



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2402452

引用格式:王宇飞,王海云,武家辉.基于改进二阶广义积分器的交流电压幅值检测方法[J].科学技术与工程,2025,25(3):1093-1101.

Wang Yufei, Wang Haiyun, Wu Jiahui. Voltage amplitude detection method based on improved secondorder generalized integrator[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(3): 1093-1101.

基于改进二阶广义积分器的交流电压幅值检测方法

王宇飞,王海云*,武家辉
(新疆大学电气工程学院,乌鲁木齐 830047)

摘要 在对电压幅值检测精度的要求逐年增高的背景下,针对现有电压幅值检测方法易受谐波分量与直流分量干扰,进而导致检测精度不足的问题,提出了基于改进二阶广义积分器的电压幅值检测方法。首先分析了故障后电压的成分变化,证明了故障电压中谐波分量与直流分量的存在;随后分析了正余弦分量法与传统二阶广义积分法的电压幅值检测原理与性能;然后将传统二阶广义积分器中不含直流分量的输出量作为改进二阶广义积分器第二个模块的输入量,从而实现了对直流分量的有效滤除,并对改进二阶广义积分器在不同增益系数下的伯德图、零极点与阶跃响应进行分析,综合考虑滤波效果、稳定性与响应速度等因素的影响,选取了最优增益系数;最后进行仿真验证。结果表明本文所提方法相较于其他两种方法,具有更强的谐波、直流分量滤除能力与更高的精度。

关键词 电压幅值检测;二阶广义积分器;谐波分量;直流分量

中图分类号 TM734; **文献标志码** A

Voltage Amplitude Detection Method Based on Improved Second-order Generalized Integrator

WANG Yu-fei, WANG Hai-yun*, WU Jia-hui
(School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830047, China)

[Abstract] Under the background that the accuracy of voltage amplitude detection is increasing year by year, a voltage amplitude detection method based on improved second-order generalized integrator was proposed to solve the problem that the existing voltage amplitude detection methods were susceptible to the interference of harmonic and DC components, which led to insufficient detection accuracy. First, the composition change of voltage after fault was analyzed, and the existence of harmonic component and DC component in fault voltage was proved. Then, the principle and performance of voltage amplitude detection by sine-cosine component method and traditional second-order generalized integral method were analyzed. Then, the output of traditional second-order generalized integrator without DC component was taken as the input of the improved second-order generalized integrator's second module. In this way, the effective filtering of the DC component was realized, and the Bode diagram, zero pole and step response of the improved second-order generalized integrator under different gain coefficients were analyzed. The optimal gain coefficient was selected considering the influence of filtering effect, stability and response speed. Finally, the simulation results show that the method proposed in this chapter has stronger filtering ability and higher precision than the other two methods.

[Keywords] voltage amplitude detection; SOGI; harmonic component; direct current component

随着社会进步,电能质量问题对各行各业所造成的困扰也日益增多^[1-3],所造成的经济损失也越来越大,针对目前电网中大量敏感型负荷接入的现状^[4-6],当电网发生电压暂降时,如何准确快速地识别是保证供电质量的前提,目前国内外对交流电压幅值检测的研究与应用,主要分为基于变换域的检

测方法与基于时域的检测方法两类。

基于变换域的短时傅里叶变换检测算法,通过处理短窗函数内的电压信息^[7],进而得到电压的幅值信息,但该方法只能在设定好的固定范围内对电压幅值进行检测,具有一定的局限性。为解决以上问题,文献[8]提出了针对不同频率能够进行伸缩

收稿日期:2024-04-06 修订日期:2024-07-18

基金项目:国家重点研发计划(2021YFB1507005)

第一作者:王宇飞(1999—),男,汉族,黑龙江密山人,硕士研究生。研究方向:电力系统保护与控制。E-mail:844294652@qq.com。

*通信作者:王海云(1973—),女,汉族,山东平度人,教授,博士研究生导师。研究方向:可再生能源发电与并网技术。E-mail:why@xju.edu.cn。

投稿网址:www.stae.com.cn

平移运算,并且对微弱、不平稳信号能够进行有效处理的小波变换检测法。文献[9]根据小波变换模极大值理论,采用将频域与时域相结合的方法对电压幅值进行检测,以上方法虽然具有一定的优势,但计算量较大,对计算能力提出了较高要求,且对谐波与噪声等干扰的抑制能力不足,因此并不满足当下对于交流电压幅值检测精度的要求。

基于时域的电压幅值检测方法是国内外学者的研究热点,目前已被广泛应用,文献[10]提出了瞬时 $d-q$ 变换法,通过求导的方式构造出三相虚拟电压,该方法虽然提高了检测速度,但却放大了电压中的谐波与噪声干扰,降低了电压幅值的检测精度。文献[11]提出三相同时刻采样值算法,由于故障后三个独立相电压的跌落速度高于综合电压的跌落速度,因此该方法通过构造三相综合电压与三相独立电压,提高了电压的检测速度。文献[12]通过构造正交信号与延时采样的方法,实现正、负序电压幅值与相位的快速精确检测,但目前以正、负序电压幅值作为电压幅值检测指标的研究较少,该方法为电压幅值检测提供了一种新思路。文献[13]提出计及衰减直流分量的电压半周期检测法,该方法能够滤除电压中的非周期分量与奇次谐波,但系统中存在的偶次谐波会对检测精度产生影响。文献[14]通过采集故障电压中三个采样点的幅值、相位、频率等信息,从而拟合出正弦电压曲线,实现电压幅值的快速测量,但该方法默认电压曲线为标准正弦,但实际故障后的电压曲线会出现一定程度畸变,检测精确度有待进一步提高。文献[15]提出正余弦分量检测法,能够在一定程度上提高电压幅值检测的性能,但该方法所用到的微分环节在工程中较难实现,且需要对微分环节产生的谐波进行滤波处理,存在一定的时间延迟。文献[16]考虑了构造基波正交信号导致的谐波问题,通过延时系数与谐波阶数之间的关系消除谐波的干扰,但该方法同样存在一定的延时问题。文献[17]中所用基于传统二阶广义积分器的电压幅值检测方法,其本身对谐波具有较好的滤除效果,解决了因滤除谐波而产生的延时问题,但该方法无法处理故障后电压中产生的直流分量,检测精度有待进一步提高。因此,亟需一种不通过额外添加延时滤波器的方式实现对谐波与直流分量有效滤除的电压幅值检测方法。

