

有源电力滤波器直流侧电压软起动控制研究

针对并联型有源电力滤波器主电路电容电压起动建压时存在的电压超调和电流冲击问题,结合现有的建压控制方法,提出一种新型的软起动控制方法,在输出滤波器的网侧电感串联一电阻,改变控制对象的模型,提高电流环相角裕度,增大阻尼系数,使建压泵升过程平稳。建立改进后系统电流环结构图,从频率特性的角度分析系统的相对稳定性。从瞬时能量守恒的角度详细分析了电压环的控制机理,并给出PI参数设计方法。结合实践经验对所提方法建立Matlab/Simulink仿真模型,给出改进后及改进前的仿真波形,最后在样机上验证建压的过程和结果。仿真和实验的结果证明了所提直流电压泵升控制方法的正确性和可行性。

李锦彬^{1,2} 陈冲¹/1.福州大学电气工程与自动化学院 2.福建工程学院信息科学与工程学院

0 引言

随着以功率开关电源为典型代表的非线性负载大量使用,电力系统的谐波污染日趋严重,使其他用电设备的工作性能下降,甚至无法运行^[1-2],因此,谐波抑制新技术成为当今的研究热点。并联型有源电力滤波器(SAPF)能动态补偿谐波电流,与无源滤波技术相比,逐渐成为治理谐波污染的理想选择^[3-4]。SAPF属于电压型逆变器,系统投入补偿前必须建立直流电压,建压过程要平稳,不允许有太大的冲击电流和电压超调量。另外,在SAPF投入补偿后,直流侧电容电压必须保持稳定,当负载谐波电流变化时,直流电压必须快速返回给定值,给逆变器提供一个稳定的直流电压,否则补偿效果将不理想,并危及系统的安全运行。

若对直流侧电压变化控制不当,在电网侧将产生较大的泵升冲击电流,而且直流电压还可能出现大的超调^[4]。如果超调量太大或冲击电流太大,系统会自动保护,因此,控制不当时,也许不至于烧毁功率器件,但系统无法正常起动。

在以上介绍的SAPF起动问题推动下,科研工作者们提出了各种各样的建压软起动控制技术^[5-10]。文献[5]从功率平衡角度建立控制模型,采用比例-积分控制规律,通过比例系统自适应达到软起动控制,但没有详细阐述比例系数变化的规律。文献[6]根据数学模型分析系统的小扰动稳定性,是一种实用的电压控制方法,如果数学模型不复杂,将更方便实际系统的推广。文献[7]介绍了智能跟踪控制方法在建压中的应用,补偿准确度高,但动态响应速度不够理想,泵升建压时存在一定的电流冲击。文献[8]提出模糊PI控制技术,但该方法严重依赖经验,参数不容易整定。

本文针对实际APF产品开发的需要,从简单实用角度提出一种新型的软起动控制方法,该方法主要是PWM泵升阶段继续启用预充电阶段的限流电阻,改变了系统控制对象的模型,从而改善了系统的特性,系统稳定裕度提高,阻尼系数增大,系统平稳建压。通过理论分析与实验研究验证所提方法的可行性和实用性。

1 系统构成及原理

典型的SAPF工作原理如图1所示。非线性负载工作时产生谐波电流,注入电网, SAPF通过检测非线性负载(谐波



李锦彬/副教授

关键词/Keywords

有源电力滤波器·
软起动建压·
泵升控制·

福建省教育厅资助项目(JA12229)。

源) 电流, 经滑窗迭代 DFT 运算, 提取谐波指令电流, 与滤波器输出电流比较, 经电流调节, 得出 PWM 的占空比, 控制 IGBT, 产生 PWM 电压, 经滤波电感输出与负载谐波电流大小相等、方向相反的补偿电流, 注入电网, 抵消电网的谐波电流^[11]。

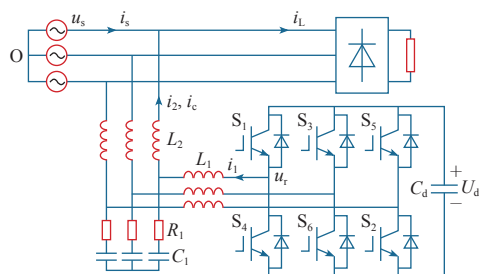


图1 SAPF工作原理图

APF 在投入补偿的过程中, 主电路直流侧电容电压会出现波动, 一方面是由于在传递无功和谐波电流时造成电压损耗, 但下一周期有部分能量又反馈回来; 另一方面, 由于功率器件和线路等效阻抗的损耗引起直流电压波动。电压环的作用就是稳定直流电压在期望值附近, 只允许有小幅度的纹波电压。

