# SMES 装置用电压源型变流器双闭环功率控制系统设计

征1,魏 莉1,施啸寒2 辛

(1. 山东建筑大学 信息与电气工程学院,山东 济南 250101; 2. 山东大学 电网智能化调度与控制教育部重点实验室,山东 济南 250061)

摘要:基于 PI 控制器的双闭环功率控制系统简单可靠,但存在理论参数控制效果不理想、参数进一步调整缺 乏系统方法的问题。针对该问题,以超导磁储能(SMES)装置中较常采用的电压源型变流器(VSC)为对象, 研究其双闭环功率控制系统中 PI 参数的设置方法。首先给出 SMES 系统中 VSC 数学模型及控制系统结构, 并基于二阶最佳整定思想推导各环 PI 控制器理论参数的计算式;然后以传递函数及根轨迹为工具,分析各 环 PI 控制器参数变化对各环动态特性的影响规律,并据此总结参数调整步骤:最后通过仿真算例验证理论 分析的合理性和参数调整步骤的有效性。

关键词:超导磁储能;电压源型变流器;双闭环;功率控制;PI参数调整;根轨迹分析 中图分类号:TM 46

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.12.025

引言 0

超导磁储能 SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage)系统具有高储能效率、快速响应和长 寿命的特点<sup>[1]</sup>,在增强电力系统动态性能、提高电能 质量、改善风电场出力特性等方面有着广阔的应用 前景<sup>[2-4]</sup>。功率调节系统 PCS (Power Conditioning System)作为连接超导储能磁体与交流电网的接口. 其动态特性直接影响 SMES 系统的性能。根据拓扑 结构的不同,PCS 可分为电流源型 PCS 和电压源型 PCS。由于实现方便, 电流源型 PCS 在早期研究中 曾得到广泛应用[5-6]。然而,基于全控型器件的电压 源型 PCS 具有无功调节能力不依赖储能状态、可利 用已有无功补偿装置扩展实现等显著优点,近年来 受到了日益重视[7-8]。

电压源型 PCS 由 DC-DC 斩波器和电压源型变 流器 VSC(Voltage Source Converter)组成,通常前者 控制直流侧电压,后者控制 SMES 装置与电网交换 的功率。由于多数应用场合(如提高电力系统静态 稳定极限或改善电力系统暂态稳定)要求 SMES 装 置表现为四象限运行的可控功率源,构建能够控制 VSC 快速准确跟踪功率指令的控制系统是 PCS 设 计的关键。控制理论的进步使得人们尝试使用新型 控制方法如非线性控制理论<sup>[9]</sup>、直接功率控制<sup>[10]</sup>等 来设计 SMES 用 VSC 的控制系统,但实现简单、鲁棒 可靠的 PI 控制器双闭环控制系统在工程中仍大量 使用。

收稿日期:2017-11-04;修回日期:2018-09-17

基金项目:山东省自然科学基金资助项目(ZR2017OEE015):山 东建筑大学博士科研基金资助项目(XNBS1707)

Project supported by Shandong Provincial Natural Science Foundation (ZR2017QEE015) and the Doctoral Research Fund of Shandong Jianzhu University (XNBS1707)

多环控制系统在交流调速<sup>[11]</sup>及脉宽调制 PWM (Pulse Width Modulation) 整流器<sup>[12-19]</sup> 控制中应用多 年,已发展出一套成熟的参数整定方法,如西门子公 司提出的"二/三阶最佳"及在此基础上的改进方 法。由于存在非线性因素及建模误差,直接使用理 论计算参数的多环控制系统效果不够理想,通常需 要进一步调整控制器参数以改善系统性能。然而内 外环独立的参数计算公式[13-15,19] 隐藏了双环间联 系,使得多环参数的同步协调调整变得困难。目前 主要靠经验进行参数的试探调整,缺乏理论指导。 文献[19]介绍了 PWM 整流器双闭环 PI 参数优化 调整方向及原则,实用指导意义较强,但理论分析不 够。此外,SMES 用 PCS 通常由斩波器控制直流电 压,与文献中讨论的 PWM 整流器直流电压/无功功 率双环控制有着不同特点,现有整定方法难以直接 应用。因此,根据 SMES 中 VSC 双闭环功率控制系 统的特点,研究其参数整定方法既有十分必要性,又 有很强的实用价值。

本文以 SMES 系统中 VSC 为对象,研究其采用 双闭环功率控制系统时 PI 参数整定方法。首先给 出 VSC 数学模型及其双闭环功率控制系统结构,随 后基于文献[11]给出的工程设计法思想,推导各环 控制器 PI 参数计算公式。继而以传递函数为数学 工具,分析控制器参数改变时,各环动态特性的变化 规律,并从根轨迹及阶跃响应两方面给予检验。最 后根据 VSC 动态特性受参数变化影响规律的分析 结果,总结出为满足期望特性,电流环和功率环的参 数调整方法,并通过仿真算例进行验证。

