

大储能容量超导磁储能系统的拓扑结构及控制策略

张芳,沈浩明,杨丰瑜

(天津大学 智能电网教育部重点实验室,天津 300072)

摘要:随着可再生能源规模化发展,电网对大功率等级储能系统的需求日益增长,因此研究应用于大功率等级场合的超导磁储能(SMES)系统拓扑结构及运行控制策略具有重要的理论意义。提出了一种基于模块化多电平换流器(MMC)的SMES系统拓扑结构,设计了允许多个超导磁体同时接入以成倍数提升系统整体储能容量的新型斩波器。该新型斩波器采用模块化设计,由多个子模块串联构成,可随MMC扩展至多种电压等级和功率等级,且能够均衡各子模块的电容电压和磁体电流。针对新型斩波器的旁路子模块数量难以确定的问题,提出了新型斩波器旁路子模块数量的计算方法。基于线性自抗扰控制设计了MMC双闭环控制器和新型斩波器的直流电压控制器,利用复频域分析法整定了线性自抗扰控制器参数。通过仿真验证了所提拓扑结构和控制策略的正确性和有效性。

关键词:超导磁储能;斩波器;拓扑结构;线性自抗扰控制;参数整定

中图分类号:TM 761;TM 26

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202106012

0 引言

相较于机械储能、电化学储能等储能装置,超导磁储能SMES(Superconducting Magnetic Energy Storage)系统具有响应速度快、循环次数多、功率密度大等优点,在平滑可再生能源短时出力波动、补偿电网暂态功率失衡等方面具有广阔的应用前景^[1]。拓扑结构和控制策略作为SMES系统的重要研究内容,分别决定了SMES系统的适用范围和运行性能。

在拓扑结构方面,SMES系统可分为电压源型、电流源型2种。其中,电压源型结构因具备超导磁体与电网相互隔离^[2]、无功功率不受超导磁体电流限制^[3]等优势,而被广泛采用。电压源型结构由电压源型换流器VSC(Voltage Source Converter)和斩波器构成。文献[4]采用两电平VSC和单相斩波器构成,其拓扑结构简单,所需开关器件少,但功率等级较低;文献[5]设计了并联多重化VSC和多相斩波器,以满足大功率场合的应用需求;文献[6]进一步提出了多相斩波器的均流控制方法,并联多重化VSC和多相斩波器通过增大直流线路电流来提升功率等级,系统电压等级较低且需通过多绕组变压器接入电网,增加了系统的经济成本与体积;为了提升SMES系统的电压等级,文献[7]采用中点箝位型VSC和中点箝位型斩波器,但其拓扑结构和控制策略的复杂程度会随着输出电平数的增加而显著上升,扩展性较差。H桥级联换流器和模块化多电平换流器MMC(Module Multilevel Converter)的各相桥臂均由多个子模块(SM)和桥臂电抗器串联构成^[8-9],具备模块化程度高、扩展性强等优点,适用于高电压、大功率场景。文献[8]在H桥级联换流器的每个

子模块中均接入1台单相斩波器,在单相斩波器电压等级较低条件下,有效地提升了系统整体的电压等级和储能容量,但该结构中的单相斩波器较多且数量须与换流器子模块总数相等,经济性较差;文献[9]在采用MMC的同时,将由多台单相斩波器并联构成的多重化斩波器接入MMC直流侧以提升SMES系统的功率等级,但多重化斩波器限制了系统电压等级的提升,无法充分发挥MMC的优势;文献[10]将2台单相斩波器串联接入换流器直流侧以提高系统的电压等级和储能容量,但该结构的可靠性较低,某一单相斩波器发生故障会导致系统整体退出运行,同时斩波器中超导磁体电感与磁体形状^[11]、电流^[12]有关,在实际工程中难以保证各超导磁体的电感完全一致,需解决超导磁体间电流均衡的问题。

在控制策略方面,文献[13]设计了dq同步旋转坐标系下VSC的双闭环比例积分(PI)控制策略,并提出了PI控制器参数的整定方法;文献[14]设计了基于PI控制的斩波器控制策略,有效稳定了直流电压。PI控制的结构简单,应用最为广泛,但VSC的内环控制依赖前馈解耦项,前馈解耦项与系统的数学模型有关,这就降低了系统的鲁棒性。文献[15]基于模型预测控制设计了VSC和斩波器的控制策略,降低了超导磁体电流谐波引起的涡流损耗,但模型预测控制同样需要精确的系统数学模型,且在开关器件较多的条件下难以满足系统快速计算的要求。自适应分数阶滑模控制和自抗扰控制ADRC(Active Disturbance Rejection Control)作为先进的控制技术,具有响应速度快、控制精度高、鲁棒性强等优点。文献[16-17]分别提出了基于自适应分数阶滑模控制和ADRC的SMES系统控制策略,提升了系统的动态响应特性和鲁棒性;文献[18]将ADRC应用

于 SMES 并网系统,提高了 SMES 系统并网连接点(PCC)处的电压稳定性,但自适应分数阶滑模控制和 ADRC 的待整定参数较多且参数整定较为复杂。文献[19]中的线性自抗扰控制 LADRC(Linear Active Disturbance Rejection Control)在继承了 ADRC 优良控制性能的同时,利用带宽法整定控制器参数,有效减少了待整定参数的个数、降低了参数整定难度。文献[20]提出了基于 LADRC 的 SMES 系统控制策略,但未对已知扰动进行前馈补偿,高频已知扰动会导致系统控制性能降低。

本文研究了适用于高电压、大功率等级的大储能容量 SMES 系统的拓扑结构及控制策略。首先,提出了一种由 MMC 和新型斩波器构成的 SMES 系统拓扑结构,新型斩波器包含多个子模块,允许多个超导磁体接入以成倍提升储能容量,具备均压、均流能力且可随 MMC 扩展至多种电压等级和功率等级;然后,考虑到新型斩波器的旁路子模块数量与均流效果和经济成本的关系,提出了新型斩波器的旁路子模块数量的计算方法,以确定维持各超导磁体电流均衡所需的最少旁路子模块数量;最后,设计了 LADRC 加前馈项的 SMES 系统控制策略,并利用复频域法整定控制器参数。通过仿真验证了所提 SMES 系统拓扑结构及控制策略的正确性及有效性。

目前有关适用于高电压、大功率场景的 SMES 系统拓扑结构的研究较少,本文所提 SMES 系统拓扑结构与现有基于三电平换流器以及 H 桥级联换流器的高电压、大功率 SMES 系统拓扑结构的不同之处在于:换流器与斩波器均采用子模块串联结构,且可设置冗余子模块,系统的扩展性强、可靠性高;换流器与斩波器相互独立,两者子模块数量无需保证严格一致,子模块数量选取更灵活。在控制策略方面,本文基于 LADRC 设计了 SMES 系统控制器以消除系统的未知扰动,并在控制器中引入前馈项以消

除系统的已知扰动,鲁棒性和抗干扰能力更好。

1 SMES 系统的拓扑结构及数学模型

1.1 SMES 系统的拓扑结构

大储能容量 SMES 系统的拓扑结构如图 1 所示,其由 MMC 和本文所提新型斩波器构成,两者相互独立且由直流母线相连接。图中, E 、 Z 分别为交流系统的等效电压源、等效阻抗; u_s 为 PCC 处的电压; P 、 Q 分别为 PCC 处有功功率、无功功率; i_j ($j \in \{a, b, c\}$) 为 j 相交流注入电流; C_{SM} 为 MMC 子模块的电容; u_{SM} 、 i_{SM} 分别为 MMC 子模块两端电压、桥臂电流; V_{TSM1} 、 V_{TSM2} 和 V_{DSM1} 、 V_{DSM2} 分别为 MMC 子模块中的 IGBT 和二极管; i_{dc} 为直线路电流; U_{dc} 为 MMC 直流侧电压; R_T 、 X_T 分别为联接变压器的电阻、电抗; R_G 为联接变压器中性点的接地电阻; i_{sc} 为超导磁体电流。MMC 包含 6 个桥臂,各桥臂分别由 N 个半桥型子模块(SM_1 — SM_N)及桥臂电感 L_0 串联构成。新型斩波器由 $n+m$ 个结构完全相同的子模块(SM_{c1} — SM_{c1+m})串联构成,其中 n 、 m 分别为投入子模块数量、旁路子模块数量。新型斩波器子模块由半桥电路、单相斩波器、电容 C 及旁路开关 K 构成,其中半桥电路由 IGBT(V_{T1} 和 V_{T2})及反并联二极管(V_{D1} 和 V_{D2})构成,单相斩波器为由 IGBT(V_{T3} 和 V_{T4})、二极管(V_{D3} 和 V_{D4})、超导磁体电感 L_{sc} 组成的 H 桥电路,电容 C 分别通过半桥电路和单相斩波器与 MMC 和超导磁体电感 L_{sc} 进行功率交换,旁路开关 K 在子模块发生故障时闭合以切除该子模块,实现故障隔离。

