

SMES装置用VSC双闭环功率控制系统设计

针对多环控制系统参数整定复杂,理论计算值难以直接使用的问题,以超导磁储能装置中的VSC为分析对象,研究其四象限功率控制系统的参数整定方法。首先给出VSC数学模型及控制系统结构,进而推导出各环PI参数计算公式,研究PI调节器限幅环节设定方法及其依据。随后使用Matlab/sisotool工具箱及PSCAD/EMTDC仿真软件,分别基于传递函数模型和电磁暂态模型分析PI参数变化对VSC跟踪阶跃型功率指令能力的影响,总结电流环和功率环参数调整方法。最后,针对VSC有功电流控制能力不对称的特点,提出一种可变参数的PI调节器予以适应。仿真结果表明,该方法具有良好效果。

何清 金涛/国网湖北省电力公司电力科学研究院
王少荣 施啸寒 左文平/华中科技大学电气与电子工程学院

0 引言

功率调节系统(Power Conditioning System, PCS)用于连接超导储能磁体与交流电网,是超导磁储能(Superconducting Magnetic Energy Storage, SMES)装置的关键部件。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^[1-2]等显著优点,在近年来研制的SMES装置中广泛采用^[3-5]。电压源型PCS由DC-DC斩波器和电压源型变流器(Voltage Source Converter, VSC)组成,前者用于维持直流电压为设定值,后者控制SMES装置与电网交换功率的大小。从电网角度来看,SMES装置相当于具有四象限运行能力的可控功率源,其性能的好坏很大程度上取决于VSC动静态性能的优劣。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。

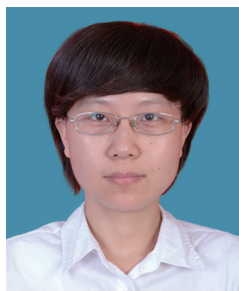
对于多环系统参数整定问题,文献[6-9]研究给出PWM整流器双闭环电压控制系统中PI调节器参数的计算方法,文献[9]进一步阐述了在理论计算基础上调整PI参数的原则和步骤。然而,上述文献给出的参数计算公式及优化方法都是针对PWM整流器电压、电流双闭环结构的,对VSC功率控制仅具有借鉴意义,难以直接使用。此外,文献[6-8]在进行PI参数计算时没有考虑控制器限幅环节的设定方法及影响,文献[9]也仅简单提到了电压环PI调节器限幅环节设定问题。

本文以VSC功率控制系统为设计目标,首先给出VSC数学模型及控制系统结构,进而导出VSC双闭环功率控制系统参数计算公式,并研究PI调节器限幅环节的设定方法及依据。随后,通过仿真算例研究电流环及功率环参数变化对系统特性的影响并从传递函数角度分析其原因,从而确定VSC控制系统参数调整方向。最后,针对VSC有功电流控制能力不对称的特点,提出一种可变参数PI调节器予以适应,并通过仿真分析检验其效果。

1 VSC数学模型及控制系统结构

采用电压源型PCS的SMES装置主电路拓扑结构如图1所示。

图1中, R_s 、 L_s 为交流滤波电感的等效参数; C 为直流稳压电容; L_{SMES} 为超导磁体电感。图1中左边点画线框为VSC,右边点画线框为DC-DC斩波器,二者通



何清/高级工程师

关键词/Keywords

功率控制·
参数整定·
限幅·
变参数PI调节器·
超导磁储能·

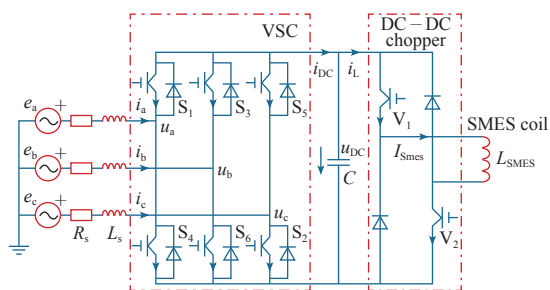


图1 SMES装置主电路结构

过直流稳压电容相连。DC-DC斩波器通过对开关管 V_1 、 V_2 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，因而进行VSC控制时可认为直流侧电压恒定。VSC交流侧经滤波电感与交流电网相连，通过调整VSC逆变电压的幅值和相位控制SMES装置与电网交换功率的大小。

