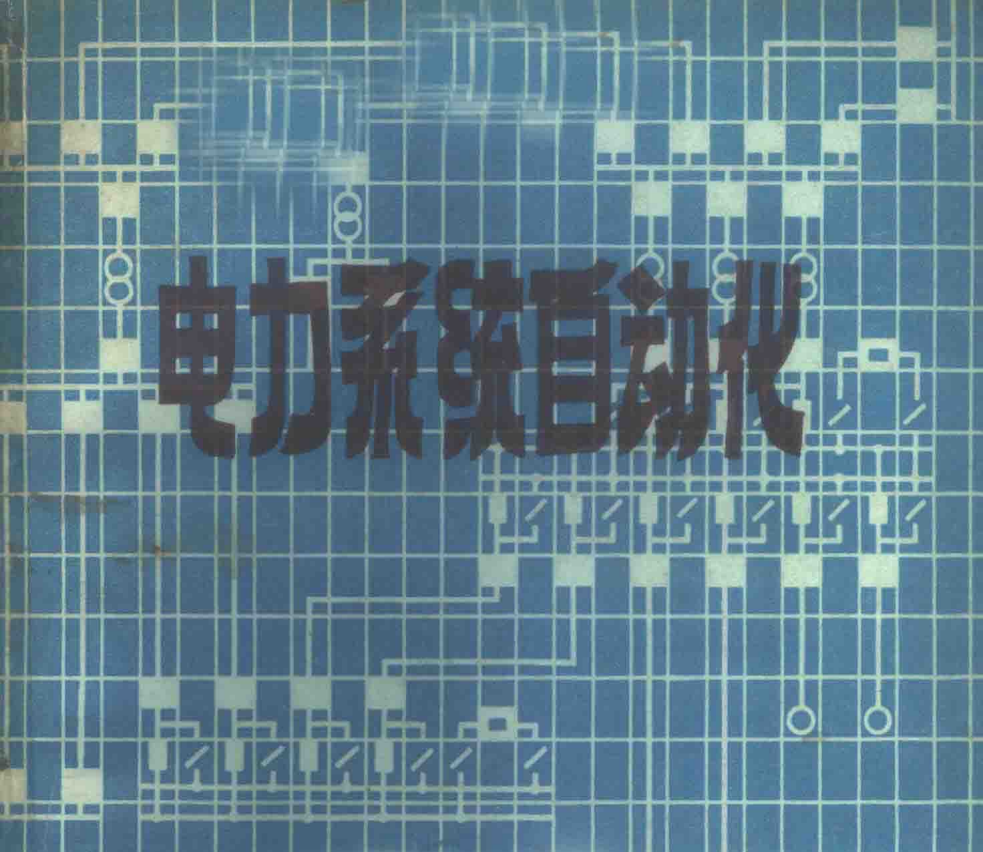




电力系统自动化

浙江大学《新技术译丛》编译组

电力系统自动化

(译文集)

浙江大学发电教研组编译
《新技术译丛》编译组

1973年

电力系统自动化

(译文集)

*

浙江大学《新技术译丛》编译组出版
杭州市新华书店发行
浙江浦江印刷厂印刷

*

定价: 0.65元
(国内发行)

内 容 简 介

本译文集选译了近年来国外有关电力系统继电保护自动化方面的文章九篇，内容包括：距离保护的相位比较技术、消弧线圈接地电网中的新型接地保护继电器、电力系统自动调度系统和集中控制系统、用激光测量高压输电线的电流和电压、电力系统电压等级体制的讨论等。

本书适于电力系统科研、设计和运行单位的有关人员参考，也可供高等院校发电专业师生阅读。

前 言

在毛主席“抓革命，促生产，促工作，促战备”的伟大方针指引下，我国社会主义工农业生产的形势空前大好。与此相适应，电力工业也正在加快步伐，蓬勃发展，呈现出一派大好形势。

当前，随着电力系统的不断扩大和复杂化，对电能的质量以及供电的经济性和可靠性正提出了越来越高的要求，把电子技术、计算技术和激光技术等各种新技术迅速而又广泛地应用到电力工业领域中去，已成为促进电力系统自动化，达到电力系统经济、合理、安全运行所需要的一项重要的措施。

为了适应这一发展的需要，我们遵照毛主席“洋为中用”的伟大教导，选译了国外近年来有关这方面的文章九篇，汇编成册，以供电力系统科研、设计和运行单位的有关人员参考，也可供高等院校发电专业师生阅读。

