N-1 故障扫描,对于每回传统直流,标记出能够引起该回直流发生换相失败的线路,构成换相失败线路集合。两回传统直流的换相失败线路集合的重叠部分所对应的线路,即是可开断线路集合。其示意图如图 2 所示。

2.2 剔除高负载率线路

负载率较高的线路说明该线路向负荷密集区域供电,开断该线路会使潮流大范围转移,影响交流系统的安全稳定运行。因此,需要从可开断线路集合中剔除这些线路。

在 N-1 下,通过潮流计算可以计算出各条线路

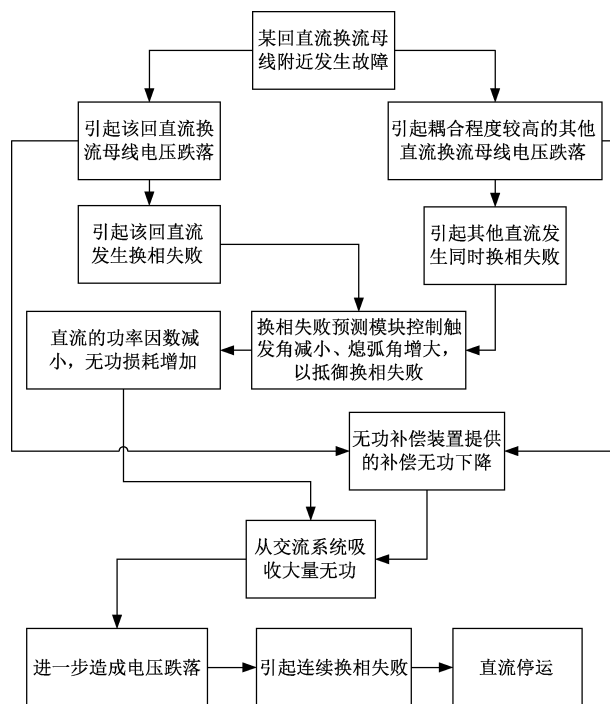


图 1 同时换相失败发展过程

Fig. 1 Process of simultaneous commutation failure

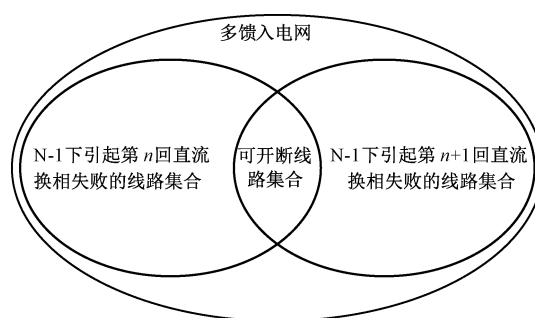


图 2 以 N-1 预想事故初步确定可开断线路集合

Fig. 2 Initial aggregate of interruptible lines based on N-1

传输的功率。考虑线路热稳定约束可以给出各条线路的负载率。将负载率由低到高排序,优先考虑负载率较低的线路开断,更新可开断线路集合,从中挑选可开断的输电断面割集。

3 基于电压/无功灵敏度的分区方法

考虑到传统直流发生换相失败多是由交流故障造成换流母线电压跌落引起的,同时系统的无功功率平衡与节点电压稳定关系密切。因此,可基于社区理论,设置多馈入系统的分区数量为馈入的传统直流回数,对与传统直流换流母线的电压/无功灵敏度相似的节点进行合并,自下而上由小分区逐渐合并成大分区,形成初步分区方案。

3.1 考虑 PV 节点和传统直流的电压/无功灵敏度矩阵

对于交流系统,通过计算雅可比矩阵的逆矩阵可以获得系统中 PQ 节点的电压/无功灵敏度。其表达式如下:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta \theta \\ \Delta U \end{bmatrix} &= J^{-1} \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = S_{PQ} \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} S_{P\theta} & S_{Q\theta} \\ S_{PU} & S_{QU} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$

式中, θ 、 U 、 P 和 Q 分别为节点相角、电压、有功和无功功率的列向量; J 为 PQ 节点的雅可比矩阵; J 的逆矩阵,即 S_{PQ} 表示 PQ 节点的电压/无功灵敏度矩阵; $S_{P\theta}$ 、 $S_{Q\theta}$ 、 S_{PU} 和 S_{QU} 为 S_{PQ} 的分块矩阵,分别表示各节点注入有功、无功对相角的灵敏度矩阵,各节点注入有功、无功对电压幅值的灵敏度矩阵。

对于高电压等级交流系统,各元件的电抗远远大于电阻,此时可认为,各节点的相角只与有功有关,各节点的电压幅值只与无功有关。则各 PQ 节点电压/无功灵敏度可以描述为:

$$\Delta U / \Delta Q = S_{QU} \quad (2)$$

式(2)仅是考虑了 PQ 节点的电压/无功灵敏度,对于全系统的电压/无功灵敏度,还需计及 PV 节点以及传统直流的特性对各节点的影响。

3.1.1 传统直流外特性及其对节点的影响

当传统直流整流侧采用定功率控制、逆变侧采用定熄弧角控制时,直流注入的有功功率与换流母线电压幅值几乎无关。此时,其逆变侧外特性可描述为:

$$Q_{LCC} = -P_{LCC} \tan \varphi + \omega B_c U^2 \quad (3)$$

式中, P_{LCC} 、 Q_{LCC} 分别为传统直流注入交流系统的有功和无功功率; φ 为传统直流的功率因数角; ω 为系统角频率; B_c 为无功补偿装置的等效电纳; U 为换流母线电压。可建立功率因数角 φ 和换流母线电压 U 的关系为:

$$\varphi(U) = \tan \left[\arccos \left(\cos \gamma - \frac{X i_{dc}}{\sqrt{2} k_T U} \right) \right] \quad (4)$$

式中, γ 为熄弧角; X 为换相电抗; i_{dc} 为直流电流; k_T 为换流变压器变比。将式(4)代入式(3)中,可以建立传统直流的功率因数角 φ 和换流母线电压 U 的关系为:

$$\frac{\partial \varphi(U)}{\partial U} = K(a) \frac{\partial a}{\partial U} \quad (5)$$

式中

$$K(a) = \frac{1}{(\cos \gamma - a)^2 \sqrt{1 - (\cos \gamma - a)^2}} \quad a = \frac{X i_{dc}}{\sqrt{2} k_T U}$$

式(5)等号两边同时对 U 求导并整理,可得:

$$\begin{cases} \frac{\Delta Q_{LCC}}{\Delta U} = \frac{P_{LCC}}{U^2} T(U, \xi) \\ T(U, \xi) = 2aK(a) + 2\omega B_c U^2 / P_{LCC} \end{cases} \quad (6)$$

当传统直流接入交流系统时,系统的雅可比矩阵 J 中的 J_{QU} 元素需要进行修正。即:

$$J'_{QU} = J_{QU} + \frac{\Delta Q_{LCC}}{\Delta U} \quad (7)$$

3.1.2 计及 PV 节点的全系统电压/无功灵敏度

由于 PV 节点对其他节点存在耦合关系,则需要将各 PV 节点增维到电压/无功灵敏度矩阵 S_{QU} 中。对于 n 节点系统,有 m 个 PQ 节点, $n-m-1$ 个 PV 节点,在求解某一个 PV 节点对其他 PQ 节点的电压/无功灵敏度时,通过潮流计算求解出其注入交流系统的有功、无功功率并将其转化为 PQ 节点,保持其他 PV 节点不变,计算此时的增广电压/无功灵敏度矩阵 S'_{QU} , 如下:

$$S'_{QU} = \begin{bmatrix} S_{QU,11} & \cdots & S_{QU,1m} & S_{QU,1(m+1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ S_{QU,m1} & \cdots & S_{QU,mm} & S_{QU,m(m+1)} \\ S_{QU,(m+1)1} & \cdots & S_{QU,(m+1)m} & S_{QU,(m+1)(m+1)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中,最后一行和最后一列的前 m 个元素表示该 PV 节点转化为 PQ 节点后,对系统中其他 PQ 节点的电压/无功灵敏度; $S_{QU,(m+1)(m+1)}$ 为该 PV 节点对自己的电压/无功灵敏度。

考虑到潮流平衡时,各节点的有功、无功、电压幅值和相角的微增量为 0,雅可比矩阵中的元素只与潮流分布有关。因此,当以 PV 节点的注入功率将其转化为 PQ 节点时,潮流仍处于平衡状态且与节点转化前后基本相同,所以增广灵敏度矩阵 S'_{QU} 的元素 $S_{QU,11} \sim S_{QU,mm}$ 与原灵敏度矩阵 S_{QU} 中的元素基本相同。

求出该 PV 节点的灵敏度后,将该节点重置为 PV 节点,即可对下一 PV 节点计算灵敏度。最终形成的全系统灵敏度矩阵 S 可以表示为:

$$S = \begin{bmatrix} S_{PQ, m \times m} & M_{m \times (n-m-1)} \\ N_{(n-m-1) \times m} & S_{PV, (n-m-1) \times (n-m-1)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中, $S_{PQ, m \times m}$ 为系统中 m 个 PQ 节点的灵敏度矩阵; $M_{m \times (n-m-1)}$ 为 PQ 节点电压变化对 PV 节点无功变化灵敏度矩阵; $N_{(n-m-1) \times m}$ 为 PV 节点电压变化对 PQ 节点无功变化灵敏度矩阵; $S_{PV, (n-m-1) \times (n-m-1)}$ 为 $n-m-1$ 个 PV 节点的灵敏度矩阵, 为对角矩阵。

3.2 基于局部拓展理论的分区方法

社区结构可用于复杂网络节点的聚合和分裂, 已经在电力系统的电压分区控制中大量应用。但是, 对于多馈入系统分区问题的研究少有涉及。

本文对多馈入系统的分区是要解决多回直流发生同时换相失败的问题。由图 1 可以发现, 直流换流母线之间的耦合是引起同时换相失败的重要因素。通过将具有相似电压/无功特性的节点聚合为同一社区, 断开耦合较强的联络线, 即可实现对交流系统的分区。但是, 不同于纯交流系统可将分区主导节点选取为某一节点的特点, 多馈入系统的分区主导节点应选取为传统直流换流母线。其原因如下:

(1) 传统直流馈入大量功率, 严重影响到受端系统的稳定。而传统直流稳定运行的关键即是换流母线的电压稳定。

(2) 将换流母线节点选取为分区主导节点, 从而明确了分区数量。

(3) 将换流母线节点选取为分区主导节点, 明确了分区的无功控制关键节点, 方便无功补偿装置扩容或柔性直流接入位置确定等研究的开展。

(4) 各个分区的边界可能存在归属不明确的节点, 需要找出这些节点, 考虑采用背靠背柔直进行分区。

综合以上原因, 本文采用了基于局部拓展理论对多馈入系统进行分区。基于局部拓展理论的社区函数可以描述为:

$$f(c) = \frac{\beta_{in}^c}{(\beta_{in}^c + \beta_{out}^c)^\alpha} \quad (10)$$

式中, $f(c)$ 为社区 c 的局部适应度函数; β_{in}^c 和 β_{out}^c 为社区 c 内部和外部节点的聚合度; α 为分辨率, 用以控制分区规模。一般的, 分辨率 α 取 1 更能体现系统的物理意义^[21]。对于节点聚合度需要给出进一步的计算过程。

首先, 由 3.1 节获取了全系统的电压/无功灵敏度矩阵 S 。但是, 灵敏度矩阵 S 只是反映节点之间的电压和无功变化关系, 不包含节点之间的连接关系, 因此, 需要引入关联矩阵对灵敏度矩阵进行信息补充。设置关联矩阵 A , 其元素为^[23]:

$$A_{ij} = \begin{cases} 1 & i \text{ 和 } j \text{ 之间有连接} \\ 0 & i \text{ 和 } j \text{ 之间无连接} \end{cases} \quad (11)$$

则对灵敏度矩阵元素的修改可以表示为:

$$S'_{ij} = S_{ij} A_{ij} \quad (12)$$

其中, S'_{ij} 为修正后的灵敏度矩阵 S' 的元素。此时, S'_{ij} 包含了节点之间的连接关系、电压/无功等信息, 可以充分表示社区节点之间的关系。

注意到节点 i 的电压相对于节点 j 的无功的灵敏度与节点 j 的电压相对于节点 i 的无功的灵敏度是不同的。但是, 从社区角度描述两节点之间的关系是相同的, 因此, 取两节点的关系为:

$$B_{ij} = B_{ji} = \frac{S'_{ij} + S'_{ji}}{2} \quad (13)$$

随后, 基于模块度函数给出节点聚合度函数计算方法, 如下:

$$\beta^c = \frac{1}{2m} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} \left(B_{ij} - \frac{k_i k_j}{2m} \right) \delta(i, j) \quad (14)$$

其中

$$\begin{cases} k_i = \sum_{j=1}^{n-1} B_{ij} \\ m = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} B_{ij} / 2 \\ \delta(i, j) = \begin{cases} 1 & i \text{ 和 } j \text{ 在社区 } c \text{ 中} \\ 0 & i \text{ 或 } j \text{ 不在社区 } c \text{ 中} \end{cases} \end{cases} \quad (15)$$

综合考虑上述过程, 整个分区过程可描述为图 3 所示的流程。

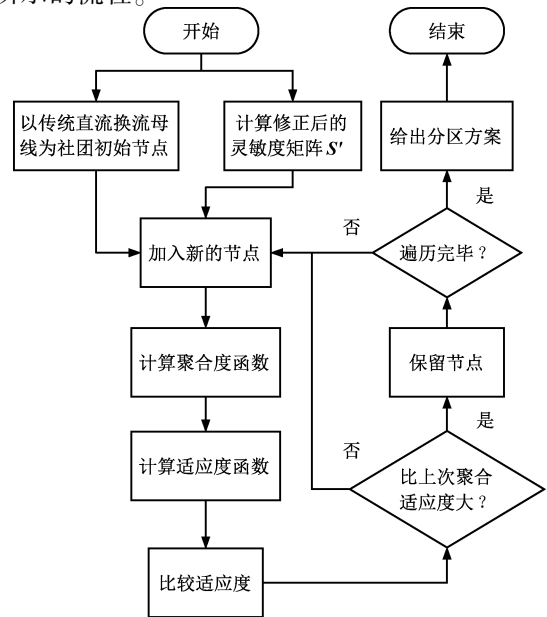


图 3 基于局部拓展理论的分区方法

Fig. 3 Segmentation method based on local fitness measure

具体的,首先计算出全系统修正后的灵敏度矩阵 S' 。随后,以传统直流换流母线为初始节点,计算节点聚合度函数,再计算适应度函数。加入新的节点,再次计算聚合度函数和适应度函数,比较加入前后适应度的大小。若适应度增大,则保留该节点增大社区规模;若适应度减小,则舍弃该节点。遍历搜索所有节点,给出最后的社区即为分区方案。

当某节点同时属于不同的社区时,不再向下搜索与其相连的节点。该节点在分区时考虑采用背靠背柔直分区方案。

3.3 分区方法

综合第2节和第3.1节、3.2节的研究,本文提出的对于多馈入系统的分区方法可总结为:通过基于局部拓展理论给出分区结果后,首先需要根据可开断线路集合对分区边界进行修正。随后需要校验分区的短路比。若短路比满足系统强度要求,即可采纳分区方案;若短路比不满足系统强度要求,需要将短路比较大的系统中的部分边界节点重新分配给短路比较小的系统,使所有系统满足系统强度要求。

4 算例分析

4.1 分区结果

本节将以 IEEE 39 节点系统给出算例,以展示整个分区过程。设置两回传统直流接入节点 35 和 38,传统直流采用 CIGRE Benchmark 模型参数;整流侧采用定功率控制,逆变侧采用定熄弧角控制;注入交流系统的有功功率均为 1 000 MW;考虑无功补偿装置过补偿,注入交流系统的无功均为 45 Mvar,节点转化为 PQ 节点。节点 30、31、33、34、36、37、39 为 PV 节点,节点 32 为平衡节点。经计算整个系统的潮流是收敛的,且各节点和支路均未发生电压和功率的越限。整个系统如图 4 所示。

根据本文提出的方法,该系统将分为两个分区。首先,对系统进行 N-1 故障扫描,能够引起两回直流发生换相失败的线路如表 1 所示。

分析表 1 发现,线路 L_7 在 N-1 下退出运行会引起两回直流发生同时换相失败。因此, L_7 被初步归入可开断线路集合中。

下面校验可开断线路集合中的负载率。正常运行时,线路 L_7 的负载率为 39.64%。在 N-1 下,线路 L_7 的开断没有引起其他支路的过载;其他支路的 N-1 扫描,引起线路 L_7 的负载率变化的线路如表 2 所示。

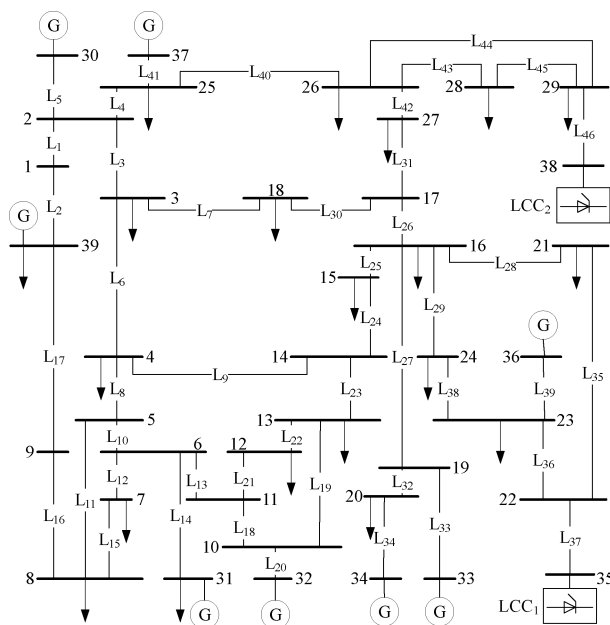


图4 考虑两回传统直流馈入的 IEEE 39 节点模型

Fig. 4 IEEE 39 nodes model considering double-infeed LCC-HVDC

表 1 引起直流发生换相失败的线路

Tab.1 Transmission lines causing commutation failure		
发生换相失败的直流	线路	电压降低量 (pu)
LCC ₁	L_7	0.232
	L_{26}	0.264
	L_{30}	0.232
LCC ₂	L_1	0.212
	L_7	0.208
	L_{16}	0.208
	L_{17}	0.200

表 2 引起线路 L_7 负载率变化的线路

Tab.2 Transmission lines causing changes of load rate of L_7		
线路	N-1 下 L_7 的负载率 (%)	负载率变化量 (%)
L_9	50.71	+11.07
L_{13}	42.86	+3.22

综上,N-1 下线路 L_7 的开断没有引起其他支路的过载;能够引起 L_7 负载率变化的线路较少,且负载率没有达到重载;但是 L_7 能够引起两回直流的同时换相失败,是可以考虑开断的。

随后,由第3节给出的计算方法,计算出全系统的电压/无功灵敏度,如附录所示。再由局部拓展社区发现算法对系统进行分区。分区结果如图5所示。分区聚合过程如图6所示。

由图5可知,该分区方案是将线路 L_{24} 、 L_{30} 和 L_{31}

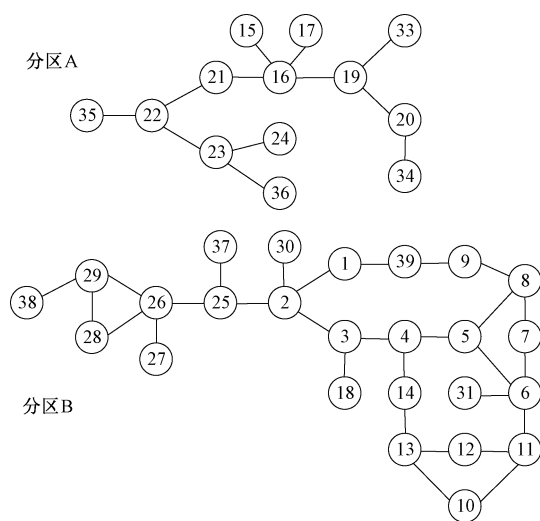
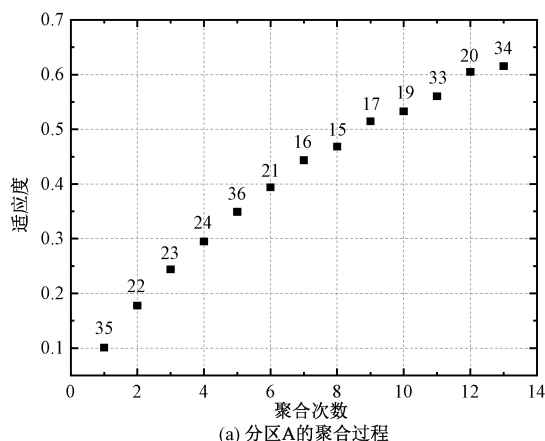
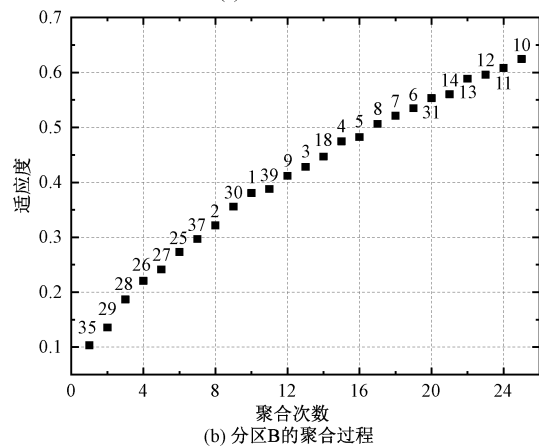


图 5 基于局部拓展的社区发现算法分区结果

Fig. 5 Segmentation result based on LCM



(a) 分区A的聚合过程



(b) 分区B的聚合过程

图 6 分区聚合过程

Fig. 6 Process of segmentation

断开实现的。计算分区的短路比分别为 2.643 8 和 3.526 1。可以发现,分区 A 因所含节点数较少,使得系统强度较弱。根据可开断线路集合,即考虑断开 L_7 ,同时将节点 10、11、12、13 和 14 节点分入分区

A。因为 L_7 、 L_9 和 L_{13} 同时断开,线路之间的相互影响也将消失。平衡节点 32 也归入分区 A。此时,分区的短路比分别为 3.183 4 和 3.026 4,分区的最终适应度有所下降,分别为 0.558 2 和 0.544 4。最终的分区分方案如图 7 所示。

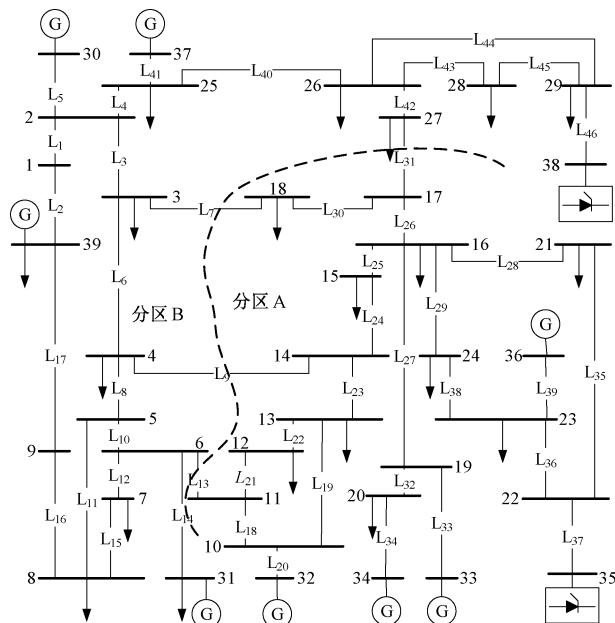


图 7 最终分区结果

Fig. 7 Final segmentation result

4.2 分区结果验证

在 PSD-BPA 软件中搭建了如图 7 所示的模型。按照 4.1 节的分区结果,将线路 L_7 、 L_9 、 L_{13} 和 L_{31} 全部断开,则分区潮流不能收敛。这是因为分区 A 和 B 之间仍需要交换功率。

将线路 L_7 改造为柔性直流,其他线路保持断开。柔性直流需要向节点 18 传输 405.71 MW 的有功和 -815.91 Mvar 的无功。由 PSD-BPA 计算得到的传统直流短路比分别为 3.211 4 和 3.004 2,该结果与 4.1 节的计算结果相似。随后,对分区 A 和 B 分别进行 N-1 故障扫描,各分区内的线路发生三永故障只对馈入本分区的传统直流有影响,对其他分区的传统直流没有影响,即没有发现能够引起两回传统直流同时换相失败的线路。

综上,本文提出的分区方法基本解决了多回直流同时发生换相失败的问题,且能基本保证各分区的稳定运行。需要指出,改造线路 L_7 为柔性直流只是其中一种改造方案,具体的改造方案仍需进一步的研究。

针对多馈入系统的分区问题,本文提出了一种

基于局部拓展理论给出初步分区,再由可开断线路集合和短路比对分区边界进行修正的主动分区方法。首先,以 IEEE 39 节点模型为基础,搭建了两回传统直流馈入的系统。按照本文提出的方法给出了分区方案,详细展示了全系统灵敏度计算过程、分区聚合过程、可开断线路集合搜索过程和分区边界修正过程。并在 PSD-BPA 中对分区结果进行了验证,

通过柔直改造解决了分区间功率交换的问题。分区结果能够解决多回传统直流同时换相失败的问题,并保证分区的稳定运行。随后,结合某实际电网,给出了分区方案,并对分区方案进行了验证。分区结果与该实际电网的南北输电断面基本相同,解决了同时换相失败的问题,并保证了分区稳定运行。下一步将具体研究柔性直流的改造方案。

附录

附表 1 全系统灵敏度矩阵(节点 1~18)

