

# 通过插值实现光纤差动保护数据同步的研究

曹团结<sup>1,3</sup>, 尹项根<sup>1</sup>, 张哲<sup>1</sup>, 陈建玉<sup>2</sup>

(1. 华中科技大学电气工程学院, 湖北 武汉 430074; 2 南瑞科技研发中心, 江苏 南京 210003;  
3 南京中德保护控制系统有限公司, 江苏 南京 210003)

**摘要:** 介绍了一种通过插值法实现光纤差动保护数据同步的方案, 该方案通过设计紧凑的通信帧, 实现每个采样间隔传送一次采样值, 采样值通过插值法在对侧实现同步, 从而无需调整采样时刻的同步过程。分析了插值法产生的误差及该方案的优缺点。采样率为 24 点/周时, 插值采样值误差最大为 0.9%, 幅值误差最大为 1.0%, 相位误差最大为 1.1°。认为插值法对绝大多数只反应基频量的保护而言, 方法误差完全可满足精度要求, 但它不适用于要求包含高次谐波电流的保护原理。该方法在未来线路 CT 使用电子式互感器时, 更具使用价值。

**关键词:** 光纤通信; 差动保护; 数据同步; 插值; 误差; 电子式互感器

**中图分类号:** TM773 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-4897(2006)18-0004-05

## 0 引言

数据同步问题是输电线路纵差保护必须首先解决的问题。关于数据同步的方法, 目前常用的有数据调整法, 采样时刻调整法, 时钟校正法, 参考相量法及 GPS 同步法等, 各种方法的具体介绍各种文献中多有介绍, 此处不再复述。

利用光纤通道的线路纵差保护光纤接口, 采用同步通信方式, 同步通信协议一般采用 HDLC 高级数据链路控制协议。这是一个关于链路层的通信协议, 规定了如表 1 所示的帧格式。

表 1 HDLC 协议帧格式

Tab 1 HDLC frame structure

帧头 0x7e	地址域	控制域	信息域	校验域	帧尾 0x7e
8位	8位	8位	可变长度	16位/32位	8位

其中帧头帧尾字符固定为 0111 1110 (16 进制 0x7e), 各占 8 位。校验域为 16 位或 32 位 CRC 校验码, 余下的地址域、控制域、信息域可由用户自行定义。为保证用户信息域中不出现 0x7e 以防与帧头帧尾字符混淆, 协议控制接口芯片在发送端检测到 5 个连续的 1 时会自动插 0, 相应的在接收端会自动删 0。

光纤差动保护数字通信接口采用复接方式时, 须遵从原电力部颁标准《微波电路传输继电保护信息设计技术规定 (DL/T5062 - 1996)》(光纤通道参照执行)。规定要求继电保护装置在复接 PCM 设备时, 占用 PCM 一次群的一个 64 Kb/s 通道。当保护装置经专用光纤接口时, 通信速率可以不受上述波

特率的限制, 最快可到 2 Mb/s。一款实用的保护装置两种接口方式必须都能够适应, 于是 64 Kb/s 的通信速率构成了对光纤通信的最大约束。在此波特率下, 若考虑 12 点/周的采样率、1.667 ms 的采样间隔内发送完一帧数据, 则数据帧长最多为 106 bit, 考虑自动插 0 裕度, 一般取为 96 bit, 合 12 字节。

现有的数据同步方法按传输内容分, 可概括为两种, 一种传送相量, 一种传送采样值; 按两侧装置采样是否同步来分, 可分为同步采样与异步采样两种。从保护原理实现以及动作快速性等方面来讲, 总是希望能够在每一个采样间隔内得到对侧的同一时刻采样值。这对差动保护来说, 至少存在以下的优势:

1) 计算差流时, 两侧电流的采样值先相加, 得到差流的采样值, 再对此差流作差分傅氏计算, 得到基波相量。外部故障时, 衰减直流分量在第一步计算时即可基本被消除, 再进行后一步的差分傅氏滤波效果更佳; 内部故障时, 两侧直流分量在第一步时会被叠加, 可能加重后一步运算滤波的负担, 但此种情况只会使差流增大, 增加动作灵敏度, 无不良影响。