综上所述,首先分析电网故障后电压成分的变化,证明故障电压中谐波分量与直流分量的存在,随后分析正余弦分量法与传统二阶广义积分法的电压幅值检测原理与性能,然后将传统二阶广义积分器中不含直流分量的输出量作为第二个模块的输入量,从而实现直流分量的有效滤除,并对

改进二阶广义积分器在不同增益系数下的伯德图、零极点与阶跃响应进行分析,综合考虑滤波效果、稳定性与响应速度等因素的影响,选取了最优增益系数。最后进行仿真验证本文所提方法的有效性。

1 故障后电压成分变化分析

1.1 故障后电压谐波分量产生原因

以高压直流输电系统为例分析故障后电压的成分变化。由于电力系统中的换流器具有非线性属性,在正常运行时会产生大量的特征谐波,在交流系统发生故障后会产生大量的非特征谐波,但是由于高压直流输电系统对非特征谐波没有合适的滤波器进行消除,因此非特征谐波的存在对于电能质量来说是一种“污染”,严重影响电压幅值检测的精度,下面对交直流系统故障后,非特征谐波产生的原因进行分析。

下面将调制理论应用于高压直流输电系统的换流器中,其基本原理是将换流器视为连接直流系统与交流系统的一个非线性开关电路,用来描述换流器输入与输出的非线性传递过程,换流器交直流侧电压的开关函数模型可表示为

$$U_d = u_a S_a + u_b S_b + u_c S_c \quad (1)$$

式(1)中: U_d 为直流侧电压, u_a 、 u_b 、 u_c 为换流母线三相电压, S_a 、 S_b 、 S_c 为换流母线三相电压对应的开关函数,定义开关函数的导通值为1,关断值为0,且周期为50 Hz。

由于换流器的换流阀依次相差 60° 轮流导通,因此,三相电压的开关函数的级数形式表达为

$$\begin{cases} S_a = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n(\omega t) \\ S_b = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ S_c = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中: ω 为系统的角频率; a_n 为12脉动换流器的电压开关函数系数,其表达式为

$$a_n = \left(\frac{4}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\pi}{6} \cos \frac{n\mu}{2}\right) \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \frac{n\pi}{6}\right) \quad (3)$$

式(3)中: μ 为换流器的换相角。

当系统正常运行时,交流系统换相电压处于三相对称状态,但当系统发生故障后,交流系统三相电压的平衡被打破,将不再对称。为了更好地分析各相电压在故障期间的状态,根据序分量分析方法,将三相电压不对称分量分解为正序、负序、零序分量的叠加形式,并对其进行傅里叶级数展开,其表达式为

$$\begin{cases} u_a = \sum_{p=-1,0,1} \sum_{m=1}^{\infty} u_{pm} \cos(\omega_m t + \varphi_{pm}) \\ u_b = \sum_{p=-1,0,1} \sum_{m=1}^{\infty} u_{pm} \cos\left(\omega_m t + \varphi_{pm} - \frac{2p\pi}{3}\right) \\ u_c = \sum_{p=-1,0,1} \sum_{m=1}^{\infty} u_{pm} \cos\left(\omega_m t + \varphi_{pm} + \frac{2p\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4)$$

式(4)中: $p=1, 0, -1$ 分别表示正序、零序、负序分量; u_{pm}, φ_{pm} 分别表示故障后各序分量的电压幅值与相位,且各序分量的电压幅值、相位均不相等。

将式(2)~式(4)代入式(1)整理可得

$$U_d = \sum_{p=-1,0,1} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[a_n u_{pm} \cos(\omega_m t + \varphi_{pm}) \cos n(\omega t) + a_n u_{pm} \cos\left(\omega_m t + \varphi_{pm} - \frac{2p\pi}{3}\right) \cos n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + a_n u_{pm} \cos\left(\omega_m t + \varphi_{pm} + \frac{2p\pi}{3}\right) \cos n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (5)$$

对于零序分量即 $p=0$ 时,由于三相电压开关函数是对称的,因此式(5)中三相电压相加为零,零序分量 $U_{d0} \equiv 0$ 。

对于正、负序分量即 $p=1, -1$ 时,由式(3)可知,当 n 等于 2 或 3 的整数倍,即 $n=2k$ 或 $3k$ 时, $a_n=0$,由于目前高压直流输电多采用 12 脉动换流器,当交流系统发生故障后,交流侧频率为 ω_m 的正、负序谐波分量会在直流侧产生频率为 $\omega_m \pm (12k \pm 1)\omega$ 的正、负序谐波分量,但由于交直流侧谐波据有传递特性,直流侧的谐波分量又会在交流侧产生次数加 1 或减 1 的谐波分量,因此高压直流输电系统换流母线的故障电压中会存在各次的非特征谐波分量。

在高压直流输电系统逆变侧交流系统中设置单相接地故障,并通过快速傅里叶变换方法对换流母线电压进行检测,其含有的各次电压谐波分量如图 1 所示。

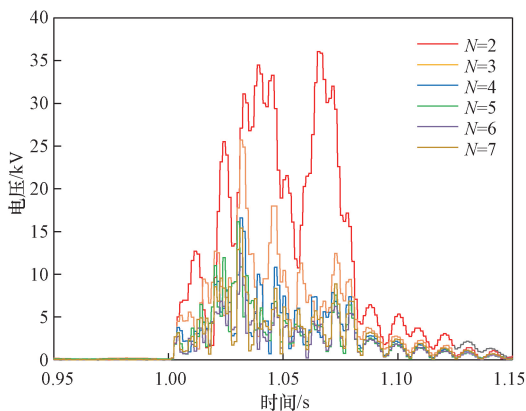


图 1 故障电压中的谐波分量

Fig. 1 Harmonic component of fault voltage

1.2 故障后电压直流分量产生原因

当系统发生故障后,故障电压中会存在振荡的周期分量与衰减的直流分量,直流分量的存在会造成信号的误判,对电气量等信号的采集产生不利影响,建立简化三相电源供电模型并在受电端设置单相接地故障,用以分析故障电压中直流分量产生的原因,其电路如图 2 所示。