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

$$\begin{cases} e_d = L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega L_s i_q + u_d \\ e_q = L_s \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega L_s i_d + u_q \end{cases} \quad (1)$$

式中， e_k 、 i_k 和 u_k ($k=d, q$) 分别为dq同步旋转坐标系下的电源电压、电网流向SMES的电流和VSC逆变电压； L_s 为电感； R_s 为电阻； ωL_s 为电抗。

根据式(1)所描述的数学模型可设计如图2所示的双闭环功率控制系统。该系统通过前馈解耦实现有功电流分量 i_d 和无功电流分量 i_q 的独立控制，通过将dq同步旋转坐标系d轴定向在电源电压矢量方向上，可实现 P 、 Q 到 i_d 、 i_q 变换的解耦，因此该控制结构可实现VSC有功功率和无功功率之间的解耦控制。显然，该控制系统结构固定，主要工作为PI参数的整定。

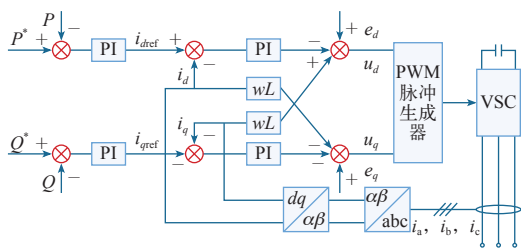


图2 双闭环控制系统结构图

2 VSC控制系统参数初步确定

2.1 PI参数计算公式推导

文献[7]在分析PWM整流器数学模型的基础上给出了电流内环及电压外环的参数计算公式。以下参照该文献思路推导出图2 VSC双闭环功率控制系统参数计算公式。

图2中，电流环与PWM整流器控制系统中电流环结构及控制目标相同，因此可直接使用文献[7]所给出的公式。当将电流环按照I型系统整定时，可将电流环近似等效为一个时间常数为电流采样周期3倍的一阶惯性环节，此时参数计算公式为

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{L_s}{3T_s K_{PWM}} \\ K_{ii} = \frac{R_s}{3T_s K_{PWM}} \end{cases} \quad (2)$$

式中， K_{ip} 、 K_{ii} 分别为电流环PI调节器比例系数和积分系数； K_{PWM} 为三相桥等效的放大倍数； T_s 为电流环采样周期。

当忽略滤波电感中电阻，可将电流环按照II型系统整定，此时电流内环可等效为一个带有零点的三阶系统，参数计算公式为

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{2L_s}{5T_s K_{PWM}} \\ K_{ii} = \frac{2L_s}{37.5T_s^2 K_{PWM}} \end{cases} \quad (3)$$

式中，各符号含义与式(2)相同。

由于 i_d 、 i_q 控制环结构完全相同，其PI调节器通常选用相同参数，从而 P 、 Q 控制环被控对象数学模型也相同，可使用相同参数。VSC功率控制环与PWM整流器电压控制环模型不同，因此文献[7]给出的外环公式不可用，需要另行推导。

将电流环使用传递函数 $W_{ci}(s)$ 表示，则图2有功功率控制外环可化简成图3所示结构。

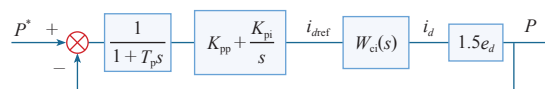


图3 有功功率外环控制结构图

图3中， T_p 为功率环采样周期， K_{pp} 、 K_{pi} 为待

确定的功率环PI调节器参数, e_d 为电源电压 d 轴分量, 稳态时等于电源相电压幅值。代入 $W_{ci}(s) = 1/(1+3T_s s)$, 并将小惯性环节合并, 则图3所示控制结构的闭环传递函数为

$$W_{cp}(s) = \frac{\frac{1.5e_d K_{pi}}{3T_s + T_p}(\tau_p s + 1)}{s^2 + \frac{1+1.5e_d K_{pp}}{3T_s + T_p}s + \frac{1.5e_d K_{pi}}{3T_s + T_p}} \quad (4)$$