2) 两侧的数据在同一 CPU 内按相同算法处理, 一致性较好。

3) 只有在每一个采样间隔内能得到对侧的同一时刻采样值时, 采样值差动保护才能应用。

4) 实际上, 在这种情况下, 装置得到了对侧电流的全部信息, 信息内容涵盖了基波相量, 且更多。所有可能的算法都不再受数据通信的限制。

数据调整法,时钟校正法等两侧不同步采样,通信帧传送的是电流相量,对侧收到数据根据通道延时做移相后得到同步相量,另外由于相量占用字节较多且每帧报文中还包含有回送延时 $t_m$ ,报文字节较多,不可能每个采样间隔传送1次。通常是3~5ms交换一次数据。各种同步采样的同步方法如采样时刻调整法等,可以做到每间隔传送一次采样值,且在通信路由发生变化时同步采样值不受影响,实际应用效果很好。但此法仍然存在以下不足:

1)采样点同步法在差动保护功能投入前都必须有一个同步过程,在同步运行后,两侧保护装置由于各自的采样定时器晶振频率不可能完全相同,经一个固定的周期后,会出现失步,于是须再次启动同步过程。

2)另外由于同步过程要对采样时刻进行调整,尽管每次调整步长都很小,但对于同一CPU中同时集成有后备保护如距离保护/方向保护的保护装置来说,仍存在一定的副作用。

3)在未来线路CT使用电子式互感器(ECT)的应用中,每一间隔的各相ECT的测量电流一般经由1个合并单元以数字量形式送给保护装置。同一站内的多个合并单元大多需要保持采样同步,通常由同一个同步秒脉冲来同步。若安装光纤差动保护间隔的采样时刻要根据线路对端采样时刻调整,会与本站的同步发生冲突。况且《IEC60044-8电子式电流互感器》标准对保护装置到合并单元方向的命令(如调整采样时刻命令)并不提倡。标准中也建议在非同步采样情况下,数据同步的另一方法,即插值法。这与本文所述思路是一致的。

可以说,同步过程增加了数据传输的复杂性,在一定程度上也增加了装置的安全风险,并且在将来的应用中可能受到限制。本文通过设计紧凑的通信帧,实现每个采样间隔传送一次采样值,采样值通过插值法在对侧实现同步,从而无需调整采样时刻的

同步过程。

## 1 插值法实现数据同步

采用插值法实现数据同步时,两侧保护不分主从,地位相同。每侧保护都在各自晶振控制下以相同的采样率独立采样。每一帧发送数据包含发送和响应帧号、电流采样值及其他信息,电流采样值是对应某一采样时刻未经同步处理的生数据。在假设两侧接收数据通道延时相等的前提下,接收侧采用“等腰梯形算法”计算出通道延时 $t_d$ ,进而求出两侧采样偏差时间 $t_b$ 。保护装置根据对侧采样点时刻在本侧找到紧邻同一时刻前后的两个采样点,对此两点作线性插值后得到同步采样数据。过程如图1所示。

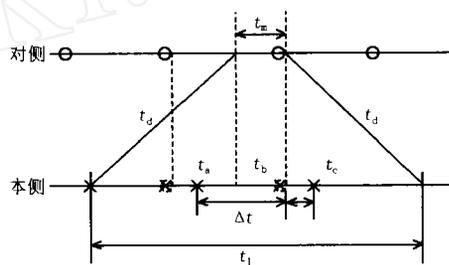


图1 数据同步过程示意图

Fig 1 The process of data synchronization

考虑在64Kb/s波特率下,12点/周的采样率、1.667ms的采样间隔内至多只能发送完12字节数据,设计的通信帧如表2。

表2 本文设计的帧格式

Tab 2 Frame structure designed in this paper

帧头 0x7e	地址域	控制域	信息域	校验域	帧尾 0x7e
第0字节	第1字节	第2字节	第3~8字节	第9~10字节	第11字节

帧格式中说明如下。

- 1) 帧头帧尾按协议要求固定为0x7e;校验域取16位CRC校验码。
- 2) 地址域用作传递用户信息,前四位为请求帧号,后四位为响应帧号,如表3所示。

表3 地址域

Tab 3 Address field

bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0
请求帧号	请求帧号	请求帧号	请求帧号	响应帧号	响应帧号	响应帧号	响应帧号
bit3	bit2	bit1	bit0	bit3	bit2	bit1	bit0