#### VSC 数学模型及控制系统结构 1

SMES 用电压源型 PCS 主电路拓扑结构如图 1 所示,图中R。、L。为交流滤波器及接入变压器的等 效参数,C为直流稳压电容, $L_{\text{SMES}}$ 为超导磁体电感,

 $e_k$ 、 $i_k$ (k=a,b,c)分别为电网电压和电流, $i_{de}$ 、 $i_{Chopper}$ 和  $i_{SMES}$ 分别为 VSC 直流侧电流、斩波器电流和磁体电 流,VSC 与 DC-DC 斩波器通过直流电容耦合。DC-DC 斩波器通过对开关管 S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub> 的控制实现磁体电 流和电容电压之间互相转换,维持直流电压为设定 值,从而设计 VSC 控制系统时可认为直流侧电压恒 定。VSC 经滤波电感接入电网,通过调整逆变电压 幅值和相位控制 SMES 装置并网功率。



图 1 SMES 装置主电路结构

Fig.1 Main circuit topology of SMES device

根据电路知识可得到 VSC 部分在静止坐标系下的数学模型<sup>[15]</sup>,该模型变换到同步旋转坐标系下为:

$$\begin{cases} e_d = L_s \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + R_s i_d - \omega L_s i_q + s_d u_{\mathrm{dc}} \\ e_q = L_s \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + R_s i_q + \omega L_s i_d + s_q u_{\mathrm{dc}} \end{cases}$$
(1)

其中, $e_k$ 、 $i_k$ 、 $s_k$ (k=d,q)分别为 dq旋转坐标系下的电 网电压、电网流向 SMES 的电流、VSC 开关函数; $u_{de}$  为直流电压。

VSC 可采用图 2 所示的双闭环功率控制系统<sup>[14-19]</sup>,图中P、Q和 $P^*$ 、 $Q^*$ 分别为有功功率、无功 功率的实际值和指令值, $i_{dref}$ 、 $i_{qref}$ 分别为d轴、q轴的 电流指令,该系统通过前馈实现有功电流分量 $i_a$ 和 无功电流分量 $i_q$ 解耦控制。若使用电网电压矢量定 向dq旋转坐标系d轴,则功率P、Q分别与 $i_d$ 、 $i_q$  一 一对应,从而控制系统可分解成有功控制和无功控 制 2 个相同的控制回路。此时,控制系统可实现



VSC 对有功功率和无功功率的独立控制,且结构固定,控制系统设计主要是整定 4 个 PI 控制器参数。由于有功控制环和无功控制环数学模型一致,因此只需整定其中一个回路的 PI 控制器参数,另一回路使用相同参数即可。本文以有功控制回路为例进行分析。

#### 2 双闭环 PI 参数计算

由图 2 可见,双闭环功率控制系统具有与 PWM 整流器相同的电流内环,可采用类似的工程设计 法<sup>[14]</sup>整定参数:按 I 型系统整定以获得较好的跟踪 性能,按 II 型系统整定以获得较好的抗干扰性能。 双闭环功率控制系统中电流环主要用于加快大惯性 被控对象的动态响应速度,因而快速性更为重要。 当按 I 型系统整定时,电流环参数计算公式为<sup>[11,15]</sup>:

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{L_s}{4\xi_i^2 T_{\Sigma i} K_{PWM}} \\ K_{ii} = \frac{R_s}{4\xi_i^2 T_{\Sigma i} K_{PWM}} \end{cases}$$
(2)

其中,K<sub>ip</sub>、K<sub>ii</sub>分别为电流环 PI 控制器比例系数和积 分系数;K<sub>PWM</sub>为三相桥等效放大倍数;ξ<sub>i</sub>为电流环阻 尼比;T<sub>xi</sub>为电流环小惯性时间常数之和。

记电流环闭环传递函数为  $W_{ie}(s)$ ,则有功功率 控制环可化简成图 3 所示的结构。图中, $T_p$  为功率 环等效采样周期; $K_{pp}$ 、 $K_{pi}$ 为功率环 PI 控制器参数;  $e_d$ 为电网电压 d 轴分量,稳态时等于电网相电压 幅值。

$$\xrightarrow{P^{*}} \underbrace{1}_{1+T_{p}s} \xrightarrow{K_{pp} + \frac{K_{pi}}{s}} \overset{i_{dref}}{\longrightarrow} \underbrace{W_{ic}(s)} \overset{i_{d}}{\longrightarrow} \underbrace{1.5e_{d}} \overset{P}{\longrightarrow}$$

#### 图 3 有功功率环控制结构图

Fig.3 Structure diagram of active power control loop 综合图 3 和电流环传递函数可推导功率环传递 函数为式(3)所示的带有开环零点的二阶系统。

$$W_{p_0}(s) = \frac{\omega_n^2(\tau_p s + 1)}{s(s + 2\xi\omega_n)}$$
(3)