式中, τ_p 为PI调节器零点对应的的时间常数。

令

$$w_n^2 = \frac{1.5e_d K_{pi}}{3T_s + T_p}, \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{1.5(3T_s + T_p)e_d K_{pi}}} \quad (5)$$

则式(4)可表示为

$$W_{cp}(s) = \frac{w_n^2(\tau_p s + 1)}{s^2 + (2\xi w_n + w_n^2 \tau_p)s + w_n^2} \quad (6)$$

由式(6)可知, $W_{cp}(s)$ 为一个带有闭环零点的二阶系统, 相当于在典型二阶环节中增加微分顺馈。这通常有利于加速响应和增加阻尼, 但零点过分靠近实轴时, 系统超调明显增加, 振荡加剧。记式(6)阻尼比和自然振荡频率为 ξ 和 w_n , 结合式(5)可解得功率外环参数计算公式为

$$\begin{cases} K_{pi} = \frac{w_n^2(3T_s + T_p)}{1.5e_d} \\ K_{pp} = \frac{(2w_n\xi(3T_s + T_p) - 1)}{1.5e_d} \end{cases} \quad (7)$$

通常选择 $\xi_1 = 0.707$, $w_n \leq w_{bi}/2$ (w_{bi} 为电流环频宽), 代入上式可得有功控制环参数, 无功控制环可采用相同值。

2.2 PI调节器限幅环节的确定

PI调节器除要设置比例系数和积分系数外, 还需确定控制器限幅环节的阈值。从系统响应角度看, 限幅环节通常能够抑制超调, 减少系统振荡。然而设计合理的限幅环节需要较高技巧: 阈值过小可能会影响系统的响应速度, 甚至稳态性能, 而阈值过大则会丧失限幅环节的设置目的。此外, 电流环和功率环中的PI调节器通常使用相同的比例系数及积分系数, 然而其限幅环节需要设置不同的阈值。

设VSC额定容量为 S_N , 电网线电压有效值为 e_L , 则变流器额定工作时可能出现的最大 d 轴、 q 轴电流分量为

$$I_{d\max} = I_{q\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S_N}{e_L} \quad (8)$$

将该值放大1.2倍可作为功率环PI调节器限幅环节门限值。

由图2中电流环控制结构可知

$$\begin{cases} u_d = e_{pm} + wLi_q - u_{cd} \\ u_q = -wLi_d - u_{cq} \end{cases} \quad (9)$$

式中, u_{cd} 、 u_{cq} 分别为 i_d 、 i_q 控制环PI调节器输出; e_{pm} 为电源相电压幅值; u_d 、 u_q 为VSC逆变电压目标值 d 轴、 q 轴分量。

记VSC能够逆变生成的相电压最大幅值为 V_m , 则 u_d 、 u_q 应该控制在 $\pm V_m$ 之间, 以避免发生过调制。将此限制代入式(9)有

$$\begin{cases} -V_m \leq e_{pm} + wLi_q - u_{cd} \leq V_m \\ -V_m \leq -wLi_d - u_{cq} \leq V_m \end{cases} \quad (10)$$

求解式(10)得

$$\begin{cases} e_{pm} + wLi_q - V_m \leq u_{cd} \leq e_{pm} + wLi_q + V_m \\ -V_m - wLi_d \leq u_{cq} \leq V_m - wLi_d \end{cases} \quad (11)$$

式(11)给出了电流环控制器限幅环节阈值设定的依据, 其中 V_m 与直流电压 u_{dc} 关系为

$$\begin{cases} V_m = \frac{u_{dc}}{2} & \text{SPWM方式} \\ V_m = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} & \text{SVPWM方式} \end{cases} \quad (12)$$

3 VSC控制系统参数调整

以下以一个算例说明VSC功率控制系统PI调节器参数调整过程。算例条件为: VSC额定容量 $S_N = 100 \text{ kV} \cdot \text{A}$; 交流侧线电压有效值 $e_L = 300 \text{ V}$, 频率 $f = 50 \text{ Hz}$, 交流滤波电感等值参数为: $L_s = 1.5 \text{ mH}$, $R_s = 0.01 \Omega$; 直流侧额定电压 $u_{dc} = 660 \text{ V}$; VSC开关频率 $f_s = 2550 \text{ Hz}$, 电流环与功率环采样频率等于开关频率 f_s 。