4位地址最多标识16帧,若发送16帧以后还没有收到第一帧返回的报文,则通道延时过长。由此决定了发送1个来回的延时不可超过16帧的时

间,在每周波采样并发送12次情况下,此时间为26.667ms,相应的单向延时不可超过13.3ms,考虑裕度,指标取为12ms。

《微波电路传输继电保护信息设计技术规定 (DL/T5062 - 1996)》中要求,通信通道传输主保护信息时,传输延时不应大于 5 ms,保护装置 12 ms 的容许裕度可充分适应通道状况。

3) 控制域 8 位,用作传递用户开关量信号,最多可传 8 个。为增加可靠性,开关量传送采取多次传送 3 取 3 或 3 取 2 方式。由于每个采样间隔都有报文传送,多次传送的延时不会太长。开关量个数不足 8 个时,可将剩余位用来传送附加校验码。本文举例传送四个开关量信号,占前四位,后四位为其补码。四个开关量是:1. 远跳信号;2. 远传信号 1;3. 远传信号 2;4. 允许对侧差动信号。相应比特位置 1 时为动作或允许,置 0 时为消除或闭锁,如表 4 所示。

表 4 控制域

Tab 4 Control field

bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0
远跳信号	远传信号 1	远传信号 2	允许对侧差动信号	取反	取反	取反	取反

4) 信息域传送三相电流的采样值和本次测量响应延时  $t_m$ 。

若要做到每帧报文中都可计算出其通道延时,报文中必须包含回送延时  $t_m$ 。在余下的 6 个字节位置中既要传送三相电流的采样值,又要传送  $t_m$ ,如何实现呢?此时帧结构中的每一位都显得特别珍贵。

考虑到现有保护装置 AD 转换芯片多数为 14 位,而实际装置硬件精度不能保证最后一位的精确性,传送时只取前 13 位,第 0 位舍弃,接收端自动补零。这样做节省了原来被忽视浪费的宝贵的比特位,充分挖掘了帧效率,同时并不会额外增加误差。字节结构安排如表 5。

表 5 信息域

Tab 5 Information field

bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0	
0	$t_m$ bit7	$t_m$ bit6	$I_a$ 电流 bit13 - bit9				3	
$I_a$ 电流 bit8 - bit1							4	
$t_m$ bit5	$t_m$ bit4	$t_m$ bit3	$I_b$ 电流 bit13 - bit9				5	
$I_b$ 电流 bit8 - bit1							6	
$t_m$ bit2	$t_m$ bit1	$t_m$ bit0	$I_c$ 电流 bit13 - bit9				7	
$I_c$ 电流 bit8 - bit1							8	

$t_m$  bit7 ~  $t_m$  bit0 传送响应延时  $t_m$ ,共 8 位,表示范围为 0 ~ 255,可以满足传输  $t_m$  精度的需要, $t_m$  精度取 0.01 ms,乘 100 传送,最大可能的数为 167 (0 ms  $t_m$  1.667 ms)。 $t_m$  精度取 0.01 ms,可保证电流相角截断误差不大于 0.18°;对电流差动保护的影响很小,可以忽略。

本侧收到对侧报文后,根据其中的  $t_m$  及电流采样值,结合自己的时标,可计算出对侧采样点对应的时刻  $t_b = t_1 - (t_1 - t_m) / 2 = (t_1 + t_m) / 2$ ,于是可根据  $t_a$ 、 $t_c$  时刻的采样值及  $t_m$  利用线性插值法求出本侧对应采样时刻  $t_b$  的采样值,如图 1 所示。

## 2 插值误差分析

采样点经过插值法同步以后,可以认为插值后的采样序列与本侧采样序列相位上已经完全同步(不计数值计算误差),如图 2 所示,但幅值上线性插值点与真实瞬时值之间必然存在误差,对此误差必须作严格分析。