基于式(3),结合含零点二阶系统的分析方法 可推导功率环 PI 参数计算公式如式(4)所示,推导 过程见附录。

$$\begin{cases} K_{pp} = \frac{2\xi_{p}\sqrt{\omega_{pc}(4\xi_{i}^{2}T_{\Sigma i}+T_{p})}-1}{1.5e_{d}} \\ K_{pi} = \frac{\omega_{pc}}{1.5e_{d}} \end{cases}$$
(4)

其中, $\xi_p$ 、 $\omega_{pc}$ 分别为功率环要求的阻尼比和穿越频率。式(4)表明:根据功率环穿越频率要求可确定  $K_{pi}$ ,根据闭环系统阻尼比要求可确定 $K_{pp}$ 。阻尼比 

## 3 双环跟踪性能与 PI 参数的关系

由于模型或参数存在误差,仅根据计算公式整 定控制器参数很可能无法获得满意的控制效果。本 节分析控制效果随控制器参数变化而改变的规律, 并结合算例进行验证,为参数的进一步调整提供理 论支撑。算例参数如下:VSC 额定容量为 100 kV·A, 电源频率为 50 Hz,线电压有效值为 380 V,交流滤 波器等值参数为 1.5 mH、0.01 Ω,直流侧额定电压为 700 V,开关频率为 5 kHz。

#### 3.1 内环 PI 参数变化对电流跟踪性能的影响 收中运环 PI 检到器层作

将电流环 PI 控制器写作:

$$u_{\rm c} = K_{\rm ii} \frac{\tau_i s + 1}{s} \tag{5}$$

其中, $\tau_i = K_{ip}/K_{ii}$ 为电流环控制器微分超前时间常数。此时电流环开环传递函数为<sup>[11,15]</sup>:

$$W_{io}(s) = \frac{K_{I}(1+\tau_{i}s)}{s(1+\tau_{\Sigma i}s)(1+\tau_{I}s)}$$
(6)

其中, $K_{I} = K_{ii}K_{PWM}/R_{s}$ ; $T_{I} = L_{s}/R_{s}$ 。从而电流环闭环 传递函数为:

$$W_{ic}(s) = \frac{K_1(1+\tau_i s)}{T_{\Sigma i} T_1 s^3 + (T_{\Sigma i} + T_1) s^2 + (K_1 \tau_i + 1) s + K_1}$$
(7)

记电流环闭环特征多项式为f(s),并令 $T_1 = \sigma \tau_i$ ,则f(s)可写作:

$$f(s) = T_{\Sigma i} \sigma \tau_i s^3 + [T_{\Sigma i} \sigma + \sigma \tau_i + (1 - \sigma) T_{\Sigma i}] s^2 + [\sigma + K_1 \tau_i + (1 - \sigma)] s + K_1$$

$$(8)$$

通常,VSC 滤波电感时间常数  $T_1$  能够达到小惯性时间常数和的几十甚至上百倍,控制器零点也能配置在  $T_1$  决定的开环极点的附近位置(如 0.1/ $T_1$ ~10/ $T_1$ ),即有:

$$T_1 \gg T_{\Sigma i}, \ 0.1 \le \sigma \le 10 \tag{9}$$

又

$$K_1 \tau_i = \frac{K_1 T_1}{\sigma} = \frac{T_1}{4\xi_i^2 T_{\Sigma_i}} \gg \sigma$$
(10)

考虑到式(9)和式(10),式(8)中带有下划线的 项可以忽略而不引起较大误差,从而有:

$$f(s) = (1+\tau_i s) (T_{\Sigma_i} \sigma s^2 + \sigma s + K_1)$$
(11)  
将式(11)代人式(7),电流环闭环传递函数可

简化为:

$$W_{ic}(s) = \frac{K_{\rm I}}{T_{\Sigma i}\sigma s^2 + \sigma s + K_{\rm I}}$$
(12)

式(12)说明:即使电流环控制器微分超前时间 常数不与 VSC 滤波电感时间常数精确对消,只要前 者在后者附近,电流环就能够使用二阶系统较好地 近似。

将 K<sub>1</sub>、τ<sub>i</sub> 及 σ 表达式代入式(12),可得该二阶 系统自然振荡频率和阻尼比系统表达式为:

$$\omega_{in} = \sqrt{\frac{K_{ip}K_{PWM}}{L_{s}T_{\Sigma i}}}, \quad \xi_{i} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_{s}}{K_{ip}K_{PWM}T_{\Sigma i}}} \quad (13)$$

式(13)表明:电流环闭环特性主要取决于 PI 控制器比例系数 K<sub>ip</sub>,增大 K<sub>ip</sub>可增大系统自然振荡频率但会减小系统阻尼比,即增大 K<sub>ip</sub>在加速系统动态响应的同时加大了系统振荡的趋势。