1.2 新型斩波器子模块的工作模式及排序规则

新型斩波器含有多个电容和超导磁体,需维持电容电压及超导磁体电流均衡。本文所提新型斩波器子模块中的单相斩波器均采用定直流电压控制,且直流电压参考值相同,以实现电容电压的均衡控制。对于超导磁体电流而言,通过控制各新型斩

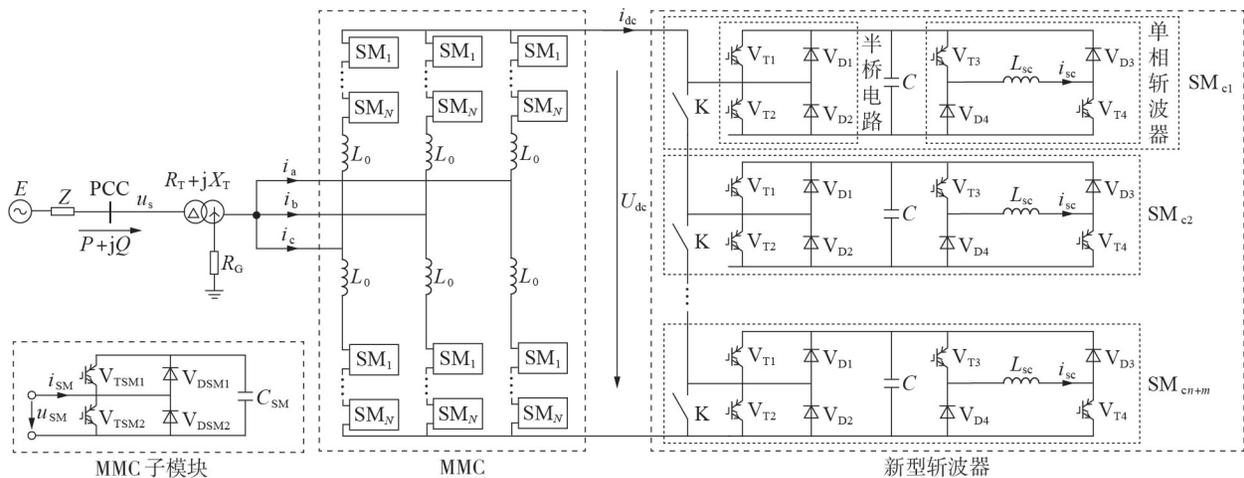


图 1 SMES 系统的拓扑结构

Fig.1 Topological structure of SMES system

波器子模块的投入与旁路状态,差异化各超导磁体的充电、放电及续流时间,即可实现对超导磁体电流的均衡控制,具体方法如下。

根据 SMES 系统的充放电状态及新型斩波器子模块中半桥电路的 IGBT 通断状态,定义 4 种新型斩波器子模块的工作模式,如图 2 所示。

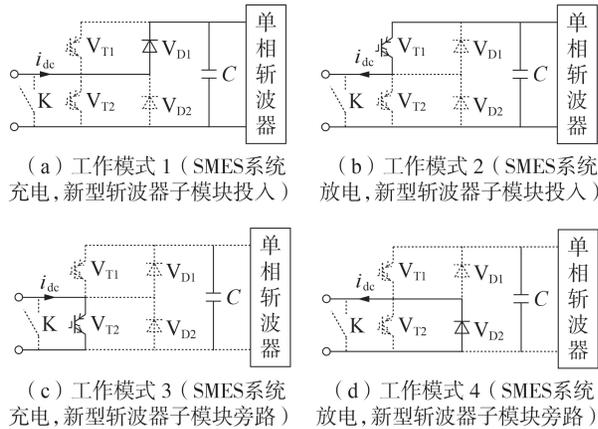


图2 新型斩波器子模块的工作模式

Fig.2 Working modes of sub-module in new-type chopper

工作模式 1(工作模式 2):对 V_{T1} 和 V_{T2} 分别施加导通与关断信号, V_{D1} (V_{T1})导通, MMC 经 V_{D1} 对电容 C 充电(电容 C 经 V_{T1} 对 MMC 放电),单相斩波器控制 V_{T3} 和 V_{T4} 的导通与关断,调节超导磁体在一个控制周期内处于充电(放电)与续流状态的时间占比,进而控制超导磁体的充电(放电)功率与电容的充电(放电)功率相等,维持电容电压恒定。

工作模式 3(工作模式 4):对 V_{T1} 与 V_{T2} 分别施加关断与导通信号, MMC 经由 V_{T2} (V_{D2})将电容 C 旁路。当电容 C 旁路时,不与 MMC 进行功率交换,单相斩波器控制超导磁体在一个控制周期内始终处于续流状态,维持电容电压及超导磁体电流恒定。

为了确定各新型斩波器子模块的工作模式,设定如下排序规则。

1)每经过一个控制周期测量 $n+m$ 个新型斩波器子模块的超导磁体电流,并依据超导磁体电流的大小对新型斩波器子模块进行排序。

2)当 SMES 系统充电时,按照超导磁体电流由小到大的顺序,依次选取 n 个新型斩波器子模块切换至工作模式 1,从 MMC 吸收能量;其余 m 个新型斩波器子模块切换至工作模式 3,维持能量不变。当 SMES 系统放电时,按照超导磁体电流由大到小的顺序,依次选取 n 个新型斩波器子模块切换至工作模式 2,向 MMC 释放能量;其余 m 个新型斩波器子模块切换至工作模式 4,维持能量不变。

3)每经过一个控制周期更新一次各新型斩波器子模块的排序。

按照排序规则确定各新型斩波器子模块的工作

模式后,电流较小的超导磁体具备更长的充电时间和更短的放电时间,电流较大的超导磁体则具有更短的充电时间和更长的放电时间,最终各超导磁体电流将趋于一致,解决了多个超导磁体间的电流均衡问题。同时,由于每个控制周期内投入子模块的数量相同,对电容电压进行均衡控制可以间接维持 MMC 直流侧电压恒定。

1.3 新型斩波器旁路子模块数量的计算方法

旁路子模块的数量决定了新型斩波器的均流效果及经济性。若旁路子模块数量过少,则将导致电流较小的超导磁体的充电时间不足,电流较大的超导磁体的放电时间不足,进而无法均衡各超导磁体的电流;若旁路子模块数量过多,则将增加新型斩波器的经济成本。鉴于上述矛盾,本文提出了满足各超导磁体电流均衡要求的旁路子模块最少数量的计算方法。

各投入子模块的电容相互串联,且在直流电压控制器的作用下电容电压均相等,因此 MMC 向新型斩波器输入的功率在各投入子模块电容间均匀分配,即:

$$P_{c1} = \dots = P_{ch} = \dots = P_{cn} \quad (1)$$

式中: P_{ch} 为 MMC 向第 h 个投入子模块电容输入的功率。

系统处于稳态时,为了维持电容电压 U_c 恒定,电容的能量增量应全部存储至超导磁体,即 MMC 向电容输入的功率等于电容向超导磁体输入的功率,则有:

$$P_{sch1} = \dots = P_{sch} = \dots = P_{schn} \quad (2)$$

$$P_{sch} = L_{sch} i_{sch} di_{sch} / dt \quad (3)$$

式中: P_{sch} 为第 h 个投入子模块中电容向超导磁体输入的功率; L_{sch} 、 i_{sch} 分别为第 h 个投入子模块的超导磁体电感、电流。

式(3)又可改写为:

$$\Delta i_{sch} = \frac{P_{sch}}{L_{sch} i_{sch}} \Delta t \quad (4)$$

式中: Δi_{sch} 为时间 Δt 内第 h 个投入子模块的超导磁体电流增量。

若要实现超导磁体电流均衡,则在各超导磁体初始电流相同的条件下,各新型斩波器子模块在某一极短时间 Δt_c 内的超导磁体电流增量应保持一致,由式(4)可知,当超导磁体电流增量相同时,超导磁体电感不同的新型斩波器子模块的投入时间也不同。设各超导磁体的初始电流均为 i_{scint} , Δt_c 时间内超导磁体电流增量均为 Δi_{sc} ,则根据式(4)可计算得到最大偏差系数 k 为:

$$k = \frac{\Delta t_{\max}}{\Delta t_{\min}} = \frac{\Delta i_{sc} L_{sc\max} i_{scint} / P_{sc}}{\Delta i_{sc} L_{sc\min} i_{scint} / P_{sc}} = \frac{L_{sc\max}}{L_{sc\min}} \quad (5)$$

式中: $L_{sc\max}$ 、 $L_{sc\min}$ 分别为超导磁体电感的最大值、最

小值; Δt_{\max} 、 Δt_{\min} 分别为当新型斩波器子模块的超导磁体电感为最大值、最小值时超导磁体电流增加 Δi_{sc} 所需的投入时间; P_{sc} 为超导磁体的输入功率。

