3 传统无频率变化的电流检测

本文在分析负载电流同时把电压的情况考虑进去[11-13]，由于变压器二次侧只有α相连接接触网，故只需检测α侧负载电流中的基波有功电流分量，假设

$$u_\alpha=\sqrt{2}U\sin(\omega t+\theta) \tag{12}$$

$$\begin{aligned} i_{\mathrm{L}}&=\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\sin(\omega t+\varphi)+i_{\mathrm{h}}\\ &=\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\cos(\theta-\varphi)\sin(\omega t+\theta)+\\ &\quad\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\sin(\theta-\varphi)\cos(\omega t+\theta)+i_{\mathrm{h}} \end{aligned} \tag{13}$$

式中，ω为50 Hz，要检测出$i_{1p\alpha}$，即$i_{1p\alpha}=I_{\mathrm{L1}}\cos(\theta-\varphi)$，将式（13）乘以$u_\alpha$经过单相锁相环得到同步的正弦信号$\sin(\omega t+\theta)$，再乘以$\sqrt{2}$，将所得通过低通滤波器，得到基波有功电流的有效值分量如下

$$I_{1p}=I_{\mathrm{L1}}\cos(\theta-\varphi)=I_{\mathrm{L1}}\cos\theta\cos\varphi+\sin\theta\sin\varphi \tag{14}$$

将式（13）乘以电压同步信号$\sin(\omega t+\theta)$，增益$\sqrt{2}$倍得到负载侧瞬时基波有功电流如下

$$I_{1p}=\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\cos(\theta-\varphi)\sin(\omega t+\theta) \tag{15}$$

同理将式（13）与单相锁相环得到的同步余弦信号$\cos(\omega t+\theta)$，再乘以$\sqrt{2}$，将所得通过低通滤波器，得到直流分量即为基波无功电流的有效值。再乘以余弦信号$\cos(\omega t+\theta)$，增益$\sqrt{2}$倍得到基波无功电流

$$I_{1q}=\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\sin(\theta-\varphi)\cos(\omega t+\theta) \tag{16}$$

将式（15）乘以1/2 得到牵引变压器二次侧α侧的理想输出电流如下

$$i_\alpha=\frac{\sqrt{2}}{2}I_{1p}\sin(\omega t+\varphi) \tag{17}$$

而对应的变压器二次侧β侧的理想输出电流为

$$i_\beta=\frac{\sqrt{2}}{2}I_{1p}\cos(\omega t+\varphi) \tag{18}$$

综上分析，其所对应的原理图如图3所示。

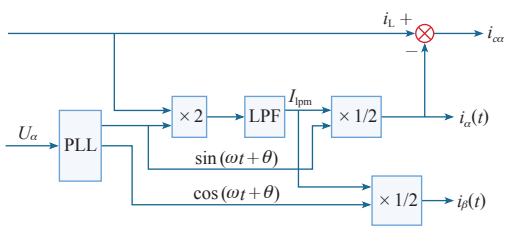


图3 综合补偿电流实时检测电路

4 改良有频率变化的电流检测

由于在实际电力系统中电压的频率会有轻微的变化，而频率轻微的变化会使锁相环锁定电压源时相位偏差更加严重，从而对检测电流造成影响。结合均值滤波器的快速反应性能，这里令负载侧的电流与电压如下

$$u_\alpha=\sqrt{2}U\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{19}$$

$$i_{\mathrm{L}}=\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\varphi)+i_{\mathrm{h}} \tag{20}$$

根据电力系统中频率允许偏差的规定，电力系统正常允许偏差值为±0.2 Hz，当系统容量较小时，偏差值可放宽到±0.5 Hz以上。令式（19）和式（20）中的ω_{t}为49.5～50.5 Hz之间的时间变量，然后将α侧的电压两两相乘，得到的表达式如下

$$\begin{aligned} u_\alpha u_\alpha&=\sqrt{2}U\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta)\sqrt{2}U\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta)\\ &=U^2\{1-\cos(2\omega_{\mathrm{t}}t+2\theta)\} \end{aligned} \tag{21}$$

将式（21）得到的量通过均值滤波器，得到基波电压有效值U_α二次方的直流分量，再通过被开方模块得到α侧电压有效值U_α，然后通过增益$\sqrt{2}$倍模块与倒数模块结合得到目标值——电压源幅值的倒数。利用上面得到的倒数与二次侧的两侧电压相乘得

$$u_\alpha^1=\frac{u_\alpha}{\sqrt{2}U_\alpha}=\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{22}$$

$$u_\beta^1=\frac{u_\beta}{\sqrt{2}U_\alpha}=\cos(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{23}$$