Appl.Tab.1		Sensitivity matrix of whole system (from node 1 to 18)																
节点	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1	0.017 8	0.006 2	0.004 3	0.002 4	0.001 5	0.001 4	0.001 4	0.001 4	0.000 5	0.001 3	0.001 3	0.001 5	0.001 5	0.002 0	0.002 4	0.002 5	0.003 5	0.003 8
2	0.006 0	0.015 7	0.011 0	0.006 1	0.003 8	0.003 5	0.003 5	0.003 4	0.001 3	0.003 2	0.003 3	0.003 7	0.003 8	0.005 0	0.006 0	0.006 2	0.008 8	0.009 7
3	0.004 1	0.010 8	0.016 8	0.009 0	0.005 6	0.005 1	0.005 1	0.005 0	0.002 0	0.004 7	0.004 8	0.005 3	0.005 4	0.007 2	0.008 1	0.008 1	0.011 3	0.013 5
4	0.002 3	0.005 9	0.008 9	0.014 7	0.008 9	0.008 0	0.008 0	0.007 9	0.003 1	0.006 9	0.007 3	0.007 9	0.007 9	0.010 2	0.007 7	0.006 2	0.007 3	0.008 0
5	0.001 4	0.003 7	0.005 6	0.009 0	0.012 1	0.010 5	0.010 6	0.010 6	0.004 1	0.007 0	0.008 2	0.008 0	0.007 2	0.007 5	0.005 4	0.004 2	0.004 8	0.005 3
6	0.001 3	0.003 4	0.005 1	0.008 1	0.010 5	0.011 1	0.010 4	0.010 0	0.003 9	0.007 1	0.008 4	0.008 1	0.007 1	0.007 0	0.005 0	0.003 9	0.004 4	0.004 7
7	0.001 3	0.003 4	0.005 0	0.008 0	0.010 6	0.010 4	0.015 7	0.013 6	0.005 3	0.006 7	0.008 0	0.007 7	0.006 8	0.006 9	0.004 9	0.003 9	0.004 4	0.004 7
8	0.001 3	0.003 3	0.005 0	0.008 0	0.010 6	0.010 0	0.013 6	0.015 4	0.006 0	0.006 5	0.007 7	0.007 5	0.006 6	0.006 7	0.004 8	0.003 8	0.004 3	0.004 6
9	0.000 5	0.001 4	0.002 0	0.003 3	0.004 3	0.004 1	0.005 6	0.006 3	0.016 8	0.002 7	0.003 1	0.003 0	0.002 7	0.002 8	0.002 0	0.001 6	0.001 8	0.001 9
10	0.001 2	0.003 2	0.004 7	0.007 1	0.007 0	0.007 1	0.006 8	0.006 6	0.002 6	0.011 0	0.009 7	0.010 4	0.010 2	0.008 2	0.005 5	0.004 1	0.004 4	0.004 6
11	0.001 3	0.003 3	0.004 9	0.007 5	0.008 2	0.008 5	0.008 0	0.007 7	0.003 0	0.009 7	0.012 0	0.011 1	0.009 3	0.007 9	0.005 4	0.004 1	0.004 5	0.004 6
12	0.001 4	0.003 6	0.005 3	0.007 9	0.007 9	0.008 0	0.007 7	0.007 4	0.002 9	0.010 2	0.010 9	0.034 4	0.011 4	0.009 2	0.006 2	0.004 6	0.005 0	0.005 1
13	0.001 4	0.003 7	0.005 4	0.008 0	0.007 2	0.007 2	0.006 9	0.006 7	0.002 6	0.010 1	0.009 3	0.011 6	0.013 0	0.010 0	0.006 6	0.004 9	0.005 2	0.005 3
14	0.001 9	0.004 9	0.007 2	0.010 3	0.007 4	0.007 0	0.006 8	0.006 7	0.002 6	0.008 0	0.007 8	0.009 2	0.009 9	0.014 5	0.009 5	0.006 9	0.007 2	0.007 2
15	0.002 2	0.005 7	0.007 8	0.007 5	0.005 2	0.004 9	0.004 8	0.004 7	0.001 8	0.005 3	0.005 2	0.006 1	0.006 4	0.009 3	0.018 4	0.012 2	0.011 0	0.009 8
16	0.002 3	0.005 9	0.007 9	0.006 1	0.004 1	0.003 8	0.003 8	0.003 7	0.001 5	0.004 0	0.004 0	0.004 6	0.004 8	0.006 8	0.012 2	0.014 1	0.012 4	0.010 7
17	0.003 2	0.008 4	0.011 0	0.007 2	0.004 7	0.004 3	0.004 3	0.004 2	0.001 7	0.004 3	0.004 4	0.004 9	0.005 1	0.007 1	0.011 1	0.012 4	0.018 5	0.015 7
18	0.003 6	0.009 4	0.013 3	0.008 0	0.005 1	0.004 6	0.004 6	0.004 5	0.001 8	0.004 5	0.004 6	0.005 1	0.005 3	0.007 2	0.010 0	0.010 8	0.015 8	0.020 0
19	0.000 8	0.002 2	0.002 9	0.002 3	0.001 5	0.001 4	0.001 4	0.001 4	0.000 5	0.001 5	0.001 5	0.001 7	0.001 8	0.002 5	0.004 5	0.005 2	0.004 6	0.003 9
20	0.000 5	0.001 2	0.001 6	0.001 2	0.000 8	0.000 8	0.000 8	0.000 7	0.000 3	0.000 8	0.000 8	0.000 9	0.001 0	0.001 4	0.002 4	0.002 8	0.002 5	0.002 1
21	0.002 1	0.005 5	0.007 3	0.005 7	0.003 8	0.003 5	0.003 5	0.003 4	0.001 3	0.003 7	0.003 7	0.004 2	0.004 4	0.006 3	0.011 2	0.013 0	0.011 4	0.009 9
22	0.001 8	0.004 7	0.006 3	0.004 9	0.003 3	0.003 0	0.003 0	0.002 9	0.001 2	0.003 2	0.003 2	0.003 6	0.003 8	0.005 4	0.009 7	0.011 2	0.009 8	0.008 5
23	0.001 5	0.003 9	0.005 2	0.004 1	0.002 7	0.002 5	0.002 5	0.002 5	0.001 0	0.002 6	0.002 6	0.003 0	0.003 2	0.004 5	0.008 1	0.009 3	0.008 2	0.007 1
24	0.002 2	0.005 6	0.007 5	0.005 9	0.003 9	0.003 6	0.003 6	0.003 5	0.001 4	0.003 8	0.003 8	0.004 4	0.004 6	0.006 5	0.011 6	0.013 5	0.011 8	0.010 2
25	0.004 5	0.011 7	0.008 9	0.005 0	0.003 2	0.002 9	0.002 9	0.002 8	0.001 1	0.002 7	0.002 8	0.003 1	0.003 2	0.004 3	0.005 5	0.005 8	0.008 3	0.008 6
26	0.005 1	0.013 4	0.013 3	0.008 2	0.005 3	0.004 8	0.004 8	0.004 7	0.001 8	0.004 7	0.004 8	0.005 4	0.005 5	0.007 6	0.011 1	0.012 2	0.017 9	0.016 2
27	0.004 3	0.011 2	0.012 4	0.007 8	0.005 1	0.004 6	0.004 6	0.004 5	0.001 8	0.004 6	0.004 6	0.005 2	0.005 4	0.007 4	0.011 2	0.012 4	0.018 4	0.016 1
28	0.006 6	0.017 2	0.017 1	0.010 5	0.006 8	0.006 2	0.006 2	0.006 1	0.002 4	0.006 0	0.006 1	0.006 9	0.007 1	0.009 8	0.014 3	0.015 7	0.023 0	0.020 8
29	0.006 9	0.018 0	0.017 8	0.011 0	0.007 1	0.006 5	0.006 4	0.006 3	0.002 5	0.006 3	0.006 4	0.007 2	0.007 4	0.010 2	0.014 9	0.016 4	0.024 0	0.021 7
30	0.005 7	0.015 0	0.010 5	0.005 8	0.003 6	0.003 3	0.003 3	0.003 2	0.001 3	0.003 1	0.003 2	0.003 5	0.003 6	0.004 8	0.005 8	0.005 9	0.008 4	0.009 2
31	0.001 1	0.002 7	0.005 9	0.011 2	0.015 1	0.016 1	0.015 1	0.014 5	0.005 6	0.010 1	0.012 1	0.011 6	0.010 1	0.009 8	0.006 5	0.004 9	0.005 2	0.005 5
33	0.000 9	0.002 4	0.004 6	0.003 9	0.002 7	0.002 5	0.002 4	0.002 4	0.000 9	0.002 6	0.002 6	0.003 0	0.003 2	0.004 5	0.008 6	0.010 0	0.008 3	0.006 9
34	0.000 6	0.001 4	0.002 7	0.002 3	0.001 6	0.001 5	0.001 4	0.001 4	0.000 6	0.001 6	0.001 5	0.001 8	0.001 9	0.002 7	0.005 1	0.005 9	0.004 9	0.004 1
35	0.001 8	0.004 7	0.006 3	0.004 9	0.003 3	0.003 3	0.003 0	0.003 0	0.001 2	0.003 2	0.003 2	0.003 6	0.003 8	0.005 4	0.009 7	0.011 3	0.009 9	0.008 6
36	0.007 3	0.019 0	0.034 3	0.028 5	0.019 2	0.017 8	0.017 6	0.017 3	0.006 7	0.018 9	0.018 7	0.021 7	0.022 9	0.032 8	0.062 9	0.073 9	0.063 0	0.052 0
37	0.001 6	0.004 2	0.006 1	0.004 8	0.003 3	0.003 0	0.003 0	0.002 9	0.001 1	0.003 2	0.0031	0.003 6	0.003 8	0.005 4	0.009 8	0.011 4	0.010 0	0.008 6
38	0.006 9	0.018 1	0.017 9	0.011 0	0.007 1	0.006 5	0.006 4	0.006 4	0.002 5	0.006 3	0.0064	0.007 2	0.007 5	0.010 2	0.014 9	0.016 4	0.024 1	0.021 8
39	0.003 6	0.003 1	0.005 3	0.004 7	0.003 5	0.003 3	0.003 5	0.003 5	0.003 6	0.003 2	0.0033	0.003 7	0.003 8	0.005 2	0.009 3	0.010 7	0.009 1	0.007 7

附表 2 全系统灵敏度矩阵(节点 19~31,33~39)

Appl.Tab.2 Sensitivity matrix of whole system (from node 19 to 31 and 33 to 39)

节点	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	33	34	35	36	37	38	39
1	0.000 9	0.000 5	0.002 3	0.002 0	0.001 6	0.002 3	0.004 7	0.005 5	0.004 7	0.007 4	0.007 9	0.005 8	0.001 2	0.001 1	0.000 6	0.002 1	0.009 6	0.001 8	0.008 2	0.004 1
2	0.002 2	0.001 3	0.005 9	0.005 1	0.004 2	0.005 9	0.012 0	0.014 2	0.011 9	0.019 0	0.020 1	0.014 9	0.002 9	0.002 7	0.001 6	0.005 3	0.024 6	0.004 7	0.021 1	0.003 5
3	0.002 9	0.001 7	0.007 7	0.006 7	0.005 5	0.007 7	0.008 9	0.013 7	0.012 8	0.018 4	0.019 5	0.010 3	0.006 1	0.004 9	0.002 8	0.006 9	0.042 6	0.006 7	0.020 4	0.005 8
4	0.002 2	0.001 3	0.005 9	0.005 1	0.004 2	0.006 0	0.005 0	0.008 4	0.008 0	0.011 2	0.011 9	0.005 6	0.011 4	0.004 2	0.002 4	0.005 3	0.035 0	0.005 2	0.012 4	0.005 1
5	0.001 5	0.000 9	0.004 0	0.003 5	0.002 9	0.004 0	0.003 2	0.005 4	0.005 2	0.007 3	0.007 7	0.003 6	0.015 5	0.002 9	0.001 6	0.003 6	0.024 0	0.003 6	0.008 1	0.003 8
6	0.001 4	0.000 8	0.003 7	0.003 2	0.002 6	0.003 7	0.002 9	0.005 0	0.004 8	0.006 7	0.007 1	0.003 2	0.016 5	0.002 7	0.001 5	0.003 3	0.022 3	0.003 3	0.007 4	0.003 6
7	0.001 4	0.000 8	0.003 7	0.003 2	0.002 6	0.003 7	0.002 9	0.004 9	0.004 7	0.006 6	0.007 0	0.003 2	0.015 4	0.002 6	0.001 5	0.003 3	0.022 0	0.003 2	0.007 3	0.003 8
8	0.001 4	0.000 8	0.003 6	0.003 1	0.002 6	0.003 6	0.002 9	0.004 9	0.004 7	0.006 5	0.006 9	0.003 2	0.014 8	0.002 6	0.001 5	0.003 2	0.021 6	0.003 2	0.007 2	0.003 8
9	0.000 6	0.000 3	0.001 5	0.001 3	0.001 0	0.001 5	0.001 2	0.002 0	0.001 9	0.002 7	0.002 8	0.001 3	0.006 0	0.001 0	0.000 6	0.001 3	0.008 8	0.001 3	0.003 0	0.004 1
10	0.001 5	0.000 8	0.003 9	0.003 4	0.002 8	0.003 9	0.002 8	0.004 9	0.004 7	0.006 5	0.006 9	0.003 0	0.010 5	0.002 8	0.001 6	0.003 5	0.023 7	0.003 5	0.007 2	0.003 5
11	0.001 5	0.000 8	0.003 9	0.003 4	0.002 8	0.003 9	0.002 8	0.004 9	0.004 8	0.006 6	0.007 0	0.003 1	0.012 5	0.002 8	0.001 6	0.003 5	0.023 5	0.003 4	0.007 3	0.003 6
12	0.001 7	0.000 9	0.004 4	0.003 8	0.003 1	0.004 4	0.003 1	0.005 5	0.005 3	0.007 3	0.007 8	0.003 4	0.011 8	0.003 2	0.001 8	0.003 9	0.026 7	0.003 9	0.008 1	0.004 0
13	0.001 8	0.001 0	0.004 7	0.004 0	0.003 3	0.004 7	0.003 2	0.005 7	0.005 6	0.007 7	0.008 1	0.003 5	0.010 4	0.003 4	0.002 0	0.004 2	0.028 5	0.004 2	0.008 5	0.004 2
14	0.002 5	0.001 4	0.006 5	0.005 7	0.004 7	0.006 6	0.004 3	0.007 8	0.007 6	0.010 4	0.011 0	0.004 6	0.010 0	0.004 8	0.002 8	0.005 9	0.040 2	0.005 8	0.011 6	0.005 7
15	0.004 3	0.002 5	0.011 5	0.010 0	0.008 2	0.011 6	0.005 4	0.011 1	0.011 2	0.014 9	0.015 7	0.005 4	0.006 5	0.008 9	0.005 1	0.010 4	0.073 3	0.010 4	0.016 5	0.009 9
16	0.005 0	0.002 9	0.013 4	0.011 6	0.009 5	0.013 4	0.005 7	0.012 2	0.012 5	0.016 4	0.017 4	0.005 6	0.004 9	0.010 5	0.006 0	0.012 0	0.085 6	0.012 1	0.018 2	0.011 4
17	0.004 4	0.002 5	0.011 8	0.010 2	0.008 4	0.011 9	0.008 2	0.018 0	0.018 5	0.024 2	0.025 7	0.008 0	0.005 3	0.008 7	0.005 0	0.010 6	0.074 5	0.010 8	0.026 9	0.009 7
18	0.003 9	0.002 2	0.010 3	0.008 9	0.007 3	0.010 3	0.008 5	0.016 5	0.016 4	0.022 1	0.023 4	0.008 9	0.005 6	0.007 3	0.004 2	0.009 2	0.062 6	0.009 2	0.024 5	0.008 3
19	0.008 8	0.005 0	0.004 9	0.004 3	0.003 5	0.004 9	0.002 1	0.004 5	0.004 6	0.006 0	0.006 4	0.002 1	0.001 8	0.019 5	0.011 3	0.004 4	0.031 5	0.004 5	0.006 7	0.004 2
20	0.004 8	0.010 9	0.002 7	0.002 3	0.001 9	0.002 7	0.001 1	0.002 5	0.002 5	0.003 3	0.003 5	0.001 1	0.001 0	0.010 6	0.024 6	0.002 4	0.017 2	0.002 4	0.003 6	0.002 3
21	0.004 6	0.002 7	0.023 5	0.018 5	0.013 7	0.013 1	0.005 3	0.011 3	0.011 5	0.015 1	0.016 0	0.005 2	0.004 5	0.009 7	0.005 5	0.019 2	0.128 5	0.019 2	0.016 7	0.018 6
22	0.004 0	0.002 3	0.018 4	0.024 6	0.017 3	0.012 1	0.004 5	0.009 7	0.009 9	0.013 0	0.013 8	0.004 5	0.003 9	0.008 3	0.004 8	0.025 5	0.162 1	0.025 6	0.014 4	0.025 0
23	0.003 3	0.001 9	0.013 9	0.017 6	0.018 8	0.010 7	0.003 8	0.008 1	0.008 2	0.010 9	0.011 5	0.003 7	0.003 2	0.006 9	0.004 0	0.018 2	0.156 0	0.018 3	0.012 0	0.017 8
24	0.004 8	0.002 7	0.013 5	0.012 5	0.010 9	0.018 2	0.005 4	0.011 6	0.011 9	0.015 6	0.016 6	0.005 4	0.004 7	0.010 0	0.005 7	0.013 0	0.096 8	0.013 1	0.017 3	0.012 4
25	0.002 1	0.001 2	0.005 5	0.004 8	0.003 9	0.005 5	0.015 2	0.016 0	0.012 7	0.021 5	0.022 8	0.011 1	0.002 6	0.002 9	0.001 7	0.004 9	0.027 8	0.006 2	0.023 9	0.003 6
26	0.004 3	0.002 5	0.011 5	0.010 0	0.008 2	0.011 6	0.015 6	0.044 1	0.032 6	0.059 4	0.062 9	0.012 7	0.005 2	0.007 7	0.004 4	0.010 4	0.077 2	0.011 3	0.065 8	0.008 8
27	0.004 4	0.002 5	0.011 8	0.010 2	0.008 4	0.011 9	0.012 4	0.032 6	0.034 6	0.043 8	0.046 4	0.010 7	0.005 3	0.008 3	0.004 7	0.010 6	0.077 0	0.011 2	0.048 6	0.009 3
28	0.005 6	0.003 2	0.014 9	0.012 9	0.010 6	0.014 9	0.020 1	0.056 8	0.041 9	0.114 1	0.114 6	0.016 4	0.006 6	0.009 9	0.005 6	0.013 4	0.108 6	0.014 6	0.119 9	0.011 2
29	0.005 8	0.003 3	0.015 5	0.013 4	0.011 0	0.015 6	0.020 9	0.059 3	0.043 7	0.112 7	0.127 7	0.017 1	0.006 9	0.010 3	0.005 8	0.013 9	0.114 9	0.015 3	0.133 6	0.011 6
30	0.002 1	0.001 2	0.005 6	0.004 9	0.004 0	0.005 7	0.011 4	0.013 5	0.011 3	0.018 1	0.019 2	0.031 5	0	0	0	0.005 1	0	0	0.020 1	0
31	0.001 7	0.001 0	0.004 6	0.004 0	0.003 3	0.004 7	0.002 6	0.005 2	0.005 3	0.006 8	0.007 2	0	0.040 5	0	0	0.004 2	0	0	0.007 5	0
33	0.018 3	0.010 4	0.009 5	0.008 3	0.006 8	0.009 6	0.002 8	0.007 4	0.007 9	0.009 9	0.010 4	0	0	0.032 6	0	0.008 6	0	0	0.010 9	0
34	0.010 8	0.024 9	0.005 6	0.004 9	0.004 0	0.005 6	0.001 6	0.004 3	0.004 6	0.005 7	0.006 0	0	0	0	0.041 5	0.025 0	0	0	0.006 3	0
35	0.004 0	0.002 3	0.018 5	0.024 7	0.017 4	0.012 2	0.004 6	0.009 8	0.010 0	0.013 1	0.013 9	0.004 5	0.003 9	0.008 4	0.004 8	0.041 0	0.159 7	0.006 2	0.014 5	0.011 7
36	0.025 2	0.014 3	0.118 7	0.156 1	0.149 2	0.084 4	0.022 4	0.065 3	0.065 3	0.097 5	0.105 4	0	0	0	0	0.151 0	0.186 1	0	0.112 1	0
37	0.004 1	0.002 3	0.018 6	0.024 8	0.017 5	0.012 3	0.005 7	0.010 7	0.010 6	0.014 5	0.015 3	0	0	0	0	0.005 9	0	0.041 1	0.016 0	0
38	0.005 9	0.003 4	0.015 6	0.013 5	0.011 1	0.015 7	0.021 0	0.059 6	0.043 9	0.113 3	0.128 3	0.017 1	0.006 9	0.010 4	0.005 8	0.014 0	0.117 0	0.015 4	0.151 2	0.004 2
39	0.003 8	0.002 2	0.017 9	0.024 2	0.017 0	0.011 6	0.003 3	0.008 2	0.008 7	0.010 9	0.011 5	0	0	0	0	0.012 0	0	0	0.003 8	0.040 4

参考文献 (References):

- [1] 杨海涛, 吉平, 苗淼, 等 (Yang Haitao, Ji Ping, Miao Miao, et al.). 未来中国特高压电网结构形态与电源组成相互关系分析 (Analysis on interrelationship between future UHV power grid structural form and power source composition in China) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2018, 42 (6): 9-17.
- [2] 王少辉, 唐飞, 向农 (Wang Shaohui, Tang Fei, Xiang Nong). 华东电网多直流同时换相失败仿真分析 (Commutation failure simulation analysis of East China power grid multiple HVDC lines) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2017, 45 (12): 16-21.
- [3] 张东辉 (Zhang Donghui). 多直流集中馈入受端广东电网发展的思考 (Reflect on development of centralized feed-in of multi direct current into receiving-end Guangdong power grid) [J]. 广东电力 (Guangdong Electric Power), 2015, 28 (8): 33-37, 100.
- [4] 邵瑶, 汤涌 (Shao Yao, Tang Yong). 多馈入交直流混合电力系统研究综述 (Research survey on multi-infeed AC/DC hybrid power systems) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2009, 33 (17): 24-30.
- [5] 王玲, 文俊, 崔康生, 等 (Wang Ling, Wen Jun, Cui Kangsheng, et al.). 多馈入直流输电系统换相失败研究综述 (Research survey of commutation failure in MIDC transmission systems) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (8): 56-65.
- [6] 徐政, 董恒锋, 宋鹏程, 等 (Xu Zheng, Dong Huanfeng, Song Pengcheng, et al.). 同步电网合理规模的 3 个基本约束研究 (Three basic constraints for reasonable

- size of synchronous grids) [J]. 电力建设 (Electric Power Construction), 2015, 36 (11): 77-84.
- [7] 周保荣, 洪潮, 金小明, 等 (Zhou Baorong, Hong Chao, Jin Xiaoming, et al.). 南方电网同步运行网架向异步运行网架的转变研究 (Study of backbone structure change from synchronous to asynchronous in China Southern power grid) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (8): 2084-2092.
- [8] 蔡万通, 洪潮, 周保荣, 等 (Cai Wantong, Hong Chao, Zhou Baorong, et al.). 广东电网内外双环网架结构向组团网架结构的转变研究 (Research on structure change from double-ring to cluster of Guangdong power grid) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2020, 40 (20): 6557-6569.
- [9] 安军, 柴旭峥, 王骅 (An Jun, Chai Xuzheng, Wang Hua). 采用柔性直流输电优化河南电网运行的前瞻性研究 (Prospective study of Henan power grid optimized operation with VSC-HVDC) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2016, 40 (1): 86-91.
- [10] 程斌杰 (Cheng Binjie). 电网分区策略关键问题研究 (Research on the key issues of grid segmentation strategy) [D]. 杭州: 浙江大学 (Hangzhou: Zhejiang University), 2016.
- [11] 徐蔚, 程斌杰, 林勇, 等 (Xu Wei, Cheng Binjie, Lin Yong, et al.). 基于多馈入交互作用因子的直流分区原则和方法研究 (DC-segmentation planning based on multi-infeed interaction factor) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2016, 44 (9): 108-116.
- [12] 唐晓骏, 张正卫, 韩民晓, 等 (Tang Xiaojun, Zhang Zhengwei, Han Minxiao, et al.). 适应多直流馈入受端电网的柔性直流配置方法 (VSC-HVDC configuration method suitable for multi-DC feeding receiving power grid) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2019, 47 (10): 57-64.
- [13] 唐晓骏 (Tang Xiaojun). 城市电网分区互联的柔性直流关键技术研究 (Research on key technologies of VSC-HVDC applied to urban power grid partition) [D]. 北京: 华北电力大学 (Beijing: North China Electric Power University), 2019.
- [14] 颜湘武, 李若瑾, 徐韵 (Yan Xiangwu, Li Ruojin, Xu Yun). 考虑无功裕度的电压自适应分区方法及主导节点的选择 (Voltage adaptive partitioning method and optimal pilot-node selection considering reactive power margin) [J]. 现代电力 (Modern Electric Power), 2020, 37 (2): 117-124.
- [15] 白宇 (Bai Yu). 交直流混联受端电网的优化分区与降耦策略研究 (Research on optimization partition and coupling reduction strategy of AC/DC hybrid receiving system) [D]. 济南: 山东大学 (Jinan: Shandong University), 2020.
- [16] 魏震波, 关翔友, 刘梁豪 (Wei Zhenbo, Guan Xiangyou, Liu Lianghao). 电网社区结构发现方法及其应用综述 (Overview of power community structure discovery algorithms and their application in power grid analysis) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2020, 44 (7): 2600-2609.
- [17] 魏震波 (Wei Zhenbo). 复杂网络社区结构及其在电网分析中的应用研究综述 (Overview of complex networks community structure and its applications in electric power network analysis) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (7): 1567-1577.
- [18] 魏震波, 苟竞 (Wei Zhenbo, Gou Jing). 复杂网络理论在电网分析中的应用与探讨 (An overview on application of complex network theory in power system analysis) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2015, 39 (1): 279-287.
- [19] 魏震波, 刘俊勇, 程飞, 等 (Wei Zhenbo, Liu Junyong, Cheng Fei, et al.). 利用社区挖掘的快速无功电压分区方法 (Fast power network partitioning method in Mvar control space based on community wining) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2011, 31 (31): 166-172.
- [20] 郑吉祥, 钟俊 (Zheng Jixiang, Zhong Jun). 基于节点类型和分区耦合性的复杂网络无功电压快速分区方法 (A complex network theory fast partition algorithm of reactive voltage based on node type and coupling of partitions) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2020, 44 (1): 223-230.
- [21] Lancichinetti A, Fortunato S, Kertész J. Detecting the overlapping and hierarchical community structure in complex networks [J]. New Journal of Physics, 2009, 11 (3): 033015.
- [22] 王晓辉, 白宇, 张彦涛, 等 (Wang Xiaohui, Bai Yu, Zhang Yantao, et al.). 基于线路阻抗短时调节的多直流连锁换相失败抑制方法 (Suppression method of cascading commutation failure in multi-infeed HVDC system based on temporary impedance regulation of transmission lines) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2021, 45 (2): 130-138.
- [23] 吴杰, 席晓林, 闫晓安, 等 (Wu Jie, Xi Xiaolin, Yan Xiaolan, et al.). 基于节点-线路关联度权重的配电网电能质量评估方法 (Power quality evaluation method of distribution network based on weight of node-route association) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (1): 24-30.

Segmentation method of a multi-infeed LCC system based on local fitness measure

CAO Xin¹, HAN Min-xiao¹, MA Li-min¹, GUO Zhi-fei², CAI Wan-tong², ZHANG Xia-hui¹, WEN Jun¹

(1.School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China; 2.Electric Power Research Institute of CSG, Guangzhou 510663, China)

Abstract: There is a great possibility of simultaneous commutation failure for LCC-HVDC when there exists multi-infeed into one AC system. To tackle this issue, one segmentation approach to the AC system is proposed in this paper. By dividing the multi-infeed AC system into several parts, the coupling between the LCC-HVDCs will be eliminated, thereby reduce the probability of simultaneous commutation failure of LCCs. Firstly, lines whose three-phase permanent fault will cause simultaneous commutation failure are selected by N-1 fault scanning on the multi-infeed system, among which lines with high load rate are removed. After that, based on the local fitness measure theory, nodes in the system are aggregated from bottom to top to form the initial partition. In this process, the calculation method of voltage/reactive power sensitivity matrix considering PV node and LCC-HVDC is firstly presented. Then the node aggregation function and partition fitness function are applied to calculate the node aggregation and partition fitness, respectively. Finally, considering the line collection and short-circuit ratio, the partition result is modified, and establishes the segmentation process. The effectiveness of the whole segmentation process is verified on IEEE 39 nodes system, and a segmentation scheme is proposed on an actual power grid.