在实际工程中无法准确获取各超导磁体电感, 因此为了简化分析, 本文仅考虑最极端的情况, 即将子模块分为 2 类: 类型 1 子模块的超导磁体电感为 $L_{sc\max}$, 总数量为 G ; 类型 2 子模块的超导磁体电感为 $L_{sc\min}$, 总数量为 H 。则有:

$$\begin{cases} \Delta W_g = GP_{sc} \Delta t_{\max} = GP_{sc} k \Delta t_{\min} \\ \Delta W_h = HP_{sc} \Delta t_{\min} \\ G + H = m + n \quad G, H, m, n \geq 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中: ΔW_g 、 ΔW_h 分别为 Δt_c 时间内类型 1、类型 2 子模块的能量增量总和。

由新型斩波器子模块的排序规则可知, 任意时刻新型斩波器的投入子模块数量相同, 均为 n , 因此 Δt_c 时间内新型斩波器子模块的投入时间总和为 $n\Delta t_c$, 其可表示为:

$$n\Delta t_c = \Delta T_g + \Delta T_h = G\Delta t_{\max} + H\Delta t_{\min} \quad (7)$$

式中: ΔT_g 、 ΔT_h 分别为 Δt_c 时间内类型 1、类型 2 子模块的投入时间总和。

结合式(6)和式(7), 可得各超导磁体电流均衡时 2 类子模块总数量 H 为:

$$H = \frac{kG(n\Delta t_c - \Delta T_g)}{\Delta T_g} \quad (8)$$

当 $G=0$ 时, 各新型斩波器子模块的超导磁体电感均相同, 旁路子模块数量 m 取任意值均可维持超导磁体电流均衡。

当 $G \in (0, n)$ 时, 有 $H \in (m, n+m)$, $\Delta T_g \in (0, G\Delta t_c]$, 将 $\Delta T_g \in (0, G\Delta t_c]$ 代入式(8), 可得 H 的取值范围为:

$$H \geq k(n - G) \quad (9)$$

由式(9)可知, 在 k 、 n 保持不变的条件下, H 的下界将随 G 的减小而增大, 因此, 在 G 未知的情况下, 可令 G 取最小值 G_{\min} 以计算 H 的取值范围, 从而令求解得到的 H 能够满足任意 $G \in (0, n)$ 时各超导磁体电流均衡的要求。

将 $G_{\min} = 1$ 代入式(9)并结合式(6), 可得旁路子模块数 m 的取值范围为:

$$m \geq (n - 1)(k - 1) \quad (10)$$

当 $G \in [n, n+m]$ 时, 有 $H \in [0, m]$, $\Delta T_g \in [0, n\Delta t_c]$, 将 $\Delta T_g \in [0, n\Delta t_c]$ 代入式(8), 可得 H 的取值范围为 $[0, +\infty)$, 由于 $[0, m] \subset [0, +\infty)$, 可见任意 $G \in [n, n+m]$ 均能满足各超导磁体电流均衡的要求。

综上所述, 在已知超导磁体电感允许误差及投入子模块数量的条件下, 根据式(10)即可计算旁路子模块数量的取值范围。为了提高系统的可靠性, 保证单个或少量新型斩波器子模块因故障被切除时, 剩余子模块仍具有良好的均流效果, 在确定新型

斩波器的子模块数量时可留有一定的裕度。

1.4 SMES 系统的数学模型

根据图 1, 可建立三相静止坐标系下 MMC 交流侧的数学模型, 如式(11)所示。

$$L di_j/dt = u_{sj} - R_T i_j - u_{vj} \quad j \in \{a, b, c\} \quad (11)$$

式中: $L = X_T/\omega + L_0/2$, ω 为系统角频率; u_{vj} 为 j 相 MMC 交流等效电压。

由式(11)可知, 通过调节 MMC 交流等效电压 u_{vj} , 可控制交流注入电流 i_j , 进而控制 MMC 与电网的交换功率。以控制交流注入电流 i_j 准确跟踪参考值为目标, 利用 Park 变换将三相静止坐标系下的正弦交流量转换为 dq 同步旋转坐标系下的直流量, 如式(12)所示。

$$\begin{cases} L di_d/dt = -R_T i_d + \omega Li_q + u_{sd} - u_{vd} \\ L di_q/dt = -R_T i_q - \omega Li_d + u_{sq} - u_{vq} \end{cases} \quad (12)$$

式中: i_d 、 i_q 分别为交流注入电流的 d 、 q 轴分量; u_{sd} 、 u_{sq} 分别为 PCC 处电压的 d 、 q 轴分量; u_{vd} 、 u_{vq} 分别为 MMC 交流等效电压的 d 、 q 轴分量。

由新型斩波器子模块的排序规则可知, MMC 直流侧电压 U_{dc} 为新型斩波器中 n 个投入子模块的电容电压之和, 即:

$$U_{dc} = \sum_{i=1}^{n+m} U_{Ci} S_i \quad (13)$$

式中: U_{Ci} 为第 i 个子模块的电容电压; S_i 为第 i 个子模块中半桥电路的开关函数, 当 $S_i = 1$ 时, V_{T1} 导通、 V_{T2} 关断, 子模块被投入, 当 $S_i = 0$ 时, V_{T1} 关断、 V_{T2} 导通, 子模块被旁路。

新型斩波器子模块中单相斩波器的数学模型为:

$$\begin{cases} L_{sc} di_{sci}/dt = (2D_i - 1)U_{Ci} \\ CdU_{Ci}/dt = S_i i_{dc} - (2D_i - 1)i_{sci} \end{cases} \quad (14)$$

式中: D_i 为第 i 个单相斩波器中 V_{T3} 和 V_{T4} 的占空比。当 $0 \leq D_i < 0.5$ 时, 超导磁体向电容放电; 当 $0.5 < D_i \leq 1$ 时, 电容向超导磁体充电; 当 $D_i = 0.5$ 时, 超导磁体续流, 不与电容进行功率交换。

2 基于二阶 LADRC 的 SMES 系统控制器设计

ADRC 具有鲁棒性强、适用范围广的优点, 但其包含非线性误差反馈控制律和扩张状态观测器, 两者均由非线性函数构成, 存在待整定参数多且参数整定困难的问题。对此, 文献[19]提出了 LADRC, 将 ADRC 的非线性误差反馈控制律及扩张状态观测器以线性形式实现, 控制器参数以控制器带宽 ω_c 及观测器带宽 ω_o 表示, 大幅减少了待整定参数的个数并降低了参数整定难度, 更加适合工程应用。据此, 本文基于 LADRC 分别设计了 MMC 双闭环控制器和新型斩波器子模块中单相斩波器控制器。

2.1 二阶LADRC原理

关于LADRC阶数的选取,一般认为LADRC的阶数应等于被控对象的相对阶数,而被控对象的相对阶数会随着建模方法的不同而存在一定的差异^[21]。本文的MMC双闭环控制器中功率外环控制器与电流内环控制器的被控对象相对阶数均为2^[22],新型斩波器子模块中单相斩波器控制器的被控对象相对阶数同样为2,因此本文采用二阶LADRC。

二阶LADRC的核心在于将系统外部未知扰动与内部不确定性均视为系统总扰动,予以实时估计与补偿^[23]。本文所采用的二阶LADRC由线性扩张状态观测器LESO(Linear Extended State Observer)及线性状态误差反馈LSEF(Linear State Error Feedback)组成,其结构框图如图3所示。图中, v 为输入参考信号; k_p 、 k_d 为LSEF增益,其决定了系统的响应速度; u_1 为LSEF的输出信号; u 为补偿系统总扰动后的控制器输出信号; b 为补偿因子; y 为被控对象输出信号; z_1 、 z_2 、 z_3 分别为被控对象输出信号、被控对象输出信号的导数、系统总扰动的估计值。

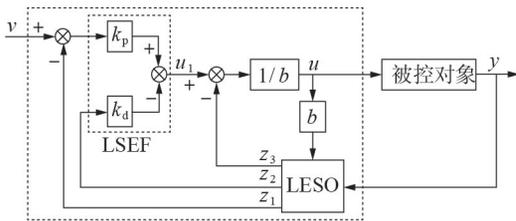


图3 二阶LADRC的结构框图

Fig.3 Structure diagram of second-order LADRC

LESO用于实时估计被控对象输出信号、被控对象输出信号的导数及包括系统内扰和外扰在内的系统总扰动;LSEF实质上为比例微分(PD)控制律,其输出信号经总扰动补偿后作为被控对象输入信号。LESO和LSEF的数学模型分别见附录A式(A1)和式(A2)。由式(A1)和式(A2)可知,每个二阶LADRC有6个待整定参数(l_1 、 l_2 、 l_3 、 k_p 、 k_d 、 b),为了减少控制器待整定参数的个数,文献[19]将 l_1 、 l_2 、 l_3 及 k_p 、 k_d 分别与LESO的带宽 ω_0 及LSEF的带宽 ω_c 相关联,分别见式(15)和式(16)。

$$l_1 = 3\omega_0, l_2 = 3\omega_0^2, l_3 = \omega_0^3 \quad (15)$$

$$k_p = \omega_c^2, k_d = 2\omega_c \quad (16)$$

至此,只需整定 ω_0 、 ω_c 、 b 这三个参数即可获得良好的控制效果。

2.2 MMC双闭环控制器设计

在dq同步旋转坐标系下,相较于基于PI控制的MMC双闭环控制器,基于二阶LADRC的MMC双闭环控制器可将前馈解耦项视为系统总扰动的一部分予以估计和补偿,从而可实现无需前馈解耦项的有功、无功解耦控制^[22,24]。本文SMES系统中基于二阶