2 电流环数学模型及特性

APF 系统是电压外环和电流内环组成的双闭环系统, 对直流侧电容电压充电控制必须通过电流内环实现。由于 PWM 控制给系统带来开关频率整数倍的高频分量, 因此采用 LCL 作为输出滤波器, 与传统的单电感滤波器相比, 高频衰减分贝数更高, 电感可以设计得更小, 但由于系统阶数变大, 在电容电压泵升的过程中, 稳定性控制更加困难。因此, 必须建立带 LCL 输出滤波器的 APF 电流环数学模型, 分析其特性。

三相 SAPF 主电路如图 2 所示。其中, R 为 LCL 滤波器的阻尼电阻; C 为高频无感滤波电容; L_1 为变流器侧电感; L_2 为电网侧电感; C_d 为变流器直流侧储能电容; SW 为交流接触器; R_2 为预充电和泵升限流电阻。

图 3 为根据图 2 列出电流环结构图。 $G_c(s)$ 为电流控制器; K 为 PWM 电压增益; u_r 为变流器输出电

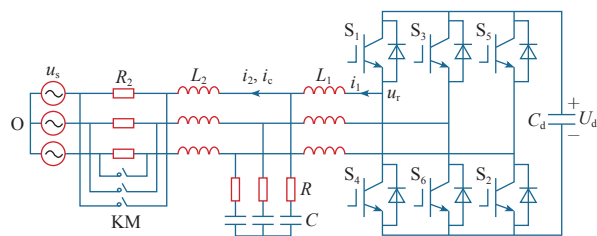


图2 带限流电阻的三相电压型变流器

压; u_s 为电网相电压。

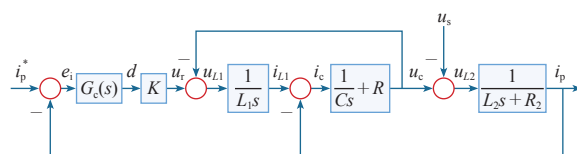


图3 电流环线性控制结构图

控制器 $G_c(s)$ 采用 PI 控制方式, 传递函数为

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (1)$$

根据图 3, 当被控对象不串联限流电阻时, 电流环的开环传递函数为

$$G_1(s) = \frac{K_p K (T_i s + 1) (RCs + 1)}{T_i s [L_1 L_2 C s^3 + RC(L_1 + L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s]} \quad (2)$$

而带限流电阻 R_2 时, 开环传递函数为

$$G_2(s) = \frac{K_p K (T_i s + 1) (RCs + 1)}{T_i s [L_1 L_2 C s^3 + [L_1 R_2 + R(L_1 + L_2)] C s^2 + (L_1 + L_2 + R R_2 C) s + R_2]} \quad (3)$$

$G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 的伯德图如图 4 所示。由图 4 可知: 加限流电阻 R_2 后, 系统的相角裕度提高了, 根据自动控制原理相角裕度与阻尼比及超调量的关系^[12], 由于相角裕度增大, 所以阻尼比变大, 系统的超调量变小。

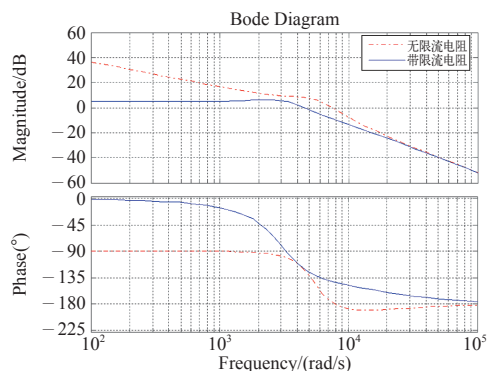


图4 改进前与改进后的电流环的伯德图

图4点线部分为不带限流电阻的开环系统伯德图，从稳态角度分析，相当于积分特性，所以相角裕度小，甚至有可能是负值；实线部分为带限流电阻 R_2 的开环系统伯德图，由于 R_2 远大于 ωL_2 ，被控对象可视为一比例环节，所以相角裕度提高了。

3 稳压控制模型分析

分析直流侧电容充电机理将有助于深入理解电压泵升的控制原理。根据图2，交流侧和直流侧的瞬时功率平衡关系可表达如下

$$u_{sa}i_{ca} + u_{sb}i_{cb} + u_{sc}i_{cc} - R[i_{ca}^2 + i_{cb}^2 + i_{cc}^2] - \frac{1}{2}L\frac{d}{dt}[i_{ca}^2 + i_{cb}^2 + i_{cc}^2] = C_d U_d \frac{dU_d}{dt} \quad (4)$$

