

[电能质量]

基于SVG改造项目对电能质量谐波治理的探索

文/程 冲
福州地铁集团有限公司

为探寻城市轨道交通110 kV主变电站电能质量谐波治理的有效方案，以1号线110 kV主变电站静止无功发生器（SVG）设备改造方案为例，在满足无功补偿功能的基础之上，增加滤波功能，探寻110 kV侧谐波治理的可能性。经过理论计算及设备运行测试，城市轨道交通运营高峰期电能质量谐波电流均能满足国标限值要求。

福州地铁公司在城市轨道交通（简称地铁）1号线主变电站正常运行期间检查发现，1号线B主变电站110 kV侧电能质量存在谐波接近和超出国标限值的情况。通过测试数据进行建模分析，初步得出110 kV主变电站电能质量存在谐波的主要原因是牵引供电的车辆整流、逆变装置及公共电网的电能质量对地铁110 kV电能质量的叠加效应的影响。

概况

车辆牵引供电的整流、逆变装置一直是公认的地铁供电系统中波形畸变的主要来源，电网三相电压的不对称和做牵引直流电源的交流转直流变压器三相阻抗不对称等各种因素，在交流侧将产生5~13次的奇次谐波，这是非特征次谐波的必然结果。由于轨道交通供电系统大量采用等效12脉波或24脉波牵引整流装置、不间断电源（UPS）、整流逆变装置、变频器及大量推广使用照明节能等装置，这会使大量的谐波电流注入电网，增加谐波损耗，影响公用电网的电能质量和供电安全，同时，产生的电力谐波对轨道交通相关机电设备造成影响。如电力谐波对牵引机车的驱动电动机产生干扰，影响机车的安全可靠；电力谐波产生过电压，使运行中的电容器产生漏油、鼓肚及烧毁等故障。

目前地铁谐波治理多考虑在低压侧（400 V）安装有源滤波装置（APF），但对由于整流机组产生的谐波流入主变电站而导致的主变电站谐波超标问题，并没有较好的解决方案。

电能质量谐波治理

1. 项目背景

原1号线黄山主变电站与在建线路4号线共享主变电站，以1号线负荷为主。为了满足4号线接入条件，须对原有SVG设备进行升级改造。增加地铁SVG滤波功能，提升改造后的两套3.5 Mvar SVG的谐波补偿能力，在保证一定基波补偿容量的前提下，使用一部分容量滤除11次和13次谐波。

2. SVG滤波原理及关键技术

（1）主要工作原理

1）有源滤波原理。SVG具备高准确度的谐波检测和谐波补偿能力。通过采用滑窗DFT和旋转坐标变换等方法，可实现对2~25次谐波的提取，检测准确度达97%以上；在谐波补偿过程中，采用PI控制+PR控制的复合控制方法，实现对2~25次指定次谐波的开环或闭环补偿，综合补偿准确度达80%。

SVG具备同时补偿谐波、无功及负序的功能。

通过对基波分量和谐波分量的有效值和峰值的准确计算,可在设备补偿能力范围内,对目标次电流进行准确补偿。

SVG通过控制换流器输出电压的幅值与相位,实现对电网的无功及谐波补偿等功能。SVG工作原理如图1、图2所示。

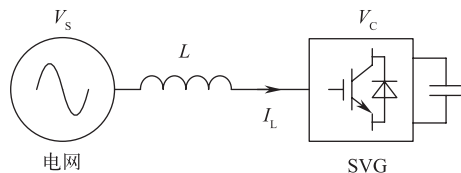


图1 SVG与电网连接示意图

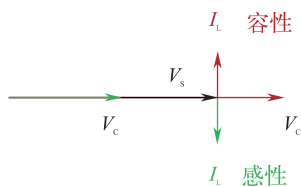


图2 SVG与电网电压电流矢量图

SVG的单次谐波补偿能力可通过电抗率、直流电压计算。设模块个数为 M ,单个模块直流电压为 U_{dc} ,电网电压为 U_s ,谐波次数为 k ,电感量为 L ,电抗率为 K , I_N 为装置额定电流,装置对第 k 次谐波的补偿能力为

$$I_k \geq \frac{MU_{dc} - U_s}{\sqrt{2kL\omega}} = \frac{MU_{dc} - U_s}{U_s} \frac{1}{kK} I_N \quad (1)$$