LADRC的MMC双闭环控制器如图4所示。图中, P_{ref} 、 Q_{ref} 分别为PCC处有功功率、无功功率参考值; i_{sd} 、 i_{sdref} 和 i_{sq} 、 i_{sqref} 分别为内环电流d轴和q轴分量及其参考值; $i_{sdrefmax}$ 、 $i_{sdrefmin}$ 和 $i_{sqrefmax}$ 、 $i_{sqrefmin}$ 分别为内环电流d轴和q轴分量参考值的上、下限; u_{vdmax} 、 u_{vdmin} 和 u_{vqmax} 、 u_{vqmin} 分别为MMC交流等效电压d轴和q轴分量的上、下限。

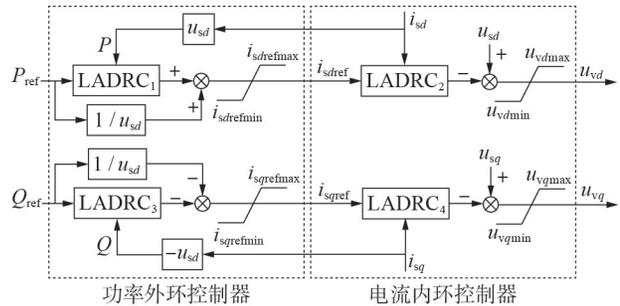


图4 基于二阶LADRC的MMC双闭环控制器

Fig.4 Dual closed-loop controller of MMC based on second-order LADRC

鉴于有功、无功控制回路相互独立且结构类似,本文仅以有功控制回路为例进行说明。功率外环控制器以PCC处有功功率 P 及其参考值 P_{ref} 分别作为控制器的输入信号及输入参考信号,控制输出信号与前馈项叠加后生成内环电流d轴分量参考值 i_{sdref} ;电流内环控制器通过控制MMC交流等效电压d轴分量 u_{vd} ,使交流注入电流d轴分量 i_{sd} 准确跟踪其参考值 i_{sdref} 。

2.3 新型斩波器子模块中单相斩波器控制器设计

如前文所述,本文所提新型斩波器由多个包含单相斩波器的子模块构成,各单相斩波器均采用定直流电压控制,并设定相同的电压参考值以维持各电容电压均衡及MMC直流侧电压恒定。基于二阶LADRC的新型斩波器子模块中单相斩波器控制器如图5所示,其由直流电压控制器、脉宽调制(PWM)过程和单相斩波器的数学模型构成。图中, T_σ 为PWM的惯性时间常数; D_{ref} 为第 i 台单相斩波器中

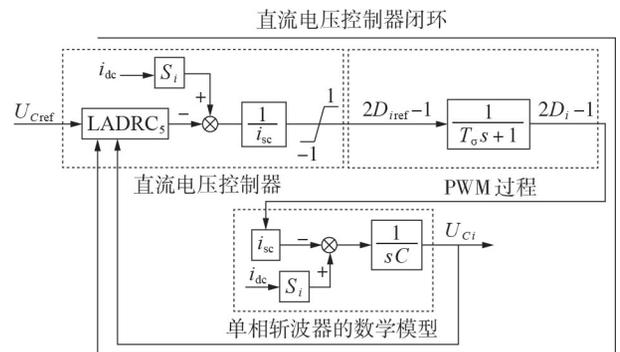


图5 基于二阶LADRC的单相斩波器控制器

Fig.5 Controller of single-phase chopper based on second-order LADRC

V_{T3} 和 V_{T4} 的占空比参考值。

将第*i*个新型斩波器子模块的电容电压 U_{Ci} 及其参考值 U_{Cref} 分别作为二阶LADRC的输入信号及输入参考信号,控制输出信号与前馈项 $S_i i_{dc}$ 叠加并除以超导磁体电流 i_{sc} 后,利用PWM技术生成新型斩波器子模块中 V_{T3} 和 V_{T4} 的触发信号,进而控制超导磁体与电容的交换功率,使电容电压准确跟踪其参考值。各单相斩波器的数学模型及控制器结构均一致,因此各单相斩波器可选用相同的控制器参数。

对于新型斩波器子模块中单相斩波器的控制而言,其在传统SMES系统斩波器定直流电压控制的基础上引入了前馈项 $S_i i_{dc}$, $S_i i_{dc}$ 可在单相斩波器的有功功率发生变化时,直接、快速修正控制器的输出信号,进而可减弱有功功率变化引起的电容电压波动。

3 基于复频域分析法的LADRC控制器参数整定

3.1 被控对象的传递函数

本文以新型斩波器子模块中单相斩波器控制器为例,整定LADRC控制器参数。由图5可知,LADRC的被控对象由 $1/i_{sc}$ 、PWM过程及新型斩波器子模块中单相斩波器的数学模型串联构成。忽略单相斩波器数学模型中的 $S_i i_{dc}$ 部分,并设定新型斩波器子模块中单相斩波器的PWM过程为一阶惯性环节,则LADRC被控对象的传递函数 $G_p(s)$ 可表示为:

$$G_p(s) = \frac{1}{sC} \frac{1}{T_\sigma s + 1} \quad (17)$$

3.2 LADRC控制器的闭环传递函数

LADRC控制器的闭环传递函数由LADRC控制器传递函数及被控对象传递函数 $G_p(s)$ 构成,如图6所示^[22]。图中, $V(s)$ 、 $U(s)$ 分别为LADRC控制器的输入参考信号、输出信号; $Y(s)$ 为被控对象输出信号; $D(s)$ 为输入扰动信号; $H_1(s)$ 、 $G_c(s)$ 为传递函数,见附录A式(A3)。

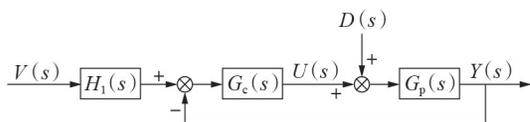


图6 LADRC控制器的闭环传递函数
Fig.6 Closed-loop transfer function of LADRC controller

忽略输入扰动信号 $D(s)$,则LADRC控制器的闭环传递函数 $G_{cl-u}(s)$ 可表示为:

$$G_{cl-u}(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{H_1(s)G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (18)$$

将式(17)代入式(18),可得:

$$G_{cl-u}(s) = \frac{H_1(s)G_c(s)}{sC(T_\sigma s + 1) + G_c(s)} \quad (19)$$

由式(19)可绘制不同LADRC控制器参数对应的新型斩波器子模块中单相斩波器控制器的闭环传递函数零极点分布图,根据极点位置和稳定性判据即可确定保证系统稳定的LADRC控制器参数的取值范围。

3.3 LADRC控制器参数取值范围整定

将附录B表B1所示SMES系统参数代入式(19)以整定本文算例中新型斩波器子模块中单相斩波器控制器的参数取值范围。补偿因子 b 可通过参数辨识获取^[25],因此本文仅对LSEF的带宽 ω_c 和LESO的带宽 ω_0 进行整定。取 $\omega_0 = 500$ 、 $b = 3000$, ω_c 由100增大到500,新型斩波器子模块中单相斩波器控制器的闭环传递函数零极点分布如附录B图B1所示。由图B1可知,随着 ω_c 的增大,一组共轭极点向复平面右侧快速移动并在 $\omega_c = 329$ 时穿越虚轴,因此为了保证系统闭环稳定,LSEF的带宽 ω_c 应小于329。取 $\omega_c = 120$ 、 $b = 3000$, ω_0 由200增大到1000,新型斩波器子模块中单相斩波器控制器的闭环传递函数零极点分布如附录B图B2所示。由图B2可知,随着 ω_0 的增大,一组共轭极点向复平面右侧移动并在 $\omega_0 = 823$ 时穿越虚轴,控制系统闭环失稳,因此观测器的带宽 ω_0 应小于823。

兼顾系统的动态响应特性和稳定性,本文所述新型斩波器子模块中单相斩波器控制器的LSEF带宽 ω_c 和LESO带宽 ω_0 分别取值为120和600。对于MMC双闭环控制器的功率外环控制器和电流内环控制器,可采用相同的方法确定LADRC控制器参数,限于篇幅,不再赘述。整个SMES系统的LADRC控制器参数取值见附录B表B2。表B2中同时给出了仿真对比所用PI控制器比例系数 k_p 和积分系数 k_i 的取值(根据文献[13]中的参数整定方法获取)。

