

基于电源电流和负载电流检测的前馈加反馈的 三相四线制 APF 控制策略

梁莹玉¹, 刘建政², 许杏桃³, 杨奇逊¹, 王 一²

(1. 华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室, 北京 102206; 2. 清华大学 电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室, 北京 100084; 3. 江苏省电力公司电力科学研究院, 江苏 南京 211100)

摘要: 三相四线制有源电力滤波器(APF)可以补偿非线性负载产生的各次谐波、三相不平衡电流、零序电流及无功电流。提出一种新型谐波电流检测法,可以检测三相四线制系统各次谐波的正、负、零序分量及无功分量。提出一种同时检测负载电流和电源电流的前馈加反馈控制策略,检测负载电流进行前馈控制,检测电源电流进行反馈控制,既保证了谐波补偿效果又具有良好的动态性能,可以用于快速变化的非线性负载的谐波补偿。由于各次谐波分量在其相应的同步旋转坐标系下为直流量,反馈控制采用多个同步旋转坐标系下的积分控制,可以实现几乎 100% 补偿各次谐波分量。仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 三相四线; 前馈控制; 反馈控制; 有源滤波器; 谐波分析; 补偿

中图分类号: TN 713

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.01.014

0 引言

由于感应电机和非线性负载的大量应用,工业用户通常存在功率因数低、谐波污染严重等问题。对于接入电网的工业用户,电力公司对其功率因数和谐波含量有严格的标准,工业用户常采用电容器组和无源滤波器进行功率因数的校正和谐波的治理。但电容器组不能实现无功功率的无级差调节且动态特性差;无源滤波器常由于设备老化导致滤波效果变差,且容易引起谐振问题^[1]。

三相四线制有源电力滤波器(APF)不存在上述问题,并且可以补偿无功功率、各次谐波电流、零序电流以及三相电流的不平衡分量,因此其应用越来越普遍。根据谐波电流的检测点不同,其控制策略可分为以下 3 种:检测负载电流进行前馈(开环)控制^[2-4];检测电源电流进行反馈(闭环)控制^[5-7];同时检测负载电流和电源电流进行前馈加反馈的控制策略。第 1 种控制策略是开环控制,简单可靠、响应速度较快,但易受互感器检测精度、测量延时、DSP 计算延时、电流控制延时及负载电流谐波分量预测准确度等因素的影响,补偿效果往往难以满足要求;第 2 种控制策略是闭环控制,控制精度较高,可以消除测量精度、计算延时和电流跟踪等环节带来的误差,但其控制复杂,响应速度慢于开环控制,不能应用于快速变化的非线性负荷;第 3 种控制策略是将开环和闭环控制相结合,兼顾控制精度和响应速度,效果较理想。本文采用第 3 种方法,其中闭环部分采

用多个同步旋转坐标系下的积分调节控制,可以消除各次谐波、无功分量、零序电流和三相不平衡分量,并且具有良好的动态特性,通过仿真和实验验证了其有效性。

1 谐波电流的检测

谐波电流的检测是 APF 进行谐波补偿的前提和关键,谐波检测的好坏直接影响谐波补偿的效果。目前用于谐波电流检测的方法很多,如基于频域傅里叶变换的方法^[8]、基于自适应噪声对消原理的方法^[9-11]、基于小波变换的时变检测法^[12-13]、基于瞬时无功功率理论的检测方法^[14]。其中,基于瞬时无功功率理论的 $p-q$ 法和 i_p-i_q 法应用最为广泛并取得较好的效果。然而, $p-q$ 法在系统电压非正弦情况下存在较大的检测误差; i_p-i_q 法在三相电压不对称时不能准确地检测电流中的无功分量且仅适用于三相三线制系统^[2]。本文提出一种新型谐波电流检测法,可以检测三相四线制系统的任意次谐波的正、负、零序分量及无功分量,原理框图如图 1、2 所示。

1.1 n 次谐波各分量的检测^[15]

n 次谐波的正序 dq 变换实质是将 abc 静止坐标系转换为以角速度 $n\omega_0$ 沿 $a-b-c$ 方向旋转的 dq 坐标系。三相电流经过变换矩阵为 T_{abc-dq}^{n+} 的 n 次正序 dq 变换,则 n 次谐波的正序分量变为直流量,其余各次谐波及其各分量均为交流量,经过低通滤波器(LPF)滤除交流分量,再经过变换矩阵为 T_{dq-abc}^{n+} 的 n 次正序 dq 反变换,即可得到 n 次谐波的正序分量。

$$T_{abc-dq}^{n+} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times$$

$$\begin{bmatrix} \sin(n\omega_0 t) & \sin(n\omega_0 t - 2\pi/3) & \sin(n\omega_0 t + 2\pi/3) \\ \cos(n\omega_0 t) & \cos(n\omega_0 t - 2\pi/3) & \cos(n\omega_0 t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

收稿日期:2014-02-20;修回日期:2014-11-24

基金项目:2012 国网科技项目(521001130465)

Project supported by the Science and Technology Project of State Grid Corporation in 2012(521001130465)