由于我们思想水平和业务水平有限，在内容取舍和译文质量上都难免存在着不少缺点，希读者批评指正。

毛主席语录

中国应该大量吸收外国的进步文化,作为自己文化食粮的原料,这种工作过去还做得很不够。这不但是当前的社会主义文化和新民主主义文化,还有外国的古代文化,例如各资本主义国家启蒙时代的文化,凡属我们今天用得着的东西,都应该吸收。但是一切外国的东西,如同我们对于食物一样,必须经过自己的口腔咀嚼和胃肠运动,送进唾液胃液肠液,把它分解为精华和糟粕两部分,然后排泄其糟粕,吸收其精华,才能对我们的身体有益,决不能生吞活剥地毫无批判地吸收。

目 录

距离保护的通用化相位比较器技术

——作用和设计基础…………… (1)

距离保护的通用化相位比较器技术

——多输入装置的理论和运行…………… (32)

五次谐波作为经消弧线圈接地电网中选择性

接地检测的有效判据…………… (57)

用于经消弧线圈接地电网的电子型接地方向

继电器…………… (70)

试验保护装置用的电力系统故障电流和电压

的模拟…………… (77)

电力系统自动化调度系统的动向…………… (99)

最近的电力系统集中控制…………… (120)

电力系统额定电压等级合理体制的选择…………… (139)

利用激光测量高压输电线的电流和电压…………… (167)

距离保护的通用化相位比较器技术 ——作用和设计基础

主要符号

- | | |
|---------------------------|---|
| $S_1、S_2、S_3$ | ——继电信号 |
| $\theta(S_n)$ | ——继电信号 S_n 的延时周期整定 |
| $\delta(S_n)$ | ——继电信号 S_n 的比较周期整定 |
| S_{mn+} | ——继电信号 S_m 和 S_n 的比较正极限
(信号 S_m 作为基准) |
| S_{mn-} | ——继电信号 S_m 和 S_n 的比较负极限
(信号 S_m 作为基准) |
| K/α | ——电压系数 |
| V_L | ——系统电压(归算到电压互感器的二次电压) |
| $Z_r = Z_r /\phi$ | ——电流的模拟阻抗 |
| I_L | ——系统电流(归算到电流互感器的二次电流) |
| ω | ——系统角频率(弧度/秒) |
| α_{mn}, β_{mn} | ——信号 S_m 和 S_n 的方波平均比较器的始动相角(取信号 S_m 为基准) |

T_c	——方波平均比较器在始动情况下输出脉冲的宽度
T_n	——方波平均比较器在始动情况下输出脉冲的相隔时间。
t_c	——方波平均比较器输出脉冲的宽度
t_n	——方波平均比较器输出脉冲的相隔时间
K_c	——积分器电压上升时间常数(伏/秒)
K_n	——积分器电压下降时间常数(伏/秒)
V_I	——积分器电路的电压
V_s	——电平探测器的整定电压
V_R	——电平探测器的返回电压
V_{UL}	——积分器电压线性上限
$\Delta\theta$	——延时周期误差角度之差 $[\Delta\theta(S_2) - \Delta\theta(S_1)]$
T_s	——以信号 S_1 从负到正的零交叉点算起, 输出脉冲开始的时间
T_f	——以信号 S_1 从负到正的零交叉点算起, 输出脉冲中止的时间
K'	——比较器的实现性常数
Δ	——方波平均比较器的比较极限和始动角度之间的裕度、弧度
$C_{pp}(S_m)$	——继电信号 S_m 的比较周期脉冲

1. 概 述

改进重负荷超高压线路距离保护鉴别能力的新的极特性

形状通常最引人注目。当前一般都认为四边形特性¹⁰比其他为达到这目的而较简单的形状来得优越。最近几年已经提出好几种形成四边形特性的方法¹¹⁻¹³，但在许多方面，其进展一般地说都是令人失望的。从改进特性形状所取得的优点往往为增添的复杂性或不良的动态反应所抵消。新近对幅值比较器⁵和采样技术^{6,7}的研究，适当加重了后一些因素。但是，本文所提出的是关于相位比较技术，因为已经感到这种技术将可在实际继电器中产生新的特性形状，而有着适合现代要求的综合性能。已发表的研究工作的进展¹⁻³证明，相位比较技术可以得到常用的方向阻抗继电器的满意性能，而随后的研究工作⁴又证实，众所周知的“方波平均”法可保证动态准确度。