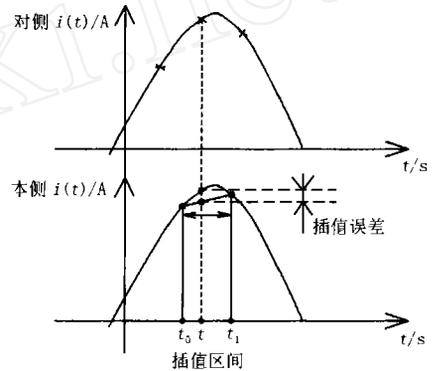


图 2 误差产生示意图

Fig 2 Sketch map of error causing

1 阶线性插值的数学模型可以表述为:已知函数  $i(t)$  在区间  $[t_0, t_1]$  上的离散点  $[t_0, i(t_0)]$ 、 $[t_1, i(t_1)]$ ,用 Lagrange 插值多项式  $L(t) = \frac{t - t_1}{t_0 - t_1} i(t_0) + \frac{t - t_0}{t_1 - t_0} i(t_1)$  作为  $i(t)$  的近似,现在要分析其误差。由

Lagrange 插值误差公式知:

$$R(t) = |i(t) - L(t)| = \left| \frac{1}{2} i''(\xi) (t - t_0) (t - t_1) \right| \quad (1)$$

式中:  $R(t)$  为插值误差式,  $i''(\xi)$  为  $i(t)$  的 2 阶导数  $i(t)$  在区间  $[t_0, t_1]$  上的某个值  $\xi$  处的值,  $[t_0, t_1]$ 。本案中,  $i(t)$  表示电力系统实际电流波形,在理想稳态下,电流中只有基波,在暂态下,电流含有直流、稳态交流、衰减的交流谐波等,统一的表达式通常可以表示为直流分量与各整数次谐波(含基波,下同)的叠加,如式(2)所示。

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [I_n \sin(n\omega t + \varphi_n)] \quad (2)$$

其中:  $I_n$ 、 $\varphi_n$  为基波与各次谐波的幅值与初相角,  $I_0$

为直流分量, 为基频角频率  $\omega = 2\pi f = 100$ ,  $n$  为谐波次数, 对于基波  $n = 1$ 。  $t_1 - t_0 = 0.02/N$  (s),  $N$  为每期采样点数。

由于:

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} [n^2 I_n \sin(n\omega t + \varphi_n)] \quad (3)$$

可得

$$R(t) = \left| -\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [n^2 I_n \sin(n\omega(t - t_0) - n\omega(t - t_1))] \right| \quad (4)$$

由于  $\varphi_n$  与  $i$  无关可取为任意值, 故有:

$$R(t) = \left| -\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (n^2 I_n) \sin(n\omega(t - t_0) - n\omega(t - t_1)) \right| = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (n^2 I_n) | \sin(n\omega(t - t_0) - n\omega(t - t_1)) | \quad (5)$$

式(6)中绝对值符号内的项在  $t = (t_0 + t_1)/2$  处取得最大值, 又由于  $t_1 - t_0 = 0.02/N$ , 故:

$$R_{\max} = \frac{4}{N^2} \sum_{n=1}^{\infty} (n^2 I_n) \quad (6)$$

式中:  $R_{\max}$  为  $R(t)$  的最大值。

从式(6)中可以得出如下重要结论:

1)  $R_{\max}$  不含直流分量; 原电流中的直流分量不会因为插值法产生误差; 极限的形式是若对稳恒直流做插值, 得到的结果将会与真实结果完全一致。

2) 插值误差由各次谐波(含基波)的线性组合而成, 各次谐波的采样值经插值法产生的误差最大值为  $\frac{4}{N^2} n^2 I_n$ ; 越高次数的谐波对误差的贡献率越大。

3) 对每周期采样点数  $N = 12$  的情况, 基波最大采样值误差为 3.42%, 对  $N = 24$ , 基波最大采样值误差为 0.86%, 对  $N = 48$ , 基波最大采样值误差为 0.21%, 对各种只关心基波分量的保护来说  $N = 24$  时精度已经足够。