Key words: multi-infeed system; LCC-HVDC; power grid segmentation; N-1 contingency; local fitness measure

电池储能参与电网一次调频的优化综合控制策略

孟高军¹, 张峰¹, 赵宇^{2,3}, 吴田^{2,3}, 马福元^{2,3}

(1. 南京工程学院, 江苏 南京 210000;

2. 浙江省太阳能利用及节能技术重点实验室, 浙江 杭州 311121;

3. 浙江浙能技术研究院有限公司, 浙江 杭州 311121)

摘要:为研究电池储能系统(Battery Energy Storage System, BESS)参与电网一次调频的高效性控制策略。本文在对电力系统调频需求进行分析与储能电池荷电状态(State Of Charge, SOC)考虑的基础上,提出一种兼顾电网调频需求与储能电池SOC状态的一次调频综合控制策略,给出不同荷电状态下的控制策略下垂系数自适应优化与均衡调节控制方法,实现了储能电池参与一次调频的自适应调整与状态均衡,并基于含储能电池的区域电网调频仿真模型,分别在阶跃扰动与连续扰动下对所提控制方法进行仿真分析。结果表明,所研究控制策略在电力系统频率调节与电池SOC保持方面均具有较佳的效果。

关键词:电池储能系统;一次调频;荷电状态;下垂控制;均衡策略

DOI: 10.12067/ATEEE2008037

文章编号: 1003-3076(2021)06-0043-07

中图分类号: TM732

1 引言

随着化石能源的枯竭和环境污染问题日益严重,大规模开发利用风能、太阳能等可再生能源是实现能源可持续发展、满足能源消费需求、改善环境质量的有效途径^[1]。

然而新能源发电出力具有随机性和波动性,当大规模接入电网时,会产生功率波动等问题,使得电力系统有功出力与负荷之间动态不平衡,导致系统频率偏差,对电力系统的安全稳定带来严峻的挑战^[2,3]。

维持电力系统频率稳定是电力系统运行的基本要求,由于新能源机组自身不具备调频能力,因此需要配备其他形式的备用容量设备进行新能源并网条件下的电网调频任务。传统火电调频机组受机械特性的影响,响应速度慢,且受蓄热的制约,难以满足一次调频需求^[4]。储能(特别是电化学储能)具有调频速度快,容量可调等特点,作为一种新的调频手段已经引起广泛关注,而如何使得电池储能系统更加高效地满足电网一次调频需求则成为当前研究的

热点问题^[5-7]。

文献[8]针对储能电池参与电网调频提出了一种下垂控制策略,按照固定的下垂系数调节储能电池出力,可以实现功率的快速调节,具有较好的调频效果;文献[9]进一步提出了一种基于虚拟下垂控制的储能电池解决电网频率稳定,并验证了下垂控制策略的稳态效果;但所提控制策略均未考虑对系统动态特性、调频需求及储能电池SOC的变化与限制。文献[10]虽考虑了储能电池的SOC,但仍采用了固定功率处理参与电网频率的调节策略。而现有考虑SOC的策略研究中,文献[11]提出了一种储能自适应控制策略,在电动汽车并网充电时,在满足用户充电需求的前提下,可根据功率状况和SOC状态为电网灵活提供频率调节服务,但上述研究主要针对电动汽车充电需求的分散式储能电池,而如何根据集中式储能电池SOC特点充分发挥其辅助电网调频性能具有十分重要的意义。

综上,本文在考虑电网实际调频需求的基础上,提出了一种计及储能电池SOC反馈的参与电网一次调频控制策略。首先,本文分析了BESS参与一

收稿日期: 2020-08-17

基金项目: 国家自然科学基金项目(51777197)、江苏省高等学校自然科学基金项目(20KJB480006)

作者简介: 孟高军(1987-),男,江苏籍,副教授,硕士生导师,博士,研究方向为新能源与储能技术;

张峰(1995-),男,江苏籍,硕士研究生,研究方向为储能技术及应用。

次调频的功率控制目标;随后在考虑电池的 SOC 基础上,给出了不同荷电状态下的控制策略下垂系数自适应优化与均衡调节控制方法,随后,综合调频需求与电池 SOC 状态考虑,提出了一种兼顾调频需求和 SOC 的 BESS 综合控制策略。最后基于 MATLAB 平台,仿真验证了所提综合控制策略的有效性。

2 BESS 控制结构与电网调频需求分析

当电力系统中负荷突然发生变化时,会导致系统中有功功率出现不平衡,引发系统频率变化。当 BESS 参与一次调频时,就是为电力系统提供功率支撑,以功率变化量来补偿频率的变化量,以达到抑制系统的频率偏差变化,实现电网系统稳定运行的目的。

当前,储能参与电力系统一次调频的方式主要是模拟同步发电机组下垂控制与惯性响应,根据频率偏差,通过改变功率输出来稳定系统频率。

因此含虚拟惯性控制和下垂控制的 BESS 功率响应表达式如式(1)所示^[12]:

$$\Delta P_{\text{ref_BESS}} = K_{\text{BESS}} \Delta f + K_{\text{ine}} \frac{d\Delta f}{dt} \quad (1)$$

式中, K_{BESS} 为下垂控制系数, $K_{\text{BESS}} < 0$; Δf 为电网频率偏差; K_{ine} 为虚拟惯性系数, $K_{\text{ine}} < 0$; $d\Delta f/dt$ 为频率变化率。

电力系统频率波动状况复杂,对于 BESS 的调频控制有着不同的需求,因此,需要根据频率偏差 Δf 将调频需求进行区域划分,针对不同的区域采取不同的调节方式进行调频以满足电网调频需求。对于传统火电机组调频,通常设置机组转速 $\pm 2 \text{ r/min}$ 为一次调频死区,根据式(2)可得一次调频的频率死区为 0.033 Hz 。

$$f = \frac{np}{60} \quad (2)$$

式中, n 为转速; p 为发电机转极对数。在电池储能参与一次调频过程中,为避免电池频繁充放电,延缓设备老化,因此本文中也将储能电池的一次调频死区设置为 0.033 Hz 。

同时根据我国电力系统发展规模对频率偏差的要求,本文将频率偏差在 $0.033 \sim 0.2 \text{ Hz}$ 范围内设为正常调节 I、II 区;将频率偏差大于 0.2 Hz 区域设为紧急调节区。

因此,为更好控制电池充放电状态,将 K_{BESS} 分为 K_{ch} 、 K_{disch} 及 K_{max} , K_{ch} 、 K_{disch} 分别对应为充电状态、

放电状态下的下垂控制的单位调节功率值, K_{max} 为储能电池可达到的最大单位调节功率值。针对电网频率差 Δf 不同的调节区域,对应的控制方案如下:

当 $|\Delta f| \leq 0.033 \text{ Hz}$ 时,处于调频死区,为了减缓设备老化,避免不必要的频繁动作,BESS 暂不提供调频服务,即 $\Delta P_{\text{ref_BESS}} = 0$ 。

当 $0.033 \text{ Hz} < \Delta f \leq 0.2 \text{ Hz}$ 时,处于正常调节 I 区,电网频率高于额定频率,BESS 需进入充电模式,减缓频率升高。

$$\Delta P_{\text{ref_BESS}} = K_{\text{ch}} \Delta f + K_{\text{ine}} \frac{d\Delta f}{dt} \quad (3)$$

当 $-0.2 \text{ Hz} < \Delta f \leq -0.033 \text{ Hz}$ 时,处于正常调节 II 区,电网频率低于额定频率,BESS 需进入放电模式,为电网提供功率支持。

$$\Delta P_{\text{ref_BESS}} = K_{\text{disch}} \Delta f + K_{\text{ine}} \frac{d\Delta f}{dt} \quad (4)$$

当 $|\Delta f| > 0.2 \text{ Hz}$ 时,处于紧急调频区,BESS 应以最大额定输出功率进行调节,即 $K_{\text{BESS}} = K_{\text{max}}$,以确保电网频率偏差尽快进行调整,使电力系统在最短的时间内达到新的稳定状态,即:

$$\Delta P_{\text{ref_BESS}} = K_{\text{max}} \Delta f + K_{\text{ine}} \frac{d\Delta f}{dt} \quad (5)$$

综上,BESS 参与一次调频控制的下垂出力系数 K_{BESS} 与频率偏差 Δf 之间的函数关系如式(6)所示。

$$K_{\text{BESS}} = \begin{cases} 0 & |\Delta f| \leq 0.033 \\ K_{\text{ch}} & 0.033 < \Delta f \leq 0.2 \\ K_{\text{disch}} & -0.2 \leq \Delta f < -0.033 \\ K_{\text{max}} & |\Delta f| > 0.2 \end{cases} \quad (6)$$

3 基于 SOC 反馈的改进型下垂控制策略

目前,在传统的基于虚拟惯性的下垂控制中,BESS 在为电力系统提供调节功率时,通常采用固定单位调节功率值参与一次调频,由于目前储能的容量相对于大电网而言仍是非常有限的,长期采用 K_{max} 向电网充放电,在频繁动作过程中,易导致电池长期处于过充过放状态^[13]。

此外,配置的大容量储能系统通过由多个并联 BESS 子系统组成,受各个 BESS 中电池制作工艺和初始电量的影响,导致每个 BESS 子系统存在 SOC 不均衡的问题。在实际参与调频过程中,各个子系统均采用统一下垂控制方式进行充放电,则放电模式下 SOC 较低或充电模式下 SOC 较高的储能系统会提前退出调频过程,剩余储能系统必须强制超额

出力,容易出现过充过放,该状况会缩短系统中部分储能系统的使用寿命^[14]。

为此本文提出了一种基于 SOC 的改进型下垂控制策略,对 BESS 的下垂出力进行自适应调整,同时,引入均衡因子,协调 BESS 系统之间的功率输出,以提高多并联 BESS 参与电力系统调频的整体性能。

3.1 BESS 可变下垂控制自适应优化

δ_{SOC} 是反映电池状态值的物理量,储能电池 SOC 在 t 时刻的值 $\delta_{SOC}(t)$ 的计算公式为:

$$\delta_{SOC}(t) = \delta_{SOC}(0) + \frac{1}{S_N} \int_0^t \Delta P dt \quad (7)$$

式中, $\delta_{SOC}(t)$ 为储能电池的实时荷电状态; $\delta_{SOC}(0)$ 为储能电池初始荷电状态; ΔP 为输出有功功率。

从电池寿命考虑,首先需要对电池的 SOC 的值进行约束,即:

$$\delta_{SOC,min} \leq \delta_{SOC}(t) \leq \delta_{SOC,max} \quad (8)$$

当储能电池的 SOC 越过规定的合理区间时,电池必须要退出调频过程,采用其他有关设备进行系统的频率调节。在储能电池 SOC 状态处于正常区间时,可以考虑在 SOC 过高或者过低时,适当减少 BESS 出力,形成一种基于 SOC 的可变下垂调节策略,一方面可以使得 BESS 更好地维持 SOC,减缓其性能衰减,延长其寿命,另一方面也可以有效地避免储能在 SOC 越限时,对电网稳定性产生的不利影响,实现对 BESS 能量的优化管理。

首先,储能电池 SOC 分区示意图如图 1 所示,将 BESS 划分为 7 个 SOC 区间,分别设定 $\delta_{SOC,max}$ 、 $\delta_{SOC,high+}$ 、 $\delta_{SOC,high-}$ 、 $\delta_{SOC,low-}$ 、 $\delta_{SOC,low+}$ 和 $\delta_{SOC,min}$ 。

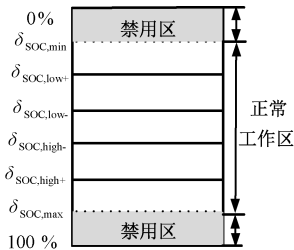


图 1 储能电池 SOC 分区示意图

Fig.1 Schematic of energy storage battery SOC partion

其次,在考虑 SOC 的基础上,采取自适应动态调节的方式对 BESS 的调节系数 K_{BESS} 进行优化,确定最佳的充电深度,满足调频目标,具体方式如下所述。

(1) 当 $\delta_{SOC}(t) > \delta_{SOC,max}$ 或 $\delta_{SOC}(t) < \delta_{SOC,min}$ 时,为避

免 BESS 越限充放电,暂不提供调频服务,停止出力。

(2) 当 $\delta_{SOC,low-} \leq \delta_{SOC}(t) \leq \delta_{SOC,high-}$ 时, BESS 容量充足,以最大单位调节系数 K_{max} 进行充电或放电。

$$K_{ch} = K_{disch} = K_{max} \quad (9)$$

(3) 当 $\delta_{SOC,min} \leq \delta_{SOC}(t) < \delta_{SOC,low-}$ 时,在充分考虑系统调频需求的基础上,依据储能电池的 SOC,对 K_{BESS} 进行自适应调节。BESS 充电模式下, $K_{ch} = K_{max}$; BESS 放电模式下 K_{disch} 的取值如式 (10)、式 (11) 所示,即:

$$\delta_{SOC,min} \leq \delta_{SOC}(t) \leq \delta_{SOC,low+} \text{ 时}$$

$$K_{disch} = \frac{1}{2} K_{max} \left(1 - \sqrt{\frac{\delta_{SOC}(t) - \delta_{SOC,low+}}{\delta_{SOC,min} - \delta_{SOC,low+}}} \right) \quad (10)$$

$$\delta_{SOC,low+} < \delta_{SOC}(t) < \delta_{SOC,low-} \text{ 时}$$

$$K_{disch} = \frac{1}{2} K_{max} \left(1 + \sqrt{\frac{\delta_{SOC}(t) - \delta_{SOC,low+}}{\delta_{SOC,low-} - \delta_{SOC,low+}}} \right) \quad (11)$$

(4) 当 $\delta_{SOC,high-} < \delta_{SOC}(t) \leq \delta_{SOC,max}$ 时,在 BESS 处于放电模式下, $K_{disch} = K_{max}$; 充电模式下, K_{ch} 的取值如式 (12)、式 (13) 所示,即:

$$\delta_{SOC,high+} \leq \delta_{SOC}(t) \leq \delta_{SOC,max} \text{ 时}$$

$$K_{ch} = \frac{1}{2} K_{max} \left(1 - \sqrt{\frac{\delta_{SOC}(t) - \delta_{SOC,high+}}{\delta_{SOC,max} - \delta_{SOC,high+}}} \right) \quad (12)$$

$$\delta_{SOC,high-} < \delta_{SOC}(t) < \delta_{SOC,high+} \text{ 时}$$

$$K_{ch} = \frac{1}{2} K_{max} \left(1 + \sqrt{\frac{\delta_{SOC}(t) - \delta_{SOC,high+}}{\delta_{SOC,high-} - \delta_{SOC,high+}}} \right) \quad (13)$$

3.2 BESS 内部电池 SOC 均衡策略

此外,针对系统中参与一次调频的多个 BESS 在充放电过程中存在 SOC 不均衡的问题,本文在对下垂控制调节系数 K_{BESS} 自适应优化基础上,引入均衡因子 G ,对参与一次调频的 BESS 的 SOC 进行均衡化处理,将均衡因子 G 以乘法的关系加入到下垂控制中。即:

$$K_{ine} \frac{d\Delta f}{dt} + K_{BESS} \Delta f G = \Delta P \quad (14)$$

均衡因子 G 表达式为:

$$\begin{cases} G = \exp(k_{SOC}(\delta_{SOC,i}^n - \delta_{SOC,ave}^n)) & \text{放电} \\ G = \exp(-k_{SOC}(\delta_{SOC,i}^n - \delta_{SOC,ave}^n)) & \text{充电} \end{cases} \quad (15)$$

式中, $\delta_{SOC,i}$ 为各个 BESS 的 SOC 状态值; $\delta_{SOC,ave}$ 为系统内所有参与一次调频的 BESS 的平均荷电状态值; n 为幂次级; k_{SOC} 为荷电状态调节系数。

在放电模式下,对于 δ_{SOC} 较高的 BESS,平衡因子 G 较大,对储能电池的放电速度起到加速作用,放出较多的电量; δ_{SOC} 较低的 BESS,平衡因子 G 较

小,起到减速作用,放出较少的电量。充电模式下,作用反之。通过均衡因子的作用,对系统内参与一次调频的 BESS 承担调频需求进行了再次的合理分配,有效避免部分 BESS 因 SOC 状态不足提前退出调频,给剩余储能系统增加调频压力,并有效抑制了一部分储能的过充过放,对储能电池自恢复阶段起到了良好的促进作用,实现了 BESS 中 SOC 均衡。

4 BESS 参与一次调频的综合控制策略

根据上述分析,综合电网调频偏差 Δf 与储能电池 SOC 因素考虑,提出了 BESS 参与一次调频的综合优化控制方法,结构如图 2 所示,运行策略如下:

(1) 当电网频率差 $-0.2 \text{ Hz} \leq \Delta f < -0.033 \text{ Hz}$, 需要 BESS 作为电源提供出力,抑制频率下降。对 BESS 自身而言,当其荷电状态 $\delta_{\text{SOC},\min} \leq \delta_{\text{SOC}}(t) < \delta_{\text{SOC},\text{low}}$ 时,根据式(10)、式(11)计算所得 K_{disch} 出力,当荷电状态处于 $\delta_{\text{SOC},\text{low}} \leq \delta_{\text{SOC}}(t) \leq \delta_{\text{SOC},\text{max}}$ 时,采用 K_{max} 进行出力。同时根据荷电状态计算均衡因子,协调 BESS 之间的功率输出。

(2) 当电网频率差 $0.033 \text{ Hz} < \Delta f \leq 0.2 \text{ Hz}$, 需要 BESS 作为负荷吸收多余电量,抑制频率抬升。对 BESS 自身而言,当其荷电状态 $\delta_{\text{SOC},\min} \leq \delta_{\text{SOC}}(t) \leq \delta_{\text{SOC},\text{high}}$ 时,采用 K_{max} 吸收电量。当荷电状态处于 $\delta_{\text{SOC},\text{high}} < \delta_{\text{SOC}}(t) \leq \delta_{\text{SOC},\text{max}}$ 时, BESS 按照式(12)、式(13)所计算的 K_{ch} 吸收电量。同时根据 BESS 的荷电状态计算均衡因子,协调 BESS 之间的功率吸收。

(3) 当电网频率差 $|\Delta f| > 0.2 \text{ Hz}$ 时,且 $\delta_{\text{SOC},\min} < \delta_{\text{SOC}}(t) < \delta_{\text{SOC},\text{max}}$ 时, BESS 处于紧急调频区,所有参与调频的 BESS 均以 K_{max} 对电网进行充放电,以维持系统稳定,确保系统安全为第一目标。

(4) BESS 不参与调频状态

当 $|\Delta f| \leq 0.033 \text{ Hz}$ 时,电网频率稳定, BESS 不参与一次调频。

(5) BESS 无法参与调频

当荷电状态 $\delta_{\text{SOC}}(t) < \delta_{\text{SOC},\min}$ 或 $\delta_{\text{SOC}}(t) > \delta_{\text{SOC},\text{max}}$, BESS 参与调频效果有限且对自身寿命造成不利影响,此时,不参与调频。

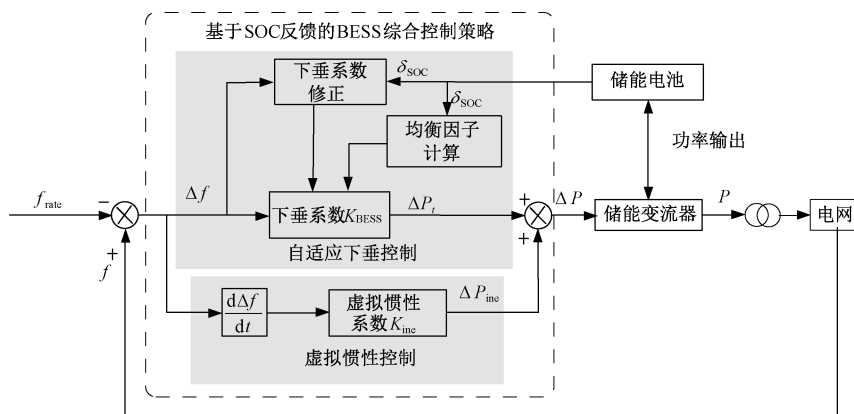


图 2 BESS 参与一次调频的综合控制方法

Fig.2 Integrated control strategy of BESS based on improved SOC

5 仿真分析

本文选取某地电网作为研究对象,在 Matlab/Simulink 平台中搭建其仿真模型,其一次调频仿真模型如图 3 所示。

机组容量为 100 MW,储能容量为 1 MW/1 MW·min,设两个储能子单元。以额定频率与机组额定容量为基准值进行标幺化。储能最大单位调节功率 K_{max} 为 12,机组单位调节功率 K_G 为 20。 T_G 、 T_{CH} 、 T_{RH} 和 F_{HP} 分别为调速器时间常数、汽轮机时间常数、再热器时间常数和再热器增益,取值分别为 0.08 s、

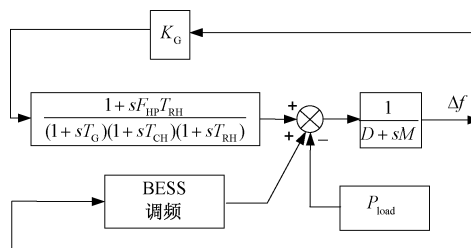


图 3 一次调频仿真模型简图

Fig.3 Schematic diagram of primary frequency modulation simulation model

0.3 s、10 s 与 0.5; M 和 D 为电网惯性时间常数和负荷阻尼系数,标幺值 10 和 1。

为说明所提控制策略的有效性,分别针对阶跃负荷和连续负荷 2 种典型扰动工况进行仿真分析。

(1) 阶跃负荷扰动

采用本文所提综合控制方法、定下垂控制法、线性下垂控制法以及无储能进行分析,在工况下的系统加入 $P_{\text{load}}=0.015$ pu 的负荷扰动。

采用不同控制方法下的频率调整变化曲线如图 4 所示,初始值 $\delta_{\text{SOC}}=0.5$ 的 BESS 在对应控制策略下的 SOC 变化曲线如图 5 所示。

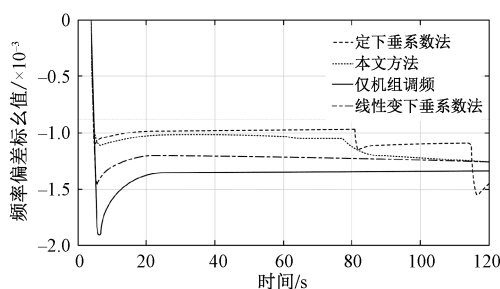


图 4 幅值为 0.015 的负荷扰动频率调整过程

Fig.4 Load disturbance frequency adjustment process with a magnitude of 0.015

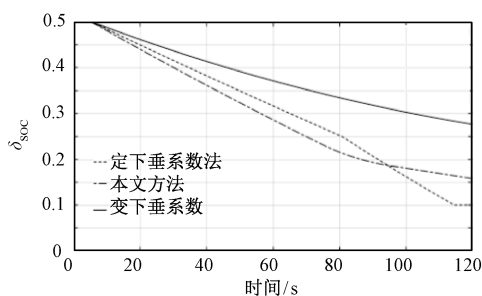


图 5 调频过程 BESS 的 SOC 变化

Fig.5 SOC variation of BESS in FM process

综合图 4 与图 5 可知,其中无储能参与的系统频率下降最大,且在稳态恢复阶段,频率稳态偏差也最大。定下垂系数法对频率的响应效果最好,但是完全未考虑到自身的 SOC,导致后期电量用尽,反而造成了频率的突然跌落。变下垂系数法的 SOC 维持效果是最佳的,但是对频率变化的抑制效果较差,暂态频率跌落较大,没有从一次调频的实际需求出发。本文的方法综合考虑了系统的一次调频需求与储能自身保持 SOC 的需要,在频率破坏初期起到了较为有效的抑制作用,并随着系统频率的恢复,储能进入自身荷电状态保持状态,使得自身的 SOC 也处于一个较高的水平,未出现过充过放现象。

本文引入均衡因子的综合控制方法与未引入均衡因子的可变下垂控制自适应控制的一次调频效果对比以及 SOC 变化情况分别如图 6 与图 7 所示。

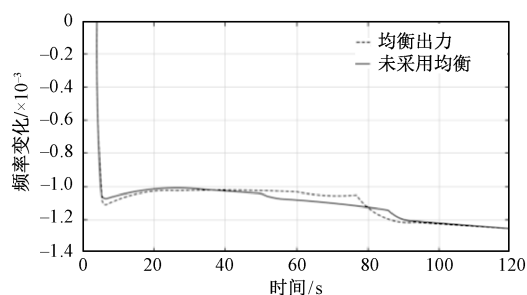


图 6 考虑均衡与未考虑均衡下的频率变化

Fig.6 Frequency variation with and without equilibrium

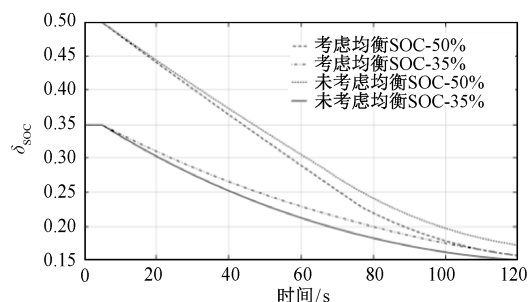


图 7 考虑均衡与未考虑均衡下的 SOC 变化

Fig.7 SOC changes with and without equilibrium

引入均衡因子与未引入均衡因子的一次调频效果基本一致。在 δ_{SOC} 变化方面,引入均衡因子的储能系统, δ_{SOC} 处于较高水平的储能单元出力较多,荷电状态下降快, δ_{SOC} 处于较低水平的储能单元出力较少,荷电状态下降慢,二者逐渐趋于一致,既有效地维持了低荷电状态的储能单元 SOC 水平,避免其提前放电完毕,退出调频,造成频率的突然跌落,或使剩余储能超额出力,影响储能寿命,又充分发挥了状态良好的储能单元的工作效率。

(2) 连续负荷扰动

在工况系统中加入如图 8 所示的一段连续的扰动。通过仿真可得系统频率变化与初始值 $\delta_{\text{SOC}}=0.5$ 和 $\delta_{\text{SOC}}=0.35$ 的两个储能单元 SOC 变化趋势分别如图 9、图 10 所示。

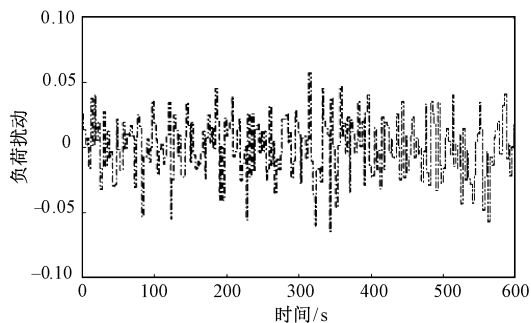


图 8 10 min 的连续随机扰动

Fig.8 10 min continuous random perturbations in minutes

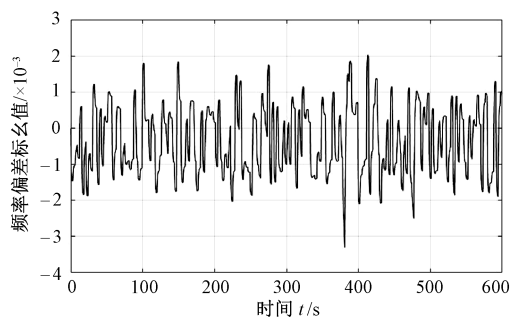


图9 连续扰动下的频率变化

Fig.9 Frequency variation under continuous perturbations

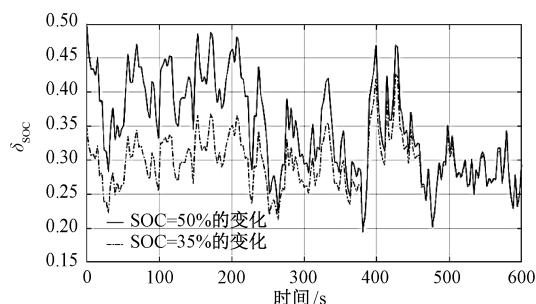


图10 本文控制策略下的储能单元 SOC 变化

Fig.10 SOC change of energy storage unit under control strategy in this paper

如图9所示,在本文的控制策略下,系统的频率偏差维持在了所规定的数值内,并且在放电过程中,如图10所示,在均衡因子的影响下,各储能单元协调出力,SOC状态逐渐趋于均衡化,呈现较好的一致性。

6 结论

本文提出一种兼顾电网调频需求与电池SOC状态的BESS参与一次调频的综合控制策略。在不同的调频区间与不同的储能电池SOC状态下,实现BESS的出力优化控制,既有效地实现了不同频率偏差区间的频率调节,又解决了储能电池的过充过放问题,并合理协调了系统中参与一次调频的BESS的功率输出,提高了整体利用效率,延长了BESS的循环寿命,为未来对BESS参与电力系统频率调节有效的研究奠定了一定的理论基础。

参考文献 (References):

[1] 刘振亚 (Liu Zhenya). 全球能源互联网 (Global Energy Internet) [M]. 北京: 中国电力出版社 (Beijing: China Electric Power Press), 2015.