3.1 电流环参数调整

将算例数据代入式(2)得到电流环控制器参

数为 $K_{ip}=1.275$, $K_{ii}=8.5$ 。代入式(3)得另一组参数为 $K_{ip}=1.53$, $K_{ii}=520$ 。以此两组参数为起点调整控制器参数并考察系统频率及时域特性。

把PI调节器改写成如下形式, 即

$$u_c = K \frac{1 + \tau_p s}{s} \quad (13)$$

式中, K 为放大倍数。以 K 为变量绘制电流环根轨迹, 显然根轨形状受 τ_p 影响。使用Matlab/sisotool工具箱基于传递函数对电流环进行分析, 拖动PI调节器零点动态绘制根轨可发现: τ_p 在越过约0.005时形状发生明显变化。当 τ_p 大于0.005时, 闭环系统存在一对几乎对消的零极点, 主导极点为一对共轭复根, 此时系统主要特征取决于阻尼比。当 τ_p 小于0.005时, 系统在靠近虚轴处有三个闭环极点和一个闭环零点, 不存在零极点对消或主导极点, 系统特性与四个点都有关。图4给出了上述两种情况的根轨迹图, 其中粉色方框为闭环极点, 粉色圆框为闭环零点。图4a为 τ_p 大于0.005时的典型根轨, 与式(2)计算结果对应; 图4b为 τ_p 小于0.005

时的典型根轨, 与式(3)计算结果对应。

调整放大倍数 K 将导致闭环极点在根轨上移动, 但不会导致闭环零点位置改变, 而调整 τ_p 则会同时引起闭环极点及闭环零点位置变动。对于图4a所示情况, 由于存在零极点对消, 因此系统特性受零点位置影响较小。同时, τ_p 变化对主导极点位置的影响可通过调整 K 补偿, 因此PI调节器参数对系统特性的影响可只考虑 K 的变化。对于图4b所示情况, 改变 τ_p 和 K 都会影响系统性能, 但通常将中频段宽度设置为5(兼顾跟随性能及抗干扰性能的折中值), 因此 τ_p 可认为是确定的, 主要调整参数仍为 K 。

PI增益 K 取不同值时, 电流环阶跃响应如图5所示。从图5中可以看出, 加入PI调节器增加了系统响应速度。曲线2~4为典型欠阻尼二阶系统的响应, 随着 K 增大, 系统阻尼减小, 响应速度、超调及振荡次数均有所增加。曲线5~7为含零点三阶系统的响应, 上升时间小于曲线2~4, 但超调量明显变大, 且随着 K 增大, 系统超调量增加, 逐渐出现振荡。图5中与式(2)、式(3)计算参数对应的曲线3、曲线6超调分别为5.77%和44%, 与预期的4.3%和37.6%十分相近, 可见将传感器传递函数移动到前向通道、合并小惯性环节等近似处理引起的误差很小。