上文所述的原理框图如图4所示。

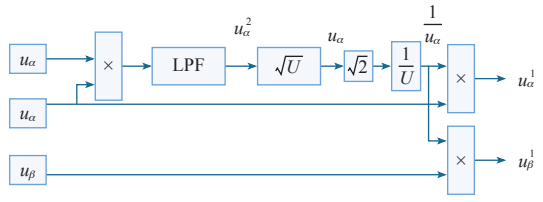


图4 单位正余弦信号获取原理图

上述流程图运行简单，比起传统锁相环的锁相效果，改良了求取单位正余弦信号的方法，用均值滤波器代替低通滤波器，使其在频率变化的情况下形成的初期检测波形更加准确，大大缩小了频率变化对锁相环锁定电源电压造成的相位偏差。

将式（22）与式（23）得到的u_α^1与u_β^1即α侧的单位正弦信号与余弦信号，分别替代用PLL得到的单位正弦信号与单位余弦信号。再将通过式（22）与式（23）中单位正弦信号的2倍与负荷电流相乘得

$$i_{\mathrm{L}}\times 2\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta)=\left[\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\varphi)+i_{\mathrm{h}}\right]\times 2\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{24}$$

$$i_{\mathrm{L}}\times 2\cos(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta)=\left[\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\varphi)+i_{\mathrm{h}}\right]\times 2\cos(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{25}$$

将式（24）与式（25）通过均值滤波器，得到基波有功分量与基波无功电流幅值分量的直流量如下

$$I_{1pm}=\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\cos(\theta-\varphi) \tag{26}$$

$$I_{1qm}=\sqrt{2}I_{\mathrm{L1}}\sin(\theta-\varphi) \tag{27}$$

将式（26）与式（27）分别再乘以式（22）与式（23）得到的单位正余弦信号，根据该信号可以分别得到α侧瞬时基波有功电流与瞬时基波无功电流为

$$i_{1\alpha p}=I_{1pm}\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{28}$$

$$i_{1\alpha q}=I_{1qm}\cos(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{29}$$

将式（28）与式（29）相加则可以得到α侧基波电流

$$i_{\alpha 1}=i_{1\alpha p}+i_{1\alpha q} \tag{30}$$

而根据变压器二次侧的电压互差90°，其α侧的基波无功电流刚好是β侧的基波有功电流，即

$$i_{1\alpha q}=i_{1\beta q}=I_{1qm}\cos(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{31}$$

因此其二次侧两侧输出的理想波形为

$$i_{1\alpha c}=\frac{1}{2}I_{1pm}\sin(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{32}$$

$$i_{1\beta c}=\frac{1}{2}I_{1qm}\cos(\omega_{\mathrm{t}}t+\theta) \tag{33}$$

5　系统仿真

针对图1给出的供电模型，用Matlab/Simulink仿真软件建立了仿真模型，仿真采用的电力系统电压等级为110 kV，牵引网电压27.5 kV，其中L为1.5×10^{-3} H，设置电源电压在0～0.15 s之间频率为50 Hz，在0.15～0.3 s之间频率为50.5 Hz，通过检测得到α侧的负荷电压如图5所示。

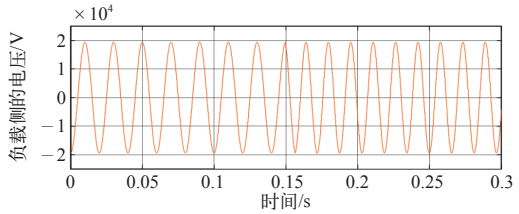


图5　变压器二次侧α侧单相电压

传统锁相环方法得到的单位正弦信号与理想单位化的α侧电源电压比较图如图6所示，改良方法得到的单位正弦信号与理想单位化电源电压的比较图如图7所示。

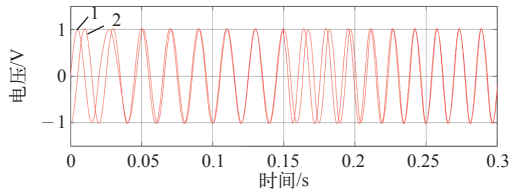


图6　传统锁相环方法得到的正弦电压与α侧理想单位化电压源

1—传统锁相环方法得到的单位正弦电压电流　2—单位化的α侧电源电压

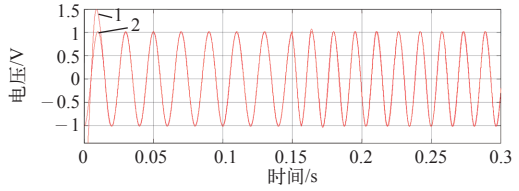


图7　改良方法得到的正弦电压与α侧理想单位化电压源

1—改良方法得到的单位正弦电压　2—单位化的α侧电源电压

通过检测来看，传统锁相环方法锁定的单位正弦信号与被跟踪的单位电源电压在检测初期有太大的偏差，需要大概4个周波的时间才能稳定下来，特别是频率变化的0.15 s时其相位偏差到稳定的时间会更长。而改良方法在锁定电源电压时除了在检测的1/4个周波内有幅值跳跃的情况外，其跟踪准确度提高到了1/4周波的时间，且其在频率变化处的0.15 s时其跟踪效果没有受到频率变化带来的影响，其跟踪效果也很准确。