[2] 李建林, 黄际元, 房凯, 等 (Li Jianlin, Huang

Jiuyan, Fang Kai, et al.). 电池储能系统调频技术 (Frequency regulation of electric power system using battery energy storage system) [M]. 北京: 机械工业出版社 (Beijing: China Machine Press), 2018.

[3] 陈国平, 李明节, 许涛, 等 (Chen Guoping, Li Mingjie, Xu Tao, et al.). 关于新能源发展的技术瓶颈研究 (Study on technical bottleneck of new energy development) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2017, 37 (1): 20-26.

[4] 吴金城, 董树锋, 张舒鹏, 等 (Wu Jincheng, Dong Shufeng, Zhang Shupeng, et al.). 基于分布式计算技术的火电厂辅助调频储能系统容量及功率规划方法 (Capacity and power planning method based on distributed computing for energy storage assisted frequency modulation in thermal power plants) [J]. 电力建设 (Electric Power Construction), 2019, 40 (6): 57-64.

[5] 丁冬, 杨水丽, 李建林, 等 (Ding Dong, Yang Shuili, Li Jianlin, et al.). 辅助火电机组参与电网调频的BESS容量配置 (Capacity configuration of battery energy storage as an alternative to thermal power units for frequency regulation) [J]. 储能科学与技术 (Energy Storage Science and Technology), 2014, 3 (4): 302-307.

[6] 李建林, 马会萌, 惠东 (Li Jianlin, Ma Huimeng, Hui Dong). 储能技术融合分布式可再生能源的现状与发展趋势 (Present development condition and trends of energy storage technology in the integration of distributed renewable energy) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (14): 1-10.

[7] 苗福丰, 唐西胜, 齐智平 (Miao Fufeng, Tang Xisheng, Qi Zhiping). 风储联合调频下的电力系统频率特性分析 (Analysis of frequency characteristics of power system based on wind farm-energy storage combined frequency regulation) [J]. 高电压技术 (High Voltage Engineering), 2015, 41 (7): 2209-2216.

[8] Zhang Y J, Zhao C, Tang W, et al. Profit maximizing planning and control of battery energy storage systems for primary frequency control [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9 (2): 712-723.

[9] Li Yong, He Li, Liu Fang, et al. Flexible voltage control strategy considering distributed energy storages for DC distribution network [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10 (1): 163-172.

[10] Almeida P M R, Lopes J A P, Soares F J, et al. Electric vehicles participating in frequency control: Operating islanded systems with large penetration of renewable power sources [A]. 2011 IEEE Trondheim PowerTech [C]. 2011. 1-6.

[11] Lian B, Sims A, Yu D, et al. Optimizing LiFePO₄ battery

- energy storage systems for frequency response in the uk system [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2016, 8 (1): 385-394.
- [12] 吴林林, 刘辉, 高文忠, 等 (Wu Linlin, Liu Hui, Gao Wenzhong, et al.). 大容量电池储能参与电网一次调频的优化控制策略研究 (Research on the optimal control strategy of large capacity battery energy storage for primary frequency modulation) [J]. 华北电力技术 (North China Electric Power), 2017, (3): 32-38.
- [13] 邓霞, 孙威, 肖海伟 (Deng Xia, Sun Wei, Xiao Haiwei). 储能电池参与一次调频的综合控制方法 (Integrated control strategy of battery energy storage system in primary frequency regulation) [J]. 高电压技术 (High Voltage Engineering), 2018, 44 (4): 1157-1165.
- [14] 吴青峰, 孙孝峰, 王雅楠, 等 (Wu Qingfeng, Sun Xiaofeng, Wang Yanan, et al.). 基于分布式下垂控制的微电网分布式储能系统 SOC 平衡策略 (Distributed control strategy for SOC balancing of distributed energy storage systems in microgrid) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (6): 1247-1256.
- [15] 许宏远 (Xu Hongyuan). 储能参与含风电的电力系统的调频策略研究 (Study on frequency regulation strategy of energy storage system in power system including wind power) [D]. 北京: 北京交通大学 (Beijing: Beijing Jiaotong University), 2018.

Optimized integrated control strategy of battery energy storage participating in primary frequency regulation of power grid

MENG Gao-jun¹, ZHANG Feng¹, ZHAO Yu^{2,3}, WU Tian^{2,3}, MA Fu-yuan^{2,3}

(1. Nanjing Institute of Technology, Nanjing 210000, China;

2. Key Laboratory of Solar Energy Utilization & Energy Saving Technology of Zhejiang Province, Hangzhou 311121, China;

3. Zhejiang Energy R&D Institute Co., Ltd., Hangzhou 311121, China)

Abstract: To study the efficient control strategy of Battery Energy Storage System (BESS) participating in the primary frequency regulation of the power grid, based on the analysis of the power system frequency modulation demand and the consideration of the state of charge (SOC) of the energy storage battery, this paper proposes a comprehensive primary frequency modulation control strategy that takes into account the grid frequency modulation demand and the SOC state of the energy storage battery, and the droop coefficient self-adaptive optimization and equalization control method are given under different states of charge. The battery can participate in the adaptive adjustment and state balance of the primary frequency modulation. Based on the regional power grid frequency modulation simulation model with energy storage batteries, the proposed control method is simulated and analyzed under step disturbance and continuous disturbance. The results show that the studied control strategy has advantages in both power system frequency adjustment and battery SOC maintenance.

Key words: battery energy storage system; primary frequency modulation; charge state; droop control; equilibrium strategy

退役锂电池梯次利用主动均衡方法研究

杨 扬¹, 谢长君¹, 朱文超²

(1. 武汉理工大学自动化学院, 湖北 武汉 430070; 2. 武汉理工大学汽车工程学院, 湖北 武汉 430070)

摘要: 针对退役锂电池数量多、不一致性严重等问题, 提出基于 Buck-Boost 电路的分组双向主动均衡结构。以荷电状态(SOC)为均衡变量, 电池小组内采用基于单电感的集中式均衡拓扑结构和均值-差值均衡算法, 电池小组间采用分布式均衡拓扑结构和极差法及相邻差值法结合的均衡策略, 分别实现电池小组内任意单体电池间均衡和相邻电池小组间均衡。12 节退役电池的静置均衡和充电均衡实验结果表明, 本文提出的均衡方法能快速有效地改善退役电池组的不一致性, 均衡时间分别为 98 min 和 87 min。

关键词: 退役锂电池; 分组均衡; 双向主动均衡; Buck-Boost 电路; 荷电状态(SOC)

DOI: 10.12067/ATEEE2008046

文章编号: 1003-3076(2021)06-0050-07

中图分类号: TM912

1 引言

退役锂电池容量通常为额定容量的 70% ~ 80%, 经过分选后, 仍具有良好的放电能力, 可以梯次利用于储能系统^[1,2]。出厂差异、环境因素、过充电和过放电以及长期使用等原因, 造成退役锂电池单体之间存在严重差异。电池组“木桶效应”会造成电池组放电容量降低和电池寿命缩短, 电池过充或过放甚至会引起安全事故^[3]。退役电池组梯次利用前进行均衡, 是改善退役电池组不一致性、延长使用寿命的有效方法。

目前, 均衡方法分为主动均衡和被动均衡。被动均衡是能量耗散型均衡, 存在均衡效率低和均衡散热问题。主动均衡方法研究主要包括均衡电路和均衡策略两方面。国内外学者提出的一些均衡拓扑, 涉及开关电容法、开关电感法、DC-DC 变换器法、变压器法等。开关电容均衡方法的缺点是均衡时间长、成本高。文献[4]提出基于多绕组变压器的单体电池间均衡方法, 文献[5]提出基于双向反激式 DC-DC 变换器的充电均衡器, 它们的优点是均衡速度较快, 均衡效率较高, 但是存在开关时序复杂和磁饱和的问题。文献[6]提出基于多开关电感的均衡电路, 只能实现相邻电池单体间均衡。文献

[7]提出一种单电感双向均衡电路, 可以实现任意单体电池间均衡, 但是当电池数量多时, 均衡时间较长。目前, 均衡策略主要包括基于电压差的均衡^[8]、基于 SOC 的均衡^[9,10]、基于容量差的均衡^[11]和基于剩余可用能量的均衡^[12]等。

集中式均衡电路具有结构简单、成本低的特点, 分布式均衡电路易于实现独立控制、可扩展性强且易于维护。结合两种均衡电路的优点, 本文提出基于 Buck-Boost 电路的分组双向主动均衡拓扑结构, 电池小组内和电池小组间分别采用基于电感的集中式双向均衡拓扑和分布式均衡拓扑。荷电状态(State of Charge, SOC) SOC 作为均衡变量, 以从某电动环卫车上退役的 12 个电池为例进行静置均衡和充电均衡实验验证。

2 退役电池分选

本文的退役锂电池来源于东风汽车有限公司生产的电动环卫车。退役锂电池的出厂参数为: 额定容量 40 A·h, 标称电压 3.2 V, 内阻 1 mΩ, 充电截止电压 3.6 V, 放电截止电压 2.5 V, 标准充放电电流为 0.3 C。整个退役电池组共有 106 个电池, 在对退役电池进行均衡前, 需要对退役电池进行分选, 过程如下:

收稿日期: 2020-08-23

基金项目: 国家自然科学基金项目(51977164)、湖北省技术创新重大项目(2018AAA059)

作者简介: 杨 扬(1990-), 女, 湖南籍, 实验师, 博士研究生, 研究方向为新能源动力系统与智能控制;
谢长君(1980-), 男, 湖北籍, 教授, 博士, 研究方向为新能源检测与控制。

(1)从 106 个退役电池中筛选出 50 个外观较好的退役电池。

(2)进行电压分选。①测量 50 个退役电池的开路电压(OCV),从中选出电压在 2.4~3.2 V 之间的退役电池 36 个。②为了防止过充,将 36 个退役电池以 10 A 恒流充电 2 h,测量每个电池的电压。充电后电压大于 3 V 的退役电池有 30 个,它们具有梯次利用价值。

(3)进行容量分选。由于退役电池的容量远低于出厂电池的容量,在对其进行均衡前,需要重新标定额定容量。容量试验依据国家标准 GB/T 34015—2017《电动汽车用牵引电池回收剩余容量试验》,步骤如下:①常温下,放掉退役电池的剩余能量并静置 15 min;②以 1 C 恒流充电至充电截止电压 3.6 V,然后转恒压充电至电流为 0.05 C;③静置 0.5 h;④以 1C 恒流放电至放电截止电压 2.5 V,记录放电容量;⑤重复步骤①~④共 3 次,以 3 次放电容量的平均值作为退役电池新的额定容量。30 个退役电池的新的额定容量分布如图 1 所示,可以看出,大多数退役电池的容量在 24~32 A·h 之间,从中选取了 12 个额定容量较大的退役电池作为本文的研究对象,编号为 B_1 、 B_2 、 \dots 、 B_{12} ,新标定的额定容量依次为 33.4 A·h、31.6 A·h、32.3 A·h、32.4 A·h、30.7 A·h、31.1 A·h、31.2 A·h、30.9 A·h、30.6 A·h、30.7 A·h、30.5 A·h、29.8 A·h。

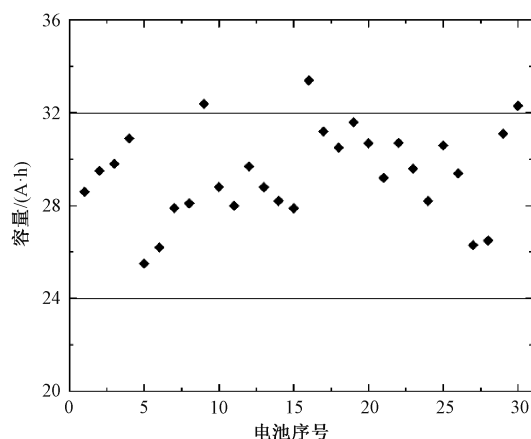


图 1 30 个退役电池新标定的额定容量

Fig.1 New rated capacity of 30 retired batteries

3 均衡电路拓扑

为了提高均衡效率,提出如图 2 所示的基于 Buck-Boost 电路的分组双向主动均衡拓扑结构,具有均衡电路结构简单、可扩展性强等优点。将 n 个

退役电池分成 m 个小组,每组包含 p 个退役电池。每个退役电池小组包含 1 个组内均衡子电路,即共有 m 个组内均衡子电路;组间均衡电路共有 $m-1$ 个。均衡结构中还包含采集电压、电流等信号的检测电路、均衡主控制器和驱动电路,以及均衡主控制器根据实时采集的退役电池相关参数,执行相应的均衡算法,对整个退役电池组进行均衡控制。在本文中,将分选之后的 12 个退役电池分成 3 个小组,每个电池小组由 4 个退役电池串联,3 个小组分别表示为 P_1 、 P_2 和 P_3 。

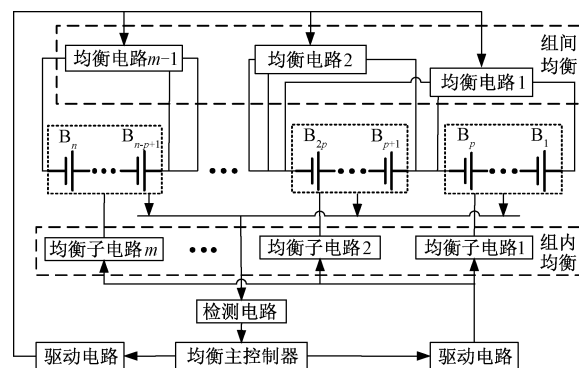


图 2 基于 Buck-Boost 电路的主动均衡拓扑

Fig.2 Active equalization topology based on Buck-Boost circuit

电池组内采用基于单电感的集中式双向主动均衡拓扑结构,如图 3 所示,包含由 p 个退役电池串联的电池小组、开关矩阵和储能单元,其中储能单元包括 1 个储能电感 L 、4 个 MOSFET 管和 4 个二极管。开关矩阵 $S_1 \sim S_{2p}$ 实际是 MOSFET 管,均衡电路只用到 MOSFET 管的正向导通特性,以消除 MOSFET 管的体二极管带来的电池短路的危险。该均衡电路可以实现电池小组内任意单体电池间的能量转移,具有能量传输效率高、电路结构简单、成本较低的优点。

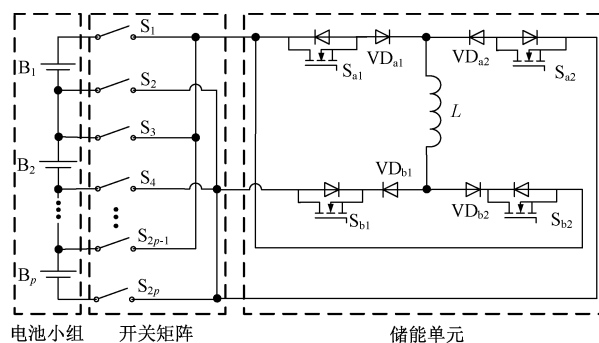


图 3 基于单电感的集中式主动均衡拓扑

Fig.3 Centralized active equalization topology based on single inductor

电池组间采用基于电感的分布式均衡拓扑结构,可以实现相邻电池小组间的能量转移,如图4所示。每两个电池小组之间共用1个储能电感,如电池小组 P_{m-1} 和电池小组 P_m 之间均配有电感 L_{m-1} 。由 m 个电池小组串联的组间均衡电路包括 $2m-2$ 个 MOSFET 管和 $m-1$ 个储能电感,具有控制简单、可扩展性强和易于模块化等优点。

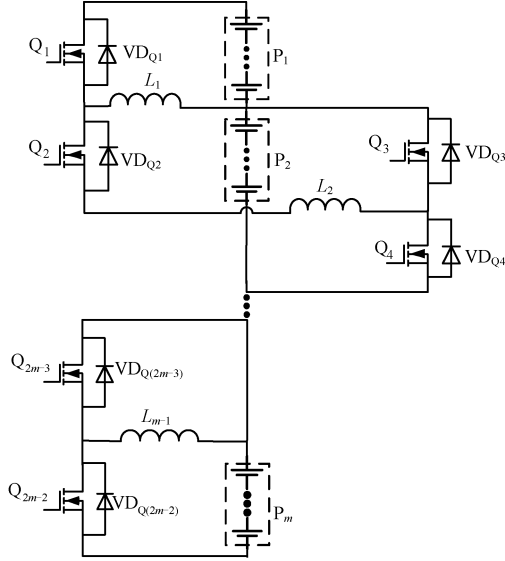


图4 组间分布式主动均衡拓扑

Fig.4 Distributed active balancing topology between groups

4 均衡电路原理

4.1 组内均衡电路

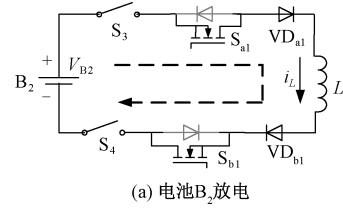
为了提高均衡电流和均衡能量利用效率,避免电池之间相互影响,将组内均衡电感电流工作于断续(Discontinuous Current Mode, DCM)模式。为了分析简便,不考虑二极管和 MOSFET 管压降。假设在电池小组 P_1 中,需要将电池 B_2 的能量转移到电池 B_1 中,能量转移路径分别如图5(a)和图5(b)所示。组内均衡电路关键波形如图6所示。

$0 \sim t_1$ 阶段, S_3, S_{a1}, S_{b1}, S_4 导通,如图5(a)所示,电池 B_2 经过 $S_3, S_{a1}, VD_{a1}, L, VD_{b1}, S_{b1}$ 和 S_4 构成的均衡路径将能量转移到储能电感 L 中。电感电流从0开始线性上升,有:

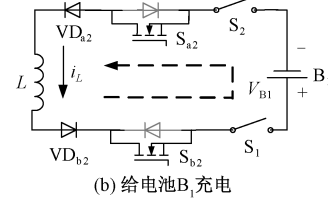
$$i_{B2}(t) = i_L(t) = \frac{V_{B2}}{L}t \quad (1)$$

式中, i_{B2} 和 i_L 分别为电池 B_2 和电感 L 的电流; V_{B2} 为电池 B_2 的端电压。设占空比为 D , 高频开关管周期为 T , 则电流最大值 $i_{L(max)}$ 为:

$$i_{L(max)} = \frac{V_{B2}}{L}DT \quad (2)$$



(a) 电池 B_2 放电



(b) 给电池 B_1 充电

图5 电池 B_1 和 B_2 能量转移路径

Fig.5 Energy transfer path of cells B_1 and B_2

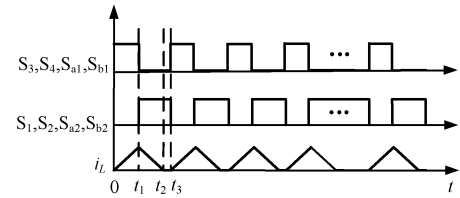


图6 组内均衡电路关键波形

Fig.6 Key waveforms of intra group equalization circuit

电池 B_2 放电过程中释放的电荷量 Q_{B2} 为:

$$Q_{B2} = \int_0^{DT} i_L dt = \frac{V_{B2}}{2L} (DT)^2 \quad (3)$$

$t_1 \sim t_2$ 阶段, S_3, S_{a1}, S_{b1}, S_4 关断,如图5(b)所示,电感 L 经过 $VD_{b2}, S_{b2}, S_1, B_1, S_2, S_{a2}, VD_{a2}$ 组成的均衡路径将电感 L 储存的能量转移到电池 B_1 中。电感电流从最大值线性下降到0。

$t_2 \sim t_3$ 阶段, 电感电流为0。

4.2 组间均衡电路

以电池小组 P_1, P_2 为例,假设电池小组 P_2 向电池小组 P_1 转移能量。MOSFET 管由 PWM 信号控制,设均衡占空比为 D ,使电感工作在 DCM 模式,均衡电路在一个均衡周期 T 内的工作原理如下。

第一阶段,如图7(a)所示, Q_2 导通,电池小组 P_2 向电感 L_1 转移能量,电感电流从0开始线性上升到最大值,电感 L_1 的电流为:

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{P2}}{L_1}t \quad (4)$$

电感 L_1 电流最大值为:

$$i_{L1(max)} = \frac{V_{P2}}{L_1}DT \quad (5)$$

第二阶段,如图7(b)所示, Q_2 关断,电感 L_1 通过 Q_1 的体二极管 VD_{Q1} 给电池小组 P_1 充电,电感电

流从最大值线性下降到 0,电感电流为:

$$i_{L1}(t) = i_{L1(max)} - \frac{V_{P1}}{L_1}(t - DT) \quad (6)$$

第三阶段, Q_1 和 Q_2 关断,电感电流为 0。

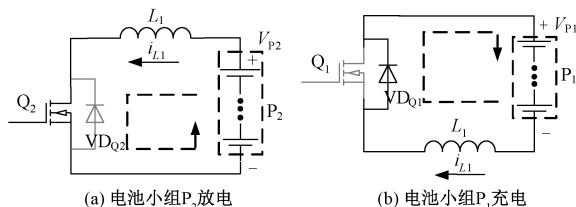


图 7 电池小组 P_1 和 P_2 能量转移路径

Fig.7 Energy transfer path of battery groups P_1 and P_2

5 均衡策略

本文选择退役电池 SOC 作为均衡目标变量,可以很好地判定电池组一致性,且不用考虑单体电池额定容量的差异,使单体电池能同时达到其充、放电截止电压,提高电池组容量利用率。采用本文提出的基于平方根无迹卡尔曼滤波的锂电池荷电状态估计方法^[13]进行 SOC 估算。

综合考虑均衡时间和均衡能量利用效率,取占空比 D 为 45%,最大均衡电流约 4 A,开关频率为 1 kHz,根据式(2)和式(5),取组内均衡电路电感和组间均衡电路电感分别为 0.35 mH 和 1.4 mH。采用先组内均衡、后组间均衡的策略实现整个退役电池小组均衡,即首先使各电池小组内部实现均衡,然后进行电池小组间的均衡控制。

由于组内均衡电路可实现任意单体与单体电池之间均衡,采用均值-差值法能提高均衡效率,均衡流程为:

步骤 1) 估算每个退役电池的剩余容量 SOC(i),并计算该电池小组内所有单体电池的 SOC 平均值 SOC_{avg} 。

步骤 2) 设定组内均衡阈值 ΔSOC 。

步骤 3) 判断 $|SOC(i) - SOC_{avg}|$ 是否大于 ΔSOC ,若是,则执行步骤 4);否则执行步骤 6)。

步骤 4) SOC 最大的退役电池单体向 SOC 最小的退役电池单体转移能量。

步骤 5) 循环执行步骤 3) 和步骤 4)。

步骤 6) 组内均衡结束。

组间均衡电路实现相邻电池小组间均衡,采用极差法与相邻差值法相结合的混合均衡策略。既利用相邻差值法控制简单且均衡速度快的优点改善相

邻电池小组间的一致性,又可以使某个 SOC 最大或者最小的电池小组实现较快均衡,以减小整个电池组极差。均衡流程如下:

步骤 1) 设定相邻差值法均衡阈值 ΔSOC_A 和极差法均衡阈值 ΔSOC_J 。

步骤 2) 估算每个电池小组的 SOC 平均值 $SOC_{avg}(m)$ 。求 $SOC_{avg}(m)$ 之间的极差 r 和相邻电池小组的最大差值 r_{Amax} 。

步骤 3) 若 $r > \Delta SOC_J$ 且 $r_{Amax} > \Delta SOC_A$,执行步骤 4);若 $r > \Delta SOC_J$ 且 $r_{Amax} \leq \Delta SOC_A$,执行步骤 5);若 $r \leq \Delta SOC_J$,执行步骤 6)。

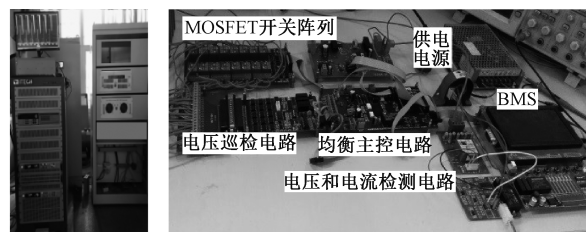
步骤 4) 进行相邻电池小组间能量转移。循环执行步骤 3)。

步骤 5) SOC 平均值最大的电池小组向 SOC 平均值最小的电池小组转移能量,若这两个电池小组不相邻,则还需借助相邻电池小组作为能量转移媒介。循环执行步骤 3)。

步骤 6) 组间均衡结束。

6 实验与结果分析

将图 8(a) 所示的 ITECH ITS5300 电池测试系统与图 8(b) 所示的均衡测试台架集成,用于退役电池均衡实验。均衡测试台架包括电池管理系统、均衡主控电路、开关阵列、电压电流检测电路、供电电源等。



(a) 电池测试系统

(b) 均衡测试台架

图 8 实验硬件实物图

Fig.8 Physical figures of experimental hardware

组内均衡阈值 ΔSOC 设定为 0.5%,组间相邻差值法均衡阈值 ΔSOC_A 和极差法均衡阈值 ΔSOC_J 分别为 0.5% 和 1%。

图 9 所示为静置均衡时退役电池 SOC 变化过程,均衡分为以下阶段:

(1) 0~1 140 s, 电池小组 P_1 、 P_2 和 P_3 组内均衡,在 1 140 s 左右,电池小组 P_1 组内均衡完成。

(2) 1 140~2 220 s, 只有电池小组 P_2 和 P_3 进行组内均衡,在 2 220 s 左右,电池小组 P_2 组内均衡

完成。

(3) 2 220~2 280 s, 只有电池小组 P₃ 进行组内均衡, 在 2 280 s 左右, 电池小组组内均衡全部完成。

(4) 2 280~5 880 s, 电池小组间均衡, 整个退役电池组静置均衡时间约 98 min。退役电池均衡前后参数对比见表 1, 静置均衡前后退役电池组单体电池 SOC 极差分别为 10.2% 和 2%, 单体电池与退役电池组 SOC 平均值的最大偏差分别为 5.2% 和 1%, 均衡电荷转移效率为 70.06%。