式中， u_{sa} 、 u_{sb} 和 u_{sc} 为电网相电压； i_{ca} 、 i_{cb} 和 i_{cc} 为APF输出电流； R 为等效电阻（主要是限流电阻 R_2 ）； $L = L_1 + L_2$ ； C_d 为储能电容； U_d 为直流侧电容电压值。

变流器输出电流包括基波有功电流、无功电流和谐波电流，三相电流可分别表示为

$$\begin{cases} i_{ca} = i_{pca} + i_{qca} + i_{hca} \\ i_{cb} = i_{pcb} + i_{qcb} + i_{hcb} \\ i_{cc} = i_{pcc} + i_{qcc} + i_{hcc} \end{cases} \quad (5)$$

根据电工理论知识，三相对称电路瞬时功率之和等于平均功率，谐波电流对应的有功功率和无功功率很小，可以忽略，因此，瞬时功率与有功功率之间的关系可表达为式（6），即

$$u_{sa}i_{ca} + u_{sb}i_{cb} + u_{sc}i_{cc} = 3U_{sa}I_{pca} \quad (6)$$

电阻 R 上的瞬时功率为

$$R(i_{ca}^2 + i_{cb}^2 + i_{cc}^2) = 3R(I_{pca}^2 + I_{qca}^2 + I_{hca}^2) \quad (7)$$

电感 L 上的瞬时功率为

$$\frac{1}{2}L\frac{d}{dt}(i_{ca}^2 + i_{cb}^2 + i_{cc}^2) = \frac{3}{2}L\frac{d}{dt}(I_{pca}^2 + I_{qca}^2 + I_{hca}^2) \quad (8)$$

式中， U_{sa} 为电网A相电压有效值； I_{pca} 为A相有功电流有效值； I_{qca} 为A相无功电流有效值； I_{hca} 为A相谐波电流有效值。

将式（6）~式（8）代入式（4），经整理可得

$$3[U_{sa}I_{pca} - R(I_{pca}^2 + I_{qca}^2 + I_{hca}^2)] - \frac{1}{2}L\frac{d}{dt}(I_{pca}^2 + I_{qca}^2 + I_{hca}^2) = C_d U_d \frac{dU_d}{dt} \quad (9)$$

式中， U_{sa} 、 C_d 、 R 和 L 均为常数，且都已知；而 U_d 、 I_{pca} 、 I_{qca} 和 I_{hca} 为变量。在稳态时，可以认为无功电流和谐波电流引起的功率变动很小^[13]，所以影响功率变动的因素主要是基波有功电流，从而在平衡点可以把 I_{pca} 和 U_d 表示为常值和微分量之和，如式（10）所示

$$\begin{cases} I_{pca} = I_{p0} + \Delta I_{pca} \\ U_d = U_{d0} + \Delta U_d \end{cases} \quad (10)$$

将式（10）代入式（9），并在平衡点附近线性化，即忽略高阶微分项，可得

$$3U_{sa}\Delta I_{pca} - 6RI_{pca0}\Delta I_{pca} - 3LI_{pca0}\frac{d}{dt}\Delta I_{pca} = C_d U_{d0} \frac{d\Delta U_d}{dt} \quad (11)$$

式中， I_{pca0} 为A相有功电流有效值常值部分； U_{d0} 为直流侧电压期望值。

因为 $d\Delta U_d = d(U_d - U_{d0}) = dU_d$ ，代入式（11），经整理，并取拉普拉斯变换，可得传递函数

$$\frac{U_d(s)}{\Delta I_{pca}(s)} = \frac{3U_{sa} - 6RI_{pca0} - 3LI_{pca0}s}{C_d U_{d0}s} \quad (12)$$

由于输入量是 $\Delta I_{pca}(s)$ ，输出量是 $U_d(s)$ ，所以式（12）就是稳态控制系统的控制对象，即稳态控制模型，控制结构图如图5所示。

