

三相电压不对称时广义谐波电流的一种新的检测方法

郑翔骥^{1,2}

(1.福州大学电力电子研究所,福建福州 350002; 2.福建交通职业技术学院,福建福州 350007)

摘要: 利用瞬时无功功率理论进行三相电压不对称谐波电流检测时会出现较大的误差,对此将扇合矢量表示法推广应用于三相不对称系统。提出了一种新的扇合变换向量,使三相系统归一化为单相系统,从而简化了三相系统基波有功分量的提取,即使在电网电压不对称时仍能准确有效检测出谐波电流。接着提出并证明了DFT的基相量循环移位性质,根据该性质得到了从三相电流扇合矢量中提取基波有功分量的递推算法,大大减少了计算量,提高了检测实时性。仿真分析对该方法的正确性和可行性进行了证明。

关键词: 广义谐波电流; 扇合矢量; 离散傅里叶变换; 基相量

A new detecting method for generalized harmonics currents in the case of unsymmetrical three-phase voltages system

ZHENG Xiang-ji^{1,2}

(1.Power Electronics and Power Drives Research Institute, Fuzhou University, Fuzhou 350002, China; 2.Fujian Communication Technology College, Fuzhou 350007, China)

Abstract: Harmonic currents can be detected exactly by theory of instantaneous reactive power in three-phase symmetry power systems, but with large errors in unsymmetrical three-phase system. The method of fan-in vector expression is expanded to use in an unsymmetrical three-phase system. A new fan-in transfer vector is proposed. It transfers a three-phase system into a single-phase system. So it simplifies the detecting method for getting active component from a three-phase system. In addition, the cyclic shift character of base-phase in DFT is proposed and approved in this paper. A step-by-step algorithm is achieved for getting active currents component from the fan-in vector of three-phase currents according to the character. It not only greatly reduces the calculation quantities but also makes a better real-time detection. Simulations are carried out to verify the feasibility and correctness of the method.

Key words: generalized harmonics currents; fan-in vector; DFT; base-phasor

中图分类号: TM711 文献标识码: A 文章编号: 1003-4897(2007)02-0045-04

0 引言

随着大量电力电子装置在电力系统中得到应用,电网的谐波污染也越来越严重,谐波治理问题已经引起众多学者和工业界的关注。与无源滤波器相比有源电力滤波器(APF)具有反应速度快、能对变化的电网谐波电流实现动态跟踪补偿、滤波特性不受系统阻抗影响等优点,越来越受到人们重视。谐波及无功电流的检测环节是APF补偿系统核心。

许多学者就谐波及无功电流的准确检测问题展开了研究并取得了一些成果。目前基于瞬时无功功率理论的检测方法^[1]仍然是讨论得最多的一种方法。当三相电网电压不对称且含有谐波的情况下基于瞬时无功理论的谐波及无功电流检测方法存在误差^[2,3]。文献[2]采用窄带滤波器首先从三相电

压、三相电流中提取基波分量,接着用对称分量法提取正序分量从而分别求出谐波负序电流,及基波无功电流。文献[4]采用同步相关法用低通滤波器提取基波分量,再用对称分量法分解出三相正序基波电流。以上两种方法在基波提取上都是先针对各相进行的,因此系统也相对较复杂。文献[5]根据频谱搬移原理实现了用低通滤波器代替窄带滤波器提取正序基波分量。谐波及无功电流检测方法的共同特点是采用低通滤波器来提取基波有功分量。当谐波频率与基频接近时,滤波器归一化截止频率很小,滤波特性很差,使检测精度受到影响。

本文首先将扇合矢量表示法推广应用于三相不对称系统,把三相电压、三相电流扇合成单相电压和电流,从而简化了基波电压及基波电流有功分量的提取。接着证明了DFT的基相量循环移位性

