

基于同步旋转变换及 DFT 的 SVG 指令电流检测法

陈丽兵, 史丽萍, 夏正龙, 王攀攀

(中国矿业大学信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008)

摘要: 为使静止无功发生器(Static Var Generator, SVG)具备无功、谐波及不对称电流综合补偿能力, 提出了一种基于同步旋转坐标变换及离散傅立叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)的 SVG 指令电流检测方法。该方法通过在同步旋转坐标系下进行递归离散傅立叶变换, 能够实时检测出负载电流中的无功分量、不对称分量以及特征谐波。利用该方法只用一个控制器就能同时对两种特征谐波分量进行补偿, 相对于其他方法运算量大大减小, 便于工程实现。仿真和实验验证证明了该方法的有效性。

关键词: 静止无功发生器; 选择性谐波补偿; 指令电流检测; 同步旋转坐标系; 离散傅立叶变换

A reference current detection method based on synchronous reference frame transformation and DFT for SVG

CHEN Li-bing, SHI Li-ping, XIA Zheng-long, WANG Pan-pan

(School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

Abstract: A reference current detection method based on synchronous reference frame transformation and discrete Fourier transform (DFT) is presented to make SVG provide synthetic compensation including reactive power compensation, harmonic compensation and unbalanced current compensation. By using recursive DFT algorithm in the rotating reference frame, the proposed method can be used to extract reactive currents, unbalanced currents and characteristic harmonic currents from the load currents in real time. This method allows the simultaneous compensation of two current harmonics with just one regulator, yielding a significant reduction of the computational effort and easy engineering implementation compared with other methods. The results of simulation and experiment show the validity of this method.

Key words: static var generator; selective harmonic compensation; reference current detection; synchronous reference frame; discrete Fourier transform

中图分类号: TM761; TM464 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)13-0021-07

0 引言

静止无功发生器(Static Var Generator, SVG)是当前最先进的无功补偿及谐波治理装置, 具备优异的补偿性能^[1-4]。链式 SVG 相对于变压器多重化、二极管箝位等其他结构的 SVG 具备结构简单、易于扩展和模块化等突出优点^[5-8], 特别适合在中高压电网使用。在工矿企业电网中, 三相不对称及含有畸变是普遍现象, SVG 最理想的补偿目标是使得补偿后的电网电流中只含有基波正序有功电流, 其他无功和谐波电流以及不对称电流分量均由补偿装置提

供^[9]。为实现这一目的, 就需要快速准确地检测出负载电流中的无功、谐波及不对称分量, 以提供准确的补偿电流参考信号。

现有指令电流检测方法很多。其中, 基于离散傅立叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)的检测法精度高, 可单独检测各次谐波, 但计算量大, 实时性较差; 基于瞬时无功功率理论的检测法不受电网电压波形畸变影响, 在检测谐波的同时还可检测无功, 但检测延时时间受低通滤波器影响, 且无法检测出各次谐波, 有一定的局限性; 基于自适应噪声对消原理的检测法有很好的自适应能力, 但也只适用于需要同时补偿谐波和无功功率的场合^[10-11]。此外, 神经网络等智能算法可实现较高的检测精度及较好的响应, 但需要通过一系列复杂计算, 目前还难以在

基金项目: 高等学校博士学科点专项科研基金(20110095110014)

工程应用中实现。

上述算法可分为基波提取法和谐波直接提取法两类。前者如基于瞬时无功功率理论的检测法等,通过提取并去除负载电流中的基波正序有功分量得到补偿电流,一般用于完全补偿;后者如 DFT 检测法等,从负载电流中直接提取需补偿的各种分量,可用于选择性谐波补偿^[12]。SVG 主要侧重于无功补偿,若采用基波提取法对谐波进行完全补偿,装置容量将加大。实际上,负载电流中仅低频段的谐波含量较高,且 SVG 本身带宽有限,在高频段补偿效果不佳。因此,对于 SVG,可采用谐波直接提取法进行选择性补偿。