### 3 数值仿真计算

由最大误差的推导过程可知, 各次谐波分量(含基频分量)的误差规律是相同的, 对基波的仿真分析结果可推导到其他次, 而直流分量的影响需要特别考虑。利用 ADI 公司 SHARC 系列 32 位浮点数字信号处理器的软件仿真器对各种误差作了数值仿真计算, 在本侧以每周波 12 点的采样值用插值法对应对侧每周 12 点采样值时, 插值采样值误差最大

为 3.44%, 在本侧以每周波 24 点的采样值用插值法对应对侧每周 12 点采样值时, 插值采样值误差最大为 0.90%, 验证了上述计算结果。

本侧采样率  $N = 24$  时的仿真内容如下。

1) 输入幅值为  $I_1$  的正弦信号时, 以 1 为步长, 在 0 ~ 15 共 15 个初相角下, 计算每个采样间隔(插值区间)内可能的最大插值误差, 结果表明插值采样点绝对误差值小于 0.009  $I_1$ , 与计算误差 0.86% 吻合。

2) 考虑最严酷的暂态过程, 对暂态信号用  $i(t) = I_1 \sin(\omega t) + I_1 e^{-t/T}$  来仿真, 时间常数  $T$  取 80 ms, 计算方法同 1), 得绝对误差不大于 0.009  $I_1$ , 这与计算误差 0.86% 吻合, 且直流分量几乎没有影响。

如前所述, 采样点经过插值法同步以后, 在不计数值计算误差时, 可以认为插值后的采样序列与本侧采样序列相位上已经完全同步。但幅值上线性插值点与真实瞬时值之间必然存在误差, 分析表明, 插值后的每个采样点的误差不大于 0.9%  $I_1$ 。虽然每个采样点的误差都不大, 但由于各个采样点误差各不相同, 由这些新生成插值采样点计算出的幅值与相角误差尚需分析, 要对幅值与角度误差做理论上的数学推导, 较为困难, 在此仍用仿真计算方法来评估和分析。对新生成序列利用傅里叶算法求出其幅值与初相角, 仍考虑两种情况。

1) 输入幅值为  $I_1$  的正弦信号时, 以 1 为步长, 在 0 ~ 15 共 15 个初相角下, 对每种情况做插值, 插值点位置遍取 0.15/14 ~ 14/1 共 15 种比例, 共得 225 种算例, 罗列幅值误差如图 3、相位误差如图 4。