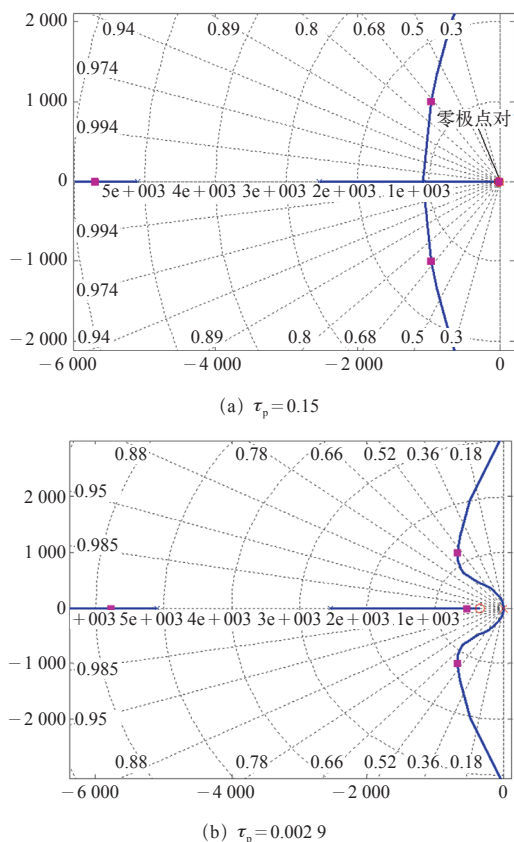


图4 电流环闭环根轨迹图

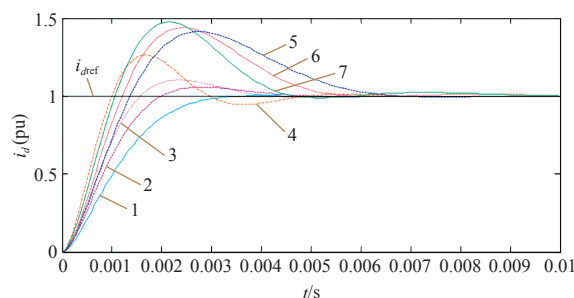


图5 电流环单位阶跃响应

1—无PI调节器 2— $\tau_p=0.15$, $K=8.5$ 3— $\tau_p=0.15$, $K=10$
4— $\tau_p=0.15$, $K=15$ 5— $\tau_p=0.0029$, $K=450$ 6— $\tau_p=0.0029$, $K=520$
7— $\tau_p=0.0029$, $K=600$

将算例数据代入式(11), 采用SVPWM控制方式, 可得PI调节器限幅环节门限值为

$$\begin{cases} -264.36 \leq u_{cd} \leq 754.26 \\ -509.31 \leq u_{cq} \leq 509.31 \end{cases} \quad (14)$$

根据图1主电路拓扑及图2控制系统结构搭建电磁暂态模型进行仿真分析,其中主电路参数根据算例设置,PI调节器限幅环节根据式(14)设置。采用不同PI参数时,有功电流响应曲线如图6所示,各曲线对应控制器参数与图5相同。对比图5与图6可以看出,限幅环节的存在使得阶跃响应稳定时间增加了约2 ms,峰值时间略有增加,但超调量大幅减小,如曲线4由26.3%减小到4.5%,曲线7由47.6%减小到32.3%。这说明限幅环节使电流环能够采用更高的开环增益而不发生振荡和大幅值超调,这有利于提高电流环跟踪速度。

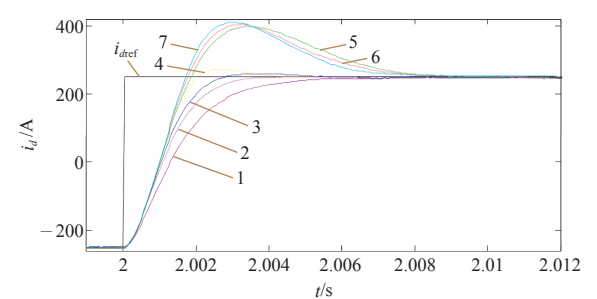


图6 电流环阶跃响应仿真波形

3.2 功率环参数调整

尽管式(7)是在电流环按I型系统整定时推导而得,但可在多种电流环整定方法下用于功率外环PI参数初值的计算,只是准确度不同。对于3.1节中各电流环参数,绘制其闭环波特图并由幅频特性确定-3 dB对应频率,由相频特性确定-45°对应频率,则较小值为频宽。将电流环频宽及算例数据代入式(7)可计算功率环参数,结果如下表所示。为保证系统不出现右半平面的零点,比例系数小于零时限制为零。