对不同的电抗率、不同模块数,可根据式(1)确定SVG的单次谐波补偿能力,并可直观地用 I_N/k 的倍数表示。

对不同次谐波的混合补偿,SVG的补偿能力将取决于负载的谐波特性类型。对高次谐波含量较高的负载,由于波形畸变严重,其峰值电流较高,如不加限制按照电流有效值进行计算补偿,容易导致IGBT峰值过电流,因此,需要根据具体的负载波形因数确定设备对该类负载谐波的补偿能力。

2) 有源滤波装置。SVG采用模块化多电平换流器(Modular Multi-level Converter, MMC)结构的电压源型电力电子变换器,功率单元部分由两电平功率单元级联组成。

SVG闭环控制系统架构如图3所示。控制框图的前向通道中,D/A数模转换器对应SVG的脉冲宽度调制器(PWM),执行机构对应于SVG的换流器,被控对象为SVG的并网电抗器与电网阻抗;控制框图的反馈通道中,反馈测量部件对应TV/TA,A/D模数转换器对应SVG的反馈采样电路。在SVG中,控制指令一般通过远动或本地触摸屏/上位机发送,因此输入信号为数字量,不需要针对输入信号的A/D模数转换器。

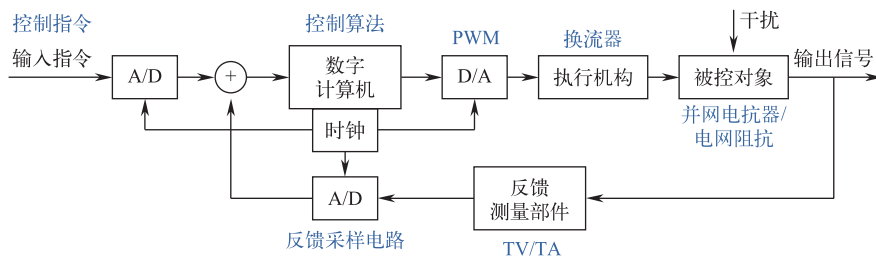


图3 SVG数字控制系统简化框图

同步性对数字控制系统极为重要,数字控制系统的反馈、控制与输出需要基于同一个时钟同步信号。在大型电力电子装置中,采样、控制和调制功能可能处于不同的机箱或板卡中,这些板卡采用各自的晶振,需要完善的设计以确保同步性。

为了实现对SVG的有效数字控制,首先需要确定SVG系统的采样、控制与调制的节拍。作为一种典型的电力电子变换装置,SVG的控制时序如图4所示。SVG控制系统在 k 时刻对各反馈量进行瞬时值采样,通过 k 与 $k+1$ 时刻的运算,所得的调制比

在 $k+1$ 与 $k+2$ 时刻之间执行。根据冲量等效原理,在每个采样周期内,PWM电压积分后平均值与该平均值在该采样周期内持续作用产生的最终结果一致。

为了实现对SVG的准确建模与控制,每个计算周期计算所得的调制波应在下一个采样周期内执行,而不应跨采样周期。为了实现如图5所示的采样、计算和调制时序,SVG的控制与采样周期 T_s 与功率单元的开关频率 F_{PWM} 需要保持一定的比例关系。

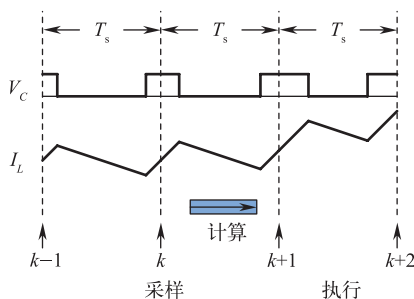


图4 SVG控制时序简图

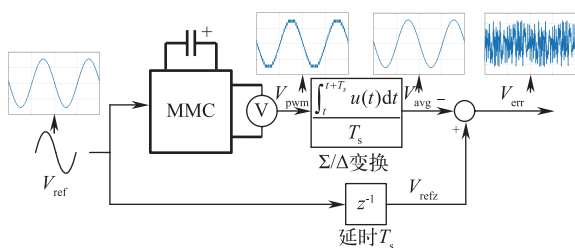


图5 SVG调制的原理验证

(2) 关键技术

1) 链式APF谐波检测算法。链式有源电力滤波器（APF）装置采用载波移相流程虚拟机（PWM）控制策略，每相输出电压等效开关频率高，可以实现2~25次谐波电流的滤波功能。只要检测出需要滤除的谐波电流的幅值和相位，即可得到其瞬时电流值，将该瞬时电流加到需补偿的基波瞬时电流，即可得到总的补偿电流瞬时值。