由图可知幅值误差小于 1.0%, 相位误差小于 1.1°。

2) 输入同上文中的暂态信号时, 用同样的处理方法, 得幅值误差如图 5、相位误差如图 6。

由图可知幅值误差小于 1.0%, 相位误差小于 1.1°。

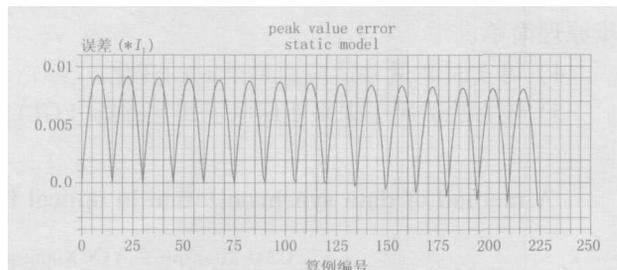


图 3 稳态幅值误差图

Fig 3 Diagram of static amplitude error

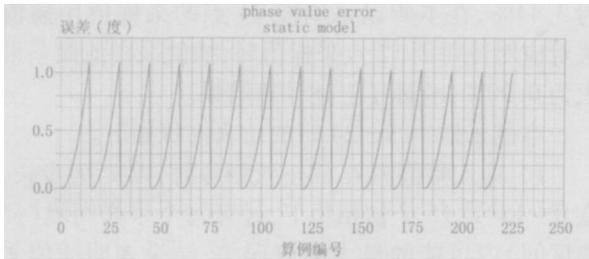


图 4 稳态相位误差图

Fig 4 Diagram of static phase error

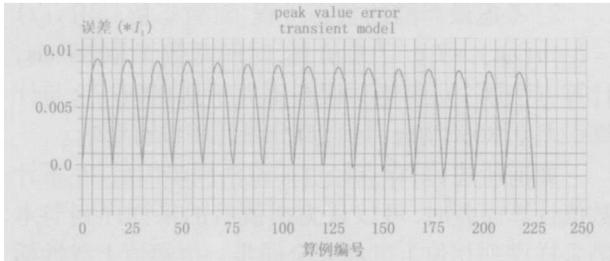


图 5 暂态幅值误差图

Fig 5 Diagram of transient amplitude error

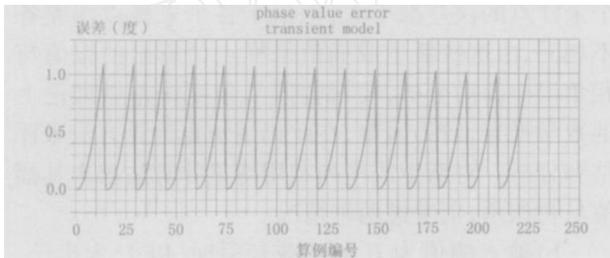


图 6 暂态相位误差图

Fig 6 Diagram of transient phase error

## 4 总结

插值法实现数据同步有如下特点:

- 1) 可以做到在每个采样间隔内得到对侧同时刻的采样值。
- 2) 无须同步过程,不调整采样点时刻。
- 3) 通信机制简单,只需一种通信帧,插值法同步原理简单。
- 4) 可实时测量并适应通道延时的变化。
- 5) 该方法适用于未来使用电子式互感器(ECT)

的输电线路,而需要调整数据采集系统采样时刻的同步法将面临巨大的困难,甚至可能无法使用。

缺点:

1) 通信问题得到简化,但增加了计算量。对处理器计算能力要求高。

2) 引入了方法误差。 $N = 24$ 时插值采样值误差最大为 0.9%,幅值误差最大为 1.0%,相位误差最大为 1.1°。

3) 本方法不适用于使用包含高次谐波的电量的保护,如采样值差动。

计算量的增加对运算能力越来越强的处理器来说,已不构成困难,而对绝大多数只反应基频量的保护而言,即使较低采样率( $N = 24$ )下的方法误差也可满足保护精度要求。

参考文献:

- [1] 许正亚. 变压器及中低压网络数字式保护 [M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2004.  
XU Zheng-ya Digital Protection for Power Transformer and Medium-low Voltage Electric Power Net [M]. Beijing: China Water Power Press, 2004.
- [2] DL/T5062 - 1996 微波电路传输继电保护信息设计技术规定 [M]. 北京: 中国电力出版社, 1996.  
DL/T5062-1996 Technical Regulation of Relay Protection Information Design for Microwave Circuit Transmission [M]. Beijing: China Electric Power Press, 1996.
- [3] IEC60044-8, Instrument Transformers-Part 8: Electronic Current Transformers [S].

收稿日期: 2006-03-31; 修回日期: 2006-06-15

作者简介:

曹团结 (1975 - ), 男, 工程师, 硕士研究生, 从事电力系统自动装置及微机继电保护装置的设计与开发工作; E-mail: tuanjiecao@126.com

尹项根 (1954 - ), 男, 教授, 博士生导师, 从事电力系统微机继电保护及自动控制的研究;

张哲 (1962 - ), 男, 教授, 博士生导师, 从事电力系统微机继电保护及自动控制的研究。

### A method of data synchronization in optical fiber differential protection based on inserting data

CAO Tuan-jie<sup>1,3</sup>, YN Xiang-gen<sup>1</sup>, ZHANG Zhe<sup>1</sup>, CHEN Jian-yu<sup>2</sup>

(1. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 2. NARI TECH Center of R&D, Nanjing 210003, China; 3. NariN sps, Nanjing 210003, China)

(下转第 26 页 continued on page 26)