表 功率环参数计算结果

编号	电流环参数	$w_{\text{co}}/(\text{rad/s})$	功率环参数	
			初值	调整后值
1	$\tau_p = 0.15$	870	$K_{\text{pp}} = 0$	$K_{\text{pp}} = 0$
	$K = 8.5$		$K_{\text{pi}} = 0.807\ 9$	$K_{\text{pi}} = 0.92$
2	$\tau_p = 0.15$	1\ 010	$K_{\text{pp}} = 3.17 \times 10^{-4}$	$K_{\text{pp}} = 0.007$
	$K = 10$		$K_{\text{pi}} = 1.088\ 8$	$K_{\text{pi}} = 1.7$
3	$\tau_p = 0.15$	1\ 400	$K_{\text{pp}} = 0.001\ 5$	$K_{\text{pp}} = 0.001\ 1$
	$K = 15$		$K_{\text{pi}} = 2.091\ 9$	$K_{\text{pi}} = 2.5$
4	$\tau_p = 0.002\ 9$	820	$K_{\text{pp}} = 0$	$K_{\text{pp}} = 0.001$
	$K = 450$		$K_{\text{pi}} = 0.717\ 7$	$K_{\text{pi}} = 1.4$

(续)

编号	电流环参数	$w_{\text{co}}/(\text{rad/s})$	功率环参数	
			初值	调整后值
5	$\tau_p = 0.002\ 9$	940	$K_{\text{pp}} = 1.16 \times 10^{-4}$	$K_{\text{pp}} = 0.000\ 9$
	$K = 520$		$K_{\text{pi}} = 0.943\ 1$	$K_{\text{pi}} = 1.5$
6	$\tau_p = 0.002\ 9$	1\ 070	$K_{\text{pp}} = 5.08 \times 10^{-4}$	$K_{\text{pp}} = 0.006$
	$K = 600$		$K_{\text{pi}} = 1.222$	$K_{\text{pi}} = 1.5$

图7给出了控制系统使用表中初始PI参数时VSC有功功率阶跃响应波形。

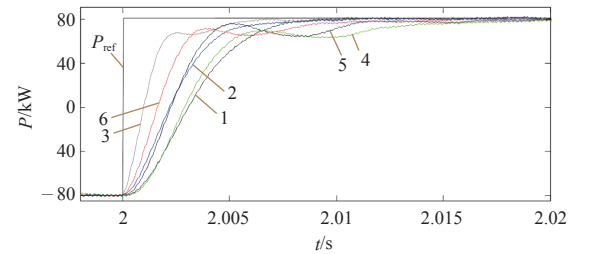


图7 基于计算参数时VSC有功功率阶跃响应仿真波形

图7中,曲线编号与表中编号一致。可以看出,曲线1~2稳定时间较小,但上升时间较长;曲线5~6初始上升速度较快而稳定时间较长;曲线4上升时间和稳定时间都较长;曲线3初始上升时间和稳定实际都较为理想,但峰值太低,仍有提高的余地。通常SMES装置要求VSC功率跟踪时间在10 ms以内,且超调小于5%,因此上述参数需要调整。下面以曲线3为例说明功率环PI参数调整过程。

将功率环PI调节器写成式(13)的形式,以K为变量绘制功率环闭环根轨,如图8所示。从图8中可以看出,功率环有两对对消的零极点以及一个远离虚轴的实极点、一个实零点和一对共轭复根;PI调节器使系统增加了一个实极点及一个实零点。闭环系统性质主要取决于共轭复极点及PI调节器引入的实零点、实极点。增大K会导致复极点向右移动,使阻尼比减小、自然振荡频率增加,同时导致PI调节器引入的实极点左移,弱化其对系统特性的影响;改变K不影响PI引入的闭环零点位置。调整 τ_p 会导致系统零点及极点同时移动:当 τ_p 增加时,系统实零点及复极点均右移,这将导致复极点对应的阻尼比减小,同时零点向实轴靠近。阻尼比减小和零点向虚轴靠近会加强振荡,