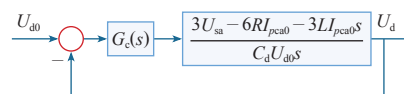


图5 电压外环等效结构图

控制器 $G_c(s)$ 采用PI调节器，即

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (13)$$

式中， K_p 和 K_I 分别为比例系数和积分系数，以下分析如何选择控制参数。

本系统的直流侧电压参考值是750 V（即 $U_{d0} = 750$ V），允许的电压波动值为50 V，超调量 $\sigma\% < 6.7\%$ ，根据自动控制原理教材高阶系统频域指标与时域指标的近似关系式^[12]，超调量与相角裕度应满足

$$\sigma = 0.16 + 0.4 \left(\frac{1}{|\sin \gamma|} - 1 \right) \quad (14)$$

根据式（14）可计算出相角裕度，近似取 90° 。

按照该相角裕度,令校正后开环截止频率为10 Hz,增益增加10 dB,令PI环节的转折频率为5 Hz,所以有

$$\begin{cases} 20\lg K_p = 10 \\ \frac{K_I}{K_p} = 5 \end{cases} \quad (15)$$

进一步求得 $K_p = 3$, $K_I = 15$ 。

4 SAPF的起动建压控制

如何使APF主电路直流侧电压实现软起动,使补偿装置在最短的时间内投入运行且不产生冲击电流是起动建压控制的关键^[13]。本文分三个阶段对 U_d 软起动建压:①第一阶段,冷起动阶段。系统开机后先不起动控制电路,通过限流电阻及IGBT反并联的二极管对储能电容进行预充电,经过一小段时间,直流母线电压达到537 V。②第二阶段,起动APF控制电路。此阶段只启用比例控制,这样可以使电压快速上升到接近于期望值,同时可以消除过早投入积分控制带来的调节振荡。③第三阶段,当直流电压上升到与期望值只差50 V时,积分控制投入使用,控制规律变成PI控制,以消除稳态误差。

按照脉宽调制控制规律,三相全桥逆变器的直流侧电容电压 U_d 应保持恒定,给DC-AC变换器提供一个直流电压,若 U_d 波动过大,必须加以动态补偿,否则APF输出的谐波电流就会出现控制偏差,降低甚至恶化补偿效果。

5 仿真与实验

5.1 仿真

为了验证所提控制方法,建立了实际系统的Matlab/Simulink仿真模型。上电后主接触器KM断开,电网通过限流电阻和IGBT反并联二极管对储能电容预充电,当电压上升到510 V时(仿真时刻在1 s处),起动PWM整流控制电路,如前所述,先比例控制,后比例积分控制。

经仿真研究,带限流电阻的泵升建压系统升压比较平缓,控制器参数适应范围较宽;如果不

带限流电阻,系统容易产生冲击电路,过电流保护,起动不了。

图6为带限流电阻的系统直流电压软起动仿真波形。图6a为电容电压波形,1 s之前是冷起动,在1 s时刻启用PWM泵升控制,泵升时间为1 s, U_d 平稳上升,几乎没有电压超调。图6b为电网侧电流波形,电网电流在PWM泵升控制开始时(图中1 s时刻),由于有带限流电阻泵升电压,几乎不存在冲击电流,当 U_d 升压到期望值750 V时,电网电流大大减小,几乎降为零。

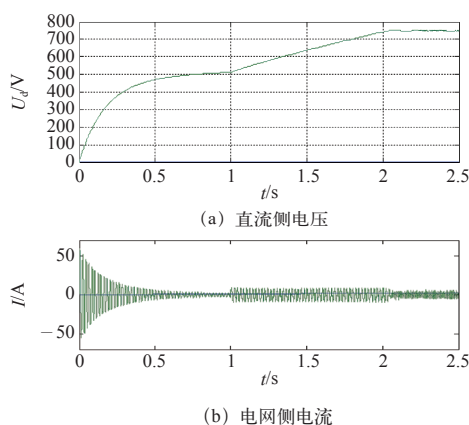


图6 改进后直流侧电压软起动建压过程

图7为冷起动时带限流电阻,泵升时旁路掉电阻的仿真结果,与图6相比,泵升时间更短,但是,由于没有带限流电阻,PWM控制电路在1 s时投入运行时,电网电流有明显的冲击,这给系统的稳定性带来隐患。同时, U_d 的超调量比图6的超调量大,所以系统起动性能比有带限流电阻时差。

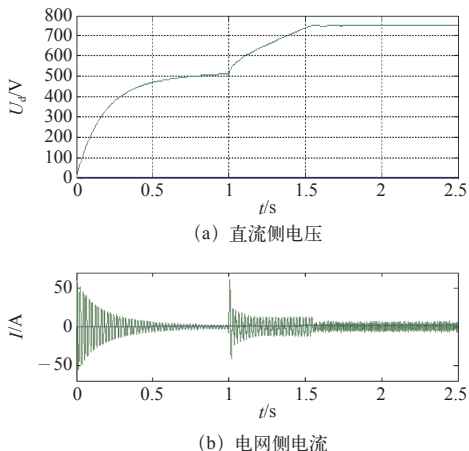


图7 改进前直流侧电压软起动建压过程

5.2 实验

在实验室容量为33 kV·A的样机对上述软起
动控制进行实验。样机参数： $L_1=750\ \mu\text{H}$ ， $L_2=$
 $250\ \mu\text{H}$ ， $C=22\ \mu\text{F}$ ， $R=1.2\ \Omega$ ， $C_d=2\ 200\ \mu\text{F}$ ，
 $R_2=5\ \Omega$ 。