本文目的在于提出一种便于工业实际应用的 SVG 参考电流检测算法,首先介绍了同步旋转坐标变换及多同步旋转坐标变换检测算法的原理,在对两种方法进行分析的基础上提出同步旋转坐标变换与 DFT 变换相结合的检测方法,并提供了仿真及实验验证。

1 同步旋转坐标变换及多同步旋转坐标变换检测算法

文献[9]对同步旋转坐标检测法进行了详细介绍。算法通过 abc-dq0 变换将静止 abc 三相坐标系中的负载电流 i_{ia} 、 i_{ib} 、 i_{ic} 变换为以电网基波角频率 ω 逆时针方向同步旋转的 dq0 坐标系中的 i_{id} 、 i_{iq} 、 i_{i0} 。变换后,abc 坐标系内 n 次正序分量变为 $n-1$ 次,其中正序基波变为直流; n 次负序分量升高为 $n+1$ 次;零序分量对 i_{id} 、 i_{iq} 没有影响。该法用于三相三线制系统时,可不考虑零序,原理图如图 1 所示。图中,得到 i_{id} 、 i_{iq} 后,通过低通滤波器求出其直流分量, i_{id} 和 i_{iq} 的直流分量分别对应基波正序有功和基波正序无功分量。开关 S 合上时,图 1 得到的指令电流只包含谐波和不对称分量;开关 S 分开时,指令电流还包含基波正序无功分量。

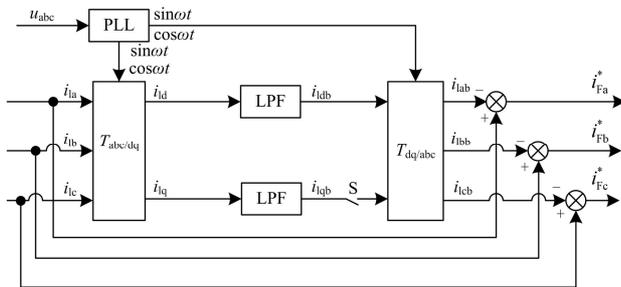


图 1 同步旋转坐标变换检测法

Fig. 1 Detection method based on synchronous reference frame transformation

上述方法属于基波提取法,不适合进行选择性谐波补偿,在其基础上产生的多同步旋转坐标变换则是一种谐波直接提取法,可用于有选择谐波补偿。应用时,对负载电流进行 n 次同步旋转坐标变换,可将需补偿的 n 次谐波分量变为直流量,对该直流量进行比例积分 (Proportion-Integral, PI) 控制,理论上可做到对该次谐波的无静差跟踪^[13-14]。

2 同步旋转变换及 DFT 算法相结合的检测算法

基于多同步旋转坐标变化的指定次谐波补偿策略的缺点是需单独计算需要补偿的各次谐波,如果需要进行补偿的谐波次数较多,则算法的计算量将大大增加,严重影响实际使用效果。

如前所述,负载电流经过与工频角速度同步的旋转变换后,正序分量降低一阶次,负序分量升高一阶次,这样,特征谐波(5, 7 次), (11, 13 次), (17, 19 次)···将分别变为 6、12、18、···次,利用这一特性,我们可以在 d、q 坐标系下,对 i_{id} 、 i_{iq} 进一步运算,得出 d、q 坐标系下的 6、12、18 等次谐波分量,然后通过分别调谐在 6 倍、12 倍、18 倍·····基频的谐振控制器控制这些特征谐波。例如,如果要求 SVG 补偿到 19 次谐波,则只需要 6 倍、12 倍、18 倍基频谐振控制器共 3 个控制器就可以了,大大节省了控制器计算耗时。

采用这种谐波补偿策略时,指令电流的获取可以采用同步旋转坐标变换及 DFT 相结合的办法。首先通过 abc-dq 变换将三相负载电流变换到 dq 坐标系下,然后在 dq 坐标系内,采用 DFT 算法依次得到 i_{id} 、 i_{iq} 的基波及 6、12、18 等次谐波分量。

在 dq 坐标系下计算各次谐波分量时,若采用普通的 DFT 算法,则比较复杂,实时性较差。这主要是因为这种算法要求对信号进行完整的整周期采样,采样的全部 N 个数据同时参与计算,所以计算量相当大。为减小计算量,提高实时性,可采用递归 DFT 变换,利用这种算法每次只需要以最新的采样值进行谐波电流计算^[15-17]。