但由式(7)可知, τ_p 的增加同时会导致系统整体阻尼增加, 从而减小振荡, 系统振荡程度最终的变化取决于上述两方面各自作用的强弱。

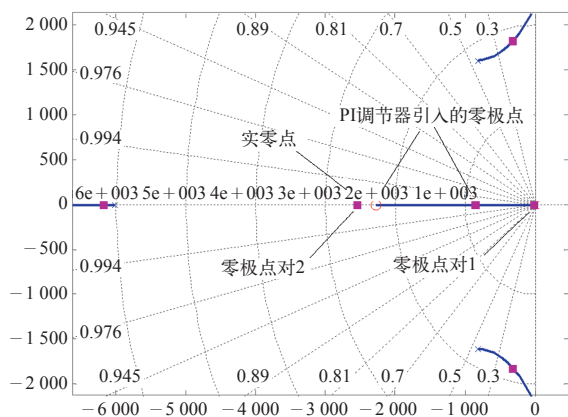


图8 功率环闭环根轨迹图

综上所述, 增加 K 可加速系统初始响应速度, 但会引起振荡幅值和次数增加; 增加 τ_p 先减弱系统振荡, 后加强系统振荡。

图9给出了PI参数调整时阶跃响应的变化过程。初始响应为曲线1, 为加快响应速度增加 K 而得到曲线2。与曲线1相比, 曲线2响应速度明显加快, 但振荡幅值较大, 使得振荡波谷明显跌落。减小 τ_p 以增加阻尼, 得到满足要求的曲线3, 若调整 τ_p 无法满足阻尼方面的要求, 需要减小 K 以降低对阻尼的要求。按上述方法对其余曲线进行调整, 参数调整结果列于上表, 调整后VSC单位阶跃响应仿真波形如图10所示, 图10中曲线编号与图7对应。

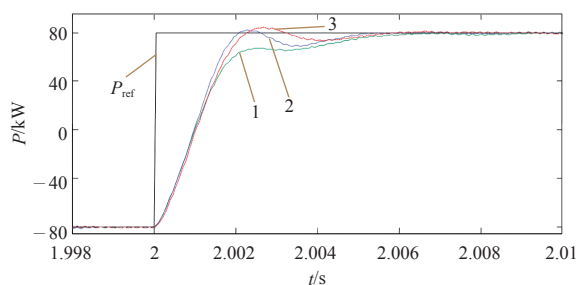


图9 曲线3 PI参数调整过程

1— $\tau_p=0.000\ 7$ 、 $K=2.09$ 2— $\tau_p=0.000\ 7$ 、 $K=2.5$
3— $\tau_p=0.000\ 44$ 、 $K=2.5$

由图10可以看出, 经过参数调整后各种电流内环整定参数下功率外环均满足10 ms稳定时间的

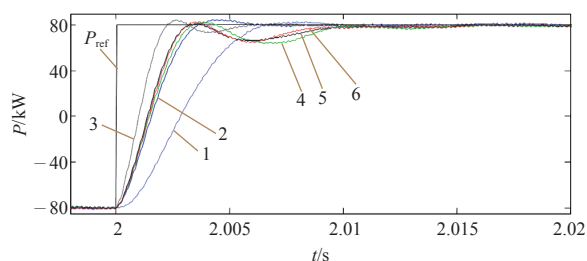


图10 参数调整后VSC有功功率阶跃响应仿真波形

要求, 但以曲线2、曲线3最为理想。可以看出, 按I型系统整定的电流内环其功率外环相应平稳, 而按II型系统整定的电流内环其功率外环波动较大。对比曲线1~3可知, 电流内环增益越大, 其功率外环对指令跟踪的速度越快, 但电流内环超调增加会使外环功率也出现振荡。

4 可变参数PI调节器

由图1中VSC拓扑结构可知, 逆变电压先要克服电源电压才能控制电流反向增加, 因此VSC反向电流控制能力弱于正向电流控制能力^[10]。这将导致以正向跃变的有功功率指令为跟踪目标来整定的PI调节器在功率指令反向跃变时出现较大超调, 同时引起无功较大幅值波动。通过对PI调节器输出的控制信号分析可知, 反向电流增长速度的变慢导致电流环PI调节器迅速饱和, 但功率环PI调节器输出的指令电流仍一直大于实际电流, 使得电流环PI调节器输入仍在增加。由于电流环PI调节器已经饱和, 输入的增加对控制没有意义, 只会导致电流环PI调节器退饱和时间增加, 进而导致超调和无功功率波动。为缓解上述问题, 在电流环PI调节器发生饱和时, 应降低功率环PI调节器给出的电流指令的增长速度, 这可通过短时减小功率环PI调节器参数来实现。