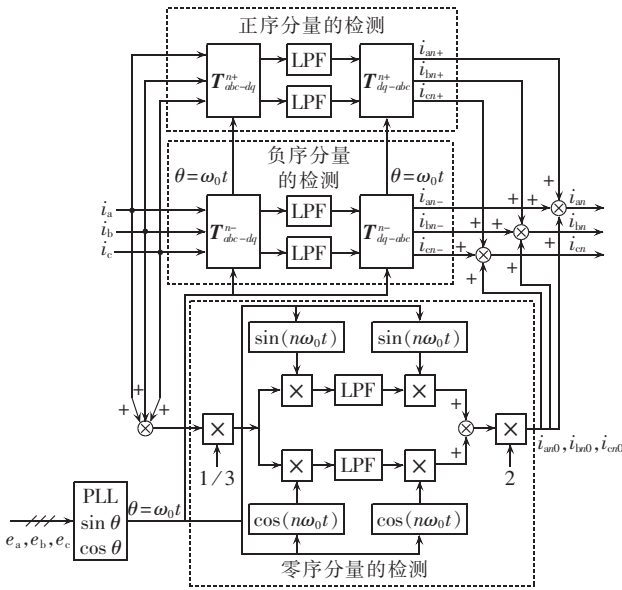


图 1 n 次谐波电流检测的原理框图
Fig.1 Schematic diagram of n th harmonic current detection

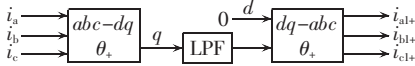


图 2 无功分量的检测原理框图
Fig.2 Schematic diagram of reactive component detection

$T_{dq-abc}^{n+} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \sin(n\omega_0 t) & \cos(n\omega_0 t) \\ \sin(n\omega_0 t - 2\pi/3) & \cos(n\omega_0 t - 2\pi/3) \\ \sin(n\omega_0 t + 2\pi/3) & \cos(n\omega_0 t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$

n 次谐波的负序 dq 变换实质是将 abc 静止坐标系转换为以角速度 $n\omega_0$ 沿 $a-c-b$ 方向旋转的 dq 坐标系。 n 次谐波负序分量的检测方法原理同正序。将矩阵 T_{abc-dq}^{n+} 和 T_{dq-abc}^{n+} 中的 $2\pi/3$ 全部换成 $-2\pi/3$, $-2\pi/3$ 全部换成 $2\pi/3$, 即可得到 n 次负序 dq 坐标变换矩阵 T_{abc-dq}^{n-} 和反变换矩阵 T_{dq-abc}^{n-} 。

$T_{abc-dq}^{n-} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \sin(n\omega_0 t) & \sin(n\omega_0 t + 2\pi/3) & \sin(n\omega_0 t - 2\pi/3) \\ \cos(n\omega_0 t) & \cos(n\omega_0 t + 2\pi/3) & \cos(n\omega_0 t - 2\pi/3) \end{bmatrix}$

$T_{dq-abc}^{n-} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \sin(n\omega_0 t) & \cos(n\omega_0 t) \\ \sin(n\omega_0 t + 2\pi/3) & \cos(n\omega_0 t + 2\pi/3) \\ \sin(n\omega_0 t - 2\pi/3) & \cos(n\omega_0 t - 2\pi/3) \end{bmatrix}$

零序分量的检测与正、负序电流稍有不同。由于零序电流的特殊性,不能采用三相 dq 坐标变换将其转化为直流。根据零序电流的定义,零序电流为 $(i_a + i_b + i_c)/3 = i_{a0} = i_{b0} = i_{c0}$, 等于 abc 三相中任意相上所

有次谐波零序分量之和。令 $x(t)$ 代表零序电流,即 $x(t) = i_{a0}$ 。待检测信号 $x(t)$ 与参考正弦信号 $\sin(n\omega_0 t)$ 和余弦信号 $\cos(n\omega_0 t)$ 相乘,可以将 n 次谐波转换为直流量和 $2n$ 次谐波两部分,如下式所示:

$$x_d(t) = x(t) \sin(n\omega_0 t) = x(t) \frac{e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t}}{2} \quad (1)$$

$$x_q(t) = x(t) \cos(n\omega_0 t) = x(t) \frac{e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t}}{2} \quad (2)$$

对式(1)、(2)作傅里叶变换,得:

$$X_d(\omega) = \frac{1}{2j} [-X(\omega + n\omega_0) + X(\omega - n\omega_0)] \quad (3)$$

$$X_q(\omega) = \frac{1}{2} [X(\omega + n\omega_0) + X(\omega - n\omega_0)] \quad (4)$$