4 仿真分析

为了验证本文所提SMES系统拓扑结构及控制策略的正确性及有效性,基于PSCAD/EMTDC搭建如图1所示的SMES系统模型。MMC通过联接变压器与35 kV电网相连,联接变压器的额定容量为10 MV·A,变比为37 kV/6.3 kV,短路电压百分数为8%,短路损耗为45.3 kW;MMC采用最近电平调制以及文献[26]中所提子模块电容电压平衡策略;根据文献[27-28]选取MMC子模块电容及桥臂电感参数以分别抑制子模块电容电压波动和桥臂环流;超导磁体参数选自文献[29]中的实物数据。设定新型斩波器投入子模块数量 $n = 10$,超导磁体电感的允许误差为 $\pm 10\%$,则根据式(10)可计算得到旁路子模块数量 $m \geq 2$ (具体计算过程见附录C式(C1)和式

(C2)),考虑到新型斩波器的经济性与运行可靠性,本文取旁路子模块数量 $m=3$ 。SMES系统的其他参数见附录C表C1。

4.1 新型斩波器的均压、均流能力验证

本文所提新型斩波器允许多个超导磁体接入,为了验证新型斩波器的均压、均流能力,分别在子模块的超导磁体电感和电流不同这2种情况下,将其与文献[10]中斩波器的拓扑结构进行对比仿真。为了保证直流母线电压及子模块电容电压等系统参数一致,将文献[10]中斩波器子模块数量扩展至 n 个并同样采用MMC,扩展后的拓扑结构如附录D图D1所示。本文所提新型斩波器与图D1所示斩波器(已有斩波器)的主要区别在于:前者的子模块中包含半桥电路,可实现均流控制。

设定仿真条件如下:各超导磁体的初始电流均为额定值564 A;2类斩波器的子模块 SM_{c1} 和 SM_{c2} 的超导磁体电感误差分别为10%、-10%,其他子模块的超导磁体电感误差为0;PCC处的有功功率参考值在5 s时由0突变至-1 MW,并在10 s时恢复至0。

电感不同时2类斩波器的电容电压及超导磁体电流波形对比见图7。由图7(a)可见,由于本文所提新型斩波器与已有斩波器中的单相斩波器均采用定直流电压控制,两者均具有良好的均压能力,电容电压均能稳定在参考值1.2 kV。由图7(b)可见:本文所提新型斩波器可根据子模块的排序规则控制各子模块的投入与旁路状态,超导磁体电流越小,子模块的投入时间越短,即超导磁体的放电时间越短,超导磁体电流下降速率越慢,进而可维持各超导磁体电流均衡;对于已有斩波器而言,各子模块的电容相互串联,同时在直流电压控制器的作用下电容电压均相等且恒定,因此各子模块中超导磁体的放电功率相等,由式(3)分析可知,在初始电流相同的条件下,超导磁体电感越小,超导磁体电流的下降速率越

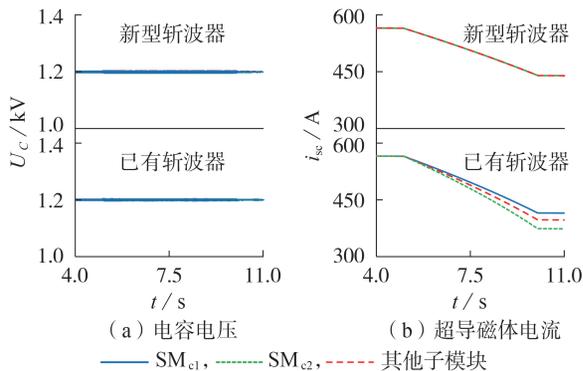


图7 电感不同时2类斩波器的电容电压和超导磁体电流波形对比

Fig.7 Comparison of capacitor voltage and superconducting magnet current waveforms between two types of choppers with different inductance

快,超导磁体电流随着时间推移越小,而偏小的超导磁体电流会进一步加快电流下降速率,进而使超导磁体电流偏差不断增大,最大偏差为42 A。上述分析结果表明,本文所提新型斩波器具备良好的均压、均流能力。

子模块的超导磁体电流不同时的仿真结果见附录D图D2。

4.2 新型斩波器旁路子模块数量计算方法的正确性验证

为了验证本文所提新型斩波器旁路子模块数量计算方法的正确性,考虑最极端的情况,即设定新型斩波器子模块 SM_{c1} 的超导磁体电感存在10%的误差,其他超导磁体的电感存在-10%的误差,各超导磁体的初始电流均为额定值564 A,5 s时PCC处有功功率参考值由0突变至-2 MW,6 s和7 s时新型斩波器子模块 SM_{c2} 和 SM_{c3} 分别闭合旁路开关K将自身切除,8 s时PCC处有功功率参考值由-2 MW恢复至0,各子模块的超导磁体电流波形如图8所示。

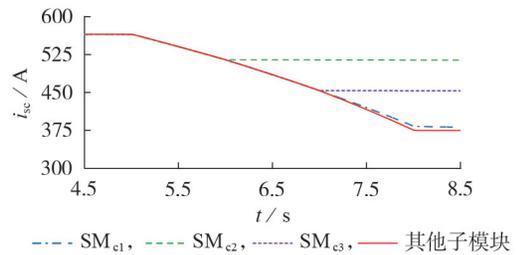


图8 新型斩波器的超导磁体电流波形

Fig.8 Current waveforms of superconducting magnets for new-type chopper

由图8可知:6 s前新型斩波器正常运行,旁路子模块数量 $m=3$,各子模块利用排序规则可维持超导磁体电流均衡;6 s时新型斩波器子模块 SM_{c2} 被切除,旁路子模块数量 m 由3减至2,各非切除子模块仍可在排序规则的作用下使超导磁体电流保持一致;7 s时新型子模块 SM_{c3} 被切除,旁路子模块数量 m 减至1,不满足式(10)的计算结果 $m \geq 2$,故各非切除子模块中电感不同的超导磁体的电流从7 s开始产生偏差,且偏差量随着时间的推移逐渐增大,最大偏差为8 A。式(10)理论计算所得新型斩波器旁路子模块数量的最小值与仿真所得维持电流均衡应具备的最少旁路子模块数量相等,这验证了本文所提新型斩波器旁路子模块数量计算方法的正确性。

4.3 SMES系统控制策略的有效性验证

为了验证本文所提控制策略的有效性,分别采用本文设计的基于二阶LADRC的双闭环控制器与基于 dq 同步旋转坐标系的双闭环PI控制器(简称为PI控制器)对MMC进行对比分析。鉴于本文所提控制策略设计侧重于新型斩波器子模块中单相斩波器

部分且所设计的控制器由二阶 LADRC 和前馈项 $S_i i_{dc}$ 组成,因此斩波器分别采用本文所提二阶 LADRC 控制器、一阶 LADRC 控制器^[20]、有前馈项的 PI 控制器和 PI 控制器^[8],对比分析 4 种控制器下的仿真结果。

在各超导磁体的初始电流均为额定值 564 A 的条件下,设定 PCC 处有功功率参考值在 5 s 时从 0 突变至 -3 MW,并在 6 s 和 7 s 时分别突变至 3 MW 及 0, PCC 处无功功率参考值保持为 0。PCC 处有功功率仿真结果见图 9(a)。由图可知:在 dq 同步旋转坐标系下,基于二阶 LADRC 控制器与 PI 控制器的 MMC 均实现了 PCC 处有功功率无静差地跟踪其参考值;相较于 PI 控制器,二阶 LADRC 控制器下的 PCC 处有功功率在跟踪突变的参考值时基本无超调,表明二阶 LADRC 控制器具备更优越的动态响应特性。PCC 处无功功率仿真结果见图 9(b)。由图可知,基于二阶 LADRC 控制器与 PI 控制器的 PCC 处无功功率均基本不受有功功率变化的影响,即两者均能实现解耦控制,表明二阶 LADRC 控制器无需前馈解耦项即可达到与 PI 控制器等同的解耦能力。

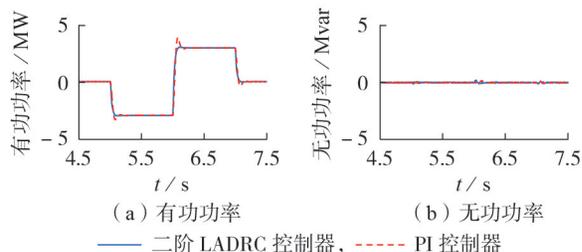


图 9 有功功率变化时 PCC 处的功率仿真结果

Fig.9 Simulative results of power at PCC with changed active power

MMC 直流侧电压波形如图 10 所示。由图可知:4 种控制器下 MMC 直流侧电压均能稳定在参考值,但在 SMES 系统的充放电阶段(5~7 s),本文所提二阶 LADRC 控制器和有前馈项的 PI 控制器下的 MMC 直流侧电压稳态纹波更小;此外,一阶 LADRC 控制器及 PI 控制器下 MMC 直流侧电压在 PCC 处有功