设有一周期为 T ,角频率为 ω 的周期信号 $X(t)$,对 $X(t)$ 进行离散采样,每周期采样点数为 N ,采样周期为 τ ,则 $X(t)$ 可用 DFT 公式表示为

$$X_n(k\tau) = A_n \cos(nok\tau) + B_n \sin(nok\tau), k=0,1,\dots,N-1 \quad (1)$$

$$A_n = \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} [X(m\tau) \cos(nom\tau)] \quad (2)$$

$$B_n = \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} [X(m\tau) \sin(nom\tau)] \quad (3)$$

采用递归 DFT 时, 各次谐波分量实部和虚部的系数分别按式 (4)、式 (5) 计算。

$$A_n(i) = A_n(i-1) + \frac{2}{N} \{X(i\tau) - X[(i-N)\tau]\} \cos(n\omega i\tau) \quad (4)$$

$$B_n(i) = B_n(i-1) + \frac{2}{N} \{X(i\tau) - X[(i-N)\tau]\} \sin(n\omega i\tau) \quad (5)$$

上述公式是基于采样周期的, 每个采样周期刷新一次数据。利用高性能数字信号处理器, 配合高速 AD 采样, SVG 的采样频率可达 10 kHz 以上, 利用上述算法完成一次数据处理的时间仅为 1 μ s 左右。式(4)、式(5)中, 当负载电流不再波动, 系统处于稳态时有 $X(i\tau)=X[(i-N)\tau]$, 所以稳态时, 计算结果保持不变。负载发生变动后, 计算结果会出现误差。基波变化后经一个工频周期的延时可得到准确的计算结果; 谐波分量变化后, 延时要小得多, 且次数越高, 延时相应越短。由此可见, 即使在负载发生突变的情况下, 上述检测算法依然能够在在一个工频周期以内准确地跟踪负载电流的变化, 误差小, 实时性强, 完全可以满足工业实际应用的需要。

上述指令电流检测方法原理如图 2 所示。图 2 为补偿 25 次以内特征谐波时的原理框图, 对三相负载电流经过一系列处理后, 最终得到的是 d 轴和 q 轴指令电流参考值 i_{Fd}^* 、 i_{Fq}^* 。图中, 直流电压控制环的输出 i_{dcd} 作为基波有功电流的指令信号, 采用传统的 PI 控制, 维持直流侧电压稳定在一个合理值。图中除了计算 6、12、18、24 次等对应特征谐波的分量外, 还计算了 2 次分量, 这主要是考虑到负载三相不对称时, 存在基波负序分量, 而基波负序分量经同步旋转坐标变换后阶次升高一次, 变成 2 次分量。在负载电流只含特征次谐波情况下, 控制时考虑了上述 2 次分量后, 可以使补偿后的电网电流只含基波正序有功电流。需要注意的是, 为避免装置输出电流超出额定值, 应对指令电流进行限幅处理, 可按照重要程度为基波及各次谐波分别设定不同的限幅值。

基于同步旋转坐标变换及 DFT 相结合指令检测算法的 SVG 控制策略如图 3 所示。控制系统由一个电压控制环, d 轴、q 轴两个基波电流控制环及两组谐波电流控制环组成。直流电压控制环的输出作为基波有功电流控制器的指令信号, 采用传统的 PI 控制。基波电流控制环同样采用传统的 PI 控制, 而谐波电流控制则采用谐振控制器。因为 SVG 存在电网电压扰动和电流耦合, 本文采取了电网电压前馈控制和输出电流的解耦。由文献[8]可知, 虽然在各次谐波坐标系下电流耦合量 $n\omega L$ 各不相同, 但是转换到基波坐标系下均具有相同的形式, 即 ωL , 因