质, 利用该性质得到了从三相电流扇合矢量中提取基波有功分量的递推算法。减少了计算量, 提高了检测实时性, 最后用 Matlab 仿真证明了算法的正确性和可行性。

1 三相不对称电流、三相不对称电压的扇合矢量表示法

设三相不对称电流除基波电流外还含有各次谐波如下式所示:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sum_n I_{n+} \sin[n(\omega t + \phi_{n+})] \\ \sqrt{2} \sum_n I_{n+} \sin[n(\omega t - 2\pi/3) + \phi_{n+}] \\ \sqrt{2} \sum_n I_{n+} \sin[n(\omega t + 2\pi/3) + \phi_{n+}] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sum_n I_{n-} \sin[n(\omega t + \phi_{n-})] \\ \sqrt{2} \sum_n I_{n-} \sin[n(\omega t + 2\pi/3) + \phi_{n-}] \\ \sqrt{2} \sum_n I_{n-} \sin[n(\omega t - 2\pi/3) + \phi_{n-}] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sum_n I_{n0} \sin[n(\omega t + \phi_{n0})] \\ \sqrt{2} \sum_n I_{n0} \sin[n(\omega t + \phi_{n0})] \\ \sqrt{2} \sum_n I_{n0} \sin[n(\omega t + \phi_{n0})] \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)中“+”表示正序电流分量,“-”表示负序电流分量,“0”表示零序电流分量。 $n=1$ 为基波,其余为 n 次谐波, ω 为角频率, I_{n+} 、 I_{n-} 、 I_{n0} 分别为第 n 次正序、负序、零序电流有效值。 ϕ_{n+} 、 ϕ_{n-} 、 ϕ_{n0} 分别为 n 次正序、负序、零序电流初相角。对于三相三线制系统则零序分量为0。

式(1)中三相电流瞬时值可以用相量方式表示为

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_n I_{n+} e^{j\phi_{n+}} \\ \sum_n I_{n+} e^{j(\phi_{n+} - n \cdot 2\pi/3)} \\ \sum_n I_{n+} e^{j(\phi_{n+} + n \cdot 2\pi/3)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_n I_{n-} e^{j\phi_{n-}} \\ \sum_n I_{n-} e^{j(\phi_{n-} + n \cdot 2\pi/3)} \\ \sum_n I_{n-} e^{j(\phi_{n-} - n \cdot 2\pi/3)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_n I_{n0} e^{j\phi_{n0}} \\ \sum_n I_{n0} e^{j\phi_{n0}} \\ \sum_n I_{n0} e^{j\phi_{n0}} \end{bmatrix} = \sum_n I_{n+} e^{j\phi_{n+}} \begin{bmatrix} 1 \\ a^{-n} \\ a^n \end{bmatrix} + \sum_n I_{n-} e^{j\phi_{n-}} \begin{bmatrix} 1 \\ a^n \\ a^{-n} \end{bmatrix} + \sum_n I_{n0} e^{j\phi_{n0}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中: $a = e^{j2\pi/3}$

定义三相电流扇合矢量 \hat{i}_{abc} 为:

$$\hat{i}_{abc} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^n & a^{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} I_{1+} e^{j\phi_{1+}} + I_{2+} e^{j\phi_{2+}} + I_{30} e^{j\phi_{30}} + I_{4+} e^{j\phi_{4+}} + I_{5+} e^{j\phi_{5+}} + \dots = \\ \sqrt{2} I_{1+} \sin(\omega t + \phi_{1+}) + \sqrt{2} I_{2+} \sin(2\omega t + \phi_{2+}) + \\ \sqrt{2} I_{30} \sin(3\omega t + \phi_{30}) + \sqrt{2} I_{4+} \sin(4\omega t + \phi_{4+}) + \\ \sqrt{2} I_{5+} \sin(5\omega t + \phi_{5+}) + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

可见电流扇合矢量中除含基波正序分量外,还含有高次正序分量,以及 $3n$ 次谐波的零序分量,用同样方法可以将三相电压扇合为 \hat{U}_{abc}

$$\begin{aligned} \hat{U}_{abc} = \sqrt{2} U_{1+} \sin(\omega t + \theta_{1+}) + \sqrt{2} U_{2+} \sin(2\omega t + \theta_{2+}) + \\ \sqrt{2} U_{30} \sin(3\omega t + \theta_{30}) + \sqrt{2} U_{4+} \sin(4\omega t + \theta_{4+}) + \\ \sqrt{2} U_{5+} \sin(5\omega t + \theta_{5+}) + \dots \end{aligned} \quad (4)$$

