

⑨

485-52

在电力系统振荡情况下 提取故障分量的新方法

A New Method of Extracting Fault
Components Under Power System Swing

TM 771

熊小伏
Xiong Xiaofu

叶一麟
Ye Yilin

李小秋
Li Xiaoqi

(重庆大学电气工程系, 重庆, 630044)

摘要 针对过去提取故障分量时易受系统振荡影响的问题, 提出了一种新的适用于快速保护的提取故障分量新方法, 用这种方法在不采用频率锁相的条件下也能极大地削弱振荡情况下的不平衡输出, 保证反应于故障分量的保护在电力系统振荡时不误启动

关键词 振荡; 继电保护 / 故障分量

中国图书资料分类法分类号 TM771

电力系统

ABSTRACT To solve the problem that the existing method of extracting fault components is easily affected by power system swing, a new method has been proposed in this paper, which can be used in high speed protection of transmission lines. This proposed method can greatly decrease unbalance outputs under power swing conditions without frequency tracking circuits, therefore it can make the protection using fault components operate correctly.

KEYWORDS oscillation; relay protection / fault component

0 引言

反应故障分量的继电保护具有许多独特的优点, 在开发新原理保护特别是微机保护中受到了普遍的重视^[1~5]。然而, 要保证反应故障分量保护正确动作, 获取正确的故障分量是其关键之一。常规的获取故障分量方法, 在电力系统振荡及频率偏移情况下, 有较大的不平衡输出, 可能导致保护误动, 而必须采用振荡闭锁措施等, 这既增加了保护装置的复杂性, 又可能使保护在振荡又故障的情况下拒动。本文提出了一种提取故障分量的新方法, 分析和仿真表明, 在振荡及频率偏移情况下的不平衡输出很小, 从而可使反应故障分量的保护不受振荡影响。

* 收文日期 1993-02-22
教委博士点基金资助课题

1 振荡时电气量的特点

如图1所示系统,设振荡时两侧电势为:

$$\left. \begin{aligned} e_m(t) &= E_M \sin(\omega_1 t + \phi_m) \\ e_n(t) &= E_N \sin(\omega_2 t + \phi_n) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

则振荡电流为:

$$i_m = \frac{E_M \sin(\omega_1 t + \phi_m + \phi_{\Sigma 1})}{Z_{\Sigma 1}} - \frac{E_N \sin(\omega_2 t + \phi_n + \phi_{\Sigma 2})}{Z_{\Sigma 2}} \quad (2)$$

式中 $Z_{\Sigma 1}, Z_{\Sigma 2}$ 分别为在频率 ω_1, ω_2 下的系统总阻抗; $\phi_{\Sigma 1}, \phi_{\Sigma 2}$ 分别为其阻抗角。设 $Z_{\Sigma 1} \approx Z_{\Sigma 2} = Z_{\Sigma}$, $\phi_1 = \phi_m + \phi_{\Sigma 1}, \phi_2 = \phi_n + \phi_{\Sigma 2}$, $E_M = E_N = E$, 则

$$\begin{aligned} i_m &= \frac{E \sin(\omega_1 t + \phi_1) - E \sin(\omega_2 t + \phi_2)}{Z_{\Sigma}} \\ &= \frac{2E}{Z_{\Sigma}} \cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t + \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

保护装置 M 的电压:

$$u_m \approx \frac{Z_L + Z_n}{Z_{\Sigma}} E \cdot \sin(\omega_1 t + \phi_m) + \frac{Z_n}{Z_{\Sigma}} E \cdot \sin(\omega_2 t + \phi_n) \quad (4)$$

当 $Z_L + Z_n \gg Z_n$ 时

$$u_m \approx \frac{Z_L + Z_n}{Z_{\Sigma}} E \cdot \sin(\omega_1 t + \phi_m) \quad (5)$$

类似地,当 $Z_L + Z_n \gg Z_n$ 时, N 侧电压

$$u_n \approx \frac{Z_L + Z_n}{Z_{\Sigma}} E \cdot \sin(\omega_2 t + \phi_n) \quad (6)$$