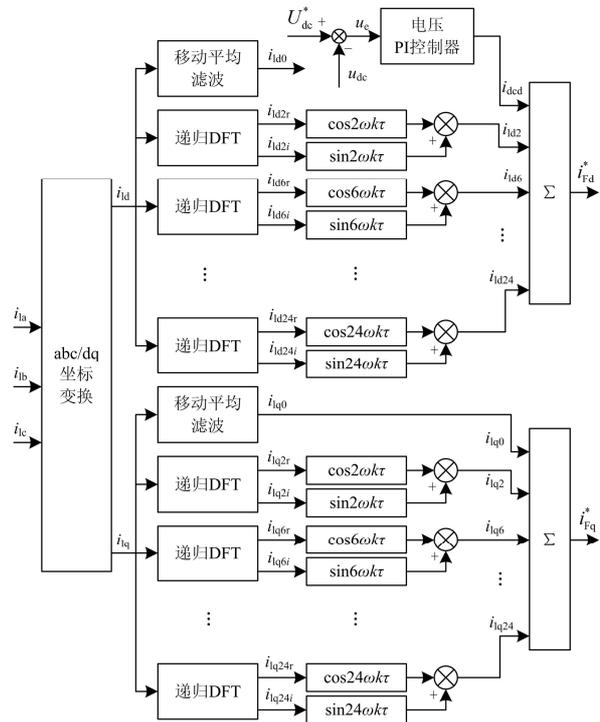


图 2 同步旋转变换及 DFT 相结合的检测法

Fig. 2 Detection method based on synchronous reference frame transformation and DFT

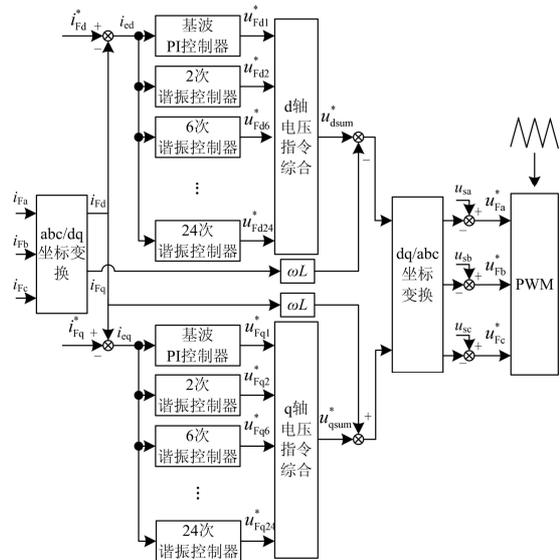


图 3 同步旋转变换及 DFT 相结合的控制策略

Fig. 3 Control strategy based on synchronous rotating transform and DFT

此可在谐波电流控制器输出叠加后进行综合解耦, 实现 d 轴和 q 轴分别独立可控。

图 3 中, 最后得到的 u_{Fa}^* 、 u_{Fb}^* 及 u_{Fc}^* 即为 abc 坐标系下装置三相输出电压的调制波波形。得到三相调制波形后, 利用链式多电平结构常用的载波移

相或者载波层叠等脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM)方式可以实现 PWM 波形的输出, 从而实现指令电流跟踪控制。

最后需要指出的是, 本文所提指令电流检测算法中, 无论是 dq 分解, 还是傅立叶变换都是基于同步采样的, 必须确保采样周期与电网电压基波正序分量的周期严格同步, 否则将无法得到准确的检测结果, 本设计中, 通过软件锁相环实现这一要求。此外, 在采样环节, 还要注意应该选用基于霍尔效应的 CT 及 PT, 精度在 0.2 级以上, 线性度好, 并具有较快的响应特性。

3 仿真验证

为验证本文所提指令电流检测方法的正确性, 利用 Matlab 搭建了 6 kV SVG 仿真模型。模型采用 H 桥级联架构, 星形连接。装置每相由 8 个功率单元级联组成, 每个功率单元直流侧电容为 3 000 μ F, 电容电压参考值为 750 V。装置与电网之间的连接电感感值为 2.6 mH。装置采样频率为 10.8 kHz。为了验证本文方法可使 SVG 装置具备无功、谐波及不对称分量综合补偿能力, 设计负载如下: 有功电流 150 A, 无功电流 100 A, 谐波电流 20 A, 不平衡电流 10 A。仿真时间: 1.5 s。