常用的相合方波平均技术限制输入信号的数目为二个，而产生比较极限为 $\pm 90^\circ$ 。一般改进的特性形状都要求减小对称或不对称的比较极限，为了这个目的，曾发表过一篇以继电信号相合周期和一固定基准周期相比较为依据的文章⁸。这种型式的装置通常避免采用二个输入，因为这样会产生各个继电器在反应时间配合上的困难。可以采用多信号技术来克服这种困难，因此，这种方法通常是受欢迎的。但是，对常用的装置却并不完全合适，因为在这种装置中往往会由于组成特性的无用部分而对极特性产生不必要的侵涉。曾经强调指出，采用多输入比较器的主要成就在于能得到所要求的特性而无不必要的侵涉⁹。

考虑到现有技术的不适应，Bath大学着手一项科研计划，研究相位比较的新方法。研究的基本目的可以归结为：

(1) 克服常用多输入比较器所存在的特性侵涉。

(2) 保证继电器样机的动态准确度, 至少可以和现有方向阻抗继电器的准确度相比较。

(3) 保证在给定特性范围内对实际发生的所有故障阻抗, 都能获得最快的动作时间。

(4) 研究信号幅值在很大范围内保持测量准确度的可能性, 从而扩大继电器可用领域而不需要很高的基本灵敏度。

(5) 用试验台的扩大程序, 证明新方法的生命力。

这研究工作可导致一种完全新的相位比较器的发展, 它可得到的比较极限是极其灵活的。在多输入的方式中, 各对信号之间的比较极限可按照不同极特性的要求来整定, 因而装置有通用化比较器之称。本文对这新技术作一介绍, 以帮助读者洞察适应上列各种目的的机理。

2. 通用化比较技术的基本原理

2.1 比较周期的定义

对于每个继电信号取定一个相对于从负到正的零交叉点的比较周期。参照图 1, 信号 S_1 的比较周期发生在零交叉点之后 T_1 秒, 持续着一个时间 T_2 秒。比较周期是可以任意取定的, 通常将时间周期 T_1 和 T_2 以角度形式表示较为方便, 即

$$\theta(S_1) = \omega T_1(S_1) \quad \delta(S_1) = \omega T_2(S_1) \quad (1)$$

数值 $\theta(S_1)$ 和 $\delta(S_1)$ 称为继电信号 S_1 的延时周期和比较周期整定。同样地, 第二个信号 S_2 的比较周期可以定为 $\theta(S_2)$ 和 $\delta(S_2)$

2.2 比较方法

各个比较周期是以这样的方法进行比较的, 以使通用化

比较器的输出为一定值电平的脉冲，其宽度等于每个比较周期所共有的时间。图 2 a 表示两个信号之间的相角可以得到输出的情况。图 2 b 所示的情况则相反，在每一个周波中没有二个比较周期所共有的时间。

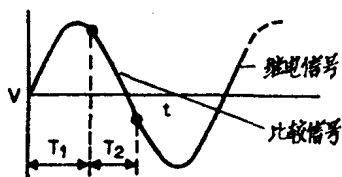


图 1 通用化比较器典型比较周期的定义

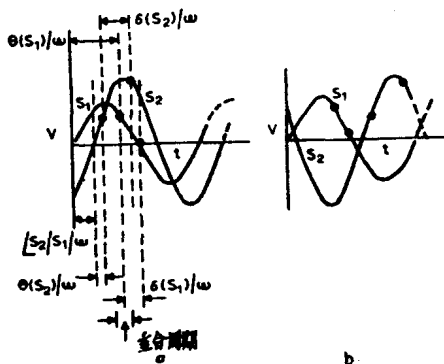


图 2 二个信号的通用化比较

a、有输出 b、无输出

2.3 比较的相角极限

二个输入的比较器所产生的比较极限，可以方便地用每个信号的延时周期和比较周期的整定来取定。在始动情况下，如 S_2 滞后于 S_1 ，两输入之间的相角（以 S_1 为基准）可写为：

$$\underline{S_2/S_1} = \theta(S_2) - \theta(S_1) - \delta(S_1) \quad (2)$$

同样, 当 S_2 越前于 S_1 时始动条件则为:

$$\underline{S_2/S_1} = \theta(S_2) - \theta(S_1) + \delta(S_2) \quad (3)$$

如 S_1 和 S_2 之间的相角处于 (2)、(3) 式所规定的范围之内, 比较器就有输出。因此, 以后称 S_2 滞后于 S_1 的始动条件为比较的负极限, 而 S_2 越前于 S_1 的条件为比较的正极限。进而, 为了避免讨论多输入情况时的混淆, 通常分别以 S_{12}^+ 和 S_{12}^- 表示比较的正负极限较为方便。这样的表示方法既可表明正负极限, 又可指出所规定的基准相量。应当注意, 当相量按顺时针方向旋转时, S_{12}^- 取为正, 因而整个动作的判据可规定为:

$$\left. \begin{aligned} &-(S_{12}^-) \leq \underline{S_2/S_1} \leq (S_{12}^+) \\ \text{或 } &\theta(S_2) - \theta(S_1) - \delta(S_1) \leq \underline{S_2/S_1} \leq \theta(S_2) - \theta(S_1) + \delta(S_2) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