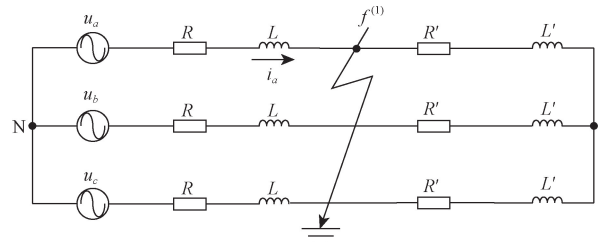


图 2 单相接地故障简化电路

Fig. 2 Single-phase ground fault reduction circuit

假设在 $t=0$ 时刻发生 A 相接地故障,以故障相作为研究目标,列写微分方程为

$$Ri + L \frac{di}{dt} = u_m \cos \omega t \quad (6)$$

式(6)中: R, L, i 分别为等效电路的电阻、电感与回路电流; u_m 表示电压的幅值。

对式(6)微分方程进行求解,可得故障全电流表达式为

$$i = i_f + i_{df} = I_{fm} \cos(\omega t - \varphi) + Ce^{-t/T} \quad (7)$$

由于电感中电流不能发生突变的元件特性,因此发生短路前的电流瞬时值应与发生短路后的电流瞬时值相等,可将式(7)整理为

$$i = i_f + i_{df} = I_{fm} \cos(\omega t - \varphi) + [I_m \cos(\omega t - \varphi) - I_{fm} \cos(\omega t - \varphi)] e^{-t/T} \quad (8)$$

式(8)中: i_f 为短路电流的周期分量; i_{df} 为短路电流的直流分量; I_m 为短路前电流的幅值; I_{fm} 为短路电流周期分量的幅值; T 为直流分量的衰减时间常数。

电路中的电感元件在稳态时存储能量,当电路发生故障时释放能量以维持系统稳定,但由于电感中的电流不能突变,因此将会产生一个反方向的直流分量,并且其幅度大小随着时间的推移逐渐衰减。当系统发生接地故障时,由于系统的用电侧与故障接地点之间会存在一定的电阻,并通过大地形成一个回路供电流流通,因此电流直流分量会在此回路中形成电压直流分量,进而影响电压幅值检测的精度。

在逆变侧交流系统中设置单相接地故障,并通过 FFT 快速傅里叶变换方法对换流母线电压进行检测,其含有的直流分量如图 3 所示。

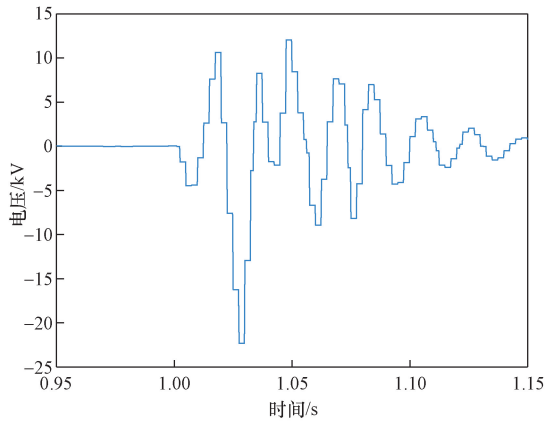


图3 故障电压中的直流分量

Fig. 3 Direct current component in fault voltage

2 现有电压幅值检测方法

2.1 正余弦分量法

基于正余弦分量的电压幅值检测方法首先由陈树勇教授提出,该方法解决了采用零序电压检测法对单相接地故障进行检测时,检测速度受故障时刻影响的问题,即故障发生于电压峰值时刻的检测速度快,故障发生于电压过零时刻的检测速度慢的问题。

正余弦分量法通过式(9)实现对电压幅值的检测,即

$$\begin{cases} u = u_m \cos(\theta + \varphi) = a \cos\theta + b \sin\theta \\ a = u \cos\theta - u' \sin\theta \\ b = u \sin\theta + u' \cos\theta \\ u_m = \sqrt{a^2 + b^2} \end{cases} \quad (9)$$

式(9)中: θ 为旋转参考坐标; φ 为待检测电压的相角; $u' = (du/dt)/\omega = b \cos\theta - a \sin\theta$; $\omega = d\theta/dt$ 为电压的角频率; a 和 b 分别为待测电压正弦与余弦分量的幅值。

正余弦分量法的逻辑结构如图4所示,其中 s 为拉氏算子。

该方法通过对待测电压 u 进行微分的方式构建正弦、余弦分量,从而实现电压幅值的检测,虽然能在一定程度上提高电压幅值检测的性能,但仍存在一些缺陷,例如,该方法所用到的微分环节在工程中较难实现,当电压出现阶跃时检测精度大幅下降,易受故障后电压中出现的谐波、直流分量与微分

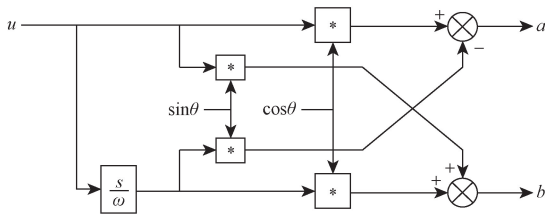


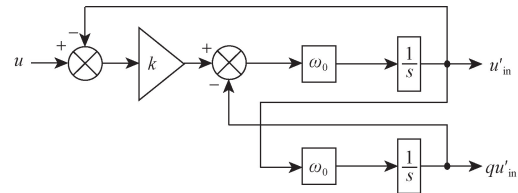
图4 正余弦分量法逻辑结构

Fig. 4 Sine-cosine component method logical structure

计算时引入的谐波噪声干扰,因此,在使用该方法时需要延后进行滤波处理,但添加延时滤波环节会在一定程度上降低该检测方法的响应速度。

2.2 传统二阶广义积分法

传统二阶广义积分器(second order generalized integrator, SOGI)能够无静差地提取输入的正弦信号,同时通过内部运算得到一个与输入信号正交的输出信号,该方法对谐波有一定的滤除作用,能够有效解决输入信号中的谐波分量干扰问题。其逻辑结构如图5所示。



u'_{in} 、 qu'_{in} 为输出的一组正交信号; k 为传统二阶广义积分器的增益系数; ω_0 为传统二阶广义积分器的中心频率,本文中取电网频率,

$$\text{即 } \omega_0 = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$$

图5 传统二阶广义积分法逻辑结构

Fig. 5 Traditional second-order generalized integral logical structure

其特征闭环传递函数分别以 $D_1(s)$ 、 $Q_1(s)$ 表示为

$$\begin{cases} D_1(s) = \frac{u'_{in}(s)}{u} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \\ Q_1(s) = \frac{qu'_{in}(s)}{u} = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \end{cases} \quad (10)$$