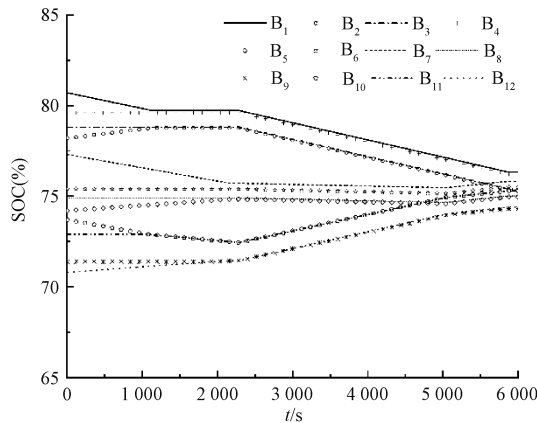


图 9 静置均衡时电池 SOC 变化过程

Fig.9 SOC's of batteries during static equalization process

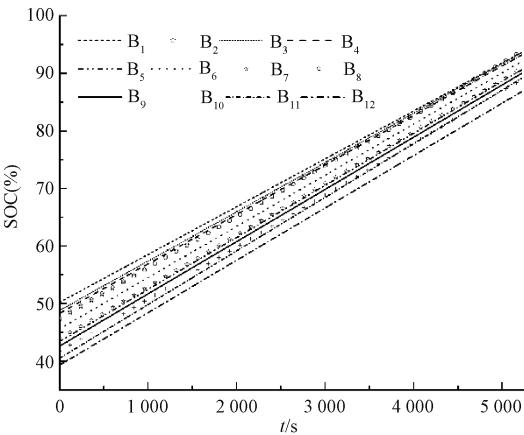
表 1 退役电池均衡前后参数对比

Tab.1 Comparison of parameters before and after equalization of retired batteries

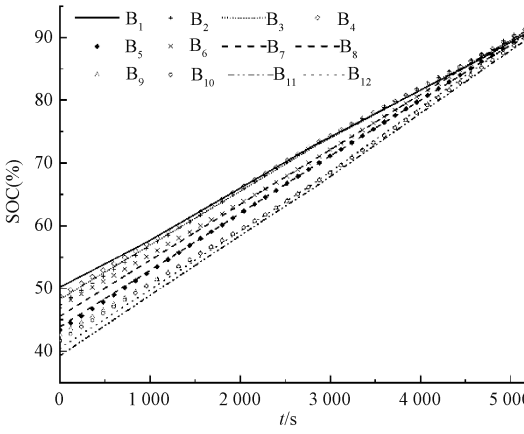
电池 编号	静置均衡 SOC(%)		充电均衡 SOC(%)	
	均衡前	均衡后	均衡前	均衡后
B ₁	80.7	76.32	50.2	91.04
B ₂	78.2	75.35	47.5	91.98
B ₃	78.8	75.4	48.3	91.38
B ₄	79.6	76.21	48.8	91.75
B ₅	74.2	74.95	43.4	90.74
B ₆	75.4	75.51	47.2	91.47
B ₇	77.3	75.82	45.6	91.40
B ₈	74.9	75.01	43.9	90.61
B ₉	72.4	74.32	42.6	90.48
B ₁₀	73.7	75.29	41.7	90.39
B ₁₁	72.8	75.29	39.3	90.04
B ₁₂	70.5	74.39	40.5	90.97
均值	75.7	75.32	44.92	91.02
极差	10.2	2	10.9	1.94
最大均差	5.2	1	5.62	0.98

对退役电池组进行恒流充电, 当任意单体电池电压达到充电截止电压 3.6 V 时, 停止充电。均衡前退役电池组单体电池 SOC 极差为 10.9%, 单体电

池与退役电池组 SOC 平均值的最大偏差为 5.62%。图 10(a) 所示为退役电池组无均衡充电时 SOC 变化, 充电 87 min 后退役电池组单体 SOC 极差为 6.98%。仅对退役电池进行恒流充电并不能减小单体 SOC 差异, 而本实验中恒流充电使退役电池组 SOC 差异变小的原因是退役电池新标定的额定容量不同, 导致不同退役电池在相同时间内恒流充电所增加的容量不同。图 10(b) 所示为充电均衡时电池 SOC 变化过程, 充电均衡时间约为 87 min, 达到均衡状态时退役电池组单体电池 SOC 极差为 1.94%, 单体电池与退役电池组 SOC 平均值的最大偏差为 0.98%, 均衡电荷转移效率为 65.31%。



(a) 无均衡充电



(b) 均衡充电

图 10 充电时电池 SOC 变化过程

Fig.10 SOC's of batteries during charging process

7 结论

本文针对退役锂电池数量多且存在严重不一致性的问题, 结合集中式均衡拓扑和分布式均衡拓扑的优点, 提出基于 Buck-Boost 电路的分组双向主动均衡电路, 以 SOC 为均衡判据, 分别采用均值-差值

法和极差法及相邻差值法结合的均衡策略,可同时均衡多个退役电池,具有控制简单、成本低、可扩展性强等优点。

搭建均衡实验台架,以 12 节退役电池为例进行静置均衡和充电均衡实验。结果表明,本文提出的均衡方法能够快速改善退役电池组的不一致性,均衡时间较短。虽然均衡电荷转移效率不高,但是改善退役电池组的不一致性,以提高电池组容量利用率,对于退役电池梯次利用更为重要。

参考文献 (References):

- [1] 郑志坤, 赵光金, 金阳, 等 (Zheng Zhikun, Zhao Guangjin, Jin Yang, et al.). 基于库仑效率的退役锂离子动力电池储能梯次利用筛选 (The reutilization screening of retired electric vehicle lithium-ion battery based on coulombic efficiency) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2019, 34 (S1): 388-395.
- [2] 冯晓丽 (Feng Xiaoli). 光伏储能电站的经济性分析 (Economical analysis of photovoltaic power station with battery energy storage system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (9): 52-58.
- [3] 赵光金, 唐国鹏 (Zhao Guangjin, Tang Guopeng). 主被动均衡技术及其在电池梯次利用中的应用 (Active-passive hybrid equalization circuit design technology and its application in echelon use of lithium-ion power batteries) [J]. 电源技术 (Chinese Journal of Power Sources), 2018, 42 (7): 983-986, 1075.
- [4] Chen Y, Liu X, Cui Y, et al. A multi-winding transformer cell-to-cell active equalization method for lithium-ion batteries with reduced number of driving circuits [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (7): 4916-4929.
- [5] Hannan M A, Hoque M M, Peng S E, et al. Lithium-ion battery charge equalization algorithm for electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53 (3): 2541-2549.
- [6] 陈益广, 唐林, 沈勇环 (Chen Yiguang, Tang Lin, Shen Yonghuan). 基于 Boost-Buck 电路的锂离子电池组均衡充电方法 (Equalization charging method of lithium-ion battery series based on Boost-Buck circuit) [J]. 电力系统及其自动化学报 (Proceedings of the CSU-EPSA), 2014, 26 (10): 56-60.
- [7] 戴帅龙, 孙宇轩, 王家禹, 等 (Dai Shuailong, Sun Yuxuan, Wang Jiayu, et al.). 基于多相交错变换器的锂电池组均衡控制 (Lithium battery pack equalization control based on multiphase interleaved converter) [J]. 电源技术 (Chinese Journal of Power Sources), 2019, 43 (9): 1539-1542, 1558.
- [8] 梁波, 齐江江, 李玉忍, 等 (Liang Bo, Qi Jiangjiang, Li Yuren, et al.). 锂电池组均衡充放电控制策略研究 (Study on control strategy of charge and discharge for lithium battery series) [J]. 西北工业大学学报 (Journal of Northwestern Polytechnical University), 2017, 35 (4): 704-710.
- [9] Ouyang Q, Chen J, Zheng J, et al. SOC estimation-based quasi-sliding mode control for cell balancing in lithium-ion battery packs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (4): 3427-3436.
- [10] 隋欣, 张晓虎, 陈永翀, 等 (Sui Xin, Zhang Xiaohu, Chen Yongchong, et al.). 基于等效电路模型的串联电池组不一致分布特征仿真分析 (Simulation analysis of inconsistency distribution characteristics of series battery based on equivalent circuit model) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (9): 24-32.
- [11] 王立业, 王丽芳, 刘伟龙 (Wang Liye, Wang Lifang, Liu Weilong). 基于容量差的电动汽车主动均衡控制策略研究 (Research on active balance control strategy of electric vehicle based on capacity difference) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (11): 44-50.
- [12] Diao W, Xue N, Bhattacharjee V, et al. Active battery cell equalization based on residual available energy maximization [J]. Applied Energy, 2018, 210: 690-698.
- [13] 费亚龙, 谢长君, 汤泽波, 等 (Fei Yalong, Xie Changjun, Tang Zebo, et al.). 基于平方根无迹卡尔曼滤波的锂电池状态估计 (State-of-charge estimation based on square root unscented Kalman filter algorithm for li-ion batteries) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2017, 37 (15): 4514-4520.

Research on active equalization method of retired lithium-ion batteries for the echelon utilization

YANG Yang¹, XIE Chang-jun¹, ZHU Wen-chao²

(1.School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China;2.School of Automotive Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: Aiming at the problems of large number and serious inconsistency of retired lithium batteries, a grouping bidirectional active equalization structure based on buck-boost circuit is proposed. SOC is used as the equalization variable. Centralized equalization topology based on single inductor and mean difference algorithm are adopted for balancing within the battery group, and distributed equalization topology and the equalization strategy range method combined with adjacent difference method are used for balancing between battery groups, balance respectively. The experimental results of static equalization and charge equalization of 12 retired batteries show that, the proposed equalization method can improve the inconsistency of retired batteries fast and effectively, and the equalization time is 98 min and 87 min respectively.

Key words: retired lithium batteries; grouping equalization; bidirectional active equalization; Buck-Boost circuit; state of charge(SOC)

一种混合开关电容和开关电感的新型均衡电路

范元亮^{1,2}, 吴 涵^{1,2}, 徐梦然³, 黄建业^{1,2}, 林 爽¹, 刘冰倩^{1,2}

(1. 国网福建省电力有限公司电力科学研究院, 福建 福州 350007;

2. 福建省高供电可靠性配电技术企业重点实验室, 福建 福州 350007;

3. 广东工业大学自动化学院, 广东 广州 510006)

摘要: 储能系统中相互串联的多个储能元件之间的容量差异, 会导致整个储能系统的有效容量下降。基于开关电容的主动均衡电路可以有效应对容量差异。然而, 传统开关电容均衡电路的均衡速度较慢, 而串并联开关电容均衡电路则需使用较多的开关器件。针对该问题, 本文提出了一种混合开关电容和开关电感的新型均衡电路, 并对电路中开关电容和开关电感的工作模态进行了详细的分析。最后, 搭建了新型均衡电路的样机及实验平台, 验证了电路的可行性, 并证明其与传统开关电容均衡电路相比具有更快的均衡速度。

关键词: 储能系统; 主动均衡; 开关电容; 开关电感

DOI: 10.12067/ATEEE2008017

文章编号: 1003-3076(2021)06-0057-07

中图分类号: TM53

1 引言

随着新能源的大规模开发, 电网需要大量的储能系统来平抑新能源的功率波动。锂离子电池和超级电容等电压源型储能元件, 是目前主要的储能设备^[1]。由于单个储能元件的电压较小, 通常需要将多个储能元件串联, 以满足电网或负载的电压要求^[2]。由于生产工艺的原因, 多个储能元件之间的特性存在差异, 这些差异会随着储能元件的老化逐步扩大。对于由多个储能元件串联而成的储能系统, 当某个元件达到满充状态后, 整个储能系统必须停止充电, 以保证所有储能元件的安全运行; 当某个储能元件电量放空后, 整个储能系统也必须停止放电, 以保证所有储能元件的寿命。因此, 整个储能系统的有效容量, 实际上是由其中性能最差的储能元件决定的, 严重影响储能系统的使用效率^[3]。

针对上述问题, 国内外学者对储能系统的均衡方法进行了广泛研究。目前, 储能系统的均衡方法主要分为被动均衡和主动均衡^[4]。被动均衡是利用电阻消耗储能元件中的多余电能, 从而实现各个储能元件的电能趋于一致。这种方法结构简单, 成

本较低, 但会伴随大量的电能损耗, 效率较低, 同时存在热管理的问题^[5]。主动均衡是利用电感、电容、开关等元件, 将电能从电压高的元件向电压低的元件传递, 能量效率高, 得到广泛应用^[6-9]。

开关电容均衡是目前主要的主动均衡方式^[10]。文献^[11]提出了如图1所示的开关电容均衡电路, 为 n 个电池配置 $2n$ 个开关器件和 $n-1$ 个开关电容, 通过开关 S_{i1} 和开关 S_{i2} ($i=1, 2, 3, \dots, n$) 的交替导通, 实现电能在不同电池单元之间的传递。该电路拓扑和控制方法简单易行, 具有较高的稳定性和可行性。然而, 当两个电池单元之间距离较远时, 需要经过的电容数量较多, 导致均衡速度较低。

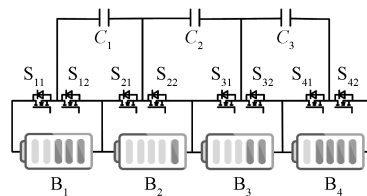


图1 传统开关电容均衡电路

Fig.1 Conventional equalization circuit using switched-capacitor

收稿日期: 2020-08-11

基金项目: 国家电网有限公司总部科技项目(521304190072)、国家自然科学基金项目(61802070)和福建省工业引导性(重点)项目(2020H0043)

作者简介: 范元亮(1979-), 男, 福建籍, 高级工程师, 博士, 研究方向为电力储能和智能配电网;

徐梦然(1996-), 男, 四川籍, 硕士研究生, 研究方向为储能系统均衡与功率变换电路(通讯作者)。

为了加快均衡速度,文献[12]提出了一种串并联开关电容均衡电路,如图2所示。该电路由多个均衡单元组成,每个均衡单元均包括一个开关电容和四个开关器件。在均衡过程中,首先将储能元件与对应的开关电容并联,直到两者的电压一致;然后将所有开关电容并联,则电压较高的开关电容自动向电压较低的开关电容充电。将这两个过程循环切换,使电能自动从电压较高的元件传递到电压较低的元件,实现电能在任意元件之间的直接传递,故在元件数量较多的应用场合中,仍能维持较快的均衡速度。然而,该电路每个储能元件需要配置四个开关器件和一个电容,增大了均衡电路的体积和成本。

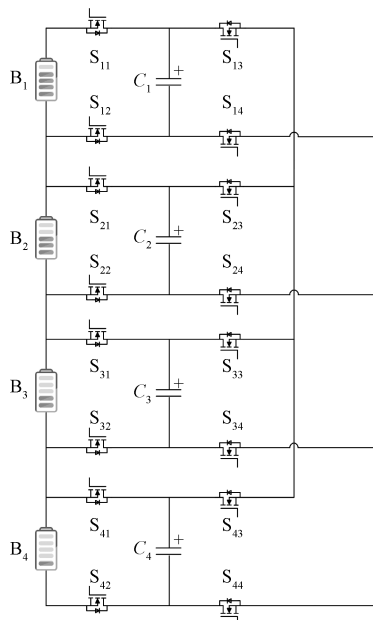


图2 串并联开关电容均衡电路

Fig.2 Equalization circuit using series-parallel switched-capacitor

针对上述均衡电路的缺点,本文引入了开关电感,提出一种混合开关电容和开关电感的新型均衡电路。该电路与传统开关电容均衡电路相比,具有更快的均衡速度;与串并联开关电容均衡电路相比,开关器件数量减少了1/4以上。最后,搭建了实验样机,验证了所提出均衡电路的有效性。

2 新型均衡电路的拓扑结构

本文提出的混合开关电容和开关电感的新型均衡电路的拓扑结构如图3所示。在该电路中,相邻的两个储能元件构成一个储能单元;储能单元与开

关电感单元、开关电容单元并联,构成一个模块;多个模块串联,形成了储能系统均衡电路。该电路通过开关电感单元实现储能单元内的均衡,通过并联开关电容单元实现储能单元间的均衡。对于一个包含 n 个储能元件的储能系统,所提出的电路需要使用 $3n-4$ 个开关管,与图2所示电路需要的 $4n$ 个开关管相比,新型均衡电路的开关管数量减少了1/4以上,且无源器件(例如电感和电容)的数量基本保持不变。

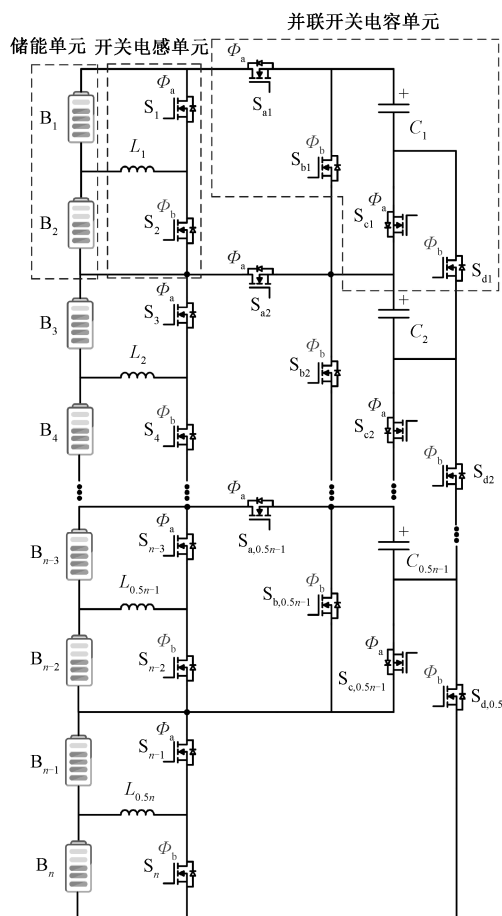


图3 混合开关电容和开关电感的新型均衡电路

Fig.3 Novel equalization circuit combining switched-capacitor and switched-inductor

本文提出的新型均衡电路具有控制简单的优点,只需要一组互补导通的驱动脉冲 ϕ_a 和 ϕ_b ,且将占空比固定为0.5,即可实现对所有开关管的控制。每个开关管对应的驱动脉冲如图4所示,开关管 S_{2i-1} 、 $S_{a,i}$ 和 $S_{c,i}$ 由 ϕ_a 控制,开关管 S_{2i} 、 $S_{b,i}$ 和 $S_{d,i}$ 由 ϕ_b 控制。为了防止电路发生直通短路,在 ϕ_a 和 ϕ_b 之间设置了死区时间,如图4所示。

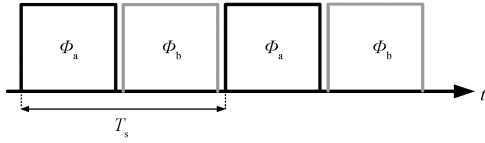


图4 开关管驱动信号

Fig.4 Drive signals of switches

3 新型均衡电路的工作模式分析

3.1 开关电感单元工作模式

如图3所示,整个系统由多个储能单元串联而成。每个储能单元内部,储能元件之间的均衡通过与之并联的开关电感单元实现。由于所有开关电感单元采用了相同的拓扑结构和驱动信号,本节以第一个单元为例,进行开关电感单元的工作模式分析。

本节以 $U_{B1} > U_{B2}$ 的情况为例,分析开关电感工作模式,如图5所示。对于 $U_{B1} < U_{B2}$ 的情况,其工作原理和分析方法与 $U_{B1} > U_{B2}$ 相同,只是电流方向不同。选取储能单体被充电时的电流方向为参考方向。

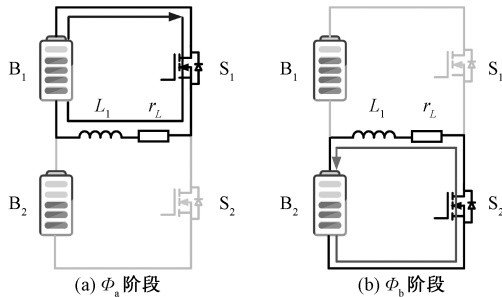


图5 开关电感工作模式

Fig.5 Switched-inductor operation modes

在 Φ_a 阶段,如图5(a)所示, S_1 导通, S_2 关断, 储能单元 B_1 对电感 L_1 充电。由基尔霍夫电压定律可得:

$$U_{L1}(\Phi_a) = U_{B1} - I_{L1}(\Phi_a)r_L \quad (1)$$

式中, U_{B1} 为储能元件平均电压; U_{L1} 为电感平均电压; I_{L1} 为电感平均电流; r_L 为电感的等效直流内阻。平均电压和平均电流即为电压和电流在一个周期内的平均值。

在 Φ_b 阶段,如图5(b)所示, S_1 关断, S_2 导通, 电感 L_1 对储能元件 B_2 放电。由基尔霍夫电压定律可得:

$$U_{L1}(\Phi_b) = -U_{B2} - I_{L1}(\Phi_b)r_L \quad (2)$$

根据电感的伏秒平衡原理,有:

$$[U_{B1} - I_{L1}(\Phi_a)r_L]T_{\Phi_a} = [U_{B2} + I_{L1}(\Phi_b)r_L]T_{\Phi_b} \quad (3)$$

由于占空比固定为 0.5,有:

$$T_{\Phi_a} = T_{\Phi_b} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3)可得:

$$U_{B1} - U_{B2} = [I_{L1}(\Phi_a) + I_{L1}(\Phi_b)]r_L \quad (5)$$

在 Φ_a 和 Φ_b 阶段,电感的平均电流相同,即:

$$I_{L1}(\Phi_a) = I_{L1}(\Phi_b) \quad (6)$$

由于开关管互补导通,且占空比固定为 0.5,有:

$$I_B = \frac{I_{L1}}{2} \quad (7)$$

式中, I_B 为储能元件平均电流。

由式(5)~式(7)可得:

$$U_{B1} - U_{B2} = 4I_B r_L \quad (8)$$

因此,开关电感单元的等效电路如图6所示, R_{SL} 为开关电感单元的等效电阻,其中 $R_{SL} = 4r_L$ 。

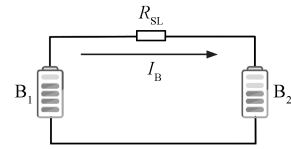


图6 开关电感单元的等效电路

Fig.6 Equivalent circuit of switched-inductor unit

由图6可以看出,均衡电流的大小取决于储能元件的电压差和开关电感的等效内阻,故为保证较快的均衡速度,需选取等效直流内阻较小的电感。

3.2 并联开关电容单元工作模式

如图3所示,储能单元之间的均衡,由并联开关电容单元完成,其中最后一个储能单元(B_{n-1} 、 B_n)无需并联开关电容单元。由于每个并联开关电容单元中开关管的驱动信号相同,本节以第一个并联开关电容单元为例,进行工作模式分析。

以 $(U_{B1} + U_{B2}) > U_{C1}(t_{a0})$ 和 $(U_{B3} + U_{B4}) < U_{C2}(t_{a0})$ 的情况为例进行分析,其中 $U_{C1}(t_{a0})$ 、 $U_{C2}(t_{a0})$ 分别为电容 C_1 、 C_2 在 Φ_a 阶段的初始电压。对于 $(U_{B1} + U_{B2}) < U_{C1}(t_{a0})$ 和 $(U_{B3} + U_{B4}) > U_{C2}(t_{a0})$ 的情况,工作原理和分析方法与前者相同,只是电流方向相反。

在 Φ_a 阶段,如图7(a)所示, S_{a1} 、 S_{c1} 、 S_{a2} 、 S_{c2} 导通, S_{b1} 、 S_{d1} 、 S_{b2} 、 S_{d2} 关断, 储能元件 B_1 和 B_2 向电容 C_1 充电, 电容 C_2 向储能元件 B_3 和 B_4 放电, 电容电压可表示为:

$$U_{C1}(t) = U_{Bm1} + [U_{C1}(t_{a0}) - U_{Bm1}]e^{-\frac{t}{(r_c+r_s)C}} \quad (9)$$

$$U_{C2}(t) = U_{Bm2} + [U_{C2}(t_{a0}) - U_{Bm2}]e^{-\frac{t}{(r_c+r_s)C}} \quad (10)$$

式中, r_c 为开关电容的等效串联内阻; r_s 为开关管的

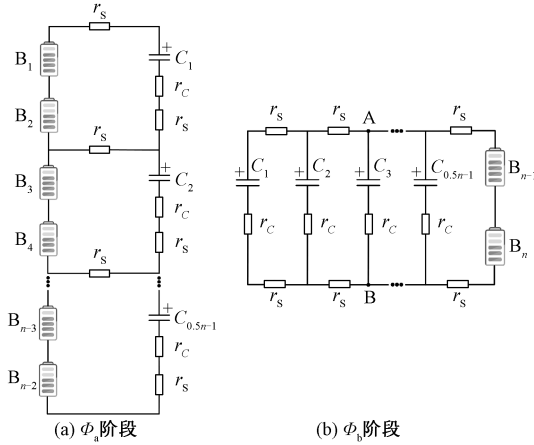


图7 并联开关电容工作模式

Fig.7 Parallel switched-capacitor operation modes

导通电阻; $U_{Bm1} = (U_{B1} + U_{B2})$, $U_{Bm2} = (U_{B3} + U_{B4})$ 。

由于开关管导通电阻(一般为 $0.5 \sim 100 \text{ m}\Omega$)远小于电容的等效串联内阻(一般为 $20 \sim 1\,000 \text{ m}\Omega$),为简化分析,忽略开关管导通电阻。考虑到储能单元的容量远大于开关电容的容量,在一个开关周期的 Φ_a 阶段中,可将储能单元的电压视为常数。

在 Φ_b 阶段,如图 7(b) 所示, S_{a1} 、 S_{c1} 、 S_{a2} 、 S_{c2} 关断, S_{b1} 、 S_{d1} 、 S_{b2} 、 S_{d2} 导通,开关电容 C_1 和 C_2 并联。则 A、B 两点的电压可表示为:

$$U_{AB}(t) = U_{Ci}(t) - r_c I_{Ci}(t) = U_{B(n-1)} + U_{Bn} \quad (11)$$

在此阶段中,电路可等效为所有电容和储能单元 B_{n-1} 、 B_n 并联,则电容电压可表示为:

$$U_{C1}(t) = U_{AB} + [U_{C1}(t_{b0}) - U_{AB}]e^{-\frac{t}{r_c C}} \quad (12)$$

$$U_{C2}(t) = U_{AB} + [U_{C2}(t_{b0}) - U_{AB}]e^{-\frac{t}{r_c C}} \quad (13)$$

电容 C_1 在 Φ_a 阶段结束时电压达到最大值 U_{C1_max} ,在 Φ_b 阶段结束时电压达到最小值 U_{C1_min} ,因此有:

$$U_{C1_max} = U_{Bm1} + (U_{C1_min} - U_{Bm1})e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}} \quad (14)$$

$$U_{C1_min} = U_{AB} + (U_{C1_max} - U_{AB})e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}} \quad (15)$$

将式(14)和式(15)两边同时相加可得:

$$U_{Bm1} + U_{AB} = U_{C1_max} + U_{C1_min} \quad (16)$$

将式(14)和式(15)两边同时相减可得:

$$U_{Bm1} - U_{AB} = (U_{C1_max} - U_{C1_min}) \frac{1 + e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}}{1 - e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}} \quad (17)$$

电容 C_2 在 Φ_a 阶段结束时电压达到最小值 U_{C2_min} ,在 Φ_b 阶段结束时电压达到最大值 U_{C2_max} ,因此有:

$$U_{C2_max} = U_{AB} + (U_{C2_min} - U_{AB})e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}} \quad (18)$$

$$U_{C2_min} = U_{Bm2} + (U_{C2_max} - U_{Bm2})e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}} \quad (19)$$

同上,可将式(18)和式(19)整理为:

$$U_{Bm2} + U_{AB} = U_{C2_max} + U_{C2_min} \quad (20)$$

$$U_{AB} - U_{Bm2} = (U_{C2_max} - U_{C2_min}) \frac{1 + e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}}{1 - e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}} \quad (21)$$

对于电容而言,在一个周期内有:

$$\Delta Q_{Ci} = C(U_{Ci_max} - U_{Ci_min}) = I_{Ci} T_s = \frac{I_{Ci}}{f_s} \quad (22)$$