传统锁相环方法得到的单位余弦电压与理想单位化的β侧电源电压如图8所示，改良方法得到的单位余弦电压与理想单位化的β侧电源电压的比较如图9所示。

通过检测来看，传统锁相环方法锁定的单位余弦信号与被跟踪的β侧单位电源电压在频率不变时检测初期没有什么偏差，并能很快地稳定下

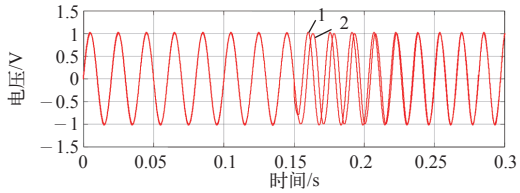


图8　传统锁相环方法得到的单位余弦电压与β侧理想单位化电压源

1—传统锁相环方法得到的单位余弦电压　2—单位化的β侧电源电压

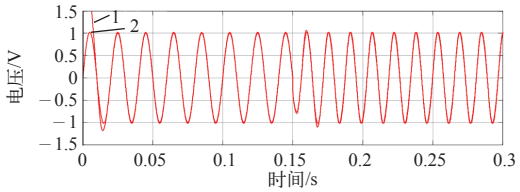
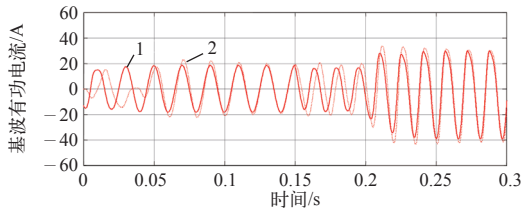


图9　改良方法得到的单位余弦电压与β侧理想单位化电压源的比较

1—改良方法得到的单位余弦电压　2—单位化的β侧电源电压

来。但是频率变化处的0.15 s时其初期相位偏差会比较严重，需要3个周波的时间才能稳定下来。而改良方法在锁定电源电压时除了在检测的1/4个周波内有幅值跳跃的情况外，其他时间内包括在频率变化处的0.15 s时其跟踪效果没有受到频率变化带来的影响，跟踪效果较好。

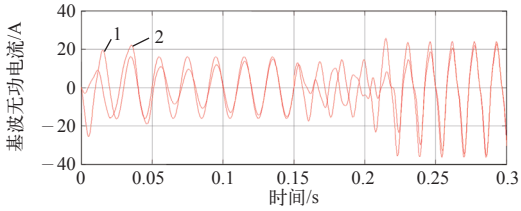
通过改良方法得到的单位正余弦电压与传统锁相环方法得到的单位正余弦信号来获取的负载基波有功电流如图10所示，基波无功电流如图11所示。



1—改良方法得到的基波有功电流

2—传统锁相环方法得到的基波有功电流

图10　检测到的基波有功电流对比



1—改良方法得到的基波无功电流

2—传统锁相环方法得到的基波有功电流

图11　检测到的基波无功电流的对比

通过检测来看，传统锁相环方法得到的基波有功电流与基波无功电流在0.06 s前会产生较大的偏差，特别是频率变化时其相位偏差到稳定的时间会更长。而改良方法在锁定电源电压时除了在检测的1/4个周波内有幅值轻微的不稳定情况外，其跟踪准确度提高到了1/4周波的时间，且其在频率变化处的0.15 s时其跟踪效果也很准确。

6　结束语

本文提出的基波有功电流与基波无功电流检测方法是基于Scott平衡变压器将电网侧的三相系统变为两相系统为背景，由平衡变换器实现两相到单相的供电模式下得出。提出的利用均值滤波器锁定电压源来获取在频率变化时的单位正余弦信号来替代传统锁相环得到的单位正余弦信号，其得到的单位正余弦信号效果得到了大大的改善，在频率变化的情况下能大大地消除电力系统中频率对锁相环的影响，改善锁相环对电源电压检测的相位偏差，使其在频率变化与不变的情况下都能保证基波有功电流与基波无功电流检测的准确性。同时该方法也可用于其他结构的同相铁路中负载基波有功电流与基波无功电流的检测。