通过式(10)可以得到表示输出信号幅频与相频特性的公式,以输出信号 u'_{in} 为例整理可得,有

$$\begin{cases} |D_1| = \frac{k\omega_0\omega}{\sqrt{(k\omega_0\omega)^2 + (\omega^2 - \omega_0^2)^2}} \\ \angle D_1 = \arctan\left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{k\omega_0\omega}\right) \end{cases} \quad (11)$$

并且输出信号 u'_{in} 与 qu'_{in} 之间的幅值与相位关系为

$$\begin{cases} |Q_1| = \frac{\omega_0}{\omega} |D_1| \\ \angle Q_1 = \angle D_1 - \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (12)$$

根据式(11)与式(12)可以看出,当输入的电压信号频率与传统二阶广义积分器的中心频率相等时,即当 $\omega = \omega_0$ 时,输出信号幅值有 $|D_1| = |Q_1|$ 的关系,表示此时可以对输入的电压信号幅值进行无静差跟踪,并且输出信号的相位不受输入信号频率的影响,始终保持相差 90° ,即输出信号 u'_{in} 与输出信号 qu'_{in} 正交。

根据式(11)绘制 $D_1(s)$ 在不同增益系数下的幅频特性与相频特性如图6所示。

由 $D_1(s)$ 的幅频特性可以看出,当频率与中心频率不相等时,其增益为负,说明其输出信号对高频与低频信号皆具有良好的抑制效果,因此可有效滤除输入信号中的谐波分量与直流分量。

根据式(3)~式(12)绘制 $Q_1(s)$ 在不同增益系数下的幅频特性与相频特性如图7所示。

由 $Q_1(s)$ 的幅频特性可以看出,当频率大于中心

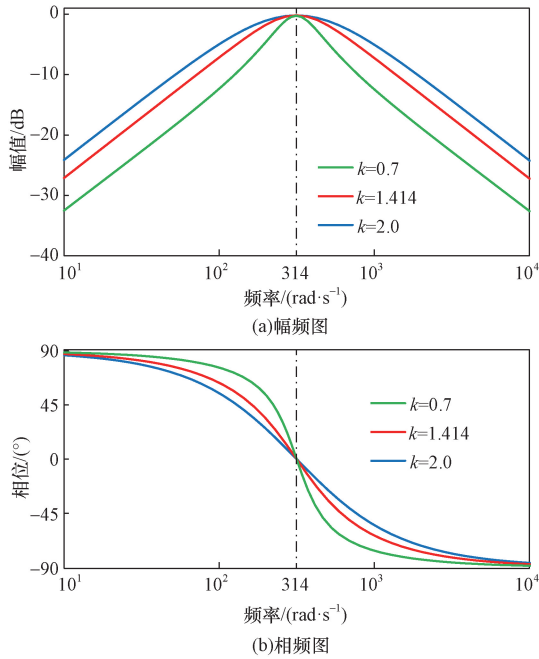


图6 $D_1(s)$ 的幅频与相频图

Fig. 6 Amplitude-frequency and phase-frequency diagram of $D_1(s)$

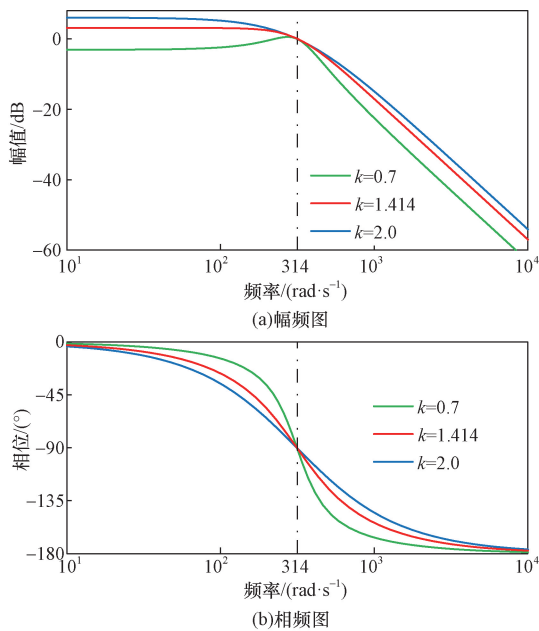


图7 $Q_1(s)$ 的幅频与相频图

Fig. 7 Amplitude-frequency and phase-frequency diagram of $Q_1(s)$

频率时具有良好的滤波效果,但当频率小于谐振频率时其滤波效果不佳,甚至会对低频信号产生放大作用,因此 $Q_1(s)$ 无法消除电压中直流分量的影响。

增益系数 k 的取值不会对两输出量之间的相位关系与中心频率产生影响,但会影响系统的响应效果,如当 k 取 2.0 时, $Q_1(s)$ 对低频分量为正增益,当 k 取 0.7 时,虽然 $Q_1(s)$ 对低频分量产生负增益效果,但由于其负增益的程度很小,因此无法实现对直流分量的有效抑制。

基于传统二阶广义积分器的电压幅值检测方法由两个正交的输出信号组成,其计算公式为

$$u_m = \sqrt{(u'_{in})^2 + (qu'_{in})^2} \quad (13)$$

根据上述分析可知,基于传统二阶广义积分器的电压幅值检测方法本身对谐波具有良好的抑制效果,因此不需要增加额外的延时滤波环节,相较于正余弦分量法,电压幅值检测速度与精度得到了提高,但由于 qu'_{in} 的存在,使得该检测方法对于输入信号中直流分量的滤除效果较差,从而造成电压幅值检测结果存在一定的误差。

正余弦分量法与传统二阶广义积分法为电力系统中常用的交流电压幅值检测方法,本文中将以这两种方法作为对比方法,由于以上两种交流电压幅值检测方法均存在对谐波、直流分量滤除效果不佳的问题,因此如何在不使用延时滤波器的条件下将谐波与直流分量等扰动量滤除为以下研究的重点。