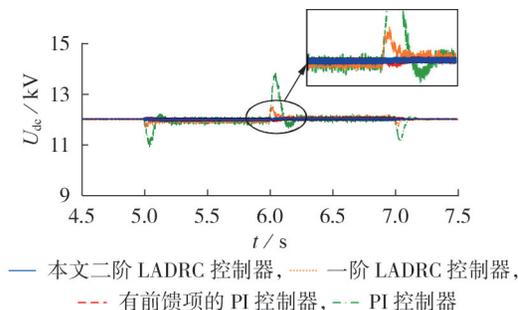


图 10 有功功率变化时 MMC 直流侧电压波形

Fig.10 DC side voltage waveforms of MMC with changed active power

率的突变点存在瞬时尖峰,两者的瞬时尖峰峰值百分比在 5、6、7 s 时分别为 1.7%、3.8%、2.1%和 8.3%、14.6%、6.9%,而本文所提二阶 LADRC 控制器和有前馈项的 PI 控制器下 MMC 直流侧电压在 PCC 处有功功率的突变点无瞬时尖峰,实现了 PCC 处有功功率与 MMC 直流侧电压的解耦控制。综上可知,在控制器中引入前馈项 $S_i i_{dc}$ 可抑制 MMC 直流侧电压波动,验证了本文所提直流电压控制器的有效性。

4 种控制器下 MMC 的 a 相上桥臂子模块电容电压波形见附录 D 图 D3。由图可知:MMC 的 a 相上桥臂子模块电容电压保持均衡,在 SMES 系统的充放电阶段存在小幅稳态波动,最大稳态波动幅度为 5%;在 6 s 时的功率突变点附近,a 相上桥臂子模块电容电压波动幅度在本文所提二阶 LADRC 控制器和有前馈项的 PI 控制器作用下仅小幅变化,最大波动幅度分别为 5.4%、6.2%,小于一阶 LADRC 控制器和 PI 控制器下的 6.6% 和 19.3%,这是因为 MMC 直流侧电压由 MMC 的投入子模块共同承担,本文所提二阶 LADRC 控制器和有前馈项的 PI 控制器通过抑制 MMC 直流侧电压的瞬时尖峰间接地稳定了 MMC 子模块电容电压在功率突变点处的波动,进一步验证了本文所提直流电压控制器的有效性。

4.4 SMES 系统控制策略的鲁棒性验证

为了验证本文所提控制策略对系统参数不确定性的鲁棒性,设定斩波器中各超导磁体的初始电流均为额定值 564 A,5 s 时各单相斩波器的直流电压参考值由 1.2 kV 阶跃至 1.32 kV。斩波器子模块电容分别为 7 600、15 200、22 800 μF 时 4 种控制器下的 MMC 直流侧电压波形见附录 D 图 D4。由图可知,相较于有前馈项的 PI 控制器和 PI 控制器,采用 2 种 LADRC 控制器时 MMC 直流侧电压基本不随电容参数的变化而发生变化,同时其响应时间更短且基本无超调,表明本文所提二阶 LADRC 控制器对系统参数不确定性具有较强的鲁棒性,进一步验证了其具有优越的动态响应特性。

5 结论

本文提出了一种适用于接入高电压、大功率等级的 SMES 系统拓扑结构,该结构由 MMC 和新型斩波器构成,同时设计了基于二阶 LADRC 的 SMES 系统控制策略,基于仿真结果可得如下结论。

1) 所提 SMES 系统的新型斩波器采用模块化设计,由多个子模块串联构成,可成倍数地提升新型斩波器整体的电压等级、功率等级及储能容量;根据本文所提新型斩波器子模块的排序规则确定各子模块的工作模式,能够有效地维持子模块电容电压和超导磁体电流均衡。

2) 提出了新型斩波器旁路子模块数量的计算方

法,仅依据超导磁体电感的允许误差及投入子模块数量即可计算得到能维持超导磁体电流均衡的旁路子模块数量的取值范围,解决了因均流效果与经济成本之间相互矛盾而难以确定旁路子模块数量的问题。

3)设计了基于二阶LADRC的MMC双闭环控制器和新型斩波器子模块中单相斩波器的直流电压控制器。所提控制策略的动态响应特性好、抗干扰能力强、鲁棒性高,且电网侧的有功功率和斩波器侧的直流电压实现了解耦控制。利用复频域分析法整定了二阶LADRC控制器参数,为控制器参数的选取提供了参考依据。

本文所述大储能容量SMES系统着眼于提升直流电压等级,相较于基于三电平换流器的SMES系统,本文系统中换流器与斩波器均为子模块串联结构,电压等级和储能容量的选取范围更广;相较于基于H桥级联换流器的SMES系统,本文系统中换流器与斩波器相互独立,同时在相同电压等级下所需开关器件及超导磁体数量更少,为SMES系统提升储能容量以及应用于高电压、大功率场合提供了新思路。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 郭文勇,蔡富裕,赵闯,等. 超导储能技术在可再生能源中的应用与展望[J]. 电力系统自动化,2019,43(8):2-14.
GUO Wenyong, CAI Fuyu, ZHAO Chuang, et al. Application and prospect of superconducting magnetic energy storage for renewable energy[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019,43(8):2-14.
- [2] 程似鹏,刘小宁,费伟. 超导磁储能(SMES)应用及其变流器拓扑研究[J]. 低温物理学报,2015,37(5):353-358.
CHENG Sipeng, LIU Xiaoning, FEI Wei. Study on the application of smes and the topology of its power conditioning system[J]. Chinese Journal of Low Temperature Physics, 2015,37(5):353-358.
- [3] ALI M H, WU B, DOUGAL R A. An overview of SMES applications in power and energy systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2010,1(1):38-47.
- [4] 杨斌,诸嘉慧,郭云峥,等. 高温超导磁储能用斩波器仿真及试验[J]. 电力自动化设备,2010,30(12):51-54.
YANG Bin, ZHU Jiahui, GUO Yunzheng, et al. Simulation and experiment of HT-SMES chopper[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010,30(12):51-54.
- [5] HASSAN I D, BUCCI R M, SWE K T. 400 MW SMES power conditioning system development and simulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993,8(3):237-249.
- [6] 施啸寒,王少荣,左文平. 超导磁储能系统用多相斩波器矢量切换控制方法[J]. 中国电机工程学报,2013,33(30):145-152.
SHI Xiaohan, WANG Shaorong, ZUO Wenping. A vector switching method of multiphase chopper in superconducting magnetic energy storage systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013,33(30):145-152.
- [7] SABER B, ABDELKADER B, SAID B, et al. DC-link capacitor voltage balancing strategy for three-level four-leg DSTATCOM-SMES system[C]//2017 6th International Conference on Systems and Control. Batna, Algeria:IEEE, 2017:583-588.
- [8] FARHADI KANGARLU M, ALIZADEH PAHLAVANI M R. Cascaded multilevel converter based superconducting magnetic energy storage system for frequency control[J]. Energy, 2014, 70:504-513.
- [9] 林晓冬,雷勇,朱英伟. 基于PCHD模型的MMC-SMES无源控制策略[J]. 电网技术,2019,43(3):1073-1083.
LIN Xiaodong, LEI Yong, ZHU Yingwei. Passivity-based control strategy of MMC-SMES based on PCHD model[J]. Power System Technology, 2019,43(3):1073-1083.
- [10] 王屹,高鹏,赵勇. 基于三电平PWM整流器的超导储能系统直接功率控制[J]. 低温物理学报,2012,34(2):117-121.
WANG Yi, GAO Peng, ZHAO Yong. A direct power control method for superconducting magnetic energy storage system based on three-level PWM rectifier[J]. Chinese Journal of Low Temperature Physics, 2012,34(2):117-121.
- [11] 戴银明,王秋良,王厚生,等. 高电流密度超导储能磁体的研制[J]. 中国电机工程学报,2009,29(9):124-128.
DAI Yinming, WANG Qiuliang, WANG Housheng, et al. Development of high current density superconducting magnet for SMES[J]. Proceedings of the CSEE, 2009,29(9):124-128.
- [12] 宋萌. 超导装置磁体电磁设计及其实践[D]. 武汉:华中科技大学,2011.
SONG Meng. Electromagnetic design of superconducting apparatus magnet and its practice[D]. Wuhan:Huazhong University of Science and Technology, 2011.
- [13] 辛征,魏莉,施啸寒. SMES装置用电压源型变流器双闭环功率控制系统设计[J]. 电力自动化设备,2018,38(12):168-173,193.
XIN Zheng, WEI Li, SHI Xiaohan. Design of double closed-loops control system of VSC used in SMES device[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018,38(12):168-173,193.
- [14] 雷勇,林晓冬. 超导磁储能-蓄电池混合储能系统在平抑风电场功率波动中的应用[J]. 高电压技术,2019,45(3):983-992.
LEI Yong, LIN Xiaodong. Application of hybrid energy storage system based on SMES and BESS in smoothing the power fluctuations of wind farms[J]. High Voltage Engineering, 2019,45(3):983-992.
- [15] NGUYEN T T, YOO H J, KIM H M. Applying model predictive control to SMES system in microgrids for eddy current losses reduction[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016,26(4):1-5.
- [16] 杨博,王俊婷,王景博,等. 超导磁储能系统自适应分数阶滑模控制设计[J]. 电网技术,2020,44(5):1714-1724.
YANG Bo, WANG Juntong, WANG Jingbo, et al. Adaptive fractional-order sliding-mode control design of superconducting magnetic energy storage systems[J]. Power System Technology, 2020,44(5):1714-1724.
- [17] 杨超,朱英伟,林晓冬. 基于自抗扰控制的超导储能变流器设计[J]. 低温物理学报,2017,39(4):65-71.
YANG Chao, ZHU Yingwei, LIN Xiaodong. Design of superconducting energy storage converter based on active disturbance rejection control[J]. Chinese Journal of Low Temperature Physics, 2017,39(4):65-71.
- [18] PENG X T, YANG J, CUI H Z, et al. Application research on auto-disturbance rejection controller in superconducting magnetic energy storage[C]//2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting. Calgary, AB, Canada:IEEE, 2009:1-7.
- [19] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference. Denver, CO, USA:IEEE, 2003:4989-4996.
- [20] 杨浩瀚,朱英伟,林晓冬,等. 基于线性自抗扰和变分模态分解的混合储能控制策略[J]. 水电能源科学,2020,38(6):206-210.