由上可见,振荡时电流电压有下述特点:

振荡时电流电压幅值均成周期性变化; 交变角频率对电流来说为 $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$, 而电压的交变角频率则与测量点的位置有关, 只有在振荡中心点, 其角频率才与振荡电流角频率一样, 因此在其它点的振荡电流与电压的变化频率可能不一样。

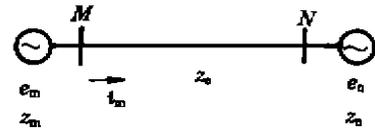


图 1 系统图

2 提取故障分量新方法

常规的提取故障分量方法, 根据保护算法所要求的数据窗长短不同, 主要有二种(以电流为例):

$$\Delta i(k) = i(k) - i(k - N) \quad (7)$$

或

$$\Delta i(k) = i(k) + i\left(k - \frac{N}{2}\right) \quad (8)$$

上两式中, N 为每工频周期的采样点数; (7) 式为一个工频周期数据窗; (8) 式则为半周期数据窗。

由前分析可知, 振荡时信号的幅值是变化的, 因此 $i(k) \neq i(k - N)$, $i(k) \neq -i\left(k - \frac{N}{2}\right)$, 在非故障振荡情况下上面二式有不平衡输出。此外, 振荡时信号为非工频的, 按工频周期确定的采样频率不能与之匹配, 也造成不平衡输出。在一些保护方案中^[2], 采用跟踪电压信号频率锁相以调整采样频率的方法来解决这一问题, 但由于电流与电压信号频率不一样, 而不能完全解决频率偏移问题。针对上述困难, 我们提出了一种新的提取故障分量方法, 使之在振荡情况下的不平衡输出较之常规方法大大降低, 且又不影响对故障情况下故障分量的提取, 从而使反应故障分量的保护不加装振荡闭锁也不致误起动。

对反应故障分量的微机式超高速保护, 一般仅需半个周期的故障信息即可, 提取故障分量可用下述新方法, 即

$$\Delta i(k) = i(k) + 2i(k - m_1) + i(k - m_1 - m_2) \quad (9)$$

上式中, m_1, m_2 为 $k\Delta t$ 时刻前信号正半波或负半波采样点数目, 如图 2 所示, m_1, m_2 的多少反映了信号频率的高低。

用 (9) 式提取故障分量, 可以从两方面来减少振荡时的不平衡输出。

第一, 可克服振荡时幅值渐增或渐减引起的不平衡输出。

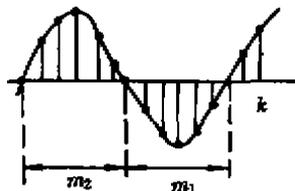


图 2 m 值示意图

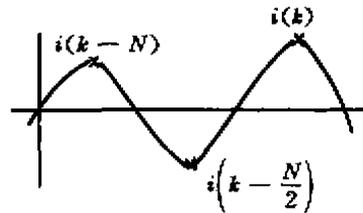


图 3 求取 $\Delta i(k)$ 示意图

设振荡时频率不变化, 且为工频, 则 $m_1 = m_2 = \frac{N}{2}$, 在幅值渐增情况下有 (如图 3 所示):

$$\Delta i_1 = i(k) + i(k - m_1) = i(k) + i\left(k - \frac{N}{2}\right) > 0 \quad (10)$$

$$\Delta i_2 = i(k - m_1) + i(k - m_1 - m_2) = i\left(k - \frac{N}{2}\right) + i(k - N) < 0 \quad (11)$$

$$\Delta i(k) = \Delta i_1 + \Delta i_2 \approx 0 \quad (12)$$

由此可见, (9) 式是利用二个半周内残余值符号相反来相互抵销从而减小不平衡输出的。

在幅值渐减情况下有类似结果。一个特例, 在振荡幅值由渐增过渡到渐减或由渐减过渡到渐增期间, Δi_1 和 Δi_2 可能同为正或同为负。但由于在这期间幅值的变化率最低, $\Delta i_1, \Delta i_2$ 本身接近为零, 所以 $\Delta i(k)$ 仍然很小, 如将此种情况也考虑进去, 则可用下面表达式代替 (9)