图4给出了算例条件下, $\sigma$ 取不同值时的电流 环闭环根轨迹,并标出阻尼比为0.707时的闭环极 点。为尽量精确,根轨迹基于未合并小惯性环节的 传递函数绘制,但略去了离虚轴最远的根轨分支。 由图4可见:3种情况的根轨迹十分相近,位于终止 于控制器零点的根轨分支上的闭环极点在3种情况 下都十分靠近控制器零点。这说明:在以 $K_1$ 为参变 量的电流环闭环根轨迹中,由于 $T_1$ 远远大于 $T_{\Sigma_i}$ ,以 控制器零点为终点的根轨很短,导致即使 $\tau_i$ 不等于  $T_1,$ 位于上述较短根轨上的闭环极点仍很靠近控制 器零点,而该零点也就是闭环零点,从而二者构成离 虚轴较远的偶极子,对系统动态特性的影响十分 有限。



图 5 给出了与图 4 对应,阻尼比为 0.707 时的电流环阶跃响应(图中  $i_a$ 为标幺值)。由图 5 可见: $\sigma$  取不同值时电流环阶跃响应十分相近, $\sigma$ =0.1 与 $\sigma$ =1 的阶跃响应曲线几乎相同,而 $\sigma$ =10 与另外二者的响应曲线差别略大。这是因为 $\sigma$ =10 时偶极子间距较另外 2 种情况稍大,偶极子对系统响应的影响较强。由图 5 中局部放大图可以看到:与 $\sigma$ =1 相比, $\sigma$ >1 时阶跃响应超调量增大,出现长时间的正误差

拖尾;而 $\sigma < 1$ 时阶跃响应超调量略微减小,出现长时间的负误差拖尾;且 $\sigma$ 离1越远,2种情况的拖尾起始误差越大,但消失时间越短。



图 5 PI 控制器零点变化时电流环阶跃响应 Fig.5 Step response of current loop with different zeros of PI controller

3.2 双环 PI 参数变化对功率跟踪性能的影响

将式(13)代入式(12)得到以阻尼比和自然振荡频率表示的电流环闭环传递函数,再结合图3可得到功率环开环传递函数为:

$$W_{po}(s) = \frac{1.5e_d K_{pi}(\tau_p s+1)\omega_{in}^2}{s(T_p s+1)(s^2+2\xi_i\omega_{in}s+\omega_{in}^2)}$$
(14)

图 6 给出了以 K<sub>pi</sub>为变量时的功率环闭环根轨 迹,其中曲线 1 对应简化电流环传递函数,曲线 2 对 应未简化传递函数。对比可知:简化电流环传递函 数会使功率环根轨迹远离虚轴的两分支变为一支, 消除电流环偶极子,且使靠近虚轴的 2 支根轨迹凸 向实轴的程度减小。由于远离虚轴的极点及偶极子 对系统动态性能的影响有限,根轨迹凸向实轴的程 度变化也只影响开环增益变化时共轭复根变化的速 度而不影响变化方向,因此使用曲线 1 分析功率环 系统特性随控制器参数的变化规律可简化分析且结 论正确。





current loop simplified and not

综合图 6 和式(14)可知:功率环靠近虚轴的根 轨迹是影响功率环控制过程的主要因素,它起始于 电流环闭环极点和原点,终止于无穷远和功率环控 制器零点。因此,电流环阻尼比 *ξ*<sub>i</sub>和功率环微分时 间常数 *τ*<sub>a</sub>影响了功率环闭环根轨迹形状,而功率环 控制器积分系数  $K_{\mu}$ 决定了功率环闭环极点最终位置。

图 7 给出了功率环控制器参数不变, *ξ*<sub>i</sub> 变化时 功率环位于虚轴附近的根轨迹图。由图 7 可见:随 着 *ξ*<sub>i</sub> 减小, 2 支共轭根轨迹起点沿电流环闭环根轨 迹向右上方移动且凸向实轴的程度减小; *ξ*<sub>i</sub> 减小使 闭环极点离开根轨迹起点的距离减小,即功率环闭 环极点的移动对根轨迹增益 *K*<sub>pi</sub>变得不敏感, 意味着 在电流环阻尼比较大时, 需要更精细地调整功率环 增益。





图 8 给出了 ξ<sub>i</sub> 和 K<sub>pi</sub>不变, 功率环控制器零点不 同时的功率环根轨迹图。由图 8 可见:随着功率环 控制器零点左移, 2 支共轭根轨迹分支凸向实轴的 程度增加,且闭环极点距分支起点的距离增加。根 轨迹凸向实轴使复极点随 K<sub>pi</sub>增加,其变化规律近似 分为 2 个阶段:起始阶段, K<sub>pi</sub>增加主要导致自然振 荡频率变化而阻尼比变化较小;在根轨迹的后半段, K<sub>pi</sub>增加引起阻尼比迅速减小而自然振荡频率变化 不大。