- [J]. IEEE Trans on Power Systems, 1995, 10 (2).
- [6] WEI Hua, Sasaki H, et al An Interior Point Nonlinear Programming for Optimal Power Flow Problems with a Novel Data Structure [A]. IEEE/PICA. Ohio: 1997. 134-141.
- [7] Sharaf T A M, Berg G J. Probabilistic Voltage Stability Indexes [J]. IEE Proceedings on Gener, Transm and Distrib, 1991, 138 (6): 499-504.
- [8] Billinton R, Aboreshaid S Voltage Stability Considerations in Composite Power System Reliability Evaluation [J]. IEEE Trans on Power Systems, 1998, 13 (2): 655 - 660.
- [9] Amjady N. A Framework of Reliability Assessment with Consideration Effect of Transient and Voltage Stabilities [J]. IEEE Trans on Power Systems, 2004, 19 (2): 1005-1014.
- [10] Hatziaargyriou N D, Karakatsanis T S Probabilistic Load Flow for Assessment of Voltage Instability [J]. IEE Proceedings on Gener, Transm and Distrib, 1998, 145 (2): 196-202.
- [11] 李生虎, 丁明, 汪兴强. 电力系统静态电压安全问题的概率评价 [J]. 电力系统自动化, 2003, 27 (20): 26-30.
- LI Sheng-hu, DING Ming, WANG Xing-qiang Probabilistic Evaluation to Static Voltage Security of Power Systems [J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27 (20): 26-30.
- [12] Leite da Silva A M, Coutinho I P, Zambroni de Souza A C, et al Voltage Collapse Risk Assessment [J]. Electric Power Systems Research, 2000, 54 (3): 221-227.
- [13] Chiang Hsiao-dong, Jean-jumeau R. Toward a Practical Performance Index for Predicting Voltage Collapse in Electric Power Systems [J]. IEEE Trans on Power Systems, 1995, 10 (2): 584 - 592.
- [14] CHEN Ke, Hussein A, et al A Performance-index Guided Continuation Method for Fast Computation of Saddle-node Bifurcation in Power Systems [J]. IEEE Trans on Power Systems, 2003, 18 (2): 753-760.
- [15] 丁明, 李生虎, 黄凯. 基于蒙特卡罗模拟的概率潮流计算 [J]. 电网技术, 2001, 25 (11): 10-15.
- DING Ming, LI Sheng-hu, HUANG Kai Probabilistic Load Flow Analysis Based on Monte-carlo Simulation [J]. Power System Technology, 2001, 25 (11): 10-15.

收稿日期: 2006-03-13; 修回日期: 2006-04-06

作者简介:

彭昱 (1973 - ), 女, 博士研究生, 主要从事电力系统电压稳定、优化的研究工作; E-mail: plyw@sina.com

孙辉 (1964 - ), 女, 教授, 博士生导师, 主要从事电力系统分析、稳定和电能质量的研究工作;

邹积岩 (1954 - ) 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电力系统的统一质量管理体系、智能化开关电器理论及其应用。

### Probabilistic assessment based on second order loss sensitivity for voltage stability

PENG Yu, ZHOU Wei, SUN Hui, ZOU Ji-yan

(Department of Electrical and Electronic Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

**Abstract:** Most approaches for voltage stability analysis in power system planning are based on the deterministic method. The application of probabilistic method for voltage stability analysis is introduced. A probabilistic method based on a combination of Monte Carlo method and the second order loss sensitivity index for PoC determination method is developed and thereby two probabilistic indices are presented, such as the voltage collapse probabilistic index and the load level expectation at PoC. Case study of probabilistic assessment for the stressed AEP30-bus system is carried out to illustrate the proposed probabilistic method, and especially to analyze the effects of load stochastic nature on load level of PoC, transmission contingency analysis and corresponding strategies for reducing voltage collapse probability.

**Key words:** PoC (point of voltage collapse); the second order loss sensitivity index; Monte Carlo method; probabilistic assessment

(上接第 8 页 continued from page 8)

**Abstract:** The proposed method can send the sample value of opposite side once in every sample period, the sample value will be synchronized using method of inserting data, so the special process of synchronizing is not necessary. This paper analyses the error caused by the method of inserting data, and introduces the advantage and disadvantage of the scheme. For the sampling speed of 24 point per period, the sample value error is smaller than 0.9%, amplitude error, 1.0% and for phase error, is 1.1°. The linear interpolation method has appropriate precision for most basic frequency quantity based protection devices, but it is not adapted to those protection principles which need harmonic quantity as well as basic frequency quantity. In the future, when the line is equipped with electronic transformers, this method will show its usability and value more obviously.

**Key words:** fiber communication; differential protection; data synchronization; interpolation; error; electronic transformers