式:

$$\begin{cases} |\Delta i(k)| = |i(k) + i(k - m_1)| - |i(k - m_1) + i(k - m_2)| \\ \text{sign}(\Delta i(k)) = \text{sign}(i(k) + i(k - m_1)) \end{cases} \quad (13)$$

在幅值渐增或渐减时,上式同(9)式;在幅值由渐增转渐减或反之的过程中,可解决 $\Delta i_1, \Delta i_2$ 同号的问题,保证 $\Delta i(k)$ 很小。(13)式同(9)式相比,计算量稍有增加。

第二,用(9)式求取故障分量,具有较强的自适应信号频率变化的功能。

振荡时信号本身的频率变化较慢,但经过一段时间的积累其频率可能远离工频。如果仍用基于工频的固定采样频率和固定长度数据窗求取故障分量,则会在非故障时也有较大不平衡输出(见后分析)。如前所述,采用频率锁相适时调整采样率的方法,既增加了硬件的复杂性还可能因电流电压信号频率不一致而达不到好的效果。

事实上,在采样间隔不变的前提下,每半个周波采样点数目多少即反应了频率的高低及变化情况。频率变低时,采样点数增加;频率变高时,采样点数减少。

设信号的频率为 f ,则由(9)式可知

$$m_1 \Delta t = \frac{\pi}{2\pi f} \quad (14)$$

$$m_1 = \frac{1}{2\Delta t f} \quad (15)$$

可见, m_1 随 f 的变化而调整。 m_2 与之类似。

值得指出的是,因为 m_1 或 m_2 是呈整数变化,所以它不能随频率的变化进行连续调整,其调整能力与采样间隔有关。

设 $fd = f/f_1$ 为频率的变化率, f_1 为基波频率, $m_1 = \frac{N}{2} + \Delta m$, Δm 为半周内偏离 $N/2$ 的采样点数目,则

$$m_1 = \frac{1}{2 \frac{T_1}{N} f} = \frac{N}{2fd} \quad (16)$$

即
$$fd = \frac{N}{2m_1} = N/(N + 2\Delta m) \quad (17)$$

下表为在不同采样频率下, m 值偏离 $\frac{N}{2}$ 不同值时所能反应的频率变化量的百分数。

采样点与频率变化关系表

频 偏	采样率 N	Δm							
		1	2	3	4	-1	-2	-3	-4
Δf	36	-5.3	-10.0	-14.3	-18.2	5.8	12.5	20.0	28.5
	48	-4	-7.7	-11.1	-14.3	4.3	9.1	14.3	20.0

$$\Delta f = (1 - fd) \times 100\%$$

由上可见,由于 m 是离散的,所以反应的频率也是离散的。当实际信号频率处于二频率变化量之间时,则可能有一定的误差。由后面的分析可见,这个误差带来的不平衡输出是很小的。 N 越高,误差越小。

3 振荡时的不平衡输出

下面对比分析振荡情况下几种故障分量提取方法的不平衡输出。考虑振荡周期最小为 0.1 s。

3.1 幅值变化引起的不平衡输出

设 $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} = \omega_1$, $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} = \frac{\omega_2}{2}$, $\frac{\phi_1 + \phi_2}{2} = \phi_1$, $\frac{\phi_1 - \phi_2}{2} = \phi_1$, 则由(3)式有

$$i(t_k) = I_m \cos(\omega_1 t_k + \phi_1) \sin\left(\frac{\omega_2}{2} t_k + \phi_1\right) \quad (18)$$

$$i(t_k - T_1) = I_m \cos(\omega_1 t_k + \phi_1 - 2\pi) \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\omega_2(t_k - T_1) + \phi_1\right) \quad (19)$$

$$i\left(t_k - \frac{T_1}{2}\right) = I_m \cos(\omega_1 t_k + \phi_1 - \pi) \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\omega_2\left(t_k - \frac{T_1}{2}\right) + \phi_1\right) \quad (20)$$