式(16)和式(20)可表示为:

$$U_{AB} = U_{Bm1} - I_{C1} R_{SC} \quad (23)$$

$$U_{AB} = U_{Bm2} + I_{C2} R_{SC} \quad (24)$$

将式(22)代入式(23)和式(24)可得:

$$R_{SC} = \frac{1 + e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}}}{C f_s (1 - e^{-\frac{1}{2r_c C f_s}})} \quad (25)$$

式中, R_{SC} 为并联开关电容单元的等效电阻。并联开关电容单元的等效电路如图 8 所示,在等效电路图中多绕组变压器所有绕组的匝数相同,则储能单元 $B_1 \sim B_{n-2}$ 均可等效为与储能单元 B_{n-1} 、 B_n 通过等效电阻 R_{SC} 并联。

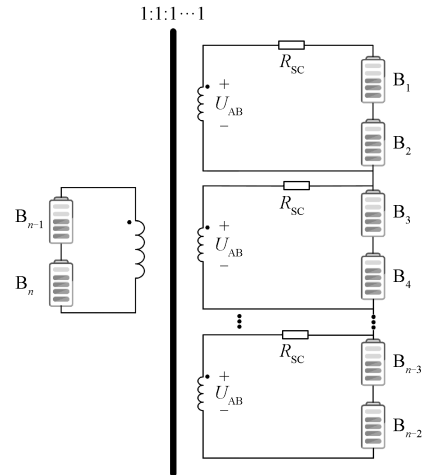


图8 并联开关电容单元等效电路图

Fig.8 Equivalent circuit of parallel switched-capacitor unit

由图 8 可知,当储能单元之间的电压差确定时,均衡电流的大小主要取决于 R_{SC} 的大小。取 $r_c = 0.05 \Omega$,则 R_{SC} 和 $C f_s$ 的关系如图 9 所示,当 $C f_s \geq 4$ 时, R_{SC} 取得较小值且不会显著增加,此时均衡电流较大,均衡速度较快。

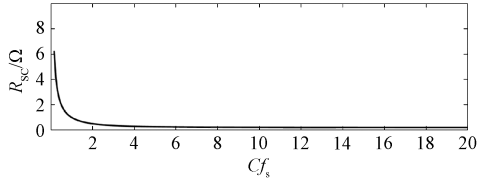


图9 并联开关电容单元等效电阻变化曲线
Fig.9 Variation curve of equivalent resistance in parallel switched-capacitor unit

4 电路参数设计

为便于更好地应用本文提出的新型均衡电路,本节详细地给出了电路的主要参数设计。

4.1 电感参数设计

电感的容量可由电感的峰间电流进行设计,由3.1节分析可知电感的峰间电流可表示为:

$$\Delta i_{Li} = \frac{U_{Li}}{L_i} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)}}{4L} T_s \quad (26)$$

$$\Delta i_{Li} = x_{Li} \% I_{Li} = \frac{|U_{B(2i-1)} - U_{B(2i)}|}{2r_{Li}} x_{Li} \% \quad (27)$$

式中, $x_{Li} \%$ 为电感 L_i ($i=1,2,\dots,n$) 的电流纹波系数; $U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)}$ 为所对应的储能单元电压之和; $|U_{B(2i-1)} - U_{B(2i)}|$ 为所对应的储能单元电压之差。根据式(26)和式(27)可得:

$$L_i = \frac{U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)}}{|U_{B(2i-1)} - U_{B(2i)}|} \cdot \frac{r_{Li}}{2f_s x_{Li} \%} \quad (28)$$

电感的电流应力可表示为:

$$I_{Li-pk} = I_{Li} + \frac{1}{2} \Delta i_{Li} = \frac{|U_{B(2i-1)} - U_{B(2i)}|}{2r_{Li}} + \frac{U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)}}{8L_i f_s} \quad (29)$$

4.2 电容参数设计

电容的容量可由电容的峰间电压进行设计,由3.2节分析可知电容的峰间电压可表示为:

$$\Delta u_{Ci} = \frac{I_{Bmax}}{C_i f_s} = x_{Ci} \% U_{Ci} \quad (30)$$

式中, $x_{Ci} \%$ 为电容 C_i 的电压纹波系数; I_{Bmax} 为储能单元允许的最大电流。根据式(30)可得:

$$C_i = \frac{I_{Bmax}}{x_{Ci} \% f_s U_{Ci}} \quad (31)$$

电容的电压应力可表示为:

$$U_{Ci-pk} = U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)} \quad (32)$$

4.3 开关管参数设计

开关管的电压应力可表示为:

$$U_{Si-pk} = U_{B(2i-1)} + U_{B(2i)} \quad (33)$$

开关电感单元中开关管的电流应力与该单元中

电感的电流应力相等,即:

$$I_{S(2i-1)-pk} = I_{S(2i)-pk} = I_{Li-pk} \quad (34)$$

并联开关电容单元中开关管的电流应力与该单元中电容的峰值电流相等,而在实际应用中电容峰值电流不会超过储能单元允许的最大电流 I_{Bmax} ,即:

$$I_{Sai-pk} = I_{Sbi-pk} = I_{Sci-pk} = I_{Sdi-pk} = I_{Bmax} \quad (35)$$

5 实验结果与比较

为分析均衡电路的实际运行效果,搭建了新型均衡电路的样机和实验平台,如图10所示。样机采用4个100 F的超级电容作为储能元件,实验开始前将储能元件 $B_1 \sim B_4$ 分别充电至1.8 V、1.6 V、1.0 V、0.8 V,开关频率设置为50 kHz,均衡电路的参数见表1。



图10 均衡电路样机和实验平台

Fig.10 Prototype and experimental platform of equalization circuit

表1 均衡电路参数

Tab.1 Parameters of equalization circuit

器件	型号	容量	单价/元	体积/cm ³
电容	35SVPK330M	330 μF	2.2	0.99
电感	VLU0810-330KB	33 μH	0.8	0.98
开关	IRFZ48N	\	2.6	0.49

同时,在相同的电路参数和初始条件下,对传统开关电容均衡电路也进行了实验分析。采用数据采集仪 HIOKI LR8400-21 分别记录所有储能元件的电压,分别如图11和图12所示。

由图11可见,传统开关电容均衡电路,在经过826 s后,储能元件之间的电压偏差减小到20 mV以内;由图12可见,本文提出的新型均衡电路,储能元件之间的电压偏差只需要550 s即可减小到10 mV以内。可见,本文提出的新型均衡电路能够有效消除储能元件之间的电压差异,而且与传统开关电容均衡电路相比具有更快的均衡速度。

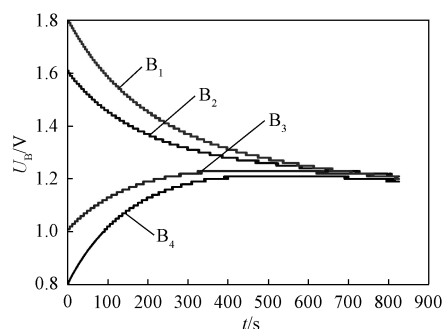


图11 传统开关电容均衡电路的储能单元电压

Fig.11 Cell voltages of conventional switched-capacitor equalization circuit

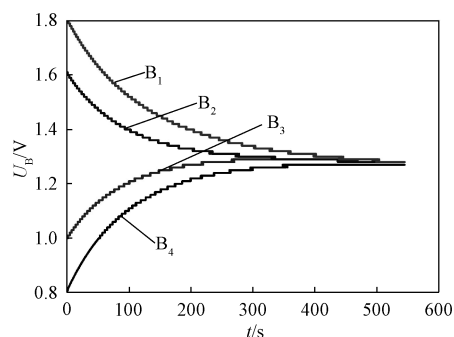


图12 本文提出新型均衡电路的储能单元电压

Fig.12 Cell voltages of proposed equalization circuit

图13给出了本文提出的新型均衡电路于120 s时的实验波形。其中,最上方的是驱动信号 Φ_a 的波形,另一个驱动信号与之互补。另外三条曲线,由上至下依次为开关电感 L_1 、开关电感 L_2 和开关电容 C 的电流波形。可以看出,电感电流在 Φ_a 阶段线性上升,此时单体 B_1 、 B_3 向电感充电,在 Φ_b 阶段线性下降,此时电感向单体 B_2 、 B_4 放电,和开关电感单元的分析相吻合;电容电流方向以充电为正,电容电流在 Φ_a 阶段为正,储能单元 B_1 、 B_2 向电容充电,在 Φ_b 阶段为负,电容向储能单元 B_3 、 B_4 放电,与并联开关电容单元的分析相吻合。实验结果证明了均衡电路具有正常且良好的性能。

最后将图2和图3所示电路的器件数量、成本和体积进行比较,结果见表2,其中 n 为储能单体的数量。与图2所示电路相比,本文提出的新型均衡电路所使用的无源器件数量基本保持不变,而开关管数量减少了1/4以上,且均衡电路中的电感可采用成本和体积较低的工字电感,故电路的总成本和体积均得到有效降低。

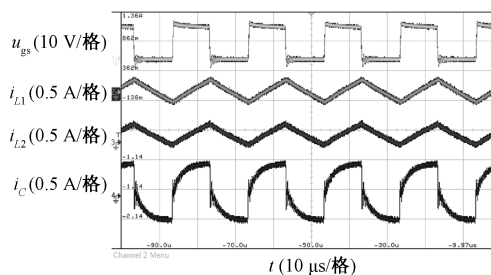


图13 本文提出的新型均衡电路的驱动信号和电流

Fig.13 Drive signal and current of proposed equalization circuit

表2 均衡电路器件数量、成本和体积比较

Tab.2 Number of components, cost and volume comparison of equalization circuit

拓扑	电感	电容	开关	成本/元	体积/cm ³
图2	0	n	$4n$	$12.6n$	$2.95n$
图3	$0.5n$	$0.5n-1$	$3n-4$	$9.3n-12.6$	$2.455n-2.95$

6 结论

本文提出了一种混合开关电容和开关电感的新型均衡电路,通过开关电感单元实现储能单元内部储能元件之间的均衡,通过并联开关电容单元实现储能单元之间的均衡。本文提出的新型均衡电路与传统开关电容均衡电路相比,具有更快的均衡速度,与串并联开关电容均衡电路相比开关管数量减少了1/4以上。实验结果证明,本文提出的新型均衡电路具有较好的均衡效果和应用价值。

参考文献 (References):

- [1] Baronti F, Roncella R, Saletti R. Performance comparison of active balancing techniques for lithium-ion batteries [J]. Power Sources, 2014, 267: 603-609.
- [2] Lee I O. Hybrid PWM-resonant converter for electric vehicle on-board battery chargers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (5): 3639-3649.
- [3] Gallardo L J, Romero C E, Isabel M M, et al. A novel active battery equalization control with on-line unhealthy cell detection and cell change decision [J]. Power Sources, 2015, 299: 356-370.
- [4] Uno M, Tanaka K. Single-switch multioutput charger using voltage multiplier for series-connected Lithium-Ion battery/supercapacitor equalization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (8): 3227-3239.

- [5] Caspar M, Eiler T, Hohmann S. Comparison of active battery balancing systems [A]. 2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (UPPC) [C]. Coimbra, Portugal, 2014.
- [6] Li S Q, Mi C C, Zhang M Y. A high-efficiency active battery balancing circuit using multi-winding transformer [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49: 198-207.
- [7] Lu Junlong, Wang Yi, Li Xin. Isolated bidirectional DC-DC converter with quasi-resonant zero-voltage switching for battery charge equalization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (5): 4388-4406.
- [8] Peng Faxiang, Wang Haoyu, Wei Zhengqi. An LLC-based highly efficient S2M and C2C hybrid hierarchical battery equalizer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35 (6): 5928-5937.
- [9] Shang Yunlong, Cui Naxin, Duan Bin, et al. A global modular equalizer based on forward conversion for series-connected battery strings [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6 (3): 1456-1469.
- [10] Ye Y M, Cheng K W E, Fong Y C, et al. Topology, modeling, and design of switched-capacitor-based cell balancing systems and their balancing exploration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (6): 4444-4454.
- [11] Pascual C, Krein P T. Switched capacitor system for automatic series battery equalization [A]. 1997 Proceedings of IEEE Applied Power Electronic Conference [C]. Atlanta, USA, 1997.
- [12] Ye Y M, Cheng K W E. Modeling and analysis of series-parallel switched-capacitor voltage equalizer for battery/supercapacitor strings [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3 (4): 977-983.

A novel equalization circuit combining switched-capacitor and switched-inductor

FAN Yuan-liang^{1,2}, WU Han^{1,2}, XU Meng-ran³, HUANG Jian-ye^{1,2}, LIN Shuang¹, LIU Bing-qian^{1,2}

(1.State Grid Fujian Electric Power Research Institute, Fuzhou 350007, China;

2.Fujian Provincial Enterprise Key Laboratory of High Reliable Electric Power Distribution Technology, Fuzhou 350007, China;3.School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: The capacity difference among energy storage cells connected in series will reduce the effective capacity of the whole energy storage system. The active equalization circuit based on switched-capacitor can effectively cope with capacity difference. However, the equalization speed of conventional switched-capacitor equalization circuit is slow, while the series-parallel switched-capacitor equalization circuit requires too much switching devices. In order to solve this problem, a novel equalization circuit combining switched-capacitor and switched-inductor is proposed, and the operational modes of switched-capacitor and switched-inductor are analyzed in detail. Finally, the prototype and experimental platform of the proposed equalization circuit is developed to verify the feasibility, and also shows that its equalization speed is faster compared with the conventional switched-capacitor equalization circuit.

Key words: energy storage system; active equalization; switched-capacitor; switched-inductor

低开关频率的五相永磁同步电机有限集模型 预测电流控制算法

张靖¹, 武雪松², 李婷婷¹, 余彬², 宋文胜²

(1. 成都运达科技股份有限公司, 四川 成都 611756;

2. 西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 611756)

摘要: 多相电机广泛应用于航空与船舶推进等领域, 具有容错性能强、功率密度高等显著优点。本文以五相永磁同步电机(PMSM)为研究对象, 提出了一种适用于大功率应用场合的低开关频率FCS-MPCC算法。首先, 深入分析了电流轨迹的变化规律, 并结合电流参考值设计给定电流区域, 根据电流预测值对电压矢量进行初步筛选。接着, 在电流预测中引入线性外推环节, 并构造了包含外推步长与开关切换次数的评价函数, 然后根据评价函数选取最优电压矢量。最后, 实验结果验证了所提算法能在保持快速动态性能的情况下有效降低开关频率。

关键词: 五相永磁同步电机; 模型预测控制; 有限控制集; 开关频率; 动态响应

DOI: 10.12067/ATEEE2004041

文章编号: 1003-3076(2021)06-0064-09

中图分类号: TM461

1 引言

与传统的三相电机驱动系统相比, 多相永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Machine, PMSM)系统具有以下优点: ①功率密度高、可靠性强, 在一相或多相出现故障时可以容错运行^[1-4]; ②逆变器容量大, 适用于低压大功率的应用场合; ③电机的机械噪音较小, 输出转矩的脉动幅值明显减小。目前, 多相电机驱动系统在航空航天、船舶推进等领域中已经得到了广泛的推广与应用。

在多相电机控制算法方面, 许多学者研究了适用于多相系统的矢量控制^[5]与直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)算法^[6,7], 并获得了良好的控制效果。近年来, 在对高性能控制算法的持续探索中, 模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)算法引起了人们广泛的关注。其中, 有限控制集模型预测控制算法(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)易于将变换器的离散特性与控制目标相结合, 属于应用较多的MPC算法^[8-11]。根据控制目标的不同, MPC算法又可分为

模型预测电流控制、模型预测转矩控制^[12]、模型预测功率控制^[13,14]等。

在FCS-MPC算法中, 每一个控制周期内需要根据预测模型对控制集中的所有元素进行预测计算, 再结合参考值与预测值判断电压矢量的作用效果, 选出评价函数值最小的电压矢量作为最优电压矢量。文献[15]中, 作者以五相感应电机为研究对象, 验证了FCS-MPC算法在多相电机控制中的可行性, 并对比分析了FCS-MPC算法与传统PI-PWM控制算法的差异。此外, 文献[15]通过实验法研究了权重系数对控制性能的影响, 并分析了控制集的元素个数对控制效果与计算量的影响, 实验结果表明, 使用21个电压矢量能在减小计算量的前提下取得较好的电流控制效果。

在中高压电机驱动系统中, 为了降低开关损耗并防止开关器件过热, 通常需要在控制算法中引入对开关频率的限制。文献[16]中以大功率三相异步电机为对象, 首先提出了一种基于模型预测的DTC算法, 该算法通过将转矩与磁链限制在给定环宽范围内减小开关的切换次数; 文献[17]通过实验

收稿日期: 2020-04-30

基金项目: 国家自然科学基金-高铁联合基金项目(U1934204)

作者简介: 张靖(1988-), 男, 重庆籍, 工程师, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动;

宋文胜(1985-), 男, 安徽籍, 教授, 博导, 博士, 研究方向为电力电子变流技术(通讯作者)。

研究了低开关频率的 MPC-DTC 算法与传统 DTC 算法在性能上的差异,实验结果表明低开关频率的 MPC-DTC 算法在全速域范围内都有着更好的性能。通过借鉴文献[16]与文献[17]中的控制思想,文献[18]提出了一种基于斜率控制的低开关频率算法。该控制算法中省去了外推计算环节,直接从待选电压矢量中选取斜率最小的电压矢量作为最优电压矢量。

目前鲜有针对五相系统低开关频率 FCS-MPCC 算法的研究报道。因此,本文结合五相系统的自身特点,提出了一种适用于五相 PMSM 的低开关频率 FCS-MPCC 算法。首先,结合电流预测值对控制集中的元素进行初步筛选,选出能满足电流控制需求的有效电压矢量;然后,利用电流采样值与预测值进行线性外推计算,结合设定的区域边界判断电流的轨迹;接着,重新设计了评价函数,在评价函数中体现出对开关频率的限制。最后,本文在小功率样机上对所提算法进行了实验验证与对比分析。

2 系统结构模型和传统 FCS-MPCC

2.1 五相两电平逆变器

图 1 给出了五相两电平电压源逆变器-电机系统的电路结构,其中 V_{dc} 代表直流侧电压值。

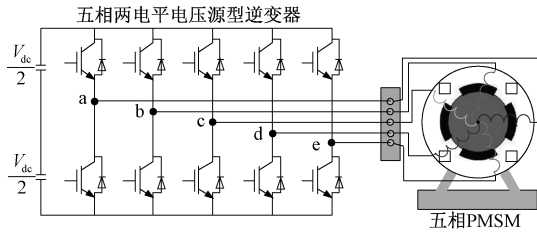


图 1 五相电压源逆变器-电机简化结构图

Fig.1 Simplified schematic of five phase voltage source inverter and PMSM

五相两电平逆变器中,每个桥臂都可以输出两种开关状态,因此五相逆变器一共可以产生 32 个开关状态,对应 30 个有效电压矢量和 2 个零电压矢量。五相系统中,谐波子空间的存在使电压矢量在 $\alpha 1-\beta 1$ 与 $\alpha 3-\beta 3$ 子空间中均会产生映射。图 2 给出了 30 个有效电压矢量(不包含零矢量)在 $\alpha 1-\beta 1$ 子空间与 $\alpha 3-\beta 3$ 子空间中的分布。

在每个子空间中,30 个有效电压矢量均匀分布 10 个方向上,每个方向上都包含 3 个幅值不同的电压矢量。为了方便表达,定义电压矢量为 $V_i = (S_a S_b S_c S_d S_e)$,其中“ $S=1$ ”表示此相桥臂的上管导

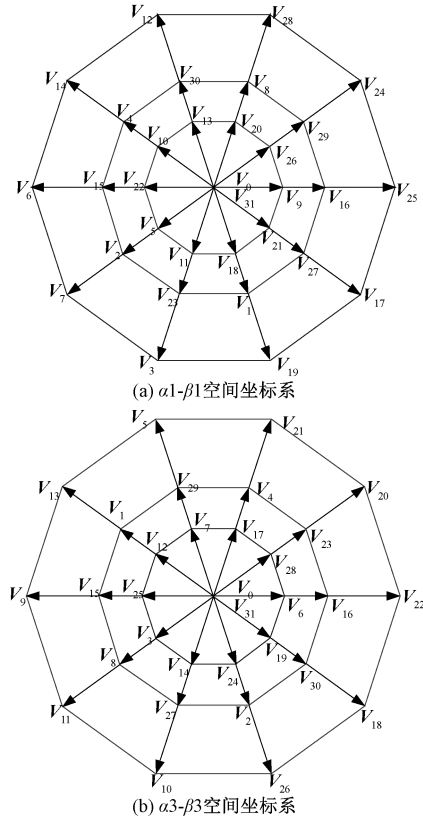


图 2 五相逆变器空间电压矢量分布

Fig.2 Space voltages distributions in five phase inverter

通,“ $S=0$ ”表示此桥臂的上管关断。根据电压矢量在 $\alpha 1-\beta 1$ 空间中的幅值,32 个电压矢量可以分为 L、M、S 和 Zero 组,如表 1 所示。

表 1 电压矢量分组

Tab.1 Groups and corresponding switching states

分组	空间电压矢量
L	$V_{25}(11001) V_{24}(11000) V_{28}(11100) V_{12}(01100)$
	$V_{14}(01110) V_6(00110) V_7(00111) V_3(00011)$
	$V_{19}(10011) V_{17}(10001)$
M	$V_{16}(10000) V_{29}(11101) V_8(01000) V_{30}(11110)$
	$V_4(00100) V_{15}(01111) V_2(00010) V_{23}(10111)$
	$V_1(00001) V_{27}(11011)$
S	$V_9(01001) V_{26}(11010) V_{20}(10100) V_{13}(01101)$
	$V_{10}(01010) V_{22}(10110) V_5(00101) V_{11}(01011)$
	$V_{18}(10100) V_{21}(10101)$
Zero	$V_0(00000) V_{31}(11111)$

由图 2 可知,L 组电压矢量在基波空间中处于最外层,而在谐波空间中对应该最内层电压矢量。基波空间中的最内层电压矢量映射到谐波空间中后成为最外层电压矢量。M 组电压矢量在两个子空间中具有相同的幅值。此外,同一个电压矢量在基波

空间与谐波空间中的相位也不相同。

2.2 五相 PMSM 数学模型

通过坐标变换,可以得到五相 PMSM 在旋转坐标系 d1-q1 与 d3-q3 下的状态方程,如式(1)所示。

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{d1}}{dt} \\ \frac{di_{q1}}{dt} \\ \frac{di_{d3}}{dt} \\ \frac{di_{q3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_e & 0 & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d3} \\ i_{q3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{ls}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \\ V_{d3} \\ V_{q3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_f}{L_q}\omega_e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

为了便于分析,本文忽略了涡流效应与定子表面齿槽带来的影响,并认为永磁体只产生正弦分布的磁势。式中, i_{d1} 、 i_{q1} 、 i_{d3} 、 i_{q3} 分别为电机定子电流在 d1-q1 与 d3-q3 子空间中的分量; V_{d1} 、 V_{q1} 、 V_{d3} 、 V_{q3} 分别为逆变器输出的电压在 d1-q1 与 d3-q3 子空间中的分量; R_s 为电机定子电阻; L_d 与 L_q 分别为 d 轴电抗与 q 轴电抗; L_{ls} 为绕组漏感; ω_e 为电机的电角速度, ψ_f 为永磁体的磁链幅值。

2.3 传统 FCS-MPCC 算法

由于机械量的变化相对较慢,在一个很短的时间间隔内,可以认为电机的转速为一个定值。对式(1)中的电机模型进行前向欧拉离散化,可以得到五相 PMSM 的预测模型,其中 T_s 代表控制周期:

$$\begin{bmatrix} i_{d1}(k+1) \\ i_{q1}(k+1) \\ i_{d3}(k+1) \\ i_{q3}(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{F}(k) \cdot \begin{bmatrix} i_{d1}(k) \\ i_{q1}(k) \\ i_{d3}(k) \\ i_{q3}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} V_{d1}(k) \\ V_{q1}(k) \\ V_{d3}(k) \\ V_{q3}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{H}(k) \quad (2)$$

其中

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & T_s \omega_e(k) & 0 & 0 \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R_s T_s}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 - \frac{R_s T_s}{L_{ls}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{T_s}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{T_s}{L_{ls}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_s \omega_e(k)}{L_q} \psi_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

由式(2)可知,根据电流在 k 时刻的采样值、电机的转速以及施加的电压矢量,结合预测模型可以得到电流在 $k+1$ 时刻的预测值。施加的电压矢量会直接影响电流的预测值。

在 FCS-MPCC 算法中,控制集中的每一个电压矢量都对应一组电流预测值,因此需要通过评价函数选出最优的电压矢量。评价函数用来量化电流预测值与电流给定值之间的偏差大小,其具体形式为:

$$J = (i_{d1}(k+1) - i_{d1-ref}^*)^2 + (i_{q1}(k+1) - i_{q1-ref}^*)^2 + W_{xy} [(i_{d3}(k+1) - i_{d3-ref}^*)^2 + (i_{q3}(k+1) - i_{q3-ref}^*)^2] + I_{max} \quad (6)$$

式中, W_{xy} 为权重系数; I_{max} 为电流保护项。电流保护项用于防止过大的电流对系统造成损害,其定义如下:

$$I_{max}(k+1) = \begin{cases} 0 & |i_s(k+1)| \leq |i_{s_max}| \\ \infty & |i_s(k+1)| > |i_{s_max}| \end{cases} \quad (7)$$

$$i_s(k+1) = \sqrt{i_{d1}(k+1)^2 + i_{q1}(k+1)^2} \quad (8)$$

当电流预测值没有超出最大电流的限制时, I_{max} 的值为零,因此对评价函数没有影响;当电流的预测

值过大时, I_{\max} 为一个足够大的值, 因此对应的矢量将不会被选取。评价函数描述了电流预测值与给定值之间的偏差, 评价函数的值越小则表示电流预测值与给定值的偏差越小, 评价函数值最小的电压矢量即为最优电压矢量。

传统 FCS-MPCC 算法在每个控制周期内的具体实施步骤为:

(1) 采样第 k 时刻的定子电流、电机转速等基本信息。

(2) 根据电流预测模型, 对控制集中的所有电压矢量进行遍历计算, 预测出在该电压矢量作用下电流在第 $k+1$ 时刻的值。

(3) 针对每一组预测结果, 根据电流预测值与电流参考值计算得到评价函数的值。

(4) 对评价函数值进行排序, 选取评价函数最小的电压矢量施加给逆变器。

3 降低开关频率的 FCS-MPC 算法

3.1 有效电压矢量的筛选

在降低开关频率的 FCS-MPCC 算法中, 首先根据预测电流的值对控制集中的电压矢量进行初步筛选, 得到有效电压矢量。以电流 i_{d1} 为例, 图 3 给出了有效电压矢量的判断依据。

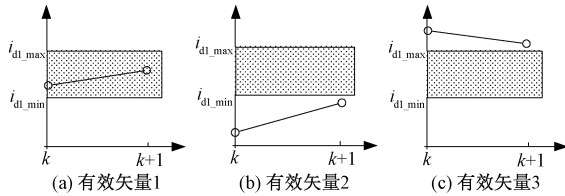


图 3 有效电压矢量的判断依据

Fig.3 Selection basis of candidate voltage vectors

图 3 中给出了三种选取有效电压矢量的情况, 其中阴影部分表示电流 i_{d1} 的给定范围, 带圆圈的线条表示电流在该电压矢量作用下的变化轨迹。

(1) 如图 3(a) 所示, 若电流 $i_{d1}(k+1)$ 位于给定范围之内, 则对应的电压矢量属于有效电压矢量; 此外, 即使 $i_{d1}(k)$ 不在给定范围内, 只要 $i_{d1}(k+1)$ 位于设定的给定范围中, 该电压矢量同样可以被认为有效电压矢量。