由式(3)、(4)可知,零序电流 $x(t)$ 与正弦和余弦信号相乘相当于将零序电流的频谱平移 $n\omega_0$ 和 $-n\omega_0$ (并乘以系数 $1/2$),则零序电流的 n 次谐波分量转换为直流量和 $2n$ 次分量,其余次谐波分量仍为交流量^[13]。用低通滤波器滤除 $x_d(t)$ 和 $x_q(t)$ 中的交流量,得到直流量 $X_d(0)$ 和 $X_q(0)$ 。零序电流中的 n 次谐波分量为:

$$2X_d(0)\sin(n\omega_0 t) + 2X_q(0)\cos(n\omega_0 t)$$

上述方法不仅可以检测各次谐波的零序分量,还可用于单相系统中任意次谐波的检测。

1.2 无功电流的检测

基波负序、零序分量的检测与谐波分量的检测原理相同,无功分量的检测略有不同,检测方法如图 2 所示。检测无功分量需要先确定基波正序电压的相位即 θ_+ , 经过 dq 变换得到的 q 轴分量即为无功分量。

无功分量检测的关键在于基波正序电压相位的获取,本文采用图 3 所示的锁相方法^[16]。

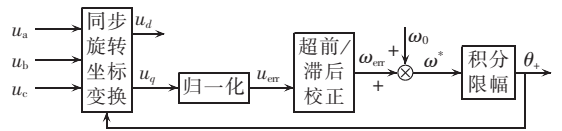


图 3 软件锁相原理框图
Fig.3 Schematic diagram of software PLL

若 $u_q = 0$, 则相位无误差; 若 $u_q \neq 0$, 则表明相位有误差, 且 u_q 的大小反映相位误差的大小。将 u_q 归一化后, 通过超前/滞后校正环节的输出作为角频率的误差, 用来修正初始角频率 ω_0 。达到稳态时, 输出的相位即为输入电压基波正序分量的相位。超前/滞后校正环节具有良好的滤波作用, 可以有效滤除基波负序电压反映在 dq 坐标系的 2 次谐波分量及其他各次谐波分量, 因此锁相环的输出为基波正序电压的相位。

2 同时检测电源和负载电流的前馈加反馈选择性补偿控制策略

为了兼顾系统的控制精度和动态性能, 本文同

时检测电源电流和负载电流,对电源电流进行反馈控制,对负载电流进行前馈控制,原理如图 4 所示。

前馈控制即检测负载电流,分别提取各次谐波的正、负、零序分量得到指令电流,然后采用无差拍控制使 APF 发出的实际电流在一个开关周期结束时跟踪上指令电流。反馈控制即在多个同步旋转坐标系下对电源电流各次谐波的正、负、零序分量的误差信号进行积分调节(如图 5 所示),得到各次谐波的指令电流,然后采用无差拍控制使 APF 发出的实际电流在一个开关周期结束时跟踪上指令电流。前馈加反馈的控制方式即前馈控制得到的指令电流和反馈控制得到的指令电流相加得到总指令电流再采用无差拍控制,使 APF 实际发出的电流准确跟踪总指令电流以消除电源电流中的各次谐波。前馈控制保证了动态响应速度,反馈控制保证了控制的精度。

对于采用无差拍控制的数字控制系统,从信号采样到 PWM 信号的输出存在一个控制周期的延时,无差拍的控制方式本身存在一个控制周期的延时,因此,在进行图 1 和图 2 的坐标反变换时,应考虑 2 个控制周期的延时,并对该延时补偿,补偿方法见文献[2]。

2.1 n 次谐波各分量的闭环控制

n 次谐波各分量的闭环控制策略如图 5 所示。 n 次谐波正、负、零序分量在各自同步旋转坐标系中为直流量,积分环节在零频率处的增益为无限大,因此积分器可以对直流量实现零稳态误差的控制。由于被测电流为电源电流,因此各次谐波各分量的参考值设为 0。由于积分器的作用,达到稳态时电源电流各次谐波跟踪上参考值 0,从而消除了电源电流中的各次谐波。积分器本身具有滤除谐波的作用,避免了使用低通滤波器带来的延迟和对系统稳定性的影响^[17],提高了控制系统的动态性能和稳定性,同时减少了 DSP 的计算量。

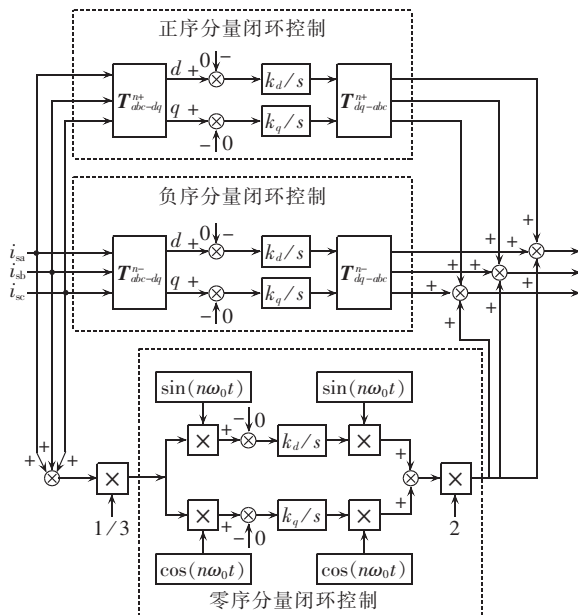


图 5 n 次谐波电流的闭环控制框图
Fig.5 Schematic diagram of closed-loop n th harmonic current control