显然, 比较极限完全可由设计者来控制, 在这方面, 有几点值得指出:

- (1) 比较的正极限和比较周期 $\delta(S_1)$ 整定无关,
- (2) 比较的负极限和比较周期 $\delta(S_2)$ 整定无关,
- (3) 可能进行相位比较的总相角是等于两比较周期整定之和。

2.4 整定误差的影响

虽然可以固定比较器的各个整定, 以得到各种始动条件, 但实际上它们总是要在理想数值上下变动的。这种变动误差可能是由于电路部件的漂移、温度和电源的波动。但是, 仔细设计电路以保持这些误差于一个允许水平, 却是不困难的。引起误差最为严重的原因是继电信号中偏移的暂态分量。在暂态情况下, 实在的零交叉点相对于不存在暂态时所得的零交叉点来说是移动了。因此延时整定就有明显的增减,

而比较器的反应较之稳态分量也起了变化。在这方面，应当指出，需要考虑的只是延时整定的误差。这里所叙述的比较器特地采用了准稳定电路来实现，因此，就不致出现比较周期中的误差。

为此，只需考虑误差的影响而不必涉及其确切的原因。信号 S_1 延时整定的误差以 $\Delta\theta(S_1)$ 表示，这样，修正的延时整定变为 $\theta(S_1) + \Delta\theta(S_1)$ 。同样，继电信号 S_2 延时整定则变为 $\theta(S_2) + \Delta\theta(S_2)$ ，因而各个比较极限修正为

$$\begin{aligned}(S_{12+}) &= \theta(S_2) - \theta(S_1) + \delta(S_2) + [\Delta\theta(S_2) - \Delta\theta(S_1)] \\(S_{12-}) &= \theta(S_1) - \theta(S_2) + \delta(S_1) - [\Delta\theta(S_2) - \Delta\theta(S_1)]\end{aligned}\quad (5)$$

参照(5)式，可以看到比较的正负极限分别增减了一个数值，即等于两角度误差之差。如果在每个周波中只测量一次的话，完成相位比较的角度总范围是不变的，而比较极限则在其额定数值左右“徘徊”。但是，在另一种常用的测量方式下，每半个周波都要进行测量，每个比较极限均将增加，这种情况将如第4.1.2节所示，可以利用来保持测量的准确度。

2.5 二输入比较器整定的推导

实际上，比较极限是按照所需的极特性来取定的，所以需要从已知极限来推导比较器的整定。整定变数和比较极限之间的关系如(6)式所示：

$$\begin{aligned}(S_{12+}) &= \theta(S_2) - \theta(S_1) + \delta(S_2) \\(S_{12-}) &= \theta(S_1) - \theta(S_2) + \delta(S_1)\end{aligned}\quad (6)$$

很明显，对任一给定的比较器来说，其所需的各个比较周期整定是相互联系的。将(6)式相加，就可看出比较极限的总和是等于比较周期整定的总和，因而可以选择 $\delta(S_1)$ 或 $\delta(S_2)$ 来适应具体的实现。要能实现，每个比较周期的数值必须为

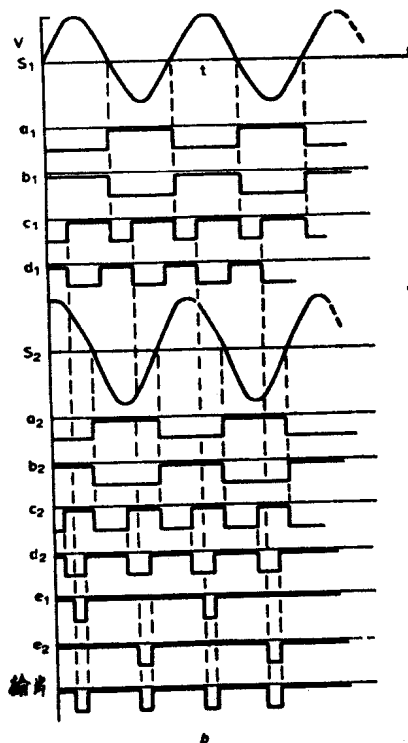
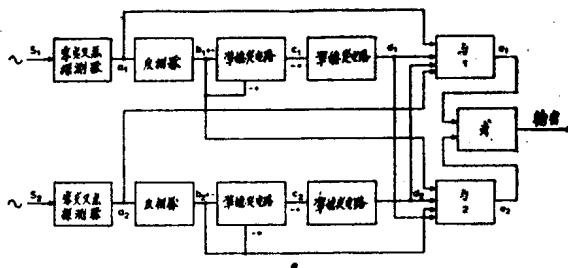