对全周数据窗方法,其不平衡输出表达式为:

$$\begin{aligned} \Delta i(t_k) &= I_m \cos(\omega_1 t_k + \phi_1) \sin\left(\frac{1}{2}\omega_2 t_k + \phi_1\right) \\ &\quad - I_m \cos(\omega_1 t_k + \phi_1 - 2\pi) \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\omega_2(t_k - T_1) + \phi_1\right) \\ &= I_m \cos(\omega_1 t_k + \phi_1) \left[\sin\left(\frac{\omega_2}{2} t_k + \phi_1\right) - \sin\left(\frac{\omega_2}{2} t_k + \phi_1 - \frac{\omega_2}{2} T_1\right) \right] \end{aligned} \quad (21)$$

可见振荡时 Δi 也是一幅值变化的交变量,其最大幅值可由上式求得:

$$\Delta I(t_k)|_{\max} = 0.618 I_m \quad (22)$$

对半周数据窗方法,其不平衡输出为

$$\begin{aligned} \Delta i(t_k) &= i(t_k) + i\left(t_k - \frac{1}{2}T_1\right) \\ &\quad + I_m \cos(\omega_1 t_k + \phi_1) \cdot \sin\left(\frac{\omega_2}{2} t_k + \phi_1\right) \\ &= I_m \cos(\omega_1 t_k + \phi_1 - \pi) \cdot \sin\left(\frac{\omega_2}{2} t_k + \phi_1 - \frac{\omega_2}{4} T_1\right) \end{aligned} \quad (23)$$

不平衡输出的最大幅值为

$$\Delta I(t_k)|_{\max} = 0.313 I_m \quad (24)$$

对于本文所述方法,其不平衡输出为

$$\begin{aligned} i(t_k) &= i(t_k) + 2i\left(t_k - \frac{1}{2}T_1\right) + i(t_k - T_1) \\ &= I_m \cos(\omega_1 t_k + \phi_1) \left[\sin\left(\frac{\omega_2}{2} t_k + \phi_1\right) \right. \\ &\quad \left. - 2\sin\left(\frac{\omega_2}{2} t_k + \phi_1 - \frac{\omega_2}{4} T_1\right) + \sin\left(\frac{\omega_2}{2} t_k + \phi_1 - \frac{\omega_2}{2} T_1\right) \right] \end{aligned} \quad (25)$$

不平衡输出的最大幅值为:

$$\Delta i(t_k)|_{\max} = 0.0977I_m \quad (26)$$

由上面分析可见,采用本文方法可以大大降低振荡时幅值变化引起的不平衡输出。

3.2 频率变化引起的不平衡输出

因振荡过程是逐步发展起来的,振荡过程中的频率变化是缓慢的,二个周波之间的频率变化可忽略,应分析频率偏离工频的绝对值大小,从而使固定采样频率不能与之匹配造成的不平衡输出。

从前述全周数据方法为例,若未采用频率调整,其不平衡输出为(设信号幅值不变):

$$\begin{aligned} \Delta i(t_k) &= i(t_k) - i(t_k - T_1) \\ &= I_m \sin \omega t_k - I_m \sin \omega(t_k - T_1) \\ &= 2I_m \cos \left(\omega t_k - \frac{\omega T_1}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{\omega T_1}{2} \right) \end{aligned} \quad (27)$$

上式中 T_1 固定为采样频率所依据的工频周期, ω 为信号实际角频率。若 ω 为工频角频率,则 $\Delta i(t_k) = 0$; 若 ω 偏离工频,当振荡周期为 0.1 s,最严重情况频率偏离 5 Hz,由(27)式, $\Delta i(t_k)|_{\max} = 0.618I_m$ 。由此可见,当实际频率偏离工频,不采取频率调整措施时,带来的不平衡输出也是较大的。

对于常规半周数据窗方法:

$$\begin{aligned} \Delta i(t_k) &= i(t_k) + i \left(t_k - \frac{\pi}{2} \right) \\ &= I_m \sin \omega t_k + I_m \sin \left(t_k - \frac{\pi}{2} \right) \\ &= 2I_m \cos \frac{\omega T_1}{4} \sin \left(\omega t_k - \frac{\omega T_1}{4} \right) \end{aligned} \quad (28)$$