2.2 无功电流的闭环控制及电容电压的控制

基波负序和零序闭环控制方法与 n 次谐波闭环控制方法原理相同。无功分量及电容电压的控制策略如图 6 所示。

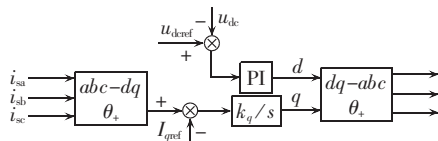


图 6 无功分量及电容电压控制策略框图
Fig.6 Schematic diagram of reactive component and capacitor voltage control

通过基波正序 dq 坐标变换得到 dq 分量,其中 d 轴分量为有功分量, q 轴分量为无功分量。对 q 轴分量进行积分调节补偿无功分量(可根据功率因数的要求调整无功电流的指令值 I_{qref}),通过改变 d 轴分量

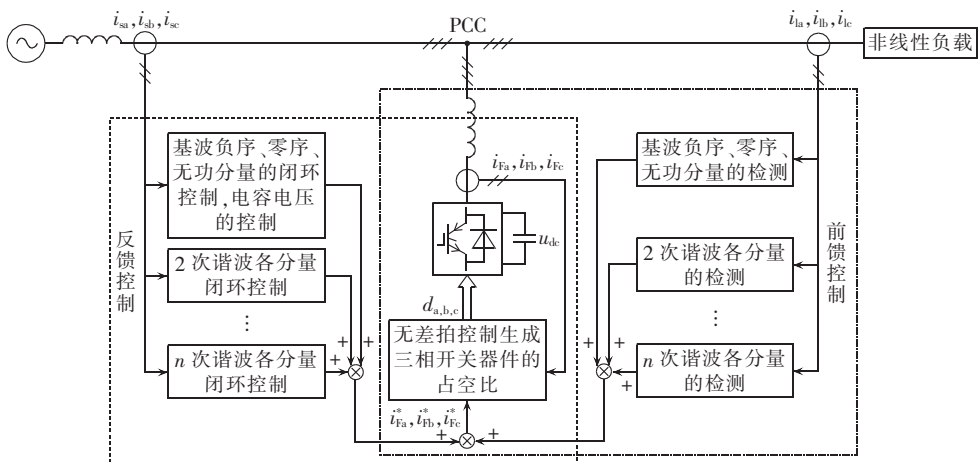


图 4 前馈加反馈控制策略的原理框图
Fig.4 Schematic diagram of feedforward-feedback control strategy

大小调节电容电压稳定在参考值。

3 仿真分析

采用 PSCAD/EMTDC 对上述控制策略进行仿真分析,仿真参数为:开关频率为 10 kHz;三相连接电感为 0.3 mH;中线连接电感为 0.1 mH;直流电容为 15 000 μF ;负载为非线性不平衡负载,采用直流侧为 4 Ω 电阻的三相不可控整流桥负载,c 相与 N 相间接有 7 Ω 电阻的不平衡负载。

图 7 为 3 种控制策略下,a 相电源电流总谐波畸变率 THD(Total Harmonic Distortion)的变化(APF 在 0.2 s 投入运行)。从 3 幅子图的对比可以看出,前馈控制和前馈加反馈控制具有较快的响应速度,反馈控制响应速度较慢。前馈控制下,a 相电源电流的 THD 由 26% 下降到 5.2%;反馈控制下,a 相电源电流的 THD 由 26% 下降到 1.7%;前馈加反馈控制下,a 相电源电流的 THD 由 26% 下降到 1.5%。反馈控制和前馈加反馈控制滤波效果均优于前馈控制。图 8 进一步说明了前馈加反馈控制滤波效果的优越性。由此可见,与其他 2 种控制策略相比,前馈加反馈控制同时具有良好的补偿效果和动态性能。

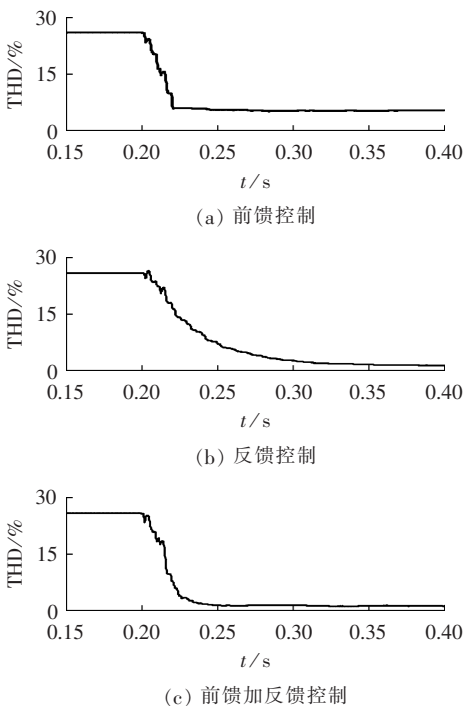


图 7 3 种控制策略下 a 相电源电流 THD 的变化
Fig.7 Variation of phase-a source current THD for three kinds of control strategy