图3 输入比较器方框图及电路波形

a、方框图 b、电路波形

正，其极限情况为一很短的脉冲。一个比较周期趋近于零，另一个的整定则趋近于它的最大值 $(S_{12+}) + (S_{12-})$ ，因此，其可能的范围为

$$\begin{aligned} 0 &\leq \delta(S_1) \leq (S_{12+}) + (S_{12-}) \\ 0 &\leq \delta(S_2) \leq (S_{12+}) + (S_{12-}) \end{aligned} \quad (7)$$

选定了一个整定变数，留下来是规定一个延时周期整定。其数值显然是可以任意选择的，但是从实现的观点来看，将一个整定完全消去，则较方便。如果消去了延时整定 $\theta(S_1)$ ，则比较极限可以写为

$$\begin{aligned} (S_{12+}) &= \theta(S_2) + \delta(S_2) \\ (S_{12-}) &= -\theta(S_2) + \delta(S_1) \end{aligned} \quad (8)$$

可以解(8)式中任一式来得到整定 $\theta(S_2)$ 。但是，全解答还不是唯一的，因为在 $\theta(S_1)$ 为一定值，而以相等的增量加于整定 $\theta(S_2)$ 的情况下，也正好可以得到同样的比较极限。这情况与第2.4节所述结果一致，在这一节中已经证明相等的延时误差并不改变所得的比较极限。

可以实现不限制同相(cophasal)继电信号的对称或不对称的比较器，而不需要延时周期整定。在这种情况下，每个比较极限在数值上是正的，而比较周期整定 $\delta(S_1)$ 、 $\delta(S_2)$ 分别等于比较极限 (S_{12-}) 和 (S_{12+}) 。但是，对于同相继电信号，完全安排在比较极限之外是可能的。从(8)式可以清楚地看出，在这种情况下就不能消除延时整定 $\theta(S_2)$ 。

在通用化比较技术中采用一定的延时整定，它跟常用的相位比较技术有时在产生特性时需要的继电信号移相是很相似的。例如有人曾常用(9)式所示的继电信号形式，而采取固定基准时间的多信号技术：°

$$S_1 = K/\alpha V_L + I_L |Z_r| / \phi \quad (9)$$

从暂态准确度的观点来看,在继电点电压上附加一个所需的相位移 α 是一个相当大的麻烦。在距离保护中,继电器所实测到的电压都是一起受到突变的,而移相电路的引入一定会由于弛张暂态的产生而扩大了暂态问题。如果以一个等于 α 角的延时周期与(10)式所示的信号 S_1' 结合,就可以避免采用附加的移相装置。一般来说,采用后一方法总是可以避免继电点电压的移相电路,然而电流分量的模拟阻抗(Z_r)仍是需要保持的。在这方面,采用电抗变压器电路可以有利于减轻故障电流的暂态分量:‘

$$S_1' = KV_L + I_L |Z_r| / \phi - \alpha \quad (10)$$

2.6 多输入装置

比较继电信号各个周期的基本原理可以引伸到多于二个的输入。对每个继电信号专有的比较周期可用二输入同样的方式进行比较,因此,如果在输入信号的一个周波的某些时间内所有比较周期是重叠的话,从比较器就可得到输出。至于解释通用化多输入装置的理论,特别是推导比较器整定变数以获得规定的比较极限,却是比较复杂的。但是,可以了解到,因为对各个继电信号都可指定不同的比较周期,不同的比较极限的可能性是存在的。

从多输入装置得到输出,只有在比较信号的各种可能的两个信号的组合中,每对信号之间的相角不超出其比较极限时,才有可能。例如,以三输入装置来看,有三种可能的二信号组合: S_1 与 S_2 , S_2 与 S_3 以及 S_1 与 S_3 。每对信号之间的比较极限按照前面对二输入装置所述的理论加以推导,结果如(11)式所示,倘若(12)式的每个相角限制是同时满足的话,