我们称 $C = \begin{bmatrix} 1 & a^n & a^{2n} \end{bmatrix}$ 为扇合变换向量,其元素与谐波次数 n 有关。这正是我们所希望的,因为这样一来按式(3)求扇合矢量的各采样点的值只要将 i_a 、迟后 $\frac{2}{3}\pi$ 的 i_b 、迟后 $\frac{4}{3}\pi$ 的 i_c 相加再除以3就得到了。

从三相电压扇合矢量 \hat{U}_{abc} 中提取基波正序分量

$U_{1+} = \sqrt{2} U_{1+} \sin(\omega t + \theta_{1+})$, 从三相电流扇合矢量 \hat{i}_{abc} 中提取基波正序分量 $I_{1+} = \sqrt{2} I_{1+} \sin(\omega t + \phi_{1+})$, 则 I_{1+} 在 U_{1+} 方向的分量就是基波正序电流有功分量 I_{1P+} , 将该扇合矢量 I_{1P+} 展开就得到三相各相的基波正序有功电流, i_{1Pa} 、 i_{1Pb} 、 i_{1Pc} 如图1所示。

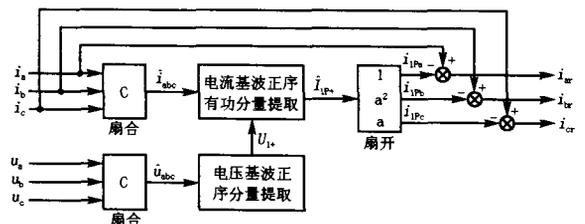


图1 谐波、基波负序、零序及基波无功电流检测原理
Fig.1 The detecting principle of harmonics, fundamental negative current, zero current and fundamental reactive current

图中 $C = \begin{bmatrix} 1 & a^n & a^{2n} \end{bmatrix}$ 为扇合变换向量, i_{1ar} 、 i_{1br} 、 i_{1cr} 为各相补偿信号电流。

2 DFT 基相量循环移位性质

设原采样序列 $x(n)$ $0 \leq n \leq N-1$

新采样序列 $x((n+m))_N = X(n+m, \text{mod } N)$

$0 \leq n \leq N-1$

式中: $x((n+m))_N$ 或 $X(n+m, \text{mod } N)$ 意思是对 $n+m$ 作模 N 运算。新采样序列是原采样序列中丢掉最旧的 m 个数据, 顺序加入 m 个新的采样数据的结果。DFT 的时间循环移位性质^[6]

若
$$x(n) \xrightarrow{DFT} X(k)$$

则
$$x((n+m))_N \xrightarrow{DFT} X(k) \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}km} \quad (5)$$

若以原序列基波 ($k=1$) 相量为参考相量, 时域中将数据循环左移 m 拍则新序列的基波相量相对于原参考相量逆时针移了 $\frac{2\pi}{N}m$ 角, 如图 2 所示。

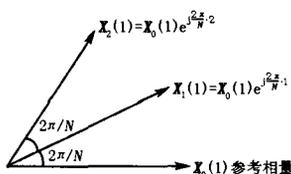


图 2 时域循环移位与频域基向量位移

Fig.2 The cyclic shift character in time-field and shift character of base-phasor in frequency-field

DFT 的基相量循环移位性质

考虑序列

$$y(n) = x(n+m, \text{mod } N)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

这是对序列 $x(n+m, \text{mod } N)$ 中每一项都加

了固定相移 $e^{-j\frac{2\pi}{N}km}$, 而不改变幅值得到的新序列,

则 $DFT[y(n)] = DFT[x(n+m, \text{mod } N)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}] =$

$$\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n+m, \text{mod } N) e^{-j\frac{2\pi}{N}km} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} =$$

$$\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n+m, \text{mod } N) e^{-j\frac{2\pi}{N}k(n+m, \text{mod } N)} =$$

$$DFT[x(n)] \quad (6)$$

式(6)中说明经因子 $e^{-j\frac{2\pi}{N}km}$ 改造后的序列 $y(n)$

的基波相量的相角是相对于逆时针旋转了 $\frac{2\pi}{N}m$ 的

基相量的相角。如果循环移出, 移进的 m 个数据一一相等, 则各次谐波相角相对于循环移位后的基相量角度不变, 否则相角将发生变化。我们称此为 DFT 基相量循环移位性质。