综合图 7 和图 8 的规律可知:增加电流环比例 系数将增加电流环阻尼比,从而增加功率环复极点 阻尼比,同时增加实极点离开虚轴的距离,减小实极 点引起的稳态误差拖尾时间。然而,电流环阻尼比 过度增加将导致根轨迹过分靠近实轴,从而使复极 点自然振荡频率随 K<sub>u</sub>增加迅速减小,导致功率指令 跟踪速度变慢。左移功率环控制器零点具有与增加 电流环阻尼比类似的作用,但不影响复极点根轨分 支初始阻尼比。增加功率环积分系数可以增加系统 响应上升速度,增加实极点离开虚轴的距离,从而消 除其引起的稳态误差拖尾,但会导致复极点阻尼比 减小,从而使响应振荡加剧,稳定时间变长。

### 4 双环 PI 参数调整步骤

为使 VSC 能够快速跟踪功率指令且超调量较 小,通常需要保证实极点比复极点更远离虚轴,并在 保证系统阻尼比满足要求时尽量增大其自然振荡频 率。基于上节分析,双闭环控制器参数可按照先内 环后外环的顺序采用下述步骤调整。

步骤1 根据预设电流环阻尼比计算电流环控 制器参数,并测试电流阶跃响应波形。

步骤 2 根据阶跃响应超调量和振荡次数判断 阻尼比是否为预设值。若否,调整控制器比例系数, 转步骤 1;若是,观察电流响应是否有长时间拖尾, 正误差拖尾时减小积分系数,负误差拖尾时则增大 积分系数。为保证拖尾尽量小,电流控制器积分系 数应取多种工况下的最小值。

步骤 3 根据预设穿越频率及阻尼要求计算功 率环控制器参数,测试功率环阶跃响应。

步骤4 若功率阶跃响应多次振荡或超调量过 大,说明系统阻尼不够。首先尝试减小功率环积分 系数,若效果不佳则转步骤1,增加电流环预设阻尼 比后重启流程,直至功率环超调量和振荡满足要求。

步骤 5 若功率阶跃响应振荡和超调量满足要 求,但响应速度较慢,说明复极点自然振荡频率过 小,实极点离虚轴太近。特别当阶跃响应出现长时 间稳态误差拖尾时,说明实极点离虚轴不够远,其对 应分量衰减太慢。此时应该首先尝试减小功率环控 制器微分时间常数,即减小功率环控制器比例系数, 从而左移功率环闭环实极点,消除其引起的拖尾。

步骤6 若步骤5效果不佳,可尝试增加功率环 控制器积分系数。若快速性改善,但在快速性满足 要求之前功率阶跃响应出现振荡,说明电流环阻尼 不够,应转步骤1,增加电流环预设阻尼比后重启流 程。若快速性改善不明显,且功率阶跃响应出现超 调量单调增加的单次振荡,这说明电流环阻尼过大。 此时应转步骤1,减小电流环预设阻尼比后重启流程。

若经过上述步骤仍不能获得满意性能,则应考 虑增加采样和开关频率来提高系统的快速性。

#### 5 仿真验证

为检验前文分析所得结论,下面通过电磁暂态 仿真软件进行仿真分析,模型主电路结构和控制系 统结构分别与图1和图2相同,参数采用第3节的 算例参数。

设电流环预设阻尼比为 0.707,将算例参数代入 式(2)得 $K_{ip}$ =2.5, $K_{ii}$ =16.67。图 9 给出了该控制参 数下有功电流阶跃指令跟踪波形,图中同时给出了  $K_{ip}$ 不变, $K_{ii}$ =1.667 和  $K_{ii}$ =166.7(即 $\sigma$ =0.1 和 $\sigma$ = 10)时的电流跟踪结果。图 9 中各参数下电流阶跃 响应波形与图 5 基本相同,验证了本文对电流环的 分析。



Fig.9 Step response of current loop with different control parameters

上述参数下,电流环截止频率约为1540 rad/s。 设功率环截止频率为电流环截止频率的一半,并设 置功率环阻尼比为 0.75, 代入式(4) 得 K<sub>m</sub> = 3.8×  $10^4$ 、 $K_m$ =1.66,此时  $\gamma$ =6,对应超调量为 2.5%左右。 此条件下,功率环阶跃响应如图 10 中曲线 1 所示。 此时,系统阻尼满足要求,但上升时间太慢,存在长 时间稳态误差拖尾,这表明控制系统实极点离虚轴 距离太近。减小功率环比例系数至 $K_m = 3 \times 10^4$ ,得 到功率阶跃响应如图 10 中曲线 2 所示,此时稳态误 差拖尾略微减小,但时间仍较长。增加功率环积分 至 K<sub>ii</sub> = 1.9,得到功率阶跃响应如图 10 中曲线 3 所 示,可见阶跃响应快速性有了较大改善,以3%左右 的超调量为代价基本消除了稳态误差拖尾。上述过 程中阻尼一直满足要求,未出现明显振荡,表明电流 环阻尼比满足要求,否则需要调整电流环阻尼比后, 再去调整功率环比例系数和积分系数。