- YANG Haohan, ZHU Yingwei, LIN Xiaodong, et al. Linear active disturbance rejection control strategy with variational mode decomposition for hybrid energy storage system[J]. *Water Resources and Power*, 2020, 38(6):206-210.
- [21] 张彬文, 谭文, 李健. 基于频域近似的线性系统自抗扰参数整定[J]. *控制理论与应用*, 2019, 36(5):831-840.
- ZHANG Binwen, TAN Wen, LI Jian. Tuning of linear active disturbance rejection control via frequency domain approximation[J]. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(5):831-840.
- [22] 张芳, 陈晓凯. VSC-HVDC换流站二阶线性自抗扰控制器参数整定研究[J]. *电网技术*, 2018, 42(11):3744-3755.
- ZHANG Fang, CHEN Xiaokai. Research on parameter tuning of second-order LADRC for VSC-HVDC converter station[J]. *Power System Technology*, 2018, 42(11):3744-3755.
- [23] 袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(12):1630-1640.
- YUAN Dong, MA Xiaojun, ZENG Qinghan, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12):1630-1640.
- [24] 张芳, 张光耀, 李传栋. MMC-HVDC的二阶线性自抗扰控制策略[J]. *电力自动化设备*, 2017, 37(11):92-98.
- ZHANG Fang, ZHANG Guangyao, LI Chuandong. Second-order linear active disturbance rejection control strategy of MMC-HVDC[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2017, 37(11):92-98.
- [25] 梁青, 王传榜, 潘金文, 等. 线性自抗扰控制参数 b_0 辨识及参数整定规律[J]. *控制与决策*, 2015, 30(9):1691-1695.
- LIANG Qing, WANG Chuanbang, PAN Jinwen, et al. Parameter identification of b_0 and parameter tuning law in linear active disturbance rejection control[J]. *Control and Decision*, 2015, 30(9):1691-1695.
- [26] 武晓莹, 王奎, 万磊, 等. 模块化多电平变流器三种调制策略及电压平衡控制仿真与对比研究[J]. *电工电能新技术*, 2014, 33(12):4-9, 29.
- WU Xiaokun, WANG Kui, WAN Lei, et al. Simulation and comparative study of three modulation strategies and voltage balance control in modular multilevel converter[J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, 2014, 33(12):4-9, 29.
- [27] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平HVDC输电系统子模块电容值的选取和计算[J]. *电网技术*, 2011, 35(1):26-32.
- WANG Shanshan, ZHOU Xiaoxin, TANG Guangfu, et al. Selection and calculation for sub-module capacitance in modular multi-level converter HVDC power transmission system[J]. *Power System Technology*, 2011, 35(1):26-32.
- [28] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. *高电压技术*, 2010, 36(2):547-552.
- TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC[J]. *High Voltage Engineering*, 2010, 36(2):547-552.
- [29] DAI S T, XIAO L Y, WANG Z K, et al. Development and demonstration of a 1 MJ high-Tc SMES[J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2012, 22(3):5700304.

作者简介:



张 芳

张 芳(1972—),女,内蒙古呼和浩特人,副研究员,博士,主要研究方向为柔性高压直流输电及灵活交流输电系统控制方法(E-mail: zhangfang@tju.edu.cn);

沈浩明(1995—),男,黑龙江双鸭山人,硕士研究生,主要研究方向为超导磁储能技术(E-mail: hmshen@tju.edu.cn);

杨丰瑜(1996—),女,山东潍坊人,硕士研究生,主要研究方向为混合双馈入直流输电系统控制优化(E-mail: fy yang939@163.com)。

(编辑 陆丹)

Topological structure and control strategy of superconducting magnetic energy storage system with large energy storage capacity

ZHANG Fang, SHEN Haoming, YANG Fengyu

(Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: With the large-scale development of renewable energy, the demand of power grid for high-power level energy storage system is increasing. Therefore, it is of great theoretical significance to study the topological structure and operation control strategy of SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage) system applied to high-power level situations. A topological structure of SMES system based on MMC (Modular Multilevel Converter) is proposed, and a new-type chopper that allows multiple superconducting magnets to be connected simultaneously to increase the energy storage capacity of the system by multiples is designed. The new-type chopper adopts modular design and consists of multiple sub-modules connected in series, which can be expanded to multiple voltage levels and power levels with MMC, and can balance the capacitor voltage and magnet current of each sub-module. Considering that it is difficult to determine the number of bypass sub-modules in the new-type chopper, a method for calculating the number of bypass sub-modules is proposed. Based on LADRC (Linear Active Disturbance Rejection Control), the dual closed-loop controller of MMC and the DC voltage controller of new-type chopper are designed, and the parameters of LADRC controllers are set by complex frequency-domain analyzing method. The correctness and effectiveness of the proposed topological structure and control strategy are verified by simulation.

Key words: superconducting magnetic energy storage; chopper; topological structure; linear active disturbance rejection control; parameter setting

附录 A

LESO 的数学模型为:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \frac{dz_1}{dt} = z_2 - l_1 e \\ \frac{dz_2}{dt} = z_3 - l_2 e + bu \\ \frac{dz_3}{dt} = -l_3 e \end{cases} \quad (\text{A1})$$

其中, e 为估计误差; l_1 、 l_2 、 l_3 为 LESO 增益, 其决定了扰动估计速度。

LSEF 的数学模型为:

$$\begin{cases} u_1 = k_p(v - z_1) - k_d z_2 \\ u = (u_1 - z_3) / b \end{cases} \quad (\text{A2})$$

$H_1(s)$ 、 $G_c(s)$ 的具体表达式为:

$$\begin{cases} G_c(s) = \frac{1}{bs} \frac{A_2 s^2 + A_1 s + A_0}{s^2 + B_1 s + B_0} \\ H_1(s) = \omega_c^2 \frac{s^3 + C_2 s^2 + C_1 s + C_0}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \end{cases} \quad (\text{A3})$$

$$A_0 = \omega_c^2 \omega_0^3, \quad A_1 = 2\omega_c \omega_0^3 + 3\omega_c^2 \omega_0^2$$

$$A_2 = 6\omega_c \omega_0^2 + 3\omega_c^2 \omega_0 + \omega_0^3$$

$$B_0 = 3\omega_0^2 + \omega_c^2 + 6\omega_0 \omega_c, \quad B_1 = 3\omega_0 + 2\omega_c$$

$$C_0 = \omega_0^3, \quad C_1 = 3\omega_0^2, \quad C_2 = 3\omega_0$$

附录 B

表 B1 SMES 系统参数
Table B1 Parameters of SMES system

系统参数	数值
联接变压器中性点接地电阻/ Ω	600
直流母线额定电压/kV	± 6
MMC 桥臂子模块数	10
MMC 子模块电容/ μF	6000
MMC 桥臂电感/H	0.01
新型斩波器子模块数	13
新型斩波器子模块电容/ μF	7600
新型斩波器子模块电容额定电压/kV	1.2
超导磁体电感/H	6.28
超导磁体额定电流/kA	0.564
额定储能容量/MJ	13