3 电流扇合矢量 \hat{i}_{abc} 基波正序有功分量的提取

以 u_a 正向过零为同步起点, 整周期等间隔同步

采样 \hat{u}_{abc} 、 \hat{i}_{abc} , 并按式(6)计算各自基波相量。

式(6)中 x 各自以 \hat{u}_{abc} 、 \hat{i}_{abc} 代之。

取 $K=1$, 得基波分量

$$X_m(1) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n+m, \text{mod } N) e^{-j\frac{2\pi}{N}(n+m, \text{mod } N)} \quad (7)$$

式(7)说明可以在数据缓冲区中按递推方式分别保存 N 组数据

$$F(n+m, \text{mod } N) = x(n+m, \text{mod } N) e^{-j\frac{2\pi}{N}(n+m, \text{mod } N)}$$

按式(7)计算并保存上一拍基波分量 $X_0(1)$,

则下一拍基波分量为

$$x_1(1) = x_0(1) + \frac{2}{N} [F(N) - F(0)] = a + jb \quad (8)$$

$$\text{则 } \hat{u}_{abc} \text{ 基波相角 } \theta = \arctan \frac{b_u}{a_u} \quad (9)$$

$$\hat{i}_{abc} \text{ 基波相角 } \varphi = \arctan \frac{b_i}{a_i} \quad (10)$$

电流扇合矢量 \hat{i}_{abc} 的基波正序有功分量为

$$I_{1P} = I_1 \cos(\theta - \varphi) \quad (11)$$

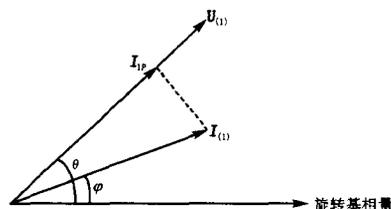


图 3 旋转基相量与电压、电流基波相量

Fig.3 Circumvolution base-phasor, fundamental voltage and fundamental current phasor