仿真开始后, 装置首先进入电阻软起阶段, 通过软起电阻对直流侧电容进行充电。电容电压升高到稳定值 (约 530 V 左右) 后, 发出开机指令, 主接触器合闸将软起电阻旁路, 此后装置进入控制软起阶段。在控制软起阶段, 开放 PWM, 电压控制环开始起作用, 装置在 PWM 整流状态下继续对直流侧电容充电, 电容电压继续升高。为防止过程中电流过大, 控制软起阶段, 电容电压参考值由进入控制软起时的初始值按照一定斜率逐渐加大。当直流侧电容电压升高到 750 V, 控制软起过程结束, 进入正常运行阶段, 此后直流电容电压参考值维持 750 V 不变。正常运行后, 开始按照本文所述指令电流检测方法对负载电流进行检测, 同时通过电流控制环进行闭环补偿。装置控制软起阶段及正常运行阶段 d 轴、q 轴指令电流以及装置输出电流 d、q 轴分量对照图如图 4 所示, 正常运行时电流跟踪误差很小。

仿真结果如图 5~图 8 所示。装置正常运行后, 系统电流畸变率大大降低, 以 a 相为例, 装置投入前, 系统电流畸变率为 10.8% 左右, 投入后降为 1.44% (见图 6); 系统提供的有功电流及无功电流从不平衡变为平衡, 且无功电流降到 0 左右 (见图 7); 系统功率因数从 0.9 以下升高到 1 (见图 8)。上述结果说明, 采用本文所提指令电流检测算法,