谐波检测的准确性是进行谐波补偿的基础和前提,因此图 9 和图 8(c)中的各次谐波和无功分量的补偿效果间接表明:新型谐波电流检测法可以准确检测三相四线制系统中的任意次谐波分量及无功分量。从图 9 中可以看出,基于前馈加反馈控制策略

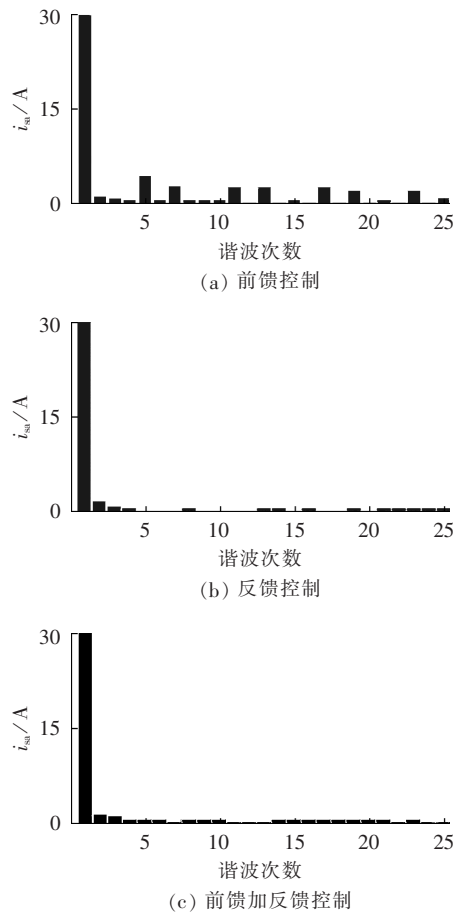


图 8 a 相电源电流频谱图

Fig.8 Spectrum of phase-a power current

的三相四线制 APF 可以有效滤除三相电源电流中的谐波分量、三相不平衡分量、中线零序电流及无功分量。

4 实验分析

为验证所提出的控制策略,在 130 kV·A 的实验平台上进行物理实验,实验条件如下:交流线电压 380 V,直流电容电压 750 V,开关频率 10 kHz,直流电容 15 000 μF ,LCL 滤波器 0.165 mH、0.03 mH、50 μF 、0.75 Ω ,死区时间 3 μs 。主控制器为数字信号处理器 TMS320F28335,波形录入采用录波仪 DL850 和电能质量分析仪 FLUKE435。

图 10 为负载突变时 3 种控制策略动态响应速度的对比波形,3 种控制策略的响应时间标注在图中。非线性负载发生突变时,前馈控制和前馈加反馈控制的响应时间均为 1 个工频周期左右,而反馈控制的响应时间为 6~7 个工频周期。与其他 2 种控制策略相比,反馈控制的响应速度较慢,不能用于快速变化的非线性负荷的补偿。

图 11(a)和 11(b)分别为未进行谐波补偿和仅补偿 5 次谐波后的电源电流频谱图。5 次谐波的谐波含量从补偿前的 22.6% 下降至 0.4%,THD 从补

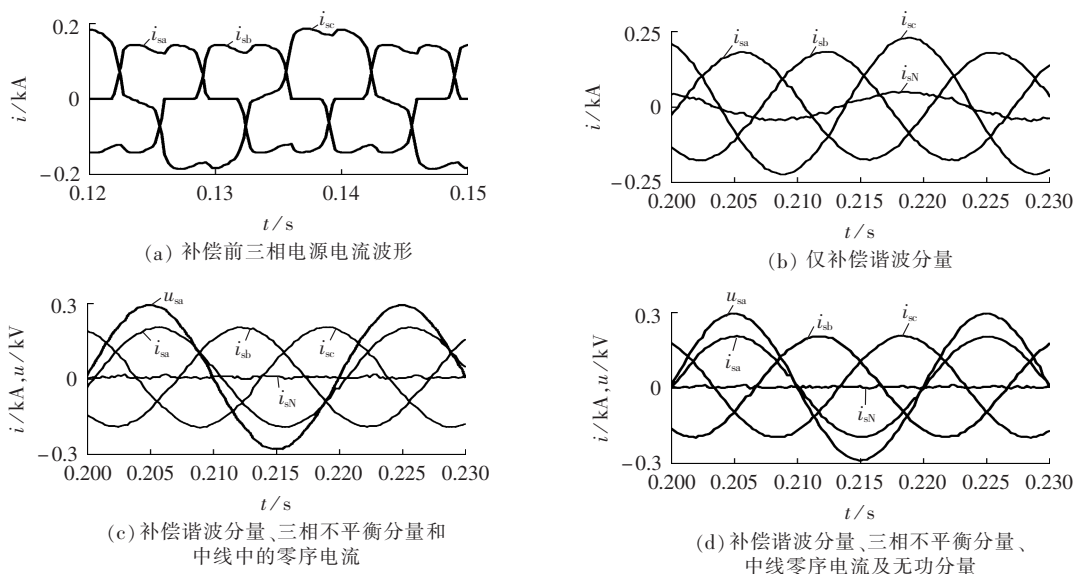


图 9 三相电源电流、中线电流及 a 相电源电压波形

Fig.9 Waveforms of three-phase source current, neutral current and phase-a source voltage