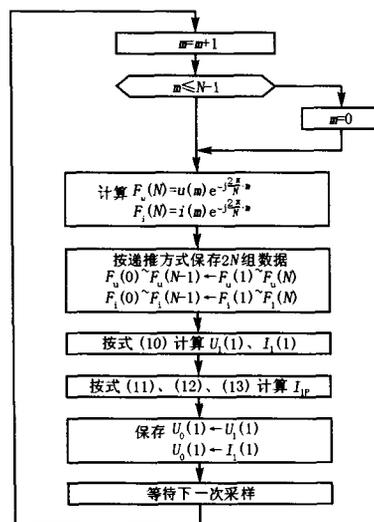


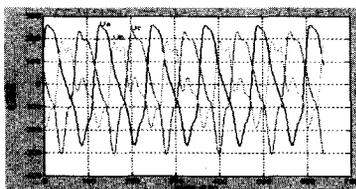
图 4 正序基波有功电流递推算算法流程

Fig.4 Flow chart of recursive algorithms for fundamental positive active current

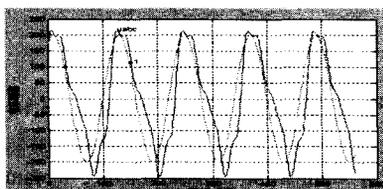
计算 \hat{i}_{abc} 基波正序有功分量的算法流程如图 4 所示。

4 仿真研究

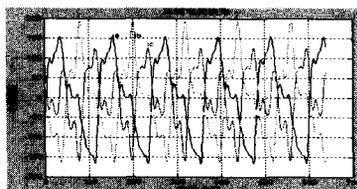
为验证本文提出的扇合矢量方法的正确性, 本文用 Matlab 对不对称三相电压、不对称三相电流系统作仿真证明, 图 5(a)为三相不对称电压波形; 图 5(b)是三相扇合电压(与理论值重合)及从扇合电压中提取的基波正序电压波形, 其峰值为 200 正是给定的电压峰值; 图 5(c)是三相不对称电流波形; 图 5(d)是三相扇合电流及基波正序电流, 其峰值 100 也正是给定的电流峰值; 图 5(e)是基波正序电压、基波正序电流及基波正序有功电流波形, 由于基波正序电压、电流相差 $\pi/3$, 所以有功电流峰值为 50; 图 5(f)是扇开后的三相基波正序有功电流波形; 图 5(g)是三相广义谐波电流(三相补偿电流指令信号)。



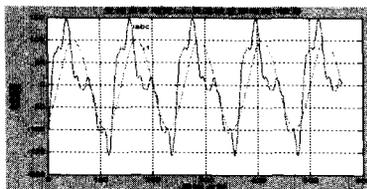
(a) 三相不对称电压波形



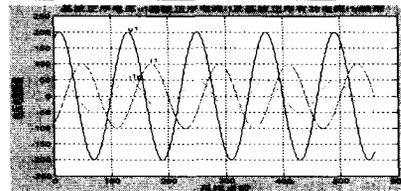
(b) 三相扇合电压及基波正序电压波形



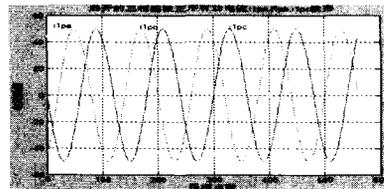
(c) 三相不对称电流波形



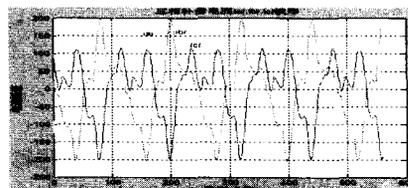
(d) 三相扇合电流及基波正序电流



(e) 基波正序电压、基波正序电流及基波正序有功电流波形



(f) 扇开后的三相基波正序有功电流波形



(g) 三相广义谐波电流

图 5 Matlab 仿真波形

Fig.5 Matlab simulation wave

5 结束语

仿真表明将扇合矢量方式推广应用于三相不对称系统是正确的, 扇合矢量法使三相系统简化为单相系统, 简化了系统电流基波有功分量的提取。基于 DFT 的基相量循环移位性质, 使得基波相量的提取有了递推的方法。对于每一个新采样数据都可以更新一次基波有功电流提高了分析实时性, 减少了计算量。当电网频率有波动时还应考虑频谱泄漏带来的误差以及减少误差的方法^[7]。

参考文献

- [1] Kagi A, Kanegauway H, Nabaes A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switch Devices without Energy Storage Components [J]. IEEE Trans on Ind, 1984 20(3):625-630.
- [2] 杨万开, 肖湘宁, 杨以涵. 电网中三相电压不对称谐波及负序电流检测方法的研究[J]. 电网技术, 1997, 21(11): 45-48.
YANG Wan-kai, XIAO Xiang-ning, YANG Yi-han. A Detecting Method for Harmonic and Negative Sequence Current Under Unsymmetrical Power System Voltage [J]. Power System Tehnology, 1997, 21(11): 45-48.

(下转第 78 页 continued on page 78)

异常或缺陷,及时发现保护的不正确动作行为,防止和避免误跳断路器事件的发生。但近年来微机保护的大量应用,使压板的作用与概念产生了一些变化和区别。

以国产微机保护为例,该类装置出于对传统保护的继承性,一般设有许多压板,分别装于保护装置的输出和输入回路。其中,输出回路由于仍较多采用带有机械触点的继电器,故压板的作用与概念与传统保护基本一致,但这些压板通常由装置内的多个保护公用,一般不经常操作。而装于保护输入回路的压板通常作为装置内某个保护的投入或切换压板具有较高的操作概率。这些压板与传统保护的压板在功能上有所区别,其作用仅仅是将某个工作电平(通常接通为高电平,断开为低电平)经光电耦合后加至保护的输入口上,供CPU读取,并据此修改保护的某个控制字,以控制程序的流向,来完成不同的逻辑操作。这些压板的两端正常时是应该有电压的(24V左右),若无电压或电压不正常,反而可能使保护CPU读取的数据出错或使压板失去作用。导致保护不能正常工作。