#### 6 结论

本文以 SMES 装置用 VSC 为对象,研究其基于 PI 控制器双闭环功率控制系统的设计方法。从传 递函数、根轨迹及阶跃响应多个角度分析控制器参数变化对系统阶跃响应的影响,并在 MATLAB 及 PSCAD 中进行仿真验证。通过理论分析和仿真结果得到如下结论。

a. 只要电流环控制器微分超前时间常数在交流 滤波器时间常数附近,电流环就能够简化成典型二 阶系统而不损失分析精度。此时,电流环性能主要 取决于控制器比例系数,对积分系数的小改变不 敏感。

b. 根据电流环阶跃响应特征可判断电流环控制器微分超前时间常数与交流滤波器时间常数关系并给出调整方向:阶跃响应正误差拖尾表明电流环控制器微分时间常数过小,应减小控制器积分系数;阶跃响应负误差拖尾表明电流环控制器微分时间常数过大,应增加控制器积分系数。

c. 当电流环按 I 型系统整定时, 功率环对阶跃 功率指令的跟踪性能受电流环控制器比例系数和功 率环控制器参数的影响较大, 调整这些参数通常可 以满足性能要求。

**d.** 按本文提出的双闭环参数整定步骤可以较 为方便地寻找需要的 PI 控制参数。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

#### 参考文献:

- [1] 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.
- [2]施啸寒,王少荣. 蓄电池-超导磁体储能系统平抑间歇性电源出力波动的研究[J]. 电力自动化设备,2013,33(8):53-58.
   SHI Xiaohan, WANG Shaorong. Power output fluctuation suppression by hybrid energy storage system for intermittent source[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(8):53-58.
- [3] WANG L, CHEN S, LEE W, et al. Dynamic stability enhancement and power flow control of a hybrid wind and marine-current farm using SMES[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2009, 24(3):626-639.
- [4]杨堤,程浩忠,马紫峰,等.基于储能技术提高风电机组低电压 穿越能力的分析和展望[J].电力自动化设备,2015,35(12): 1-10.

YANG Di, CHENG Haozhong, MA Zifeng, et al. Analysis and prospect of LVRT improvement based on energy storage technology for wind turbine generator system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(12):1-10.

 [5] 王少荣,彭晓涛,唐跃进,等. 电力系统稳定控制用高温超导磁储能装置及实验研究[J]. 中国电机工程学报,2007,27(22): 44-50.

WANG Shaorong, PENG Xiaotao, TANG Yuejin, et al. Apparatus and experiment of high temperature superconducting magnetic energy storage used for power system stability enhancement [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(22):44-50.

 [6] 史云鹏,李君,徐德鸿,等. 超导储能系统用四模块组合变流器 功率控制设计和实验研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26 (21):160-165. SHI Yunpeng, LI Jun, XU Dehong, et al. The design and experiments of the four-modular converters power control for superconducting magnetic energy storage system [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(21):160-165.

- [7]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.
- [8]诸嘉慧,程强,杨斌. 电压型高温超导储能系统变流器设计与试验[J]. 电力自动化设备,2011,31(2):119-123. ZHU Jiahui, CHENG Qiang, YANG Bin. Design and experiment of voltage source converter for high temperature superconducting magnetic energy storage system[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(2):119-123.
- [9] 舒乃秋,张新华. 基于哈密顿系统理论的超导储能装置控制器的设计[J]. 电力自动化设备,2003,23(3):64-66.
   SHU Naiqiu, ZHANG Xinhua. Superconducting magnetic energy storage controller design based on Hamiltonian system theory[J]. Electric Power Automation Equipment,2003,23(3):64-66.
- [10] 苗青,吴俊勇,艾洪克,等. 组合级联式兆瓦级功率调节装置协 调控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):43-49.
  MIAO Qing,WU Junyong, AI Hongke, et al. Coordinated control of hybrid cascaded megawatt power regulation device [J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(7):43-49.
- [11] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统:运动控制系统[M]. 北京:机 械工业出版社,2005:59-68
- [12] 吴汪平,楚皓翔,解大,等. PI 控制器参数对并网永磁直驱型风力发电系统机网相互作用的影响[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):21-28.
   WU Wangping, CHU Haoxiang, XIE Da, et al. Influence of PI con-

trollers' parameters on machine-network interaction of grid-connected PMSG system [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37 (10):21-28.