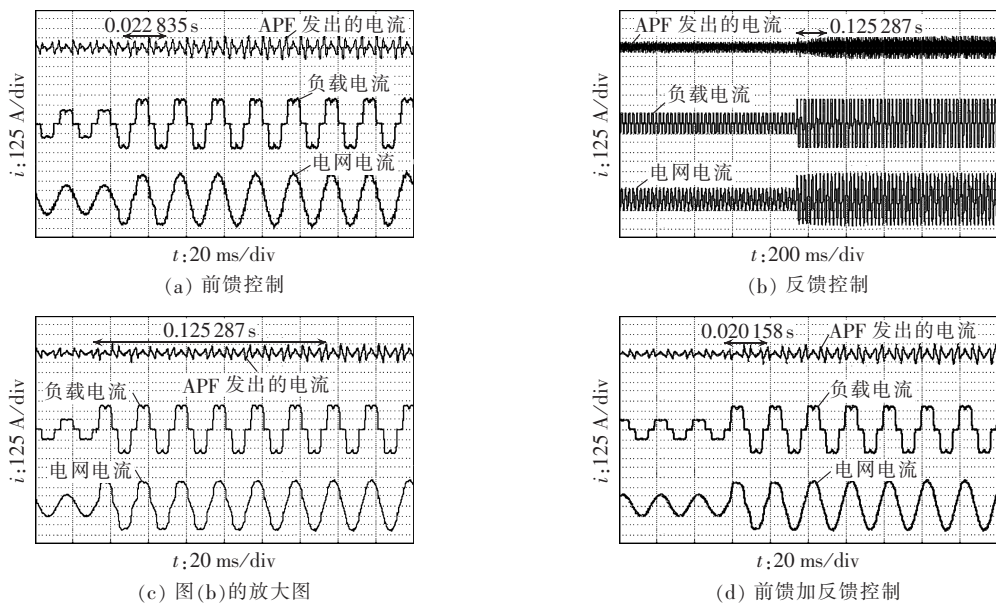


图 10 3 种控制策略动态性能的对比

Fig.10 Comparison of dynamic performance among three kinds of control strategy

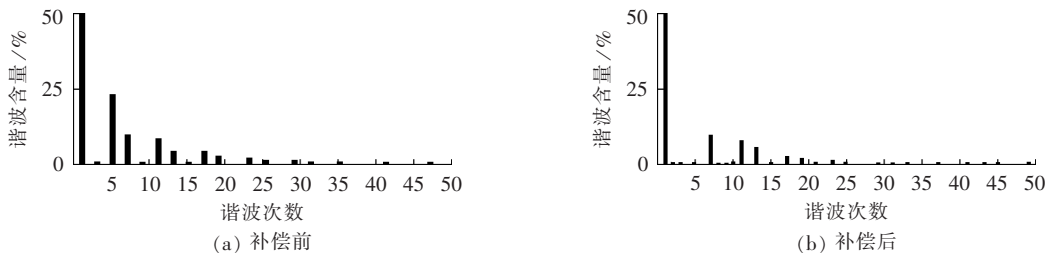


图 11 电源电流频谱图

Fig.11 Spectrum of source current

偿前的 26.9% 下降至 14.3%，由此可见，本文提出的单次谐波检测和控制策略可以有效补偿特定次谐波。

图 12 为 3 种控制策略在稳态性能上的对比，以谐波补偿后电源电流的稳态 THD 为考核指标。3 种控制方式的 THD 分别为 5.1%、3.5%、3.2%，反馈控

制和前馈加反馈控制的稳态性能优于前馈控制。

谐波检测的准确性直接影响谐波补偿的效果，图 12(c)和图 13 进一步表明：新型谐波检测法可以精确检测三相四线制系统的各次谐波分量和无功分量。从图 13 可以看出，基于前馈加反馈控制策略的

三相四线制 APF 可以有效补偿非线性负载产生的各次谐波、三相不平衡、中线零序电流和无功分量(用电能质量分析仪测得图 13(c)的功率因数为 0.98,图 13(d)的功率因数为 1.0)。