还有些进口的国外保护,其输出回路采用了可控硅、晶闸管一类的无触点电子开关,这些元件在截止(关断)时,开口端会有较高的悬浮电压,这个悬浮电压往往会反映在出口压板两端,也就是说这种情况下压板两端有电压是正常的。

3 结语

针对出口压板两端有电压一旦压上有可能产生

直接跳开关的后果以及微机保护输入回路压板正常情况下应该有电压的情况,建议采取以下防范措施:

1) 应将更多的注意力转移到检查保护装置有无异常指示或信号、其人机界面有无异常信息上来。确保不发生因保护装置本身原因造成的非故障跳闸。

2) 开关合位时要检测出口压板确无电压,对应于保护功能压板不需要检测。

3) 对失灵压板,为避免可能影响外回路,在启用前建议测量电压。

4) 退出保护时应先断出口压板,后断投入压板,保护投入时反之。

5) 接通出口压板前,选用高内阻电压表测量压板两端确无电压。以防止保护存在有可能导致断路器跳闸的异常或缺陷造成误跳断路器。

6) 不主张使用万用表测量压板两端确无电压,防止放错档位导致误跳闸。

7) 为防止各点对地电位有悬浮产生的误差,导致测量结果不正确,不主张采取测量两端对地无异性电压的方法。

收稿日期: 2006-08-21; 修回日期: 2006-10-16

作者简介:

汪洪明(1971-),男,工程师/技师,长期从事变电运行工作; E-mail: wanghongming01@163.com

杨妮娜(1978-),女,助工,现从事变电运行培训工作。

(上接第48页 continued from page 48)

- [3] 马大铭,朱东起,高景德. 三相电压不对称谐波和无功电流的准确检测[J]. 清华大学学报,1997,37(4): 7-10.
MA Da-ming, ZHU Dong-qi, GAO Jing-de. Accurate Detection for Harmonics and Reactive Currents in the Case of Unsymmetrical Three-phase Voltages[J]. Journal of Tsinghua University (Sci & Tech), 1997, 37(4): 7-10.
- [4] 杨杰,赖声礼,吴淑泉,等. 一种改进的三相电路谐波和负序电流检测方法研究[J]. 华北电力技术,2002,(12): 10-12.
YANG Jie, LAI Sheng-li, WU Shu-quan. Research on Improved Detecting Method for Harmonics and Negative Sequence Current in Three-phase Circuit[J]. North China Electric Power, 2002,(12): 10-12.
- [5] 王文举,吴志敢,贺益康. 基于同步相关滤波的广义谐波检测[J]. 电工电能新技术, 2000, (3): 6-11.
WANG Wen-ju, WU Zhi-gan, HE Yi-kang. Detection of

Generalized Harmonics Based on In-phase Correlation Filtering Technique[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2000, (3): 6-11.

- [6] 吴湘滇. 信号系统与信号处理[M]. 北京:电子工业出版社,1996.
WU Xiang-dian. Beaconage and Signal Dispose[M]. Beijing: Electron & Industry Publishing Company, 1996.
- [7] 马仁政, 陈明凯. 减少频谱泄漏的一种自适应采样算法[J]. 电力系统自动化, 2002,26(7): 55-58.
MA Ren-zheng, CHEN Ming-kai. An Adaptive Sampling Algorithm for Reducing Spectrum Leakage[J]. Automation of Electric Power Systems, 2002,26(7): 55-58.

收稿日期: 2006-09-05; 修回日期: 2006-10-18

作者简介:

郑翔骥(1978-),男,博士研究生,助教,研究方向为电力电子与控制技术. E-mail: zxj_9615@163.com