对负载的无功、谐波及不对称分量起到了综合补偿作用, 效果良好。

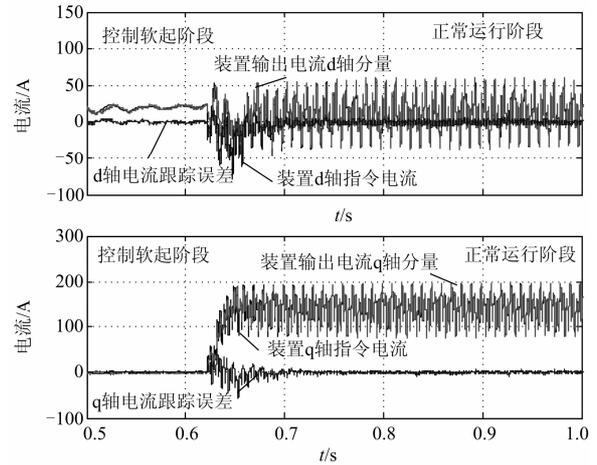


图 4 指令电流与装置输出电流
Fig. 4 Reference currents and output currents

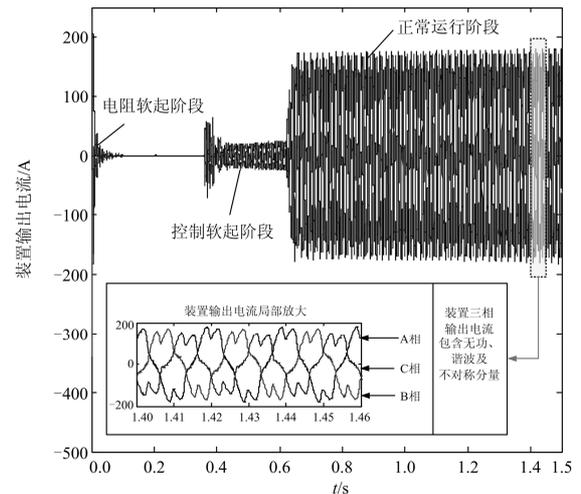


图 5 装置三相输出电流波形
Fig. 5 Waveforms of three-phase output currents

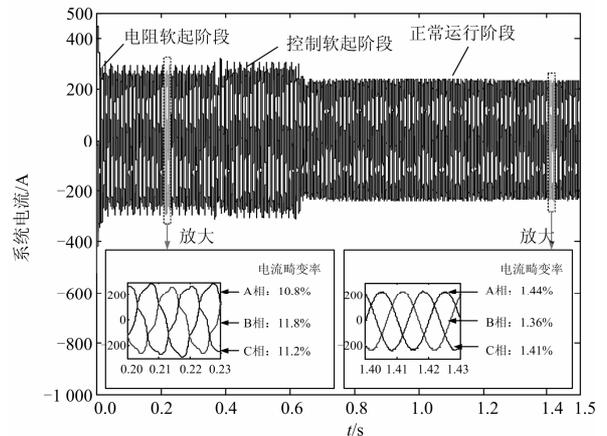


图 6 系统三相电流波形
Fig. 6 Waveforms of three-phase system currents

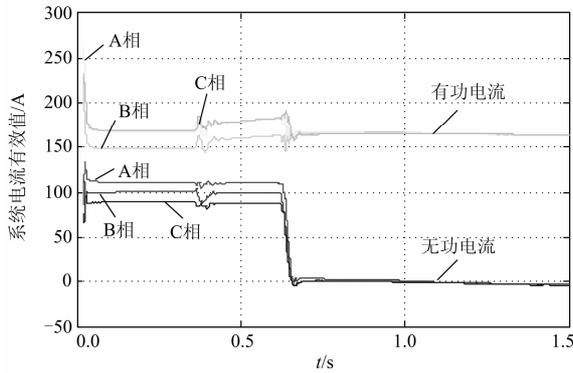


图 7 系统有功及无功电流

Fig. 7 System active and reactive currents

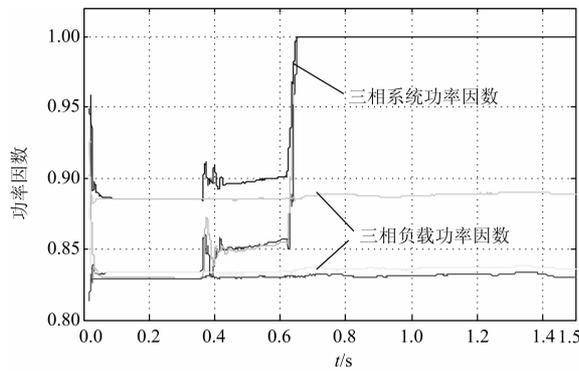


图 8 功率因数

Fig. 8 Power factor

4 实验验证

为进一步验证上述算法的效果,进行了实验验证,实验装置由启动柜、控制柜、功率柜及连接电抗器构成。控制柜中的核心控制器采用了 Xilinx 公司的高性能 FPGA, 型号为 XC3SD1800A FG676, 其时钟频率可达 200 MHz, 180 万逻辑门, 内部含 84 个硬件 DSP 单元, 可采用更高级的控制方式, 没有与 DSP 的通信延迟, 响应更快, 性能更强大。功率柜中各 H 桥的开关器件选用 1 700 V/450 A 的 IGBT, 型号为 FF450R17ME4。

考虑到中高压环境下难以直接搭建负载, 我们采用两台容量均为 3 MVar 的 6 kV SVG 装置进行了实验验证, 实验仅对无功及谐波补偿功能进行验证。实验过程中, 两台 SVG 在同一公共连接点接入 6 kV 电网, 其中一台作为负载机, 另一台则作为补偿机。实验时, 负载机可以灵活发出各种电流模拟实际电网中的负载, 发出的电流主要包含两种成分, 一种是基波无功电流 (可以发感性, 也可以发容性), 另一种是谐波电流 (包含多种特征次谐波成分)。补偿机负责对负载电流进行检测, 然后按照上文所述补偿算法对负载电流进行闭环补偿。

通过示波器观察两台 SVG 发出的电流波形, 波形示例如图 9 所示。此时负载机发出的电流中, 除基波外还包含 31 次以内的特征谐波。图中通道 3 对应负载机电流, 通道 4 对应补偿机电流。在取两台装置的输出电流时, 电流钳方向一致, 这样, 正常补偿时, 两台装置的电流应该大小基本相等, 方向相反。为了便于比较两台装置发出电流波形是否一致, 通道 4 显示时对信号进行了取反。从图中可以看出, 稳态时, 两台装置的输出电流波形基本重合, 说明补偿装置很好地补偿了负载机所发