- [13] 瞿博,吕征宇. 三相电压型 PWM 整流器小信号建模及其控制器设计[J].电工技术学报,2010,25(5):103-108.
  QU Bo,LÜ Zhengyu. Small-signal modelling and controller design of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(5):103-108.
- [14] 赵振波,李和明. PWM 整流器 PI 参数设计[J]. 华北电力大学 学报,2003,30(4):34-37.
  ZHAO Zhenbo, LI Heming. PI regulator and parameter design of PWM rectifier[J]. Journal of North China Electric Power University, 2003,30(4):34-37.
- [15] 张崇巍,张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版 社,2003;113-120.
- [16] 陈耀军,钟炎平,陈丹,等. PWM 整流器瞬时功率控制策略研究
  [J]. 电力电子技术,2009,43(9):64-66.
  CHEN Yaojun,ZHONG Yanping,CHEN Dan, et al. Study on instantaneous power control strategy for the PWM rectifier[J]. Power Electronics,2009,43(9):64-66.
- [17] 王恩德,黄声华. 三相电压型 PWM 整流的新型双闭环控制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(15):24-29.
  WANG Ende, HUANG Shenghua. A novel double closed loops control of the three-phase voltage-sourced PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(15):24-29.
- [18] 王晗,张建文,蔡旭. 一种 PWM 整流器动态性能改进控制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(增刊1):194-202.
  - (下转第193页 continued on page 193)

# Research on circuit topology of hybrid HVDC system suitable for refurbishing existing LCC-HVDC

ZHAO Wenqiang<sup>1</sup>, XUAN Jiazhuo<sup>2</sup>, LU Yi<sup>2</sup>, LI Jihong<sup>3</sup>, WANG Yongping<sup>1</sup>, WANG Nannan<sup>1</sup>, LU Yu<sup>1</sup>

(1. Nanjing NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211106, China; 2. Electric Power Research Institute of State Grid Zhejiang

Electric Power Co., Ltd., Hangzhou 310014, China; 3. State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Hangzhou 310000, China) **Abstract**: The advantages and disadvantages of two main connection schemes designed for hybrid HVDC (High Voltage Direct Current) system are analyzed and compared. According to the features of refurbishing the existing LCC-HVDC (Line Commutated Converter based HVDC) to hybrid HVDC, it is concluded that the bipolar connection scheme is more suitable. Considering the problem of the overhead line fault isolation in VSC-HVDC (Voltage Source Converter based HVDC) system, four feasible methods are analyzed and compared, the applicable occasions, merits and demerits of each method are analyzed, and the suitable methods for refurbishing LCC-HVDC to hybrid HVDC are pointed out. Combined with the above mentioned overhead line fault isolation method, four feasible topologies suitable for refurbishing LCC-HVDC to hybrid-HVDC are summarized, and two topologies of asymmetrical cell-hybrid MMC (Modular Multilevel Converter) are proposed. The applicable occasions of each topology are summarized by comparison in terms of technology and economy.

.....

Key words: VSC-HVDC; modular multilevel converter; hybrid HVDC power transmission; circuit topology

(上接第 173 页 continued from page 173)

WANG Han, ZHANG Jianwen, CAI Xu. An improved control method of the dynamic ability for PWM rectifier [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(Supplement 1): 194-202.

[19] 汪万伟,尹华杰,管霖. 双闭环矢量控制的电压型 PWM 整流器 参数整定[J]. 电工技术学报,2010,25(2):67-72.
WANG Wanwei, YIN Huajie, GUAN Lin. Parameter setting for double closed-Loop vector control of voltage source PWM rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(2):67-72.

[20] 德赖斯. 线性控制系统工程[M]. 金爱娟,李少龙,李航天,译. 北京:清华大学出版社,2005:114-116.

#### 作者简介:



辛 征(1979—),男,山东济南人,讲师, 博士,通信作者,主要研究方向为新能源发电及 其电子电子技术(E-mail:xinzheng9309@163. com);

魏 莉(1979—),女,山东济南人,讲 师,硕士,主要研究方向为信号处理与检测; 施啸寒(1986—),男,山东济南人,副

教授,博士,主要研究方向为储能在电力系统中的应用。

#### Design of double closed-loops control system of VSC used in SMES device

XIN Zheng<sup>1</sup>, WEI Li<sup>1</sup>, SHI Xiaohan<sup>2</sup>

(1. School of Information and Electrical Engineering, Shandong Jianzhu University, Jinan 250101, China;

2. Key Laboratory of Power System Intelligent Dispatch and Control of Ministry of Education,

Shandong University, Jinan 250061, China)

**Abstract**: The double closed-loops control system based on PI controller is simple and reliable, but has the problems such as unsatisfactory control effect of the theoretical PI parameters and lack of systematic methods for further parameter adjustment. In order to solve these problems, the VSC(Voltage Source Converter) often used in the SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage) devices is taken as the object to study the design method of double closed-loops control system of VSC. Firstly, the mathematical model and the control system structure of VSC in SMES system are given, and the formulas of PI parameters are induced based on the two-order best adjustment methodology. Secondly, the impact of PI parameters on the dynamic performance of each control loop is analyzed with the transfer function and root locus as the tools, and then the systematic steps of PI parameters adjustment are summarized. Finally, the case simulation verifies the rationality of theoretical analysis and the effectiveness of the parameters adjustment steps.