与基波无功电流的检测类似，谐波电流也可以使用坐标变换的方式进行检测。根据上文的结论，磁浮牵引系统的特征谐波电流分别为 \$(12k \pm 1)\$ 次，因此本装置可设置为补偿5次、7次、11次、13次、23次和25次谐波。各次谐波选取检测框图如图6所示。首先从系统电压获得同步信号，然后把 \$n\$ 次谐波电流投影到旋转频率为基频 \$n\$ 倍的旋转坐标系下，再经过低通滤波器后可得到 \$n\$ 次谐波的幅值，最后与同步旋转角合成瞬时谐波电流。

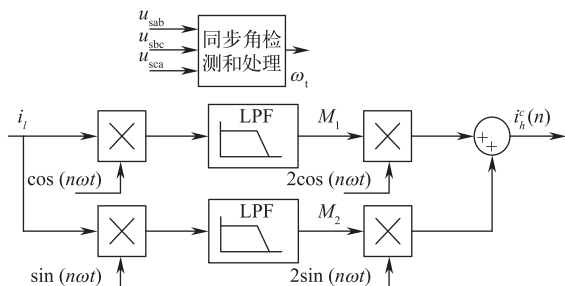


图6 各次谐波选取检测框图

谐波选取补偿的计算过程如下，设负荷电流为

$$i_1 = \sum_{n=1}^N I_n \cos(n\omega t + \theta_n) \quad (2)$$

以 \$\cos(k\omega t)\$、\$\sin(k\omega t)\$ 分别和负荷电流相乘，并对结果进行滤波得到

$$\begin{cases} \cos(k\omega t) \times i_1 = \cos(k\omega t) \sum_{n=1}^N I_n \cos(n\omega t + \theta_n) \xrightarrow{\text{LPF}} M_1 \\ \quad = \frac{I_k}{2} \cos(\theta_k) \\ \sin(k\omega t) \times i_1 = \sin(k\omega t) \sum_{n=1}^N I_n \cos(n\omega t + \theta_n) \xrightarrow{\text{LPF}} M_2 \\ \quad = -\frac{I_k}{2} \sin(\theta_k) \end{cases} \quad (3)$$

对式（3）结果分别乘 \$2\cos(k\omega t)\$、\$2\sin(k\omega t)\$ 并整理得到

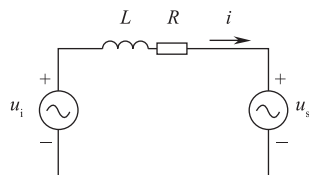
$$\begin{cases} \frac{I_k}{2} \cos(\theta_k) \times 2\cos(k\omega t) = \frac{I_k}{2} [\cos(k\omega t + \theta_k) + \cos(k\omega t - \theta_k)] \\ -\frac{I_k}{2} \sin(\theta_k) \times 2\sin(k\omega t) = \frac{I_k}{2} [\cos(k\omega t + \theta_k) - \cos(k\omega t - \theta_k)] \end{cases} \quad (4)$$

式（4）上下两项相加可得 \$k\$ (\$k=5, 7, 11, 13, 23, 25\$) 次补偿谐波电流瞬时值，即

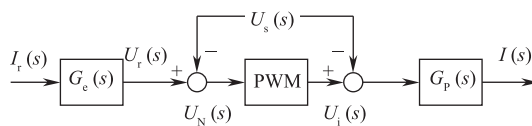
$$i_h^c(k) = I_k \cos(k\omega t + \theta_k) \quad (5)$$

采用闭环控制策略，检测到系统电流中各次谐波分量后，分别进行PI控制后求和得到总的补偿电流参考值。其中每次谐波所用的PI参数略有不同。

2) 链式APF分相瞬时电流控制。链式APF单相逆变器等效电路及瞬时电流分相控制如图7所示，\$u_i\$ 为逆变器输出电压，\$u_s\$ 为逆变器接入点电压（下文称参考电压）。\$L\$、\$R\$ 为逆变器单相连接电抗和等效电阻。