类似上述分析, $\Delta i(t_k)|_{\max} = 0.313I_m$ 。

若将(9)式的频率调整思想用于(7)式的全周数据窗方法,用一周内采样点数的变化来反应信号频率的变化,保证在相位上基本匹配,此时的相位误差最大可能是一个采样间隔,其不平衡输出表达式:

$$\begin{aligned} \Delta i(t_k) &= I_m \sin \omega t_k - I_m \sin [\omega(t_k - (T_0 \pm \Delta t))] \\ &= I_m \sin \omega t_k - I_m \sin (\omega T_0 \pm \omega \Delta t) \end{aligned} \quad (29)$$

上式中 $T_0 = \frac{2\pi}{\omega}$, $\Delta t = \frac{0.02}{N}$,若设 $N = 48$,振荡时频率偏离工频 + 5 Hz,则 $\omega = 2\pi \cdot 55$,由上式 $\Delta i(t_k)|_{\max} = 0.114I_m$,可见它远小于未调整时的不平衡输出,这种频率调整方法十分有效。

本文所提方法(9)式在信号频率偏移时的不平衡输出为

$$\Delta i(t_k) = i(t_k) + 2i \left(t_k - \frac{T}{2} \right) + i(t_k - T)$$

$$\begin{aligned}
 &= I_m \sin \omega t_1 + 2I_m \sin \left(\omega t_1 - \frac{\omega T}{2} \right) + I_m \sin (\omega t_1 - \omega T) \\
 &= 4I_m \cos \frac{\omega T}{4} \sin \left(\omega t_1 - \frac{\omega T}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{30}$$

(9) 式是按半周内采样点数的变化来反应频率的高低, 设不利情况下每半周内的误差为一个采样间隔, 即 $\frac{T}{2} = \frac{T_s}{2} \pm \Delta t$, 则在前述条件下的不平衡输出最大值由 (30) 式可得: $\Delta i(t) |_{\max} = 0.02I_m$. 可见其值是很小的, 振荡情况下 (9) 式的不平衡输出主要为幅值变化所引起。

4 频率特性

当采样频率为 $N = 12, m_1 = m_2 = N/2 = 6$ 即 $\Delta m = 0$ 时, (9) 式的频率特性 $H(f)$ 如图 4 所示。可见 (9) 式对稳态工频分量的响应为零, 即正常稳态时, 不平衡输出为零。

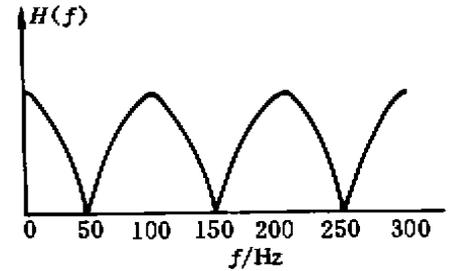


图 4 频率响应

5 数字仿真

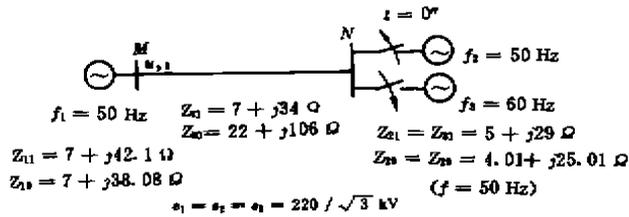


图 5 仿真模型

为了验证前述分析和文中所提求取故障分量方法的正确性, 在图 5 所示模型上用 EMTP 程序进行了数字仿真。

振荡的显著特征是两侧系统频率不一样。实际振荡时的频率偏移过程是逐步发展的, 可长达数秒, 难于数字仿真, 且也无必要。保护系统所关心的是有最大频率偏移时所产生的影响, 因此可用图示方法在 $t = 0''$ 切除 50 Hz 电源而投入 60 Hz 电源。开关切合过程可能引起一定的暂态分量, 考查振荡影响时可不计此暂态分量而用稳态时的数据。计算步长为 $\Delta t = \frac{0.02}{18} \text{ s}$ 。