3 基于改进二阶广义积分器的电压幅值检测方法

3.1 改进二阶广义积分器

针对传统二阶广义积分器的 $Q_1(s)$ 部分只能滤除谐波分量,但无法避免直流分量对其产生影响,从而导致电压幅值检测精度不足的问题,提出了基于改进二阶广义积分器的电压幅值检测方法,改进二阶广义积分器的逻辑结构如图8所示。

由于传统二级广义积分器的 $D_1(s)$ 部分可以将输入信号的直流分量全部滤除,因此将其输出电压作为输入量输入到第二个模块之中,此时改进二阶广义积分器的输出量 u''_{in} 与 qu''_{in} 将不再受直流分量的影响,同时也保留了对谐波分量的滤除能力,改进二阶广义积分器的传递函数为

$$\begin{cases} D_2(s) = \frac{u''_{in}(s)}{u} = \frac{(k\omega_0 s)^2}{(s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2)^2} \\ Q_2(s) = \frac{qu''_{in}(s)}{u} = \frac{k^2 \omega_0^2 s^2 (\omega_0 - s)}{(\omega_0 + s)(s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2)^2} \end{cases} \quad (14)$$

根据改进型二阶广义积分器的传递函数可以得到其伯德图,如图9、图10所示。

由式(14)及图9、图10可以分析得出,输出电压 u''_{in} 与 qu''_{in} 在中心频率处具有 90° 的相位差,即呈正交关系。当输入电压频率等于中心频率时,输出电压幅值与输入电压幅值相等,因此表明该方法可以准确检测出输入电压基波幅值,并且输出电压的相位角 φ 为零,表明该方法能够紧密跟随输入电压,不会产生相位偏差。当输入电压频率偏离谐振频率时,即大于或小于中心频率时,输出电压幅值均明显减小,虽然输出电压的相位角与实际输入电压的相位角存在一个小的相位偏差,但由于谐波分量

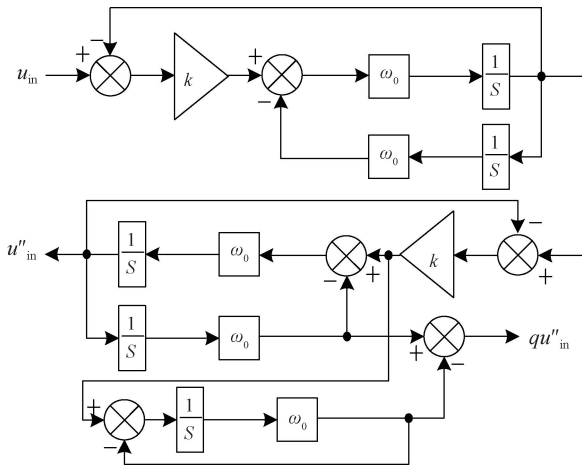


图8 改进二阶广义积分器逻辑结构
Fig. 8 Improved second order generalized integrator logical structure

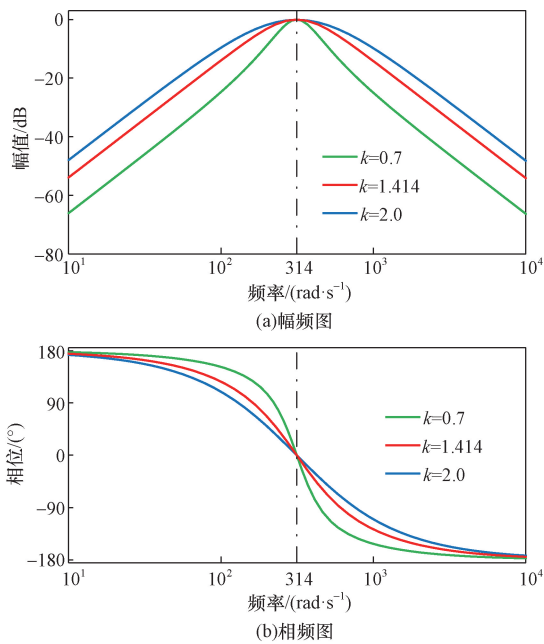


图9 $D_2(s)$ 的幅频与相频图
Fig. 9 Amplitude and phase-frequency diagram of $D_2(s)$

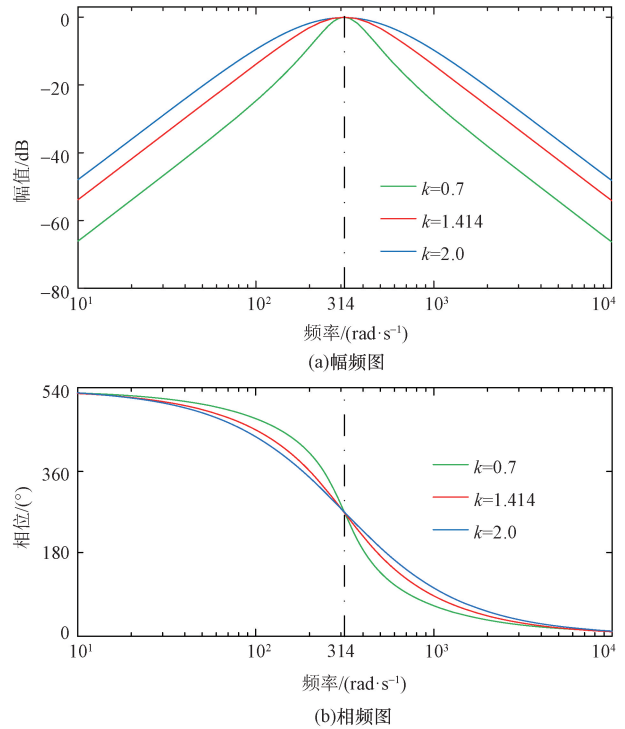


图10 $Q_2(s)$ 的幅频与相频图

Fig. 10 Amplitude and phase-frequency diagram of $Q_2(s)$

与直流分量在改进二阶广义积分器内部运算的作用下被滤除,因此其产生的相位偏差可近似忽略。

以上分析表明,该方法对偏离中心频率的输入量均产生良好抑制作用,能够有效减少谐波分量与直流分量对电压幅值检测的影响,所得电压幅值检测结果相比于传统二阶广义积分法准确性更高,鲁棒性更强。