(2) 电流 $i_{d1}(k)$ 与电流 $i_{d1}(k+1)$ 虽然都不在给定范围之中, 但有着向给定区域靠近的趋势, 如图 3(b) 与图 3(c) 所示。在这种情况下, 对应的电压矢量同样可以被认为有效电压矢量。

在五相系统中, 控制变量包括基波电流与谐波

电流, 因此在筛选有效电压矢量时需要分别对 i_{d1} 、 i_{q1} 与 i_{d3} 、 i_{q3} 进行判断。为了简化算法, 可以将谐波电流 i_{d3} 、 i_{q3} 合并为一项:

$$i_{d3-q3} = \sqrt{i_{d3}^2 + i_{q3}^2} \quad (9)$$

对于控制集中的每个电压矢量, 只有当 i_{d1} 、 i_{q1} 与 i_{d3-q3} 能同时满足限制时, 此电压矢量才能被称为有效电压矢量。

传统 FCS-MPCC 算法中, d-q 轴电流纹波与控制频率直接相关, 且电流的波动范围难以直接确定。在本文所提算法中, 电流的给定值是一个区域, 便于实现对电流控制精度的控制。

3.2 线性外推计算

在传统 FCS-MPC 算法中, 电流的给定是一个具体的数值。而考虑了开关频率的限制以后, 电流的给定扩大到一个区域范围。如图 4 所示, 以电流 i_{d1} 为例, 阴影部分表示电流的给定范围, η 为偏差范围的宽度。

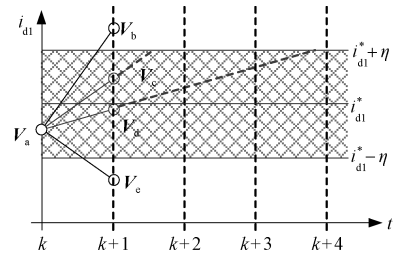


图 4 电流预测与线性外推

Fig.4 Current prediction and linear extrapolation

假设第 k 时刻作用在逆变器上的电压矢量为 $V_a(11001)$, 图 4 中分别给出了电流 $i_{d1}(k)$ 在 $V_b(10001)$ 、 $V_c(10000)$ 、 $V_d(00011)$ 和 $V_e(00111)$ 作用下的变化轨迹。根据 2.1 节中的筛选依据, 电压矢量 V_b 与 V_e 无法满足电流控制性能的要求, 只有 V_c 与 V_d 是有效电压矢量。

为了描述电流轨迹的变化趋势以及电流在给定范围内的停留时间, 可以根据电流的采样值与预测值进行线性外推, 如图 4 中的虚线部分所示。 N 代表电流外推值到达给定区域边界的时刻, 以电压矢量 V_c 与 V_d 为例, V_c 对应的 N 值为 1.5, V_d 对应的 N 值为 3.8。因此, 在电压矢量 V_d 的作用下电流 i_{d1} 可以在给定区域内停留更长的时间, 意味着在 $k+1$ 之后的若干个控制周期内无需切换电压矢量, 因此可以在一定程度上减小开关切换次数。

N 值的计算方式如下:

$$N_h^j = \begin{cases} \frac{y_h^*(k) + \eta_h - y_h^j(k)}{y_h^j(k+1) - y_h^j(k)} & y_h^j(k+1) - y_h^j(k) \\ \infty & y_h^j(k+1) = y_h^j(k) \\ \frac{y_h^*(k) - \eta_h - y_h^j(k)}{y_h^j(k+1) - y_h^j(k)} & y_h^j(k+1) < y_h^j(k) \end{cases} \quad (10)$$

式中, η 为给定范围的宽度; N_h^j 为在第 j 个电压矢量作用下, 控制变量 h 的线性外推步长。值得注意的是, 当系统中有多多个被控量时, 每个电压矢量都会对应多个 N 值, 此时应选择最小的 N 值作为此电压矢量的 N 值。五相系统中的控制变量包括基波电流与谐波电流, 对于第 j 个电压矢量, 需要分别计算 N_{id1}^j 、 N_{iq1}^j 与 N_{id3-q3}^j 的值。第 j 个电压矢量的外推步长 N 值定义为:

$$N^j = \min(N_{id1}^j, N_{iq1}^j, N_{id3-q3}^j) \quad (11)$$

3.3 评价函数设计

根据电流预测值与电流采样值, 可以筛选出有效电压矢量; 进一步地, 利用线性外推原理可以得到该电压矢量对应的外推步长 N 。对电流轨迹进行线性外推是为了估算电流在给定区域内停留的时间: 停留的时间越长则意味着更少的平均开关切换次数。在低开关频率的 FCS-MPCC 算法中, 评价函数中应同时包含开关切换次数与电压矢量对应的外推步长 N 。对于第 j 个有效电压矢量, 评价函数值的计算方式如下:

$$\text{cost1}(j) = \frac{m_j}{N^j} \quad (12)$$

式中, m_j 为从当前作用的电压矢量切换到有效矢量 j 时发生的开关切换次数。评价函数采用两个变量相除的形式, 因此不需要引入权重系数, 从而简化了控制器的设计。

以图 4 中的有效电压矢量 V_c 与 V_d 为例, 表 2 给出了评价函数的对比。

表 2 评价函数 cost1 计算举例

Tab.2 Calculation examples of cost1

电压矢量	动作次数 m	外推步长 N	cost1
V_c	2	1.5	1.33
V_d	3	3.8	0.79

评价函数的值由两部分决定, 分子是需要切换的开关次数, 分母部分是有效电压矢量对应的外推值。为了得到较低的平均开关频率, 发生切换的开关应尽可能少, 而对应的外推值则应尽可能大。因

此, 较小的评价函数值越小对应着较低的平均开关频率。在每个控制周期内, 应选取评价函数值最小的有效电压矢量作为最优电压矢量施加给逆变器。

在每个控制周期中, 首先需要筛选出有效矢量。然而, 在某些暂态情况下, 可能会出现有效矢量集为空集的情况。此时, 应以电流的跟踪性能为首要目标, 不再考虑对开关切换次数的限制, 评价函数中仅包含电流误差项, 采用式 (6) 中的评价函数进行计算。

需要指出的是, 在所提算法中将电流控制在给定区域范围内是首要目标, 对开关频率的降低是在保证电流控制性能的基础上进行的。

3.4 所提算法的实现

根据以上的分析过程, 所提开关频率的 FCS-MPC 算法框图如图 5 所示, 主要步骤如下所示:

(1) 测量电机在第 k 时刻的定子电流、转速等基本信息。

(2) 对控制集中的所有电压矢量进行预测计算, 获得该电压矢量作用下的电流预测值, 然后进行有效电压矢量的筛选: 若 $i_{d1}(k+1)$, $i_{q1}(k+1)$ 以及 $i_{d3-q3}(k+1)$ 同时满足判定条件, 则该电压矢量属于有效电压矢量。

(3) 检验有效电压矢量集是否为空集: 若不是空集, 针对选出的 n 个有效电压矢量, 对第 j ($j=1, 2, \dots, n$) 个有效电压矢量作用下的 i_{d1} , i_{q1} 以及 i_{d3-q3} 分别进行线性外推, 计算这三个被控量到达给定区域边界时的 N 值, 并选取最小的值作为第 j 个电压矢量对应的 N^j 。根据当前时刻的开关状态计算切换到有效电压矢量 j 所需要的开关动作次数 m_j 。

(4) 评价函数计算。若存在有效电压矢量, 根据式 (12) 计算每个有效电压矢量对应的评价函数值。若有效电压矢量集是空集, 则根据式 (6) 计算对应的评价函数值。

(5) 最优矢量的选取。对评价函数值进行排序, 选取最小评价函数值对应的电压矢量作为最优矢量。

4 实验结果对比与分析

基于五相逆变器-永磁同步电机小功率实验平台, 本文对所提算法进行了测试, 图 6 给出了实验平台的主要结构。

五相 PMSM 与一台直流发电机同轴相连, 直流发电机产生的电能在功率电阻上被消耗。电机的轴

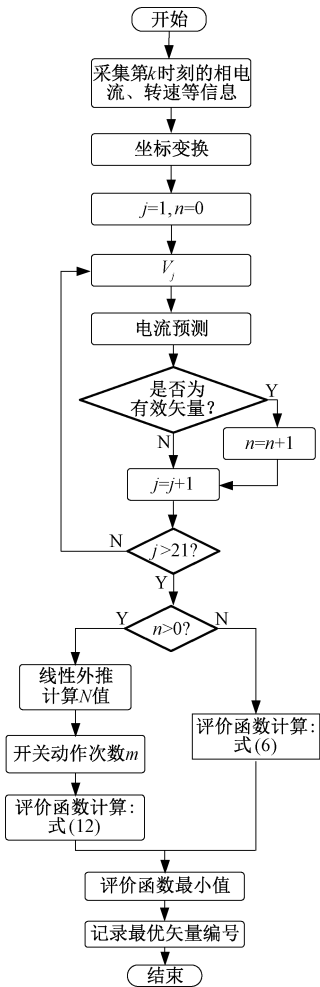


图5 所提算法流程图

Fig.5 Control diagram of proposed method

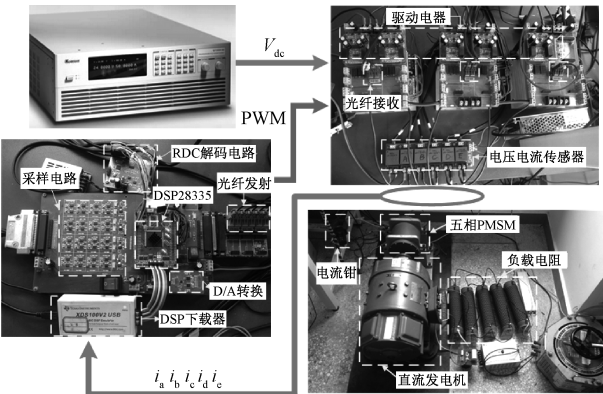


图6 五相逆变器-永磁同步电机实验平台

Fig.6 Experimental configuration of five phase inverter and PMSM

端接有旋转变压器,通过解码电路可以得到电机的转速以及转子位置角。实验中选用的控制器为TMS320F28335。PMSM的参数如表3所示。其中,

q轴电流给定值由转速环PI控制器得到,各算法中采用相同的PI参数与控制周期。

表3 五相永磁同步电机参数

Tab.3 Five-phase PMSM parameters

参数	数值
永磁体磁链/Wb	0.220 7
d轴电感/mH	5.7
q轴电感/mH	4.1
定子漏感/mH	2.964
定子电阻/ Ω	0.35
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	2 000
极对数	4
额定相电流/A	8.6

对于FCS-MPC算法,控制集中的电压矢量个数会直接影响控制效果。综合考虑计算量与控制性能后,本文使用21个电压矢量(10个大矢量、10个中间层矢量与1个零矢量)作为控制集。本文对比分析了传统FCS-MPCC算法(记作MPCC21)与所提算法(记作MPCC-LSF, Low Switching Frequency)在动态性能与稳态性能上的对比。

4.1 稳态性能对比

对比实验中,两种控制算法的控制周期均设置为150 μs ,对应的控制频率大约为6.66 kHz。图7给出了MPCC-LSF算法在稳态时的转速、转矩以及电机相电流波形。其中逆变器直流侧的供电电压为80 V,电机的转速给定值为240 rad/s。

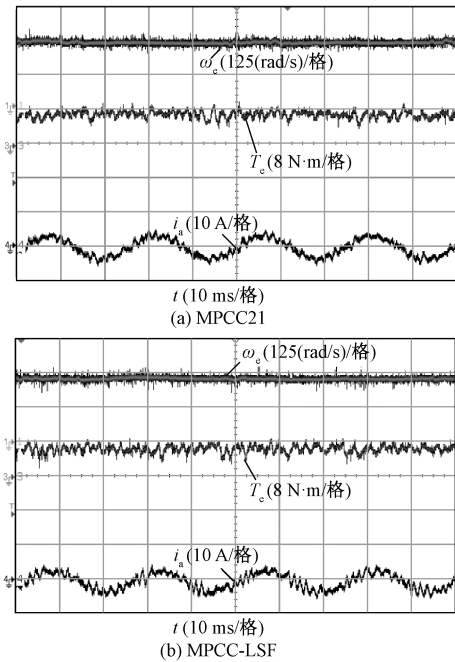


图7 稳态实验波形

Fig.7 Experimental waveforms of steady performance

在两种控制算法中,电机转速均能实现对给定值的有效跟踪,且定子电流正弦度良好。经实际测量,在此种工况下,MPCC21 算法对应的开关频率为 1.305 kHz,而 MPCC-LSF 算法中开关频率为 1.11 kHz。相比于没有考虑开关频率限制的 MPCC21 算法,MPCC-LSF 算法中开关频率减小了 14.9%。

4.2 动态性能对比

图 8 是 MPCC-LSF 算法与 MPCC21 算在给定转速发生突变时的动态性能对比。

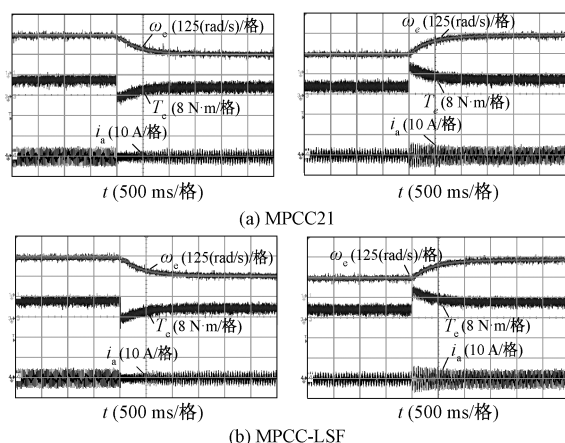


图 8 给定转速突变实验波形

Fig.8 Experimental waveforms for step change of speed

在转速突减实验中,给定转速由 240 rad/s 阶跃减小至 120 rad/s,而转速突增实验中给定转速由 120 rad/s 阶跃增加至 240 rad/s。对比图 8(a)与图 8(b)可知,MPCC-LSF 与 MPCC21 均具有良好的动态响应能力。需要注意的是,作为负载的直流发电机的输出功率与转速有关,因此当转速发生改变以后,PMSM 的输出转矩与定子电流幅值也会随之发生变化。

由实验结果可知,MPCC-LSF 算法保留了传统算法动态响应迅速的优点。图 9 给出了 MPCC-LSF 算法在加速与减速过程中的 d 轴与 q 轴电流波形。

在稳态与暂态过程中,所提算法始终保持着良好的电流控制精度。

4.3 开关频率对比

为了进一步验证 MPCC-LSF 算法在减小开关频率方面的效果,图 10 给出了 MPCC-LSF 算法与 MPCC21 算法在不同速度范围下的开关频率对比。

MPCC21 算法的开关频率在 1 kHz 附近波动,在不同的电机转速下,MPCC-LSF 算法都能够有效减小开关频率。需要说明的是,MPCC-LSF 算法的

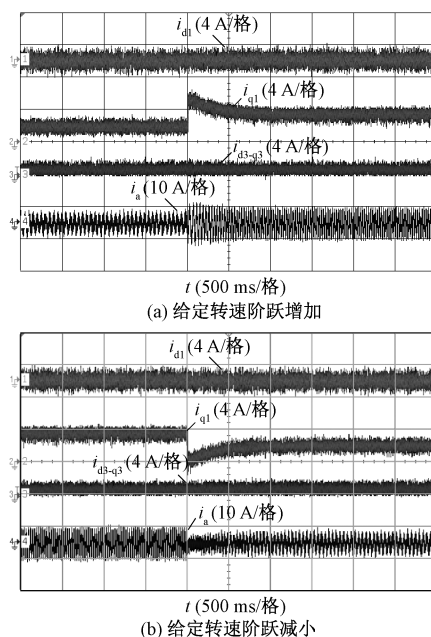


图 9 MPCC-LSF 在转速突变时的电流波形

Fig.9 Current waveforms for step change of speed in MPCC-LSF

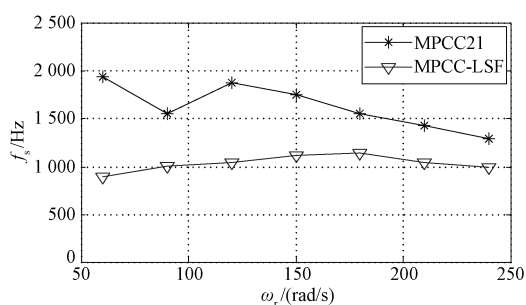


图 10 不同转速下的开关频率对比

Fig.10 Switching frequency in different speed regions

实际开关频率与电机的工作点、控制周期的大小以及设定的电流环宽等都有关系。

5 结论

本文以五相 PMSM 为研究对象,针对大功率的应用场合,提出了一种能降低开关频率的 MPCC 算法。所提算法在预测计算之后增加了线性外推,并根据外推步长与开关切换次数重新设计了评价函数,在评价函数中体现出对开关频率的限制。实验结果证明,所提算法不仅保留了传统 MPCC 算法动态响应迅速的优点,还能在全速域范围内有效降低逆变器的开关频率。此外,所提算法同样适用于九相、十五相等多电机驱动系统。

参考文献 (References):

- [1] 匡志, 杜博超, 徐浩, 等 (Kuang Zhi, Du Bochao, Xu Hao, et al.). 十五相永磁同步电机的驱动控制与容错运行 (Drive control and fault-tolerant operation of fifteen phase permanent magnet synchronous motors) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electro technical Society), 2019, 34 (13): 2734-2743.
- [2] 高宏伟, 杨贵杰, 刘剑 (Gao Hongwei, Yang Guijie, Liu Jian). 五相永磁同步电机容错控制策略 (Fault-tolerant control strategy for five-phase permanent magnet synchronous motor) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2014, 18 (6): 61-65.
- [3] 贺鑫 (He Xin). 五相永磁同步电机容错控制研究 (Investigation of fault-tolerant control strategy for five-phase permanent magnet synchronous motor) [D]. 天津: 天津大学 (Tianjin: Tianjin University), 2010.
- [4] Mohammadpour A, Parsa L. A unified fault-tolerant current control approach for five-phase PM motors with trapezoidal back EMF under different stator winding connections [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (7): 3517-3527.
- [5] Liu G, Qu L, Zhao W, et al. Comparison of two SVPWM control strategies of five-phase fault-tolerant permanent-magnet motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (9): 6621-6630.
- [6] 耿乙文, 鲍宇, 王昊, 等 (Geng Yiwen, Bao Yu, Wang Hao, et al.). 六相感应电机直接转矩及容错控制 (Direct torque and fault tolerant control for six-phase induction motor) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (21): 5947-5956.
- [7] Tatte Y, Aware M, Pandit J, et al. Performance improvement of three-level five-phase inverter-fed DTC-controlled five-phase induction motor during low-speed operation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54 (3): 2349-2357.
- [8] Cortes P, Kazmierkowski M, Kennel R, et al. Predictive control in power electronics and drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (12): 4312-4324.
- [9] 蒋蔚, 刘碧, 曹梦华, 等 (Jiang Wei, Liu Bi, Cao Menghua, et al.). 单相级联多电平 H 桥整流器有限集模型预测电流控制 (Finite-control-set model predictive current control scheme for single phase cascaded multilevel H bridge rectifiers) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (11): 36-43.
- [10] 全生财, 郭文勇, 李大飞 (Quan Shengcai, Guo Wenyong, Li Dafei). 三相电流型 PWM 整流器改进型模型预测控制 (Improved model predictive control of three phase current source converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (8): 30-35.
- [11] 谷鑫, 姜勃, 耿强, 等 (Gu Xin, Jiang Bo, Geng Qiang, et al.). 双永磁同步电机五桥臂变换器模型预测控制 (Model predictive control for two permanent magnet synchronous motors with five-leg voltage source inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (12): 28-33.
- [12] 张永昌, 杨海涛 (Zhang Yongchang, Yang Haitao). 异步电机无速度传感器模型预测控制 (Model predictive control for speed sensorless induction motor drive) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (15): 2422-2429.
- [13] Scoltock J, Geyer T, Madawala U. Model predictive direct power control for grid-connected NPC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (9): 5319-5328.
- [14] Kwak S, Park J. Model-predictive direct power control with vector preselection technique for highly efficient active rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 11 (1): 44-52.
- [15] Chee S, Emil L. FCS-MPC-based current control of a five-phase induction motor and its comparison with PI-PWM control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (1): 149-163.
- [16] Geyer T, Papafotiou G, Morari M. Model predictive direct torque control-part I: concept, algorithm, and analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (6): 1894-1905.
- [17] Papafotiou G, Kley J, Papadopoulos K, et al. Model predictive direct torque control-part II: implementation and experimental evaluation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (6): 1906-1915.
- [18] Riar B, Scoltock J, Madawala U. Model predictive direct slope control for power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (3): 2278-2289.

Finite control set model predictive current control scheme with low switching frequency for five-phase permanent-magnet synchronous machines

ZHANG Jing¹, WU Xue-song², LI Ting-ting¹, YU Bin², SONG Wen-sheng²

(1. Chengdu Yunda Technology Company Limited, Chengdu 611756, China;

2. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: With the merits of strong fault tolerance and high power density, multi-phase machines have been widely used in aerospace and ship propulsion. In the paper, a low switching frequency FCS-MPCC method suitable for large power application is proposed with the five-phase PMSM as the studying object. Firstly, the variation rules of the motor current is analyzed, the range of current values is designed in accordance with the reference current values, and the voltage vectors are preliminary selected with the current values. Then, in the current forecast the linear extrapolation is used, and the evaluation function containing extrapolation steps and switching numbers is constructed. Finally, the optimized voltage vectors are selected according to the evaluation function. The experimental results have verified the validity of the proposed MPCC scheme.

Key words: five phase PMSM; model predictive control; finite control set; switching frequency; dynamic response

高压变频器功率模块相变散热研究

石华林^{1,2,4}, 熊 斌^{1,2}, 刘作坤³, 贾媛媛³, 顾国彪¹

(1. 中国科学院电工研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049;

3. 北京首钢国际工程技术有限公司, 北京 100043;

4. 山西辰诚建设工程有限公司, 山西 阳泉 045000)

摘要: 高压变频器功率器件的散热问题是制约设备性能、影响功率密度的关键。针对传统空冷和水冷散热方案存在的不足, 本文展开蒸发冷却相变散热技术在大功率高压变频器上的应用研究。首先根据变频器功率模块的结构参数特点和热损耗计算, 设计了高集成化的蒸发冷却冷板散热方案, 并通过数值仿真和实验进行了验证。研究分析表明, 相变冷板散热方案相比强迫风冷方案散热能将功率模块高度集成化, 大幅提高体积功率密度; 相比传统水冷板方案, 相变冷板温度均匀性更好, 无泵实现自循环便于运维, 且流量均匀性更好, 更利于功率器件的安全稳定运行, 另外采用的冷却介质具有绝缘性、安全性更高。

关键词: 高压变频器; 蒸发冷却技术; 冷板; 相变散热

DOI: 10.12067/ATEEE2012021

文章编号: 1003-3076(2021)06-0073-08

中图分类号: TM43

1 引言

随着高压动力设备容量等级的大幅提升和节能降耗要求的不断提高, 高压变频器在行业中的应用越来越广泛。变频器的核心部件是电力电子功率器件, 而电力电子器件的散热是制约其性能和可靠性的关键因素。目前主要应用的散热方式包括自然空冷、强迫空冷、水冷、相变冷却等。

自然空冷通过空气受热膨胀引起密度变化而形成的浮升力进行散热, 结构设计简便, 无需辅助设备, 但效率较低。强迫空冷效率相比自然空冷要高, 但风扇等运转设备带来噪声和运维问题, 适于中小功率设备, 对于大功率设备往往需要配备体积巨大的散热器, 对煤矿井下等散热环境条件相对恶劣以及大功率要求的应用场合, 这类散热方式越来越难以满足要求。对于大功率设备, 目前多采用水冷方式, 水冷(包括配一定比例乙二醇等)散热效率高, 但维持水冷需要循环泵、去离子水处理和补水装置等多个系统组成, 系统工艺复杂, 需要定期维护, 循环系统工作压力高, 容易发生泄露, 一旦泄露, 作

为冷却工质的水不具备绝缘性, 会带来严重安全隐患^[1-3]。传统水冷板一般内部布置有串联的流动通道, 流动通道处和通道间会形成温差, 导致冷板表面的温度均匀性不佳, 功率器件冷却温度的不均匀会在器件内部产生热应力, 影响器件运行的稳定性和可靠性。

相变冷却是利用冷却介质发生相变吸收潜热的原理来冷却的一种散热方式, 由于相变过程会吸收大量的热量, 因此相变冷却方式效率极高。电力电子器件的相变冷却国内外学者做了大量研究。周建辉等针对换流阀, 通过建立均相流模型研究两相流动过程, 搭建了自然循环沸腾冷却系统实验平台验证了自然循环沸腾冷却系统的可实施性^[4]。宁珍等针对高速列车牵引变流器, 对装有相变冷却剂的圆管散热器验证了加热功率和不同风速对换热性能的影响^[5]。Ren Hai 等提出将相变材料封装到 IGBT 中, 在短时过流的情况下相变材料能起到热缓冲作用而抑制结温^[6]。黄伟等针对 5 英寸晶闸管集成的直流换流阀模块, 提出采用包含贴壁式蒸发器、集气管、回液管和冷凝器

收稿日期: 2020-12-16

作者简介: 石华林(1980-), 男, 山西籍, 工程师, 博士研究生, 研究方向为电力设备新技术;

熊 斌(1979-), 男, 重庆籍, 副研究员, 博士, 研究方向为电力设备新技术。

的蒸发冷却系统对其进行冷却,通过仿真和实验验证了蒸发冷却技术应用于直流换流站的可行性^[7]。温英科等针对开关电源应用全浸式蒸发冷却技术通过仿真及实验测试的方法验证了该方法的可行性和技术优势^[8]。曹瑞等针对环网控制换流阀,提出贴壁式自循环蒸发冷却液盒冷却方案,通过实验和仿真验证了该技术方案具有换热效率高、温度分布均匀的优势^[9]。

相变冷却最具代表性的是蒸发冷却技术,该技术利用高绝缘、低沸点的有机工质,通过相变换热的方式,实现对发热部件的高效冷却。相比水冷技术,其冷却系统工作压力低,不需要循环泵等动力设备,能实现自循环,已成功应用于大型水轮发电机、汽轮发电机、变压器、超级计算机、高密度磁体等电工装备^[1]。

本文针对某大功率高压变频器,结合某工程项目需求,探索和验证蒸发冷却相变散热技术在大功率高压变频器领域的应用前景。研究以单元串联多电平结构的高压变频器功率单元为例,制定自循环蒸发冷却相变冷板散热方案,采用仿真、热电阻模拟负载及真机功率模块负载试验相结合的方式进行研究及验证。