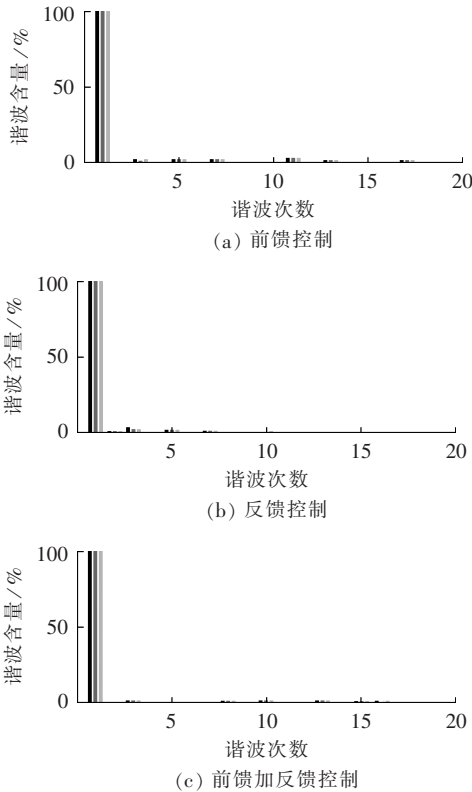
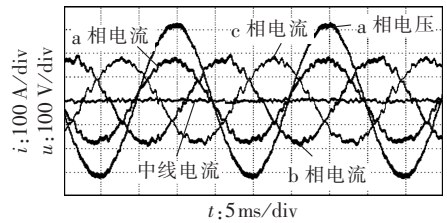
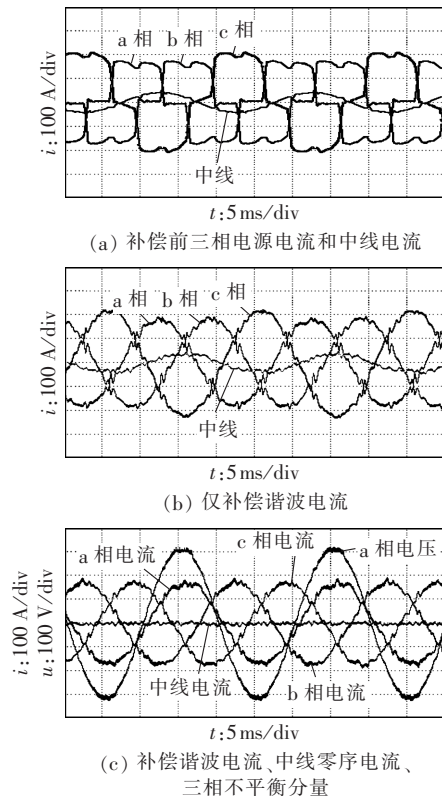


图 12 谐波补偿后电源电流频谱图
Fig.12 Spectrum of source current after harmonic compensation



(d) 补偿谐波电流、中线零序电流、三相不平衡分量及无功分量
图 13 三相电源电流、中线电流及 a 相电源电压波形
Fig.13 Waveforms of three-phase source current,neutral current and phase-a source voltage

5 结论

本文提出一种谐波电流检测法,可检测出三相四线制系统任意次谐波电流的正、负、零序分量及无功电流。本文还提出同时检测电源电流和负载电流的前馈加反馈的选择性补偿控制策略,其特点如下。

a. 检测负载电流进行前馈控制;检测电源电流进行反馈控制,反馈控制采用基于多个同步旋转坐标系下的积分控制,可以对各次谐波分量及无功分量实现零稳态误差补偿。积分器承担积分调节和滤波的双重作用,避免了采用低通滤波器引起的延时和对系统稳定性的影响,同时简化了控制策略。

b. 可以根据需要补偿指定次数的谐波,具有很强的针对性和实用性。

c. 兼顾良好的补偿效果和动态性能,不仅可以补偿稳定的非线性负荷,还可以补偿快速变化的非线性负荷,具有较广阔的应用前景。

d. 前馈加反馈的控制策略相对较复杂,这就对 DSP 的计算能力提出较高的要求。随着 DSP 芯片的发展,用新型高性能 DSP 或采用 FPGA 代替 DSP 实现该控制策略,将大幅提高该控制策略的实用性。

仿真和实验验证了该控制策略可以精确地补偿非线性负载产生的各次谐波、中线零序电流、三相不平衡分量及无功分量,并具有良好的动态性能。

参考文献:

- [1] AKAGI H. Active harmonic filters[J]. Proceedings of the IEEE, 2005,93(12):2128-2141.
- [2] 游小杰,李永东,VICTOR V,等. 并联型有源电力滤波器在非理想电源电压下的控制[J]. 中国电机工程学报,2004,24(2):55-60. YOU Xiaojie,LI Yongdong,VICTOR V,et al. SAPF control strategy under the condition of non-ideal source voltages[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(2):55-60.
- [3] 毛苏闽,周娟. 四桥臂并联型有源滤波器复合控制策略[J]. 电力自动化设备,2012,32(4):26-30. MAO Sumin,ZHOU Juan. Compound control of four-leg shunt active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012,32(4):26-30.
- [4] 徐长波,鲁伟,李春文,等. 基于超稳定理论的自适应控制在单相有源滤波器中的应用[J]. 电力自动化设备,2014,34(1):163-167. XU Changbo,LU Wei,LI Chunwen,et al. Application of adaptive control based on hyperstability theory in single-phase active power

- filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(1): 163-167.
- [5] MATTAVELLI P. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2001, 37(1): 81-89.
- [6] 张宸宇, 梅军, 郑建勇, 等. 无负载侧谐波检测的有源滤波器自适应预测算法[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(6): 55-61.
ZHANG Huanyu, MEI Jun, ZHENG Jianyong, et al. Adaptive forecasting algorithm without load-side harmonic detection for active power filter control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6): 55-61.
- [7] 梅红明, 王一, 刘建政. 采用网侧电流闭环控制的电能质量综合补偿方法[J]. 电网技术, 2013, 37(8): 2368-2375.
MEI Hongming, WANG Yi, LIU Jianzheng. A comprehensive power quality compensation method based on feedback control of grid-side current[J]. Power System Technology, 2013, 37(8): 2368-2375.
- [8] 成剑, 罗安, 付青, 等. 简化 DFT 滑窗迭代算法在有源电力滤波器谐波检测中应用[J]. 电力自动化设备, 2005, 25(5): 57-60.
CHENG Jian, LUO An, FU Qing, et al. Application of simplified DFT based sliding-window iterative algorithm in APF harmonic detection[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005, 25(5): 57-60.
- [9] 李辉, 吴正国, 邹云屏, 等. 变步长自适应算法在有源滤波器谐波检测中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(9): 99-103.
LI Hui, WU Zhengguo, ZOU Yunping, et al. A variable step size adaptive algorithm applied to harmonic detection of active filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(9): 99-103.
- [10] 盘宏斌, 罗安, 唐杰, 等. 一种改进的基于最小二乘法的自适应谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(13): 144-151.
PAN Hongbin, LUO An, TANG Jie, et al. An improved adaptive harmonic detection method based on least squares algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(13): 144-151.
- [11] 李明, 杨成梧. 基于模糊推理的变步长 LMS 自适应滤波算法[J]. 控制工程, 2006, 13(3): 237-239.
LI Ming, YANG Chengwu. Variable step-size LMS adaptive filtering algorithm based on fuzzy inference[J]. Control Engineering of China, 2006, 13(3): 237-239.
- [12] 杨桦, 任震, 唐卓尧. 基于小波变换检测谐波的新方法[J]. 电力系统自动化, 1997, 21(10): 39-41.
YANG Hua, REN Zhen, TANG Zhuoyao. A new method for harmonics detection based on wavelets transform[J]. Automation of Electric Power Systems, 1997, 21(10): 39-41.
- [13] 周厚奎, 张昱, 金心宇. 基于傅里叶和小波变换的电网谐波分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2005, 17(6): 59-62.
ZHOU Houkui, ZHANG Yu, JIN Xinyu. Power harmonic analysis based on Fourier and wavelet transform[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2005, 17(6): 59-62.
- [14] 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 Guanghui, BI Zengjun. Detection for reactive and harmonics currents of unbalanced three phase system based on synchronous reference frame transformation[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 43-48.
- [15] 杨柳, 刘会金, 陈允平. 三相四线制系统任意次谐波电流的检测新方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(13): 41-44.
YANG Liu, LIU Huijin, CHEN Yunping. A new algorithm for random harmonic current detection in three-phase four-wire system[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(13): 41-44.
- [16] CHANGJIANG Z, FITZER C, RAMACHANDARAMURTHY V K, et al. Software phase-locked loop applied to Dynamic Voltage Restorer (DVR) [C] // Power Engineering Society Winter Meeting. Columbus, OH, USA: IEEE, 2001: 1033-1038.
- [17] ZMOOD D N, HOLMES D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814-822.

作者简介:



梁营玉

梁营玉(1989—),男,山东济宁人,博士研究生,从事柔性交流输电技术方面的研究(E-mail: liangyingyu2013@163.com);

刘建政(1961—),男,黑龙江哈尔滨人,副教授,从事电力电子变流器技术、柔性输电技术等方面的研究;

许杏桃(1967—),男,江苏兴化人,高级工程师,硕士,从事无功优化与电能质量等方面的研究。

Feedforward-feedback control strategy based on detection of power current and load current for three-phase four-wire APF

LIANG Yingyu¹, LIU Jianzheng², XU Xingtiao³, YANG Qixun¹, WANG Yi²

(1. North China Electric Power University, Beijing 102206, China; 2. Tsinghua University, Beijing 100084, China;

3. Jiangsu Electric Power Company Research Institute, Nanjing 211100, China)

Abstract: The three-phase four-wire APF(Active Power Filter) can be used to compensate the harmonics, three-phase unbalance current, zero sequence current and reactive current caused by the nonlinear loads. A novel method is proposed to detect the positive, negative and zero sequence components and the reactive power component of the harmonics in three-phase four-wire system. A feedforward-feedback control strategy is proposed, which simultaneously detects the load current for feedforward control and the source current for feedback control. It ensures the harmonic compensation effect and the better dynamic performance, suitable for the harmonic compensation of rapidly varying nonlinear loads. Since the harmonic component of each order is a DC variable in the corresponding synchronous rotating coordinates system, multiple integral regulators in the synchronous rotating coordinates system are applied in the feedback control to realize the nearly 100% harmonic compensation for different orders. Simulative and experimental results prove the correctness of theoretical analysis.

Key words: three-phase four-wire; feedforward control; feedback control; active filters; harmonic analysis; compensation