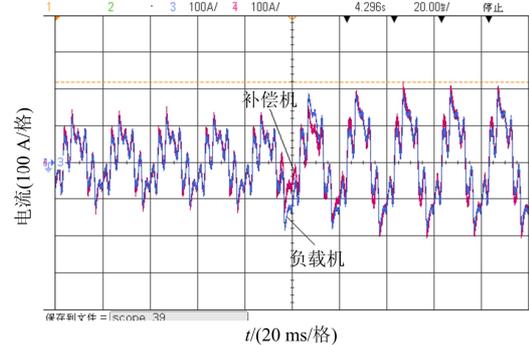


图 9 两台装置输出电流波形对照图

Fig. 9 Waveforms of output current

进一步将稳态时示波器的数据导出至 CSV 文件中, 然后在 Matlab 中分别对两台装置的输出电流进行频谱分析, 得到图 10 所示频谱分布图。可见, 负载机输出电流除含一定量的基波外, 还包含 5、7、11、13 次等特征谐波, 而补偿机的输出电流频谱与负载机基本一致, 说明本文提出的指令电流检测方法准确有效。

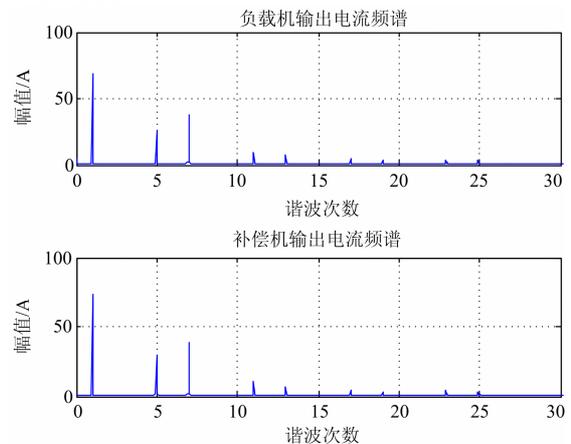


图 10 两台装置输出电流频谱对照图

Fig. 10 Magnitude spectrum of output current

为了验证装置的动态性能, 负载机在发出电流时, 每隔一段时间, 基波电流会在 50 A 和 100 A 之间阶跃变化一次。图 9 中即包含这样一次动态过程,

从图 9 可以看出, 在负载机基波电流发生突变后, 经过一个工频周期左右时间的动态过程, 补偿机已经能够很好地补偿负载机。

5 结论

本文提出了一种基于同步旋转坐标变换及递归离散傅立叶变换的 SVG 参考电流检测算法, 利用该算法可以使静止无功发生器 SVG 具备无功、谐波及不对称电流综合补偿能力。理论分析和实验研究表明: 本文所提出的方法运算量相对较小, 可以达到较高的补偿精度, 动态性能也较好, 是一种比较适合工程实际应用的方法, 具有广阔的应用前景。