2 某高压变频器参数及特点

某高压变频器结构布置示意图和功率单元原理图分别如图1和图2所示。

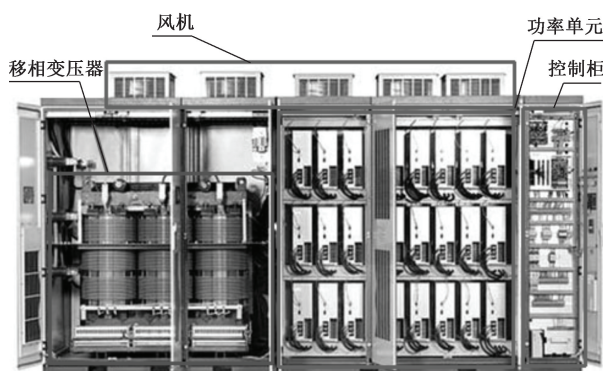


图1 高压变频柜结构布置示意图

Fig.1 Structure layout of high voltage inverter cabinet

图2为高压变频器功率单元电路原理图,该功率单元由两个IGBT逆变模块和三个二极管整流模块组成,模块参数如表1所示。

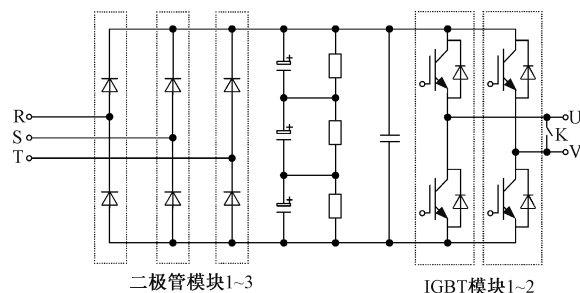


图2 高压变频器功率单元原理图

Fig.2 Schematic diagram of high voltage inverter power unit

表1 变频器功率模块参数

Tab.1 Parameters of inverter power module

参 数	IGBT 模块	二极管模块
品牌	infineon	eupec
型号	FF1400R171P4	DD540N
数量	2	3
最高运行结温/℃	175	150
结-壳热阻/(K/kW)	15.5	78
壳-热沉热阻/(K/kW)	11.5	20
基板尺寸/mm ²	250×89	124×60

高压变频器运行过程的发热源包括移相变压器、电容、功率器件等,其中功率器件 IGBT 逆变模块和二极管整流模块是最主要发热源。IGBT 逆变模块热损耗主要由 IGBT 的通态损耗、开关损耗以及续流二极管的正向导通损耗和开关损耗组成。计算公式如下:

$$P_T = V_{CE} I_s D \quad (1)$$

式中, P_T 为 IGBT 通态损耗; V_{CE} 为饱和压降,可由手册查询; I_s 为集电极电流; D 为平均占空比。

$$P_{sw} = \frac{f_{sw} (E_{on} + E_{off}) I_s}{I_n} \quad (2)$$

式中, P_{sw} 为 IGBT 开关损耗; f_{sw} 为 IGBT 开关频率; E_{on} 为 IGBT 单脉冲开通损耗; E_{off} 为 IGBT 单脉冲关断损耗; I_n 为 IGBT 额定电流。

$$P_{Diode-t} = V_F I_F (1 - D) \quad (3)$$

式中, $P_{Diode-t}$ 为续流二极管正向导通损耗; V_F 为续流二极管导通压降,可由手册查询; I_F 为续流二极管实际工作电流。

$$P_{Diode-sw} = \frac{f_{sw} E_{rec} I_F}{I_{n-d}} \quad (4)$$

式中, $P_{Diode-sw}$ 为续流二极管开关损耗; E_{rec} 为续流热损耗; I_{n-d} 为续流二极管额定电流。

二极管整流模块的热损耗主要由导通损耗和开关损耗组成。根据计算公式,查询功率模块手册曲

线,结合工程要求的额定运行工况可计算得到 IGBT 逆变模块热损耗为 1 028 W,二极管整流模块热损耗为 237 W。

先前采用了变频器空冷方案,如图 1 所示变频器柜柜顶安装风机实现强迫风冷。图 3 为空冷方案变频器功率单元箱,箱内按 IGBT 逆变模块两层、二极管整流模块一层水平分层排布,各功率模块基板分别固定安装独立的散热翅片,散热翅片规格尺寸根据功率器件说明书及理论计算确定。功率单元箱体尺寸宽×高×深为 350 mm×610 mm×700 mm。运行中曾发生因壳温超 85 ℃而引起保护动作跳闸的情况,由此可见采用柜顶吸风的空冷方案不能完全保证大功率变频器功率器件的运行稳定性。



图3 空冷方案变频器功率单元

Fig.3 Inverter power unit of air cooling scheme

3 蒸发冷却相变冷板方案

变频器功率单元的散热主要围绕两个 IGBT 模块和三个二极管整流模块这五个发热源进行设计。散热系统需满足 IGBT 器件的 PN 结温不高于 175 ℃,整流二极管器件的 PN 结温不高于 150 ℃,封装外壳不超过 85 ℃限值要求。一方面要提高集成度,在高效散热的同时缩小变频器体积,提高体积功率密度,同时要便于拆装、运维及匹配柜体结构。根据变频柜结构和运行要求,结合自循环蒸发冷却相变散热技术特点,确定采用表贴式蒸发冷却相变冷板散热方案,冷板内部为空腔方盒,将这 5 个功率模块壳体表贴式固定在冷板表面,冷板起高效散热和固定的作用,同时保证设计尺寸紧凑。图 4 所示为设计方案,根据 2 个 IGBT 逆变模块和 3 个二极管整

流模块基板实际尺寸,按最大集成化进行排布。其中左侧三个小功率模块是二极管整流模块,右侧两个大功率模块是 IGBT 逆变模块,根据功率器件热损耗值计算初步选择冷板尺寸为 410 mm×340 mm×30 mm。图 5 所示为相变冷板上加上电路板、吸收电容、线排等附件后最终成型的功率单元箱设计图,其箱体尺寸宽×高×深仅为 185 mm×475 mm×490 mm,相比图 3 空冷箱体的体积缩小了 71%。

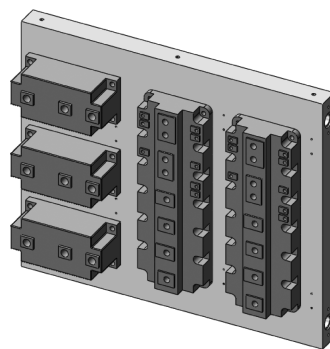


图4 相变冷板布置方案

Fig.4 Layout of phase change cold plate

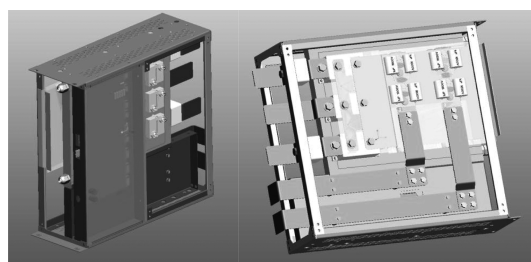


图5 功率单元箱设计图

Fig.5 Design drawing of power unit box

功率模块的热量由 PN 结传递到 IGBT 模块或二极管模块外壳,再由外壳传递到冷板接触表面,冷板表面再将热量传递给冷板内氟碳化合物蒸发冷却工质。工质受热达到饱和温度后开始沸腾,液态工质吸收潜热汽化,气态工质流出冷板通过集气管到达位于高处的冷凝器,冷凝器再通过二次冷却水带走热量,同时气体工质冷凝为液体后通过回液管返回冷板,形成自循环高效相变散热过程。本方案选择沸点为 47 ℃的氟碳化合物工质,这样能保证在功率器件运行温度下沸腾,同时能保证温度变化范围在沸点温度附近,能有效防止因负荷变化引起器件温差的扩大。氟碳化合物工质运动粘度小,流动性好,能充分通过冷板壁面与发热功率器件进行换热,还能保持冷却系统内部温度的均匀性,避免局部温度过热。该冷却系统通过氟碳化合物工质在蒸发和

冷凝过程形成两相密度差,由此产生压差而驱动冷却回路自循环,无需泵等动力设备,整个系统噪声小,运维便利、成本较低^[10]。无泵的优势还在于系统循环流量的均匀性,而水冷方案在应对多支路并联冷却系统时,循环系统会因设备与循环泵距离的远近而产生流量的不平衡,导致与循环泵距离不同的设备冷却散热效果产生差异,远离循环泵的设备会因循环流量不足而散热效果不佳。

4 相变冷板温度场仿真计算

蒸发冷却相变冷板内两相流传热模型的仿真分析控制方程基于连续方程、动量方程、能量方程和相体积率的守恒方程^[11]。

(1) 连续性方程

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho_m) + \nabla \cdot (\rho_m \vec{v}_m) = 0 \quad (5)$$

式中, \vec{v}_m 是两相流质量平均流速, $\vec{v}_m = \frac{a_l \rho_l \vec{v}_l + a_g \rho_g \vec{v}_g}{\rho_m}$, 其中, ρ_m 是混合密度, $\rho_m = a_l \rho_l + a_g \rho_g$, 下标 l 和 g 分别表示液相和气相。

(2) 动量方程

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t}(\rho_m \vec{v}_m) + \nabla \cdot (\rho_m \vec{v}_m \vec{v}_m) = \\ \nabla [\mu_m (\nabla \vec{v}_m + \vec{v}_m^T)] - \\ \nabla p + \rho_m \vec{g} + \vec{F} + \nabla \cdot \sum_{k=1}^n a_k \rho_k \vec{v}_{dr1k} \vec{v}_{dr1k} \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $\mu_m = a_l \mu_l + a_g \mu_g$; k 为相的序号; \vec{v}_{dr1k} 为漂移速度; \vec{g} 为重力加速度。

(3) 能量方程

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \sum_{k=1}^n (a_k \rho_k E_k) + \nabla \cdot \sum_{k=1}^n (a_k \vec{v}_k (\rho_k E_k + p)) = \\ \nabla \cdot (k_{eff} \nabla T) + S_E \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $k_{eff} = \sum a_k (k_k + k_t)$; k_t 是湍流导热系数。

(4) 相体积率守恒方程

$$a = \frac{\partial \rho}{\partial t} = \frac{Q_g}{Q} = \frac{Q_g}{Q_g + Q_l} = \frac{x}{x + (1-x) \frac{\rho_g}{\rho_l}} \quad (8)$$

式中, x 为干度。

仿真模型根据图4建立,为便于网格化处理和仿真计算,对模型进行简化处理,将功率模块简化成对应热功率的面热源,冷板忽略螺纹孔、紧固件、倒角等特征。

边界条件设置如下:蒸发冷却工质入口边界设置为0.25 m/s的速度入口边界,以44℃温度的全液态工质进入。出口边界设置为压力出口边界,回液温度为47℃。

通过数值仿真,得到冷板表面温度场分布和气相体积分布分别如图6和图7所示。



图6 冷板表面温度分布

Fig.6 Surface temperature distribution of cold plate

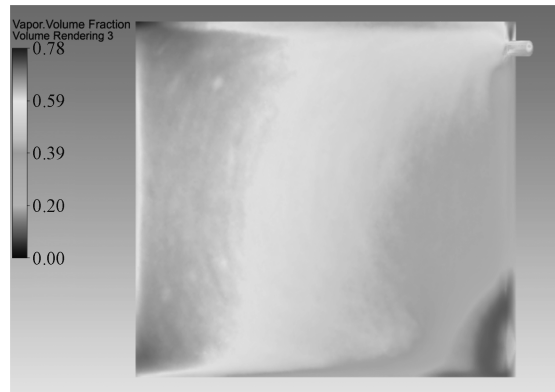


图7 冷板气相体积分布

Fig.7 Volume distribution of vapor phase in cold plate

由图6可以看出作为热源的功率模块与冷板接触处温度最高,最高温度为63.88℃,远离热源处温度逐渐降低,冷板进液口处温度最低,但冷板表面整体还是保持了温度均匀性。目前广泛采用的水冷板内部一般布置有串联的流动通道,这种结构的一个弊端是冷板表面靠近流动通道的区域与靠近流动通道间的区域存在显著温差,这样就会使功率器件的冷却散热不均匀,从而功率器件产生内部热应力,影响器件使用寿命。而蒸发冷却相变冷板表面均温性的特点则更有利于功率器件的安全稳定运行,提高其可靠性。

根据模块手册PN结到壳,以及壳到热沉的热阻值,根据以下功率器件结温和壳温计算公式:

$$T_c = T_h + PR_{thCH} \quad (9)$$

$$T_j = T_c + PR_{thJC} \quad (10)$$

式中, T_c 为功率器件壳温; T_h 为功率器件散热器温度; T_j 为功率器件结温; P 为功率器件热损耗; R_{thCH} 为功率器件壳到散热器热阻; R_{thJC} 为功率器件结到壳热阻。

计算得 IGBT 逆变模块壳温最高为 76.53 ℃, 结温最高为 93.58 ℃, 二极管整流模块壳温最高为 68.98 ℃, 结温最高为 88.87 ℃。完全满足变频器功率模块壳温和结温限值要求。

由图 7 冷板气相体积分布图可以看出蒸发冷却工质受热吸收潜热充分汽化相变, 实现高效换热。

5 实验验证

实验验证分两部分, 第一部分通过热电阻模拟功率模块验证冷板的散热效果及均温性; 第二部分对相变冷板功率单元箱施加额定负荷进行散热效果实验验证, 同时与热电阻冷板单元进行散热效果对比, 验证功率模块热损耗计算的准确性、用热电阻代替实际功率模块的精确度, 从而为后续用热电阻模拟功率模块不同工况的实验研究提供依据。

5.1 热电阻模拟功率模块冷板实验

根据图 4 相变冷板方案, 按功率模块实际尺寸和热损耗分别制作热电阻模拟功率模块模型, 并制作铝合金冷板, 冷板和热电阻模拟功率模块如图 8 所示。



图 8 冷板和热电阻模拟功率模块

Fig.8 Cold plate and thermal resistance analog power module

实验将通过热电阻模拟实际功率模块的热损耗, 热电阻产生的热量通过外壳传递到冷板接触表面, 冷板表面再将热量传递给冷板内蒸发冷却工质,

工质受热汽化由于两相工质密度差产生动压头, 从而使气态工质流出冷板经集气管将热量带到冷凝器, 冷凝器采用二次水冷却以提高换热性能, 工质经冷凝器释放潜热冷凝成液体后经回液管返回冷板, 形成一个自循环冷却散热过程。图 9、图 10 分别为实验系统图和实验装置图。

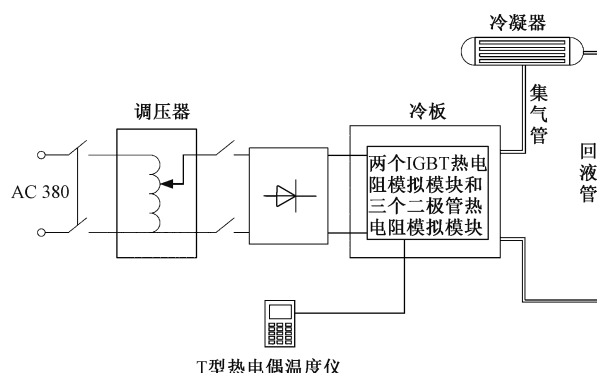


图 9 热电阻冷板散热实验系统图

Fig.9 Heat dissipation experimental system diagram of cold plate for thermal resistance

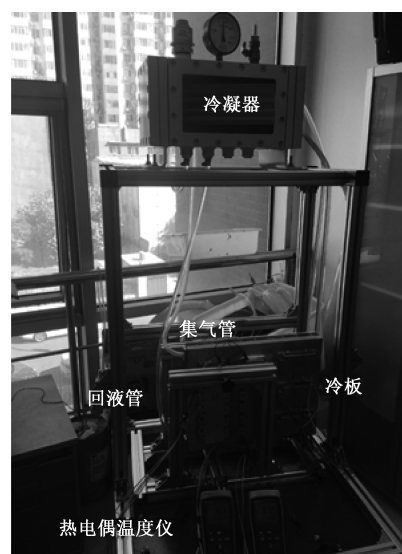


图 10 热电阻冷板散热实验装置图

Fig.10 Experimental device diagram of cold plate for thermal resistance

调整调压器使热电阻获得功率模块相应额定热功率, 对热电阻壳体与冷板的直接接触面的温度测点进行实时监控, 当数据采集仪温度指示稳定 20 min 内波动不超过 1 ℃, 即认定达到稳态, 记录数据见表 2。

表 2 热电阻冷板散热实验数据

Tab.2 Experimental data of cold plate for thermal resistance

测温点	IGBT1 /℃	IGBT2 /℃	D1 /℃	D2 /℃	D3 /℃
冷板接触面	67.2	67.3	64.5	65.8	64.8
热电阻壳体	70.3	69	65.6	66.8	66

由表 2 可以看出热电阻模拟 IGBT 模块壳体最高温度为 70.3℃,由模块手册结对壳的热阻值可推得结温最高为 87.35℃。二极管模块壳体最高温度为 66.8℃,由模块手册结对壳的热阻值可推得结温最高为 86.69℃,散热效果良好,完全满足变频器功率模块壳温和结温限值要求。同时可以看到热电阻模块与冷板的接触面最高温度和最低温度相差不超过 2.8℃,说明冷板的散热均温性非常理想。

5.2 相变冷板功率单元实验

图 11 和图 12 分别为相变冷板功率单元的实验系统图和装置图。其中图 11 中最底层布置的是功率单元箱和电容箱,功率单元箱按图 5 设计制作,包含两个真机 IGBT 功率模块、三个二极管整流模块及吸收电容和电路板,功率单元箱和三个电容箱并排布置也未占满一层空间。

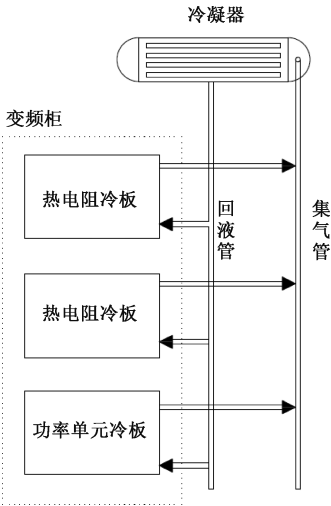


图 11 相变冷板单元实验系统图

Fig.11 System diagram of phase change cold plate unit experiment

首先对第二层冷板单元的两个热电阻模块分别施加 1 100 W 热负荷,同时对第三层变频器功率模块单元两个 IGBT 逆变模块施加 600 A 额定负荷(产生等效热负荷)。热电阻模块分别在靠近进出口和壳体与冷板接触面中部设置 3 个 K 型热电偶测温点(见图 13),变频器 IGBT 模块自带四个数

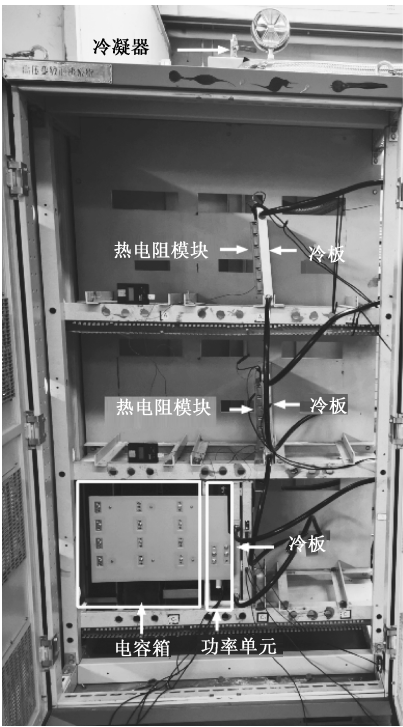


图 12 相变冷板单元实验装置

Fig.12 Phase change cold plate unit experimental device

控测温点,两个靠近进出口,两个在模块与冷板接触面中部。实验过程中,观察冷凝器压力表超过 0.025 Mpa 时排气,低于 0.005 Mpa 时停止排气,冷凝器采用自来水二次冷却。待负荷稳定后,各温度监测点示数如图 14 所示。

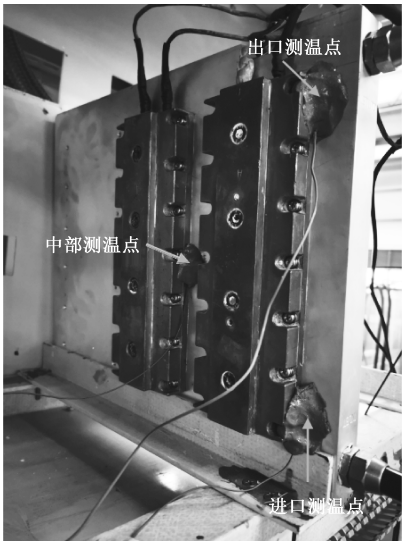


图 13 热电阻温度测点分布

Fig.13 Temperature measurement point distribution of thermal resistance

图 14 热电阻冷板和变频器 IGBT 模块冷板散

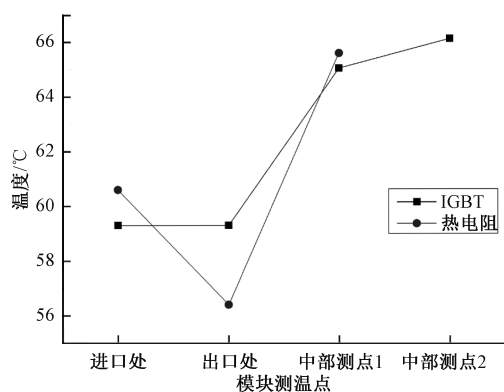


图 14 热电阻与 IGBT 模块温度对比

Fig.14 Temperature comparison between thermal resistance and IGBT module

热对比实验结果显示,各项测温数值接近,证明 IGBT 热损耗计算准确,用热电阻模拟 IGBT 等功率模块能满足精确度要求。由实验结果还可以看出在自循环蒸发冷却系统下,IGBT 的温度控制在 66.13°C 以下,冷却效果极佳,验证了蒸发冷却系统高效的散热性能。当然,本次验证实验只进行了 IGBT 模块的对比,不包括三个二极管整流模块,因此现场实验温度数值要比实验室测得的温度数值低。

从起始加负荷直至达到温度额定负荷过程中,第三层变频单元两个 IGBT 模块自带的两个数控测温点温差基本控制在 1 K 左右,分别在进出口布置的两个 K 型热电阻测温点温差也基本控制在 3 K 以内,热电阻模拟 IGBT 模块的测点温度和变频单元 IGBT 的测点温度大概一致,由此验证了蒸发冷却系统下冷板散热的均匀性。

6 结论

针对某大功率高压变频器功率器件设计的蒸发冷却相变冷板散热系统,通过计算功率模块的热损耗,用数值仿真手段分析验证了冷板结构和功率模块布置方案,再经过热电阻模拟功率模块热负荷进行了冷板散热实验验证。实验结果显示能将功率器件的壳温控制在 66.13°C 以下这一理想的温度水平,证明了蒸发冷却相变冷板散热的高效性。通过热电阻冷板与变频器 IGBT 模块冷板散热比对,验证了功率模块热损耗计算的准确性以及用热电阻模拟 IGBT 等功率模块的精确性,同时验证了相变冷板的均温性。与空冷散热方案相比,不仅功率器件的运行安全性提升,而且功率单元箱的体积缩小了 71% ,体积功率密度提高了 2.45 倍,实现了功率模

块的高度集成化。与水冷板散热相比,均温性更好,所用冷却工质为氟碳化合物不燃液,安全环保,无泵实现冷却系统自循环,低噪声,不需要复杂的水处理及循环水系统,更便于运维,且流量均匀性更好,更利于功率器件的安全稳定运行。

通过理论和实验研究表明,蒸发冷却相变冷板设计方案十分适于大功率高压变频器的散热方案,能满足大功率负荷条件下对器件稳定性、安全性要求高的应用场合,具有非常良好的应用前景。

参考文献 (References):

- [1] 顾国彪,阮琳,刘斐辉,等 (Gu Guobiao, Ruan Lin, Liu Feihui, et al.). 蒸发冷却技术的发展、应用和展望 (Developments, applications and prospects of evaporative cooling technology) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (11): 1-6.
- [2] 栾凤飞,余顺周,国建鸿,等 (Luan Fengfei, Yu Shunzhou, Guo Jianhong, et al.). 蒸发冷却技术在大功率整流装置中的应用 (Application of evaporative cooling technology in high power rectifier devices) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2009, 33 (19): 137-142.
- [3] 马本栋,胡书举,王玲玲,等 (Ma Bendong, Hu Shuju, Wang Lingling, et al.). 大功率电力电子器件相变冷却技术的实验研究 (Experimental study on phase-change cooling technology in high power electronic devices) [J]. 电测与仪表 (Electrical Measurement & Instrumentation), 2017, 54 (22): 1-5, 10.
- [4] 周建辉,杨涵,孙立军,等 (Zhou Jianhui, Yang Han, Sun Lijun, et al.). 大功率电力电子器件自然循环沸腾冷却系统 (Natural circulation boiling cooling system of high-power electronic device) [J]. 南方电网技术 (Southern Power System Technology), 2018, 12 (11): 66-72.
- [5] 宁珍,张永恒,刘军强,等 (Ning Zhen, Zhang Yongheng, Liu Junqiang, et al.). 高速列车牵引变流器中 IGBT 的相变冷却实验研究 (Phase change experiment of IGBT in traction converter of high speed train) [J]. 机械研究与应用 (Mechanical Research & Application), 2013, 26 (3): 13-15, 19.
- [6] Ren Hai, Hao Gaofeng, Shao Weihua, et al. Thermal buffering effect of phase change material on press-pack IGBT during power pulse [A]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [C]. 2019. 4937-4943.
- [7] 黄伟,冯维,王海峰,等 (Huang Wei, Feng Wei, Wang Haifeng, et al.). 直流换流阀单元模块蒸发冷却

- 系统的仿真分析与试验 (Simulation and experimental study on the evaporative cooling system of HVDC valve unit) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (2): 264-270.
- [8] 温英科, 阮琳 (Wen Yingke, Ruan Lin). 全浸式蒸发冷却开关电源热分析及实验 (Thermal analysis and experimental study of fully-immersed evaporative cooling switching mode power supply) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (18): 4295-4304.
- [9] 曹瑞, 阮琳 (Cao Rui, Ruan Lin). 蒸发冷却技术在环网控制装置上应用的可行性研究 (Feasibility study of evaporative cooling technology on converter valve) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2018, 52 (6): 40-42.
- [10] 熊斌, 程自然, 赵玉峰 (Xiong Bin, Cheng Ziran, Zhao Yufeng). 高速动车组蒸发冷却牵引变压器关键技术探讨 (Research on key technologies of evaporative cooling traction transformer of vehicle) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39 (9): 1-5.
- [11] 熊斌 (Xiong Bin). 高功率密度蒸发冷却 ECR 离子源磁体内热问题的研究 (Research on the heat problems of higher power density evaporative cooling ECR ion source magnet) [D]. 北京: 中国科学院大学 (Beijing: University of Chinese Academy of Sciences), 2015.

Research on phase change heat dissipation of high voltage inverter power module

SHI Hua-lin^{1,2,4}, XIONG Bin^{1,2}, LIU Zuo-kun³, JIA Yuan-yuan³, GU Guo-biao¹

(1. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

3. Beijing Shougang International Engineering Technology Co., Ltd., Beijing 100043, China;

4. Shanxi Chencheng Construction Engineering Co., Ltd., Yangquan 045000, China)

Abstract: The heat dissipation problem of high voltage inverter power devices is the key to restrict the performance of equipment and affect the power density. In view of the shortcomings of traditional air cooling and water cooling schemes, this paper studies the application of evaporative cooling phase change cooling technology in high-power high-voltage inverter. Firstly, according to the structural parameters and heat loss calculation of the inverter power module, a highly integrated evaporative cooling cold plate cooling scheme is designed, and verified by numerical simulation and experiment. Research and analysis show that, compared with the forced air cooling scheme, the phase change cooling plate cooling scheme can highly integrate the power module and greatly improve the volume power density; moreover, compared with the traditional water cooling plate scheme, the phase change cooling plate has better average temperature uniformity, self circulation without pump, convenient operation and maintenance, and better flow uniformity, which is more conducive to the safe and stable operation of power devices. In addition, the cooling medium has electric insulation and higher safety.

Key words: high voltage inverter; evaporative cooling technology; cold plate; phase change heat dissipation