功率环控制器可采用如图11所示的可变参数PI控制器实现参数的短时改变, 该结构在通常PI调节器基础上添加数据选择器和延时器构成。延时器以电流环控制器饱和和信号为输入而给出不同的通道选择信号: 未饱和时选择正常参数, 饱和时选择较小参数。延时器可将饱和信号的窄脉冲延长固定时间长度, 从而防止参数来回切换导致系统性能变差。VSC功率动态跟踪时间通常为10 ms左

右,将延时器延时值设置为该时间的一半获得良好效果。

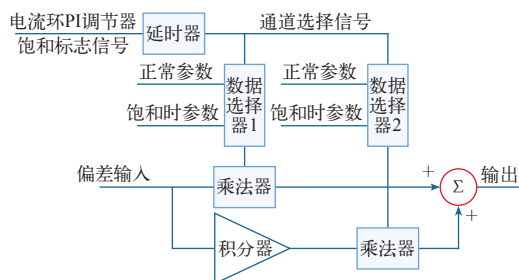


图11 可变参数PI调节器结构示意图

功率环采用固定参数调节器和可变参数调节器时功率跟踪波形如图12所示。从图12中可以看到,采用可变参数调节器克服了常规PI调节器超调量过大的问题,同时无功功率波动能够更加快速地平息,因而具有更好的控制效果。

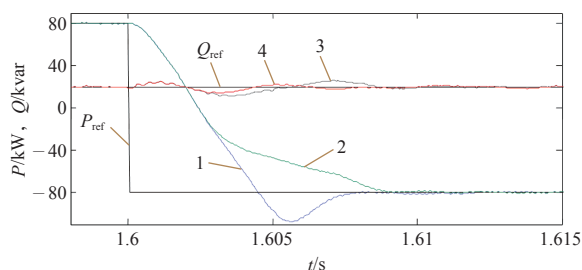


图12 功率环采用不同调节器控制效果对比图

1—固定参数调节器有功功率 2—可变参数调节器有功功率
3—固定参数调节器无功功率 4—可变参数调节器无功功率

5 结束语

以SMES装置用VSC为对象,综合使用传递函数分析法及基于电磁暂态模型的时域仿真法对其进行分析,研究控制系统PI参数设置和调整方法,得到如下结论:①VSC控制系统中电流内环应按照I型系统进行整定,即令PI调节器零点抵消VSC数学模型中大惯性对应的极点。PI调节器增益倍数应尽量大,以加速电流环的电流跟踪速度,但应控制超调量及振荡次数在合理范围。②电流内环确定后,可使用文中方法得到功率环参数初值。然后,先调整功率环PI调节器增益使动态响应速度满足要求,随后调整调节器零点位置使系统阻尼符合需要。③由于VSC电流控制能力不对称,按跟踪正向功率跃变整定的控制系统在功率反向大数值

跃变时会出现大超调和振荡,使用文中提出的变参PI调节器可以解决。

参考文献

- [1] Arsoy A, Liu Y, Ribeiro P, et al. Static-synchronous compensators and superconducting magnetic energy storage systems in controlling power system dynamics [J]. IEEE Industrial Application Magazine, 2003, 9 (2): 21-28.
- [2] Hui L, Cartes D, Steurer M, et al. Control design of STATCOM with superconductive magnetic energy storage [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2005, 15 (2): 1883-1886.
- [3] Chen L, Liu Y, Arsoy A B, et al. Detailed modeling of superconducting magnetic energy storage (SMES) system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21 (2): 699-710.
- [4] Molina M, Mercado P, Watanabe E. Improved superconducting magnetic energy storage (SMES) controller for high-power utility applications [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26 (2): 444-456.
- [5] 郭文勇, 赵彩宏, 肖立业. 超导储能用电流调节器充放数学模型及其控制系统 [J]. 电工技术学报, 2007, 22 (10): 117-122.
- [6] 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.
- [7] 张崇巍, 张兴. PWM整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [8] 杨德刚, 赵良炳, 刘润生. 三相高功率因数整流器的建模及闭环控制 [J]. 电力电子技术, 1999, 33 (5): 49-51.
- [9] 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.
- [10] 钟炎平, 沈颂华. PWM整流器的一种快速电流控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25 (12): 52-56.

(收稿日期: 2015-08-27) EA