Key words: SMES; VSC; double closed-loops; power control; parameter adjustment of PI controller; root locus analysis

# 附录

功率控制环 PI 控制器参数推导如下。 按 I 型系统整定后,电流环可近似简化为<sup>[11,15]</sup>:

$$W_{ic}(s) = \frac{1}{4\xi_i^2 T_{\Sigma_i} s + 1}$$
 (A1)

上式成立的条件[11]为:

$$\omega_{pc} \le \omega_{\text{limit}} = \frac{1}{6\xi_i T_{\Sigma i}} \tag{A2}$$

其中, ω<sub>pc</sub>为功率环幅值穿越频率。综合式(A1) 和图 3,并将小惯性环节合并,则有功功率控制的 开环传递函数为:

$$W_{po}(s) = \frac{1.5e_d K_{pi}(\tau_p s + 1)}{s \left[ (4\xi_i^2 T_{\Sigma i} + T_p)s + 1 \right]}$$
(A3)

其中,  $\tau_p = K_{pp} / K_{pi}$ 为功率环控制器微分超前时间 常数。由式(A3)可见: 与 PWM 整流器电压外环 或调速系统转速外环相比,功率外环少了一个积分 环节,这使得文献[11-19]给出的外环参数计算公式 不可用。

为方便分析,做如下变量代换:

$$\omega_{n}^{2} = \frac{1.5e_{d}K_{pi}}{4\xi_{i}^{2}T_{\Sigma i} + T_{p}}$$

$$\xi = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{1.5(4\xi_{i}^{2}T_{\Sigma i} + T_{p})e_{d}K_{pi}}}$$
(A4)

则式 (A3) 可表示为:

$$W_{po}(s) = \frac{\omega_n^2(\tau_p s + 1)}{s(s + 2\xi\omega_n)}$$
(A5)

由式(A5)可见: W<sub>po</sub>(s)不是工程设计法设定

的典型环节,而是一个带有开环零点的二阶系统, 相当于在典型二阶环节中增加微分顺馈。此时,功 率环传递函数的非零开环极点为:

$$p_{1} = -2\xi\omega_{n} = \frac{1}{4\xi_{i}^{2}T_{\Sigma i} + T_{p}}$$
(A6)

如果功率环采样周期与电流环采样周期都等 于开关管开关周期*T*<sub>s</sub>,并计及 PWM 触发延时,则 有:

$$T_{\Sigma i} = 1.5T_{\rm s}, \ T_p = T_{\rm s} \tag{A7}$$

综合式 (A2) 及式 (A6)、式 (A7) 得:

$$\omega_{pc} < p_1 \quad 0.12 \le \xi_i \le 1.38$$
 (A8)

电流环整定的阻尼比通常满足式(A8)条件, 即功率环开环波特图中,幅值穿越频率在其开环极 点左侧。为避免闭环零点引起超调量过量增加,通 常将系统开环零点设计得比开环极点更远离虚轴, 因此功率环幅值穿越频率近似满足:

$$\frac{\omega_{\rm n}^2}{\omega_{\rm pc} 2\xi\omega_{\rm n}} = 1 \tag{A9}$$

将式 (A4) 代入式 (A9) 求解得:

$$\omega_{pc} = \frac{\omega_{n}}{2\xi} = 1.5e_{d}K_{pi} \qquad (A10)$$

此外,由式(A5)可推出功率环闭环系统阻尼 比*ζ*,和闭环零点与复极点实部相对位置参数 γ 为<sup>[20]</sup>:

$$\xi_{p} = \xi + \frac{\tau_{p}\omega_{n}}{2}$$

$$\gamma = \frac{1/\tau_{p}}{\xi_{p}\omega_{n}}$$
(A11)

将式 (A4) 代入式 (A11) 得:

$$\frac{\xi_p}{\xi} = 1 + 1.5 e_d K_{pp}$$

$$\gamma = \frac{4(4\xi_i^2 T_{\Sigma i} + T_p)}{2\tau_p + 3e_d K_{pi}\tau_p^2}$$
(A12)

联立式(A10)和式(A12)的第一个方程,得:

$$K_{pi} = \frac{\omega_{pc}}{1.5e_d}$$

$$K_{pp} = \frac{2\xi_p \sqrt{\omega_{pc}(4\xi_i^2 T_{\Sigma i} + T_p)} - 1}{1.5e_d}$$
(A13)