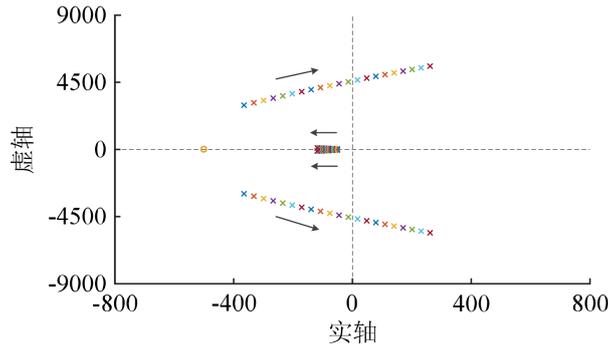


图 B1 ω_c 变化时闭环传递函数零极点图

Fig.B1 Pole-zero diagram of closed-loop transfer function with changed ω_c

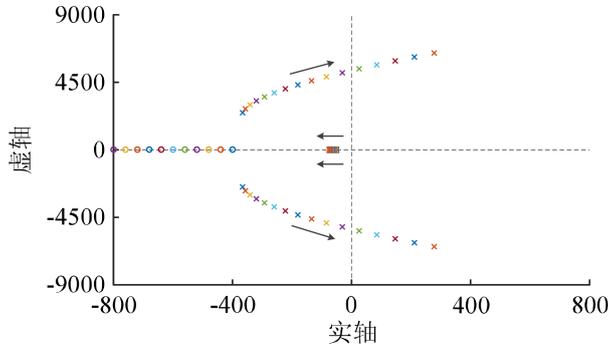


图 B2 ω_0 变化时闭环传递函数零极点图

Fig.B2 Pole-zero diagram of closed-loop transfer function with changed ω_0

表 B2 控制器参数

Table B2 Parameters of controller

控制器类型	本文 LADRC			PI 控制	
	ω_c	ω_0	b	k_p	k_i
功率外环控制器	95	150	4500	0.05	40
电流内环控制器	160	600	30000	1.2	25
直流电压控制器	120	600	3000	0.6	17

附录 C

旁路子模块数 m 的计算过程如下:

由超导磁体电感允许误差 $\varepsilon = \pm 10\%$ 计算得到超导磁体电感的最大值 $L_{sc\max}$ 和最小值 $L_{sc\min}$ 分别为 $1.1L_{sc}$ 和 $0.9L_{sc}$, 将其代入式(5)得到最大偏差系数 k 为:

$$k = \frac{L_{sc\max}}{L_{sc\min}} = \frac{1.1L_{sc}}{0.9L_{sc}} = \frac{11}{9} \quad (C1)$$

进一步依据式(10)计算得到旁路子模块数量 m 为:

$$m \geq (n-1)(k-1) = (10-1)(11/9-1) = 2 \quad (C2)$$

附录 D

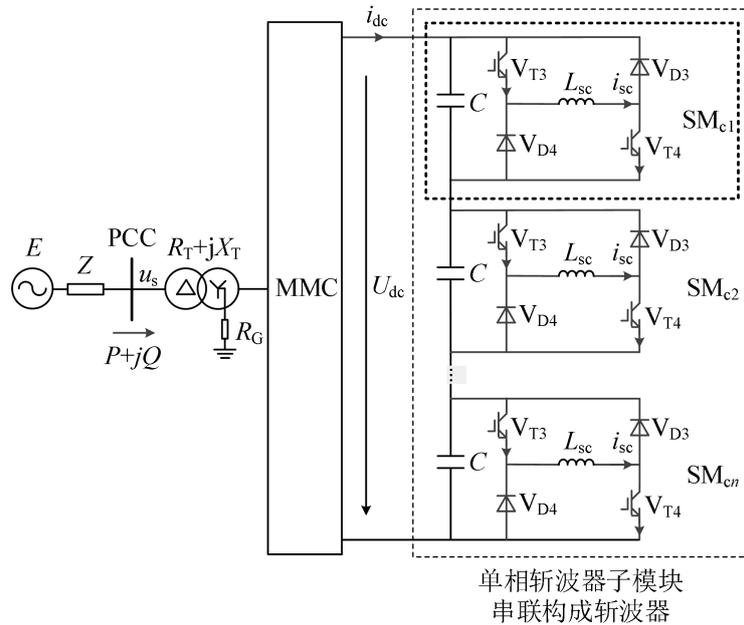


图 D1 文献[10]中斩波器子模块经扩展后的 SMES 系统拓扑结构

Fig.D1 Topological structure of SMES system with extended sub-module for chopper in Reference [10]

限于篇幅，正文中仅在子模块的超导磁体电感不同的情况下验证了本文所提新型斩波器的均压、均流能力，进一步对子模块的超导磁体电流不同情况下的仿真结果进行分析。

设定仿真条件：各超导磁体电感均为 6.28 H；2 类斩波器的子模块 SM_{c1} 、 SM_{c2} 的超导磁体电流分别为 536、508 A，其他子模块的超导磁体电流为额定值 564 A；PCC 处有功功率参考值在 5 s 时由 0 阶跃至 -1 MW，并在 10 s 时恢复至 0。2 类斩波器的超导磁体电流波形如图 D2 所示。

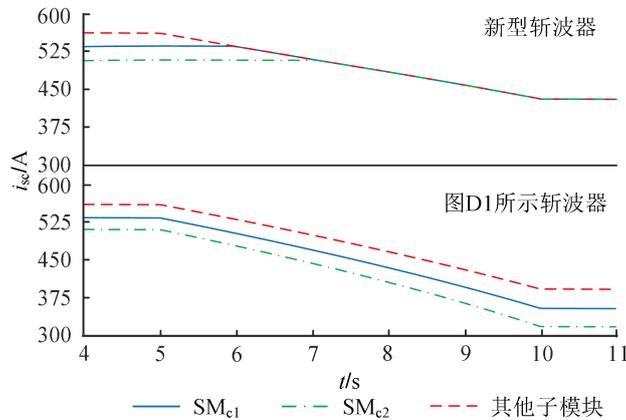


图 D2 初始电流不同时超导磁体电流波形

Fig.D2 Current waveforms of superconducting magnets with changed initial current

由图 D2 可知，在 SMES 系统的放电阶段，新型斩波器各子模块的超导磁体电流逐渐收敛，并于 7.1 s 时实现了超导磁体电流均衡；而图 D1 所示斩波器的各子模块超导磁体电流逐渐发散，最大偏差在 5 s 和 10 s 时分别为 56 A 和 75 A。上述结果进一步表明本文所提新型斩波器具备良好的均流能力。

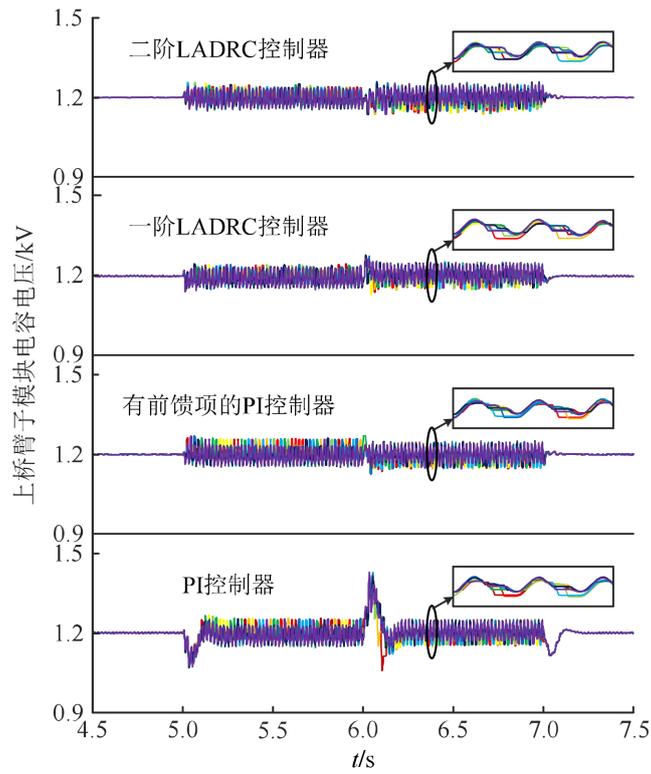


图 D3 MMC 的 a 相上桥臂子模块电容电压波形
Fig.D3 Capacitor voltage waveform of phase-a upper arm sub-module in MMC

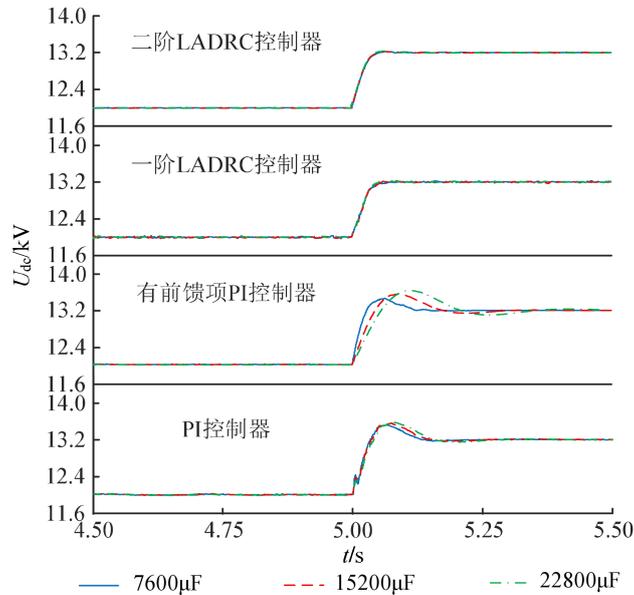


图 D4 新型斩波器电容参数变化时 MMC 直流侧电压波形
Fig.D4 DC side voltage waveforms of MMC with changed capacitor of new-type chopper