按前述分析, 振荡电流频率为 $\frac{50 + 60}{2} = 55 \text{ Hz}$, 振荡电流最大幅值 $I_m = \frac{2E}{Z_{\Sigma(55 \text{ Hz})}} = \frac{2 \times 179.63}{117} = 3.069 \text{ kA}$ 。

图 6 示出了仿真时的振荡电流波形的一部分, 仿真输出振荡电源最大值为 3.06 kA, 与分析一致。

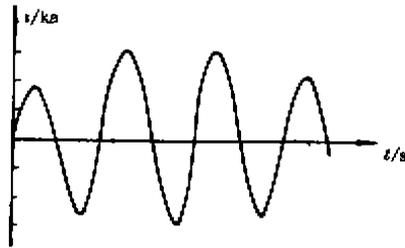


图 6 振荡电流波形

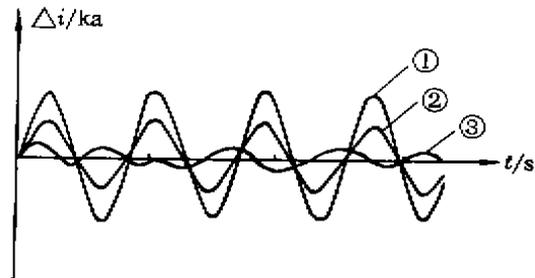


图 7 不平衡输出波形

- ① 常规全周方法, ② 常规半周方法;
③ 本文所提方法

图 7 示出了求取故障分量的常规方法和本文所提方法在振荡情况下的不平衡输出。注意到前述分析中,对于常规提取故障分量方法而言,由于信号幅值变化和频率不匹配造成的不平衡输出最大值并不是在同一时刻出现的。在振荡信号幅值处于最大值期间,其变化率最低,此时主要是频率不匹配引起不平衡输出,而在振荡信号幅值较小时,其变化率很大,主要是幅值变化因素引起不平衡输出。仿真结果也证实了这点,对于全周数据窗方法,不平衡输出最大值为 1.5 kA ,对于半周窗方法,则为 0.87 kA ,分别不超过 $0.618 I_m$ 和 $0.313 I_m$ 。对于本文所提方法,其不平衡输出最大值为 0.3 kA ,不超过 $(0.097 + 0.02) I_m$ 与分析结果相近。

数字仿真表明,在前述条件下常规全周窗方法和半周窗方法的振荡不平衡输出分别是本文所提方法的 5.5 倍和 2.9 倍。

6 结 论

针对常规提取故障分量方法在振荡时不平衡输出很大问题,提出了一种新的提取故障分量方法。该方法基本上消除了振荡时信号幅值变化和频率偏离工频所引起的不平衡输出。从而使反应故障分量的保护设置一较低的门槛值即可不受振荡影响,且又能灵敏反应故障。该方法实现简单,计算量小,能自动适应信号频率的变化,不需采用硬件调整采样频率,从而做到了既有效跟踪信号频率的变化,又不增加硬件的复杂性。

文中所述方法适用于数据窗为半个周期的保护算法,但其思想也可推广到全周数据窗保护算法。

参 考 文 献

- 1 葛耀中,王安定,陶惠良. 论利用故障分量的继电保护检测原理. 中国电机工程学报, 1991, 11(增刊): 50~57
- 2 Johns A T, Walker E P. Co-operative research into the engineering and design of a new digital directional comparison scheme. IEE Proceedings-C, 1988, 135(4), 334~368
- 3 王安定,葛耀中. 反应正序故障分量的方向元件及计算机仿真. 中国电机工程学报, 1986, 6(5), 49~58
- 4 熊小伏,叶一麟. 超高速微机方向保护原理. 电力系统自动化, 1989, 13(2): 25~30
- 5 李小秋. 应用故障分量的超高速方向保护及其计算机仿真. [学位论文]. 重庆: 重庆大学电气工程系, 1991