3.2 增益系数的选取

增益系数 k 为量化系统响应特性的重要指标,通常用于描述系统输出量随输入量的变化程度,对系统稳定性与响应速度有着至关重要的作用,是控制系统设计中不可或缺的重要参数。由图9可以看出,不同的增益系数 k 会产生不同滤波效果, k 越小滤波效果越好,但若一味追求滤波效果,将会造成系统稳定性不足、响应速度降低等问题,因此,应该综合考虑不同 k 对滤波效果、稳定性与响应速度的影响,选取合适的增益参数。

根据式(14)得到传递函数 $D_2(s)$ 在不同增益系数 k 时的零极点如图11所示。

极点为系统的输入量不为零且使系统的输出量无穷大时的频率点,此时的系统稳定性遭到破坏,将发生振荡。通过观察图11可知,当 k 取不同值时,所有的极点都位于复平面虚轴的左侧,说明该系统处于稳定状态。当 k 由0.7逐渐增大时,共轭极点的位置将逐渐靠近实轴、远离虚轴,说明系统的稳定性逐渐增强。当 k 增大到约等于2时,两

共轭极点汇交于实轴,并随着 k 的继续增大,逐渐远离汇交点,其中一部分极点远离虚轴,另一部分极点靠近虚轴,靠近虚轴的极点成为主导极点,在系统响应中起主导作用,并随着 k 值的增大,距离虚轴越近,稳定性越低,因此增益系数 k 应在 $0.7 \sim 2$ 之间选取。

根据式(14)可以得到传递函数 $D_2(s)$ 在不同增益系数 k 时的阶跃响应曲线,如图 12 所示。

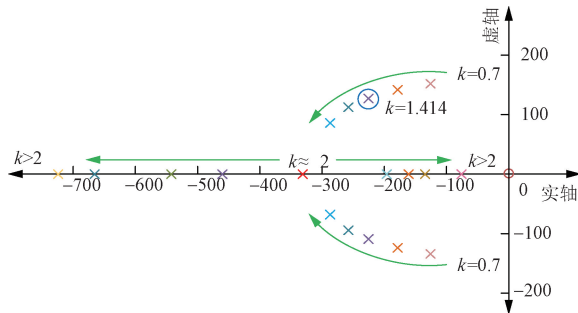


图 11 不同增益系数下零极点

Fig. 11 Zero-pole plot with different gain coefficients

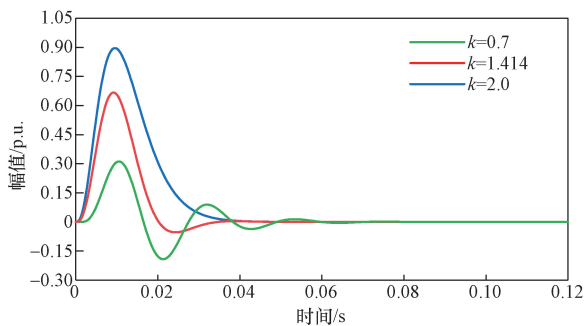


图 12 不同增益系数下阶跃响应图

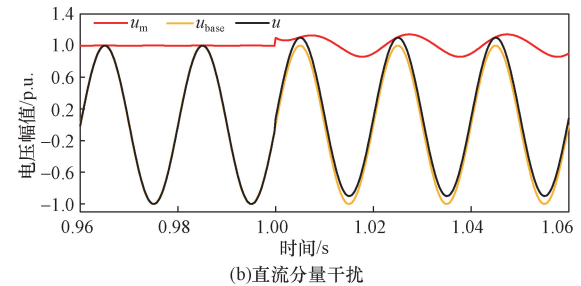
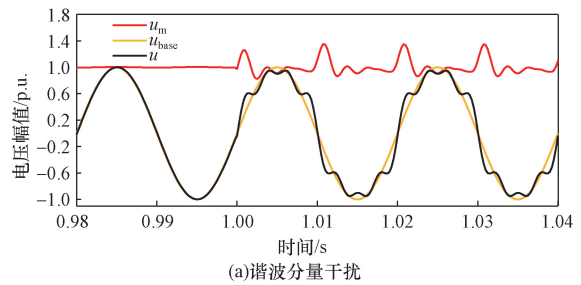
Fig. 12 Step response diagram with different gain coefficients

由图 12 可知,当 k 值增大时,系统的响应速度减慢,调节时间增加,当 k 值减小时,系统的响应速度变快,但会出现较大的振荡,稳定性不足。因此,根据上述对传递函数伯德图、零极点图、阶跃响应图的分析,在综合考虑滤波效果、稳定性、响应速度等因素的情况下,选取 $k = 1.414$ 作为改进二阶广义积分器的增益系数。

4 仿真实验

对待测电压 $u = 1.0$ s 时,分别添加幅值大小为 $10\%u$ 并且包含谐波次数为 $n = 3, 5, 7$ 的谐波电压 $u_h = 0.1u \sum \cos n\omega t$ 与幅值大小为 $10\%u$ 的直流偏置电压 $u_d = 0.1u$,采用正余弦分量法对电压幅值进行检测,所得仿真结果如图 13 所示。

如图 13 所示,在 1.0 s 加入谐波分量后输入电压有了明显抖动,加入直流分量后输入电压向上偏移,通过该检测方法得到的电压幅值存在较大的波



u_{base} 为未加入扰动前的输入基波电压; u 为加入扰动后的输入电压; u_m 为经过正余弦分量检测法所得的电压幅值

图 13 正余弦分量法在不同扰动下电压幅值检测结果
Fig. 13 Detection results of voltage amplitude by sine-cosine component method under different disturbances

动,与输入基波电压有较大差距,由此可以看出,基于正余弦分量的电压幅值检测方法对于输入电压中含有的谐波与直流分量扰动量较为敏感且易受影响,从而使检测结果偏离待检测电压幅值,准确性降低。

对待测电压 u 在 1.0 s 时,分别添加幅值大小为 $10\%u$ 并且包含谐波次数为 $n = 3, 5, 7$ 的谐波电压 $u_h = 0.1u \sum \cos n\omega t$ 与幅值大小为 $10\%u$ 的直流偏置电压 $u_d = 0.1u$,采用传统二阶广义积分法对电压幅值进行检测,所得仿真结果如图 14 所示。

对待测电压 u 在 1.0 s 时,分别添加幅值大小为 $10\%u$ 并且包含谐波次数为 $n = 3, 5, 7$ 的谐波电压 $u_h = 0.1u \sum \cos n\omega t$ 与幅值大小为 $10\%u$ 的直流偏置电压 $u_d = 0.1u$,采用改进二阶广义积分法对电压幅值进行检测,所得仿真结果如图 15 所示。