(a) 单相逆变器等效电路



(b) 瞬时电流分相控制器

图7 单相逆变器等效电路及瞬时电流分相控制

由等效电路进行推理，可得出单相APF的数学模型

$$u_i = L \frac{di}{dt} + Ri + u_s \quad (6)$$

从式(6)推导出单相APF输出电流 $I(s)$ 与作用在连接电抗和等效电阻上的电压差之间的传递函数为

$$G_p(s) = \frac{I(s)}{U_i(s) - U_s(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (7)$$

若PWM的调制结果可以让输出电压 $U_i(s)$ 等于输入电压 $U_r(s)$ ，则有

$$I_r(s)G_c(s)G_p(s) = I(s) \quad (8)$$

式中， $G_c(s)$ 为控制策略的传递函数。

理想情况下，链式APF电流控制目标使输出电流 $I(s)$ 等于参考电流 $I_r(s)$ ，那么从式(8)可以得到

$$G_c(s) = \frac{1}{G_p(s)} = Ls + R \quad (9)$$

式(9)给出了在获得参考电流后如何计算PWM电压参考波。

从控制的角度看， $G_c(s)$ 是一个比例微分环节，通常状态下，被认为易受到噪声的影响。对于APF电流控制，为有效去除噪声的影响，输入参考电流信号在计算过程中都需要经过滤波器处理。负荷补偿中参考电流计算环节通常使用低通滤波器，一般对过渡过程造成10 ms左右的延迟，而在稳态情况下则没有滞后。

从以上分析看，一旦输入参考电流变化，输出电流将跟踪参考电流发生变化。仿真结果显示，输出电流紧跟参考电流变化，几乎重合，两者时间差为1 ms，显示了瞬时电流分相控制器快速的动态响应性能。

改造方案

1. 一次部分

为了实现滤波，须采用优化的直流电压控制策略及双DQ变换锁相环模型策略，提高对相位及负荷波形的检测速度和准确度，保证相间及相内快速的直流电压平衡控制能力；需要对谐波补偿相关控制器装置进行升级，使其具有更强大的实时运算性能；更精确地采集系统实时电压和电流信号，从而迅速地检测谐波含量并反馈所需输出的电压差。

2. 二次部分

增加35 kV侧的进线电流采样点，在原装置上新增TA采集线缆。

3. 软件升级

在控制器装置升级的基础上，升级谐波补偿相关软件，提升设备谐波滤除能力，设置固定次数的谐波滤除含量，设备可分配的谐波滤除容量，调整设备整体运行策略，做到基波与谐波同时补偿。

4. 变压器设计参数优化

为了使变压器适应流入的谐波电流，需同时优化变压器的参数，提高其应对谐波的能力。

现场测试情况

改造后的SVG在投入运行后，选择几个工况对谐波治理效果进行测试，具体情况如下。

1) 在夏季运营高峰期，经过SVG谐波治理后，主变电站110 kV电能质量谐波电流均能满足国标限值要求。

2) 若背景谐波较高，谐波治理仍具有一定的消除谐波效果，但因谐波叠加作用，出现谐波接近或达到国标限值的概率依然较高。

3) 在低负荷时间段，在主变电站主变压器低压侧35 kV母线侧负荷电流长期较低的情况下，存在SVG谐波补偿准确度有误差的情况，需要在后续技术攻关中予以解决。EA

(收稿日期：2023-01-08)

参考文献

- [1] 罗媛. 浅谈地铁供电系统的谐波计算及有效抑制[J]. 硅谷, 2011(1): 31.
- [2] 潘星, 张建平. 杭州地铁接入电网的谐波估算及治理建议[J]. 浙江电力, 2007(6): 40-43.
- [3] 赵晓敏, 赵影, 李斯特, 等. 基于MMC的交直流混合配电网交流系统协调控制策略分析[J]. 内蒙古电力技术, 2021(5): 19-25.
- [4] 张帆, 岳理远, 刘晶晶. 以提高天然气行业电能质量目标的动态无功补偿装置设计[J]. 山东电力技术, 2013(4): 61-66.
- [5] 孙建梅, 陈璐. 基于组合赋权法的TOPSIS模型的电能质量综合评估[J]. 电气应用, 2020, 39(3): 20-25.