参考文献

[1] 李群湛，贺建闽．电气化铁路的同相供电系统与对称补偿技术 [J]．电力系统自动化，1996 (4)：9-11，28．

[2] 贺建闽，李群湛．用于同相供电系统的对称补偿技术 [J]．铁道学报，1998，20 (6)：47-51．

[3] 张刚毅，李群湛．电气化铁道异相供电方式向同相供电方式的转换 [J]．电力自动化设备，2012 (11)：142-145，154．

[4] 杨浩，叶明佳．dq坐标变换的改进型谐波和无功电流检测法 [J]．电源技术，2014 (1)：103-105，115．

[5] 胡志坤，胡锰洋，桂卫华，等．基于p-q变换的改进i_p-i_q基波正序有功和无功电流检测算法 [J]．中南大学学报：自然科学版，2010 (3)：1015-1021．

(下转第42页)

[14] Chaudhuri N R，Chaudhuri B．Adaptive droop control for effective power sharing in Multi-Terminal DC (MTDC) grids [J]．IEEE Transactions on Power Systems，2013，28 (1)：21-29．

[15] Pinto R T，Bauer P，Rodrigues S F，et al．A novel distributed direct voltage control strategy for grid integration of offshore wind energy systems through MTDC network [J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2013，60 (6)：2429-2441．

[16] Kumars R，Arash M，Jose I C，et al．A generalized voltage droop strategy for control of multi-terminal DC grids [J]．IEEE Transactions on Industry Applications，2015，51 (1)：607-618．

[17] 张捷频，刘建强，杨景熙，等．输入串联输出并联变换器的控制器设计及稳定性分析方法 [J]．电工技术学报，2017，32 (17)：180-188．

[18] 胡福年，葛苗苗，张访，等．分布式电源接入配电网的多目标优化控制 [J]．电气工程学报，2016，11 (3)：41-46．

（收稿日期：2017－12－26）EA

(上接第18页)

[6] 孙曙光，王景茎，师顺泉．单相电路谐波及无功电流实时检测的研究 [J]．电测与仪表，2008，45 (1)：4-7．

[7] 葛玉敏，李宝英，邢砾云．基于瞬时无功功率理论的单相电路谐波电流检测方法的研究 [J]．电网技术，2006 (增刊)：225-229．

[8] 耿云玲，王群．单相电路的一种谐波和无功电流实时检测方法 [J]．国防科技大学学报，2000 (4)：111-115．

[9] 戴瑜兴，张义兵，陈际达．检测单相系统谐波电流和无功电流的一种新方法 [J]．电工技术学报，2004 (2)：19，93-97．

[10] 吕超，粟时平，刘桂英，等．牵引电网基波正负序电流提取方法 [J]．电力系统及其自动化学报，2016 (7)：89-94．

[11] 吕晓琴，张秀峰，章春军．无锁相环单相电路谐波及无功电流综合检测新方法 [J]．电力系统保护与控制，2010 (6)：45-48．

[12] 陆秀令，张松华，曹才开，等．单相电路谐波及无功电流新型检测方法 [J]．高电压技术，2007 (3)：163-166．

[13] 段胜朋，李群湛，杜雪松，等．同相供电系统的改进型电流检测方法 [J]．电网技术，2010 (9)：65-69．

[14] 丁菊霞，张华俊，张秀峰．一种改进的无锁相环三相电路谐波电流检测方法 [J]．电力系统保护与控制，2009 (24)：41-45．

[15] 周林，张风，栗秋华，等．无锁相环i_p-i_q检测任意次谐波电流的新方法 [J]．高电压技术，2007，33 (7)：129-133．

[16] 丁菊霞，张华俊，张秀峰．基于平均值理论的无锁相环单相电路谐波电流检测方法 [J]．电力系统保护与控制，2010 (1)：26-30．

[17] 邓建峰．高速铁路牵引变电所220 kV干式电流互感器介质损耗值在线监测研究 [J]．电力系统保护与控制，2016，44 (12)：125-129．

[18] 李春兰，夏兰兰，王成斌，等．基于椭圆域分割的触电电流混沌检测方法研究 [J]．电力系统保护与控制，2017，45 (15)：69-76．

[19] 王洪诚，王蕾，沈霞，等．基于改进增益型自适应LMS算法的谐波检测方法 [J]．电力系统保护与控制，2016，44 (5)：42-46．

[20] 张秀峰，连级三．基于斯科特变压器的新型同相AT牵引供电系统 [J]．机车电传动，2006 (4)：14-18．

（收稿日期：2017－11－13）EA