由图 14、图 15 可以看出,两种方法的输出电压相位均相差 90° ,即始终保持正交的关系。当加入谐波分量时,输入电压产生波动,两种方法的输出量均能对谐波分量产生良好的抑制效果,此时电压幅值的检测结果较为平稳,具有较高的精确度。当加入直流分量时,输入电压向上偏移,采用传统二阶广义积分法的输出电压 u'_m 具有良好的低频抑制能力,其波形与未加入谐波前的波形幅值保持一致,波形出现明显抖动,但由于最终电压幅值的计算需要输出电压 u'_m 与 qu'_m 二者共同参与,因此采用传统二阶广义积分法的电压幅值检测结果将受到直流分

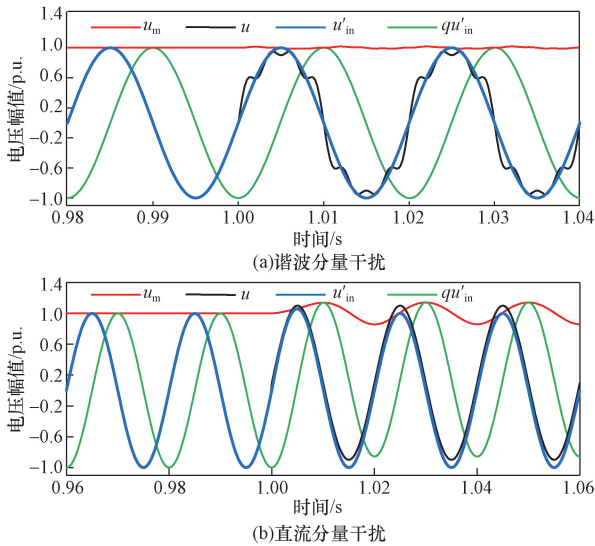


图 14 传统二阶广义积分法在不同扰动下电压幅值检测结果

Fig. 14 The traditional second order generalized integral method is used to detect the voltage amplitude under different disturbances

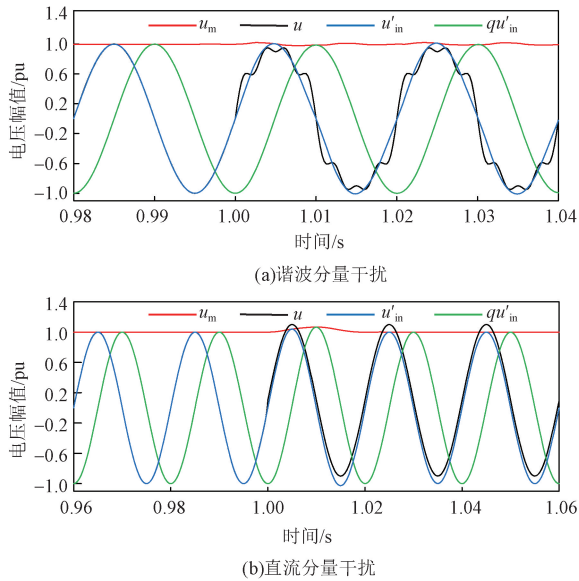


图 15 改进二阶广义积分法在不同扰动下电压幅值检测结果

Fig. 15 Improved second order generalized integral method for voltage amplitude detection under different disturbances

但输出电压 qu'_{in} 对低频信号的抑制能力不佳,其量的干扰,检测精度较差。而本文所提改进二阶广义积分法的输出电压 u''_{in} 、 qu''_{in} 均能对低频信号产生良好的抑制效果,因此能够有效避免直流分量对电压幅值检测产生的不利影响,从而使检测结果的精度更高。

为进一步验证本文所提电压幅值检测改进方法的准确性与优越性,在输入电压中同时加入幅值

大小为 $10\% u$ 并且包含谐波次数为 $n = 3, 5, 7$ 的谐波电压 $u_h = 0.1u \sum \cos n\omega t$ 与幅值大小为 $10\% u$ 的直流偏置电压 $u_d = 0.1u$,采用正余弦分量法、传统二阶广义积分法与本文所提改进方法的电压幅值检测结果如图 16 所示。

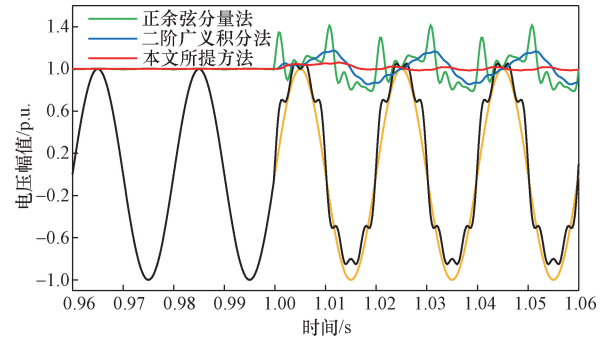


图 16 三种电压幅值检测方法仿真结果对比

Fig. 16 Comparison of simulation results of three voltage amplitude detection methods

由图 16 可以看出,本文改进方法相较于其他两种方法受谐波分量与直流分量的影响程度更小,精度更高,因此采用该方法能够更准确地检测出系统中交流电压幅值的变化,有利于检测与保护装置的准确动作,提高电力系统的安全性与稳定性。

5 结论

本文分析了故障后电压中直流分量与谐波分量产生的原因,针对采用正余弦分量法与传统二阶广义积分法检测电压幅值时受谐波分量与直流分量干扰的问题,提出了一种基于改进二阶广义积分器的电压幅值检测方法,得到如下结论。

(1) 证明了高压直流输电系统发生故障后,换流母线电压中谐波分量与直流分量的存在。

(2) 分析了正余弦分量法与传统二阶广义积分法对电压幅值的检测原理,发现了未添加延时滤波器的正余弦分量法对谐波与直流分量滤除效果不佳的问题,与本身具有良好谐波滤除能力的传统二阶广义积分法无法解决直流分量干扰的问题。

(3) 提出了基于改进二阶广义积分器的电压幅值检测方法,该方法能够有效滤除输入电压中的谐波分量与直流分量,且不需要额外添加延时滤波器。分析了改进二阶广义积分器在不同增益系数下的伯德图、阶跃响应与零极点特征,在综合考虑滤波性能、响应速度与稳定性等因素的影响下,选取 $k = 1.414$ 作为改进二阶广义积分器的增益系数。