实际系统建压软起动波形如图8所示，通道1
为直流侧电容电压 U_d 的波形；通道2为网侧充电电
流波形。通道1纵坐标每大格代表150 V，横坐标每
大格代表500 ms；通道2纵坐标每大格代表15 A，
横坐标每大格代表500 ms。由于改进前和改进后的
系统在冷起动阶段都是带限流电阻，波形一样，
所以这里只给出开始泵升到建压结束阶段的波形。
在 $t=2\ \text{s}$ 时刻开始泵升，从波形可知，泵升时
间大概持续1.5 s， U_d 几乎不存在超调。从通道2电
流波形可知，在 $t=2\ \text{s}$ 开始泵升时刻，冲击电流非
常小，实验结果与仿真结果一致。

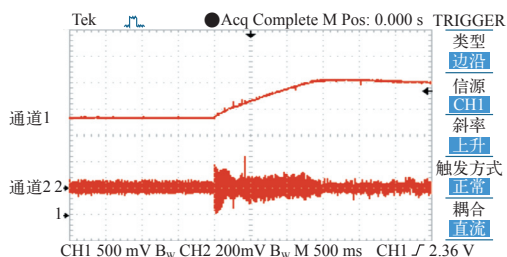


图8 实际系统的泵升波形

6 结束语

本文对 SAPF直流侧电压的控制进行理论分析
与建模，针对直流建压时容易出现冲击电流和电
压超调的问题，提出一种在预充电和泵升阶段都
带限流电阻的软起动方法。该方法改变被控制对
象的模型，提高开环系统的相角裕度，使闭环系
统工作时更可靠。从瞬时能量守恒的角度详细分
析了电压环的控制机理，并分析PI控制器的参数
设计方法。仿真和实验结果都证明：SAPF在起动
建压时冲击电流大大减小，而且电压超调也很小，
在工程应用上是可以接受的，因此该方法具有一
定的工程应用价值。

参考文献

[1] 王兆安，杨君，刘进军，等．谐波抑制和无功功

率补偿 [M]．北京：机械工业出版社，2005．

[2] 郭小强，郭伟扬，顾和荣，等．并网逆变器LCL
接口直接输出电流控制建模及稳定性分析 [J]．电
工技术学报，2010，25 (3)：102-109．

[3] Marcro Liserre, Frede Blaabjerg. Design and
control of an LCL-filter based three phase active
rectifier [J]. IEEE Transactions on Industry
Applications, 2005, 41 (5)：1281-1290．

[4] 邱晓初，肖建，刘小建．一种APF模糊自适应可
变环宽滞环控制器 [J]．电力系统保护与控制，
2012，40 (7)：73-77．

[5] 李俊，王大志，郭喜峰，等．一种有源电力滤波
器直流母线电压模糊控制方法 [J]．电气传动，
2011，41 (6)：23-26．

[6] 颜晓庆，杨君，王兆安．并联型有源电力滤波
器的数学模型和稳定性分析 [J]．电工技术学报，
1998，13 (1)：41-46．

[7] 陈宇，王碧芳，刘会金．基于模糊控制的有源电
力滤波器控制方法 [J]．电力系统保护与控制，
2005，33 (16)：40-45．

[8] 李智华，刘振，吕振彬．有源电力滤波器直流侧
电压的模糊自适应控制 [J]．电源技术，2010，34 (6)：
582-585．

[9] 程汉湘，顾媛媛，刘艺．并联型有源电力滤波
器的起动特性研究 [J]．电气应用，2007，26 (3)：
53-56．

[10] 罗其锋，程汉湘，于树海，等．有源电力滤波
器双环软起动实用控制策略分析 [J]．电工电能新技
术，2010，29 (4)：52-55．

[11] 杨剑锋，王帅，谢延凯．有源电力滤波器电容
电压起动控制研究 [J]．电力电子技术，2014，48 (2)：
46-48．

[12] 胡寿松．自动控制原理 [M]．北京：科学出版
社，2007．

[13] 何满润，陈新城，程汉湘．电力有源滤波器直
流侧电压控制关键技术的研究 [J]．五邑大学学报：
自然科学版，2013，27 (2)：65-70．

(收稿日期：2015-06-26) EA