参考文献

- [1] 李付亮, 周有庆, 吴涛, 等. 基于瞬时无功理论的先进静止无功发生器的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 38(1): 75-78.
LI Fu-liang, ZHOU You-qing, WU Tao, et al. Design of advanced static var generator based on the instantaneous reactive-power theory[J]. Power System Protection and Control, 2011, 38(1): 75-78.
- [2] 詹厚剑, 吴杰康, 康海兵. 静止同步补偿器的开关函数建模与仿真[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(10): 66-70.
ZHAN Hou-jian, WU Jie-kang, KANG Hai-bing. Modeling and simulation for STATCOM using switching function[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(10): 66-70.
- [3] 丁理杰, 杜新伟, 周惟婧. SVC 与 STATCOM 在大量输电通道上的应用比较[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(24): 78-81.
DING Li-jie, DU Xin-wei, ZHOU Wei-jing. Comparison of application of SVC and STATCOM to large capacity transmission path of power system[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(24): 78-81.
- [4] 常伟, 史丽萍, 王思捷, 等. 空间矢量调制技术在 6 kV 级联静止同步补偿器中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(12): 95-99.
CHANG Wei, SHI Li-ping, WANG Si-jie, et al. Application of space vector modulation in 6 kV cascade STATCOM[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(12): 95-99.
- [5] 杨晓峰, 范文宝, 王晓鹏, 等. 基于模块组合多电平变换器的 STATCOM 及其控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 7-13.
YANG Xiao-feng, FAN Wen-bao, WANG Xiao-peng, et al. Static synchronous compensator based on modular multilevel converter based STATCOM and its control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 7-13.
- [6] 万承宽, 杨耕, 张桐硕, 等. 基于星形接法的三相链式功率调节系统直流母线电压平衡控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 256-263.
WAN Cheng-kuan, YANG Geng, ZHANG Tong-shuo, et al. DC bus voltage balancing control of three-phase cascade power regulation system with star connection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 256-263.
- [7] 宫力, 康勇, 陈晶晶, 等. 链式 STATCOM 直流电容电压分布式控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(10): 218-223.
GONG Li, KANG Yong, CHEN Jing-jing, et al. DC capacitor voltage distributed control system for cascaded multilevel STATCOM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(10): 218-223.
- [8] HANSON D J, WOODHOUSE M L, HORWILL C, et al. STATCOM: a new era of reactive compensation[J]. Power Engineering Journal, 2002, 16(3): 151-160.
- [9] 孙驰, 魏光辉, 毕增军. 基于同步坐标变换的三相不对称系统的无功与谐波电流的检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 43-48.
SUN Chi, WEI Guang-hui, BI Zeng-jun. Detection for reactive and harmonic currents of unbalanced three-phase systems based on synchronous reference frame transformation[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 43-48.
- [10] EI-HABROUK M, DARWISH M K, MEHTA P. Active power filters: a review[J]. IEE Proc-Electr Power Appl, 2000, 147(5): 403-413.

- [11] 何英杰, 刘进军, 王兆安, 等. 一种基于瞬时无功功率理论的数字谐波检测[J]. 电工技术学报, 2010, 25(8): 185-192.
- HE Ying-jie, LIU Jin-jun, WANG Zhao-an, et al. A digital method for detecting harmonic currents based on instantaneous reactive power theory[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(8): 185-192.
- [12] 谢斌. 并联型有源电力滤波器谐波检测及控制技术研究报告[D]. 武汉: 华中科技大学, 2010.
- XIE Bin. Research on harmonic current detection algorithm and control technology in shunt active power filter[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2010.
- [13] 张树全, 戴珂, 谢斌, 等. 多同步旋转坐标系下指定次谐波电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 55-62.
- ZHANG Shu-quan, DAI Ke, XIE Bin, et al. Selective harmonic current control based on multiple synchronous rotating coordinates[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(3): 55-62.
- [14] 王跃, 杨昆, 钟晓剑, 等. 基于多同步旋转坐标变换的并联型 APF 补偿策略[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2013, 47(4): 705-710.
- WANG Yue, YANG Kun, ZHONG Xiao-jian, et al. Shunt APF control strategy on multiple synchronous rotating transform[J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2013, 47(4): 705-710.
- [15] SOZAŃSKI K P. Sliding DFT control algorithm for three-phase active power filter[C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC ' 06. Twenty-First Annual IEEE, 2006: 1223-1229.
- [16] JACOBSEN E, LYONS R. The sliding DFT[J]. Signal Processing Magazine, IEEE, 2003, 20(2): 74-80.
- [17] ANNAM'ARIA R, V'ARKONYI-K'OC Z Y. A recursive fast Fourier transformation algorithm[J]. IEEE Trans Circuits Syst II, 1995, 42(9): 614-616.
-
- 收稿日期: 2013-09-15; 修回日期: 2013-10-09
- 作者简介:
- 陈丽兵(1979-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为无功补偿及谐波治理; E-mail: cumtclb@126.com
- 史丽萍(1964-), 女, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为煤矿机电设备及其自动化、无功补偿及谐波治理;
- 夏正龙(1982-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为无功补偿及谐波治理。