(4) 通过仿真验证了本文所提方法相比于其他两种方法,具有更好的谐波分量与直流分量抑制能力和更高的电压幅值检测精度。

参 考 文 献

- [1] 程静,赵振民,岳雷.不平衡负荷下PET输出级电能质量优化控制[J].科学技术与工程,2022,22(32):14252-14258.
Cheng Jing, Zhao Zhenmin, Yue Lei. Output stage optimal control of power electronic transformer under unbalanced load[J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(32): 14252-14258.
- [2] 马莉,田钉荣,张伟,等.基于敏感负荷的电压暂升影响度评估方法[J].科学技术与工程,2022,22(29):12875-12882.
Ma Li, Tian Dingrong, Zhang Wei, et al. Evaluation method of voltage swell influence degree based on sensitive load [J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(29): 12875-12882.
- [3] 王永贵,刘柱,黄吕超,等.基于软硬件协同优化的高精度计量方法[J].科学技术与工程,2022,22(25):11062-11067.
Wang Yonggui, Liu Zhu, Huang Luchao, et al. High-precision metering method based on software and hardware collaborative optimization[J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(25): 11062-11067.
- [4] 崔誉,张新燕,何广渝,等.灵活性负荷参与电网调度的经济优化运行[J].科学技术与工程,2024,24(7):2767-2774.
Cui Yu, Zhang Xinyan, He Guangyu, et al. Flexible load participates in the economic optimization operation of power grid dispatching [J]. Science Technology and Engineering, 2024, 44(7): 2767-2774.
- [5] 曾四鸣,李铁成,李顺,等.基于改进型密度峰值算法的电力负荷聚类分析[J].科学技术与工程,2022,22(25):11032-11040.
Zeng Siming, Li Tiecheng, Li Shun, et al. Clustering analysis of power load based on improved density peak algorithm [J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(25): 11032-11040.
- [6] 胡林静,郭朝泽,王景帅.基于ISSA-LSSVM模型的短期电力负荷预测[J].科学技术与工程,2021,21(23):9916-9922.
Hu Linjing, Guo Chaoze, Wang Jingshuai. Short-term power load forecasting based on ISSA-LSSVM model [J]. Science Technology and Engineering, 2021, 21(23): 9916-9922.
- [7] 高颖,董子震,郭庆林.基于傅里叶红外光谱法的沥青抗老化能力分析[J].科学技术与工程,2020,20(27):11323-11331.
Gao Ying, Dong Zizhen, Guo Qinglin. Analysis of asphalt aging resistance based on Fourier transform infrared spectroscopy method [J]. Science Technology and Engineering, 2020, 20(27): 11323-11331.
- [8] 郑志宇,蔡翀,张昭丞,等.基于小波域相子的电压暂降特征提取与成因辨识[J].电力系统保护与控制,2018,46(1):16-22.
Zheng Zhiyu, Cai Zhong, Zhang Shaocheng, et al. Wavelet-based phasor to detect and identify the voltage sag characteristics [J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(1): 16-22.
- [9] 张艳,殷礼胜,马瑞卿,等.基于复小波变换和有效值算法的电压暂降检测方法[J].电测与仪表,2017,54(10):74-79.
Zhang Yan, Yin Lisheng, Ma Ruiqing, et al. Voltage sag detection method based on complex wavelet transform and RMS algorithm [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2017, 54(10): 74-79.
- [10] 蔡生亮,梁得亮,周堃,等.基于改进单相dq0电压检测的混合式配电变压器负载电压控制投切策略[J].电工技术学报,2021,36(S1):126-132.
Cai Shengliang, Liang Deliang, Zhou Kun, et al. Switching strategy with the improved single-phase dq0 voltage detection method for the load voltage compensation unit of hybrid distribution transformer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(S1): 126-132.
- [11] 李晓华,张陈泽宇,蔡旺延,等.基于三相同时刻采样值算法的HVDC换相失败预测改进[J].电力系统保护与控制,2020,48(20):170-176.
Li Xiaohua, Zhangchen Zeyu, Cai Wangyan, et al. Improvement of HVDC CFPREV based on a three phase simultaneity sampling values algorithm [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(20): 170-176.
- [12] 修连成,杜志叶,李明贤,等.基于正交信号和延迟采样周期的电网序分量实时检测方法[J].中国电机工程学报,2023,43(2):595-604.
Xiu Liancheng, Du Zhiye, Li Mingxian, et al. A real-time detection method for power system sequence components based on orthogonal signal and delayed sampling period [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 595-604.
- [13] 张建鑫,谢丽蓉,杜立伟,等.计及衰减直流分量的基频电压半周期检测[J].电力系统自动化,2021,45(14):158-164.
Zhang Jianxin, Xie Lirong, Du Liwei, et al. Half-cycle detection for fundamental-frequency voltage considering decaying DC component [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(14): 158-164.
- [14] 王增平,刘席洋,郑博文,等.基于电压波形拟合的换相失败快速预测与抑制措施[J].电工技术学报,2020,35(7):1454-1463.
Wang Zengping, Liu Xiyang, Zheng Bowen, et al. The research on fast prediction and suppression measures of commutation failure based on voltage waveform fitting [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(7): 1454-1463.
- [15] 陈树勇,李新年,余军,等.基于正余弦分量检测的高压直流换相失败预防方法[J].中国电机工程学报,2005(14):1-6.
Chen Shuyong, Li Xinnian, Yu Jun, et al. A method based on the SIN-COS components detection mitigates commutation failure in HVDC [J]. Proceedings of the CSEE, 2005(14): 1-6.
- [16] 李希年,庞清乐,孙静.计及谐波影响的不对称系统基波序分量快速检测[J].电力自动化设备,2021,41(7):182-188.
Li Xinnian, Pang Qingle, Sun Jing. Fast detection of fundamental components for unbalanced system considering harmonic distortion [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(7): 182-188.
- [17] 戴志辉,潘星宇,王靖宇.基于动态电流偏差控制的连续换相失败抑制方法[J].电力系统及其自动化学报,2021,33(3):49-58.
Dai Zhihui, Pan Xingyu, Wang Jingyu, et al. Suppression method for continuous commutation failure based on dynamic current deviation control [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(3): 49-58.