快速数字滤序方法初探

华中工学院　　尹项根　陈德树

摘　　要

本文根据相量恒等变换原理提出用于设计数字滤序器的“因子旋转、时域重构”方法，并据此设计了快速数字负序和正序滤过器。文中所举二例，第一种计算量微乎其微，时延3.33ms；第二种计算量略微增加，而时延可通过提高采样率进一步减小。二者均适合于采样率不同的多种场合。“因子旋转、时域重构”方法还回答了目前几种滤序表达式的统一性。

在电力系统数字继电保护和实时控制中用到序电量的地方，人们都乐于采用数字滤序器。这是由于模拟滤序器存在某些不易克服的缺点，其中之一是电感和电容元件使滤序器在暂态过程中工作不好。难于满足高速动作的要求，另一缺点是系统频率发生变化时滤序特性变坏，甚至不得不将其退出运行。而数字滤序器则无上述缺点。本文提出设计数字滤序器的“因子旋转、时域重构”方法，并应用这种方法设计了高速数字滤序器，其响应时延不大于3.33ms（系统频率50Hz），计算量很小。下文先介绍一个快速数字滤序器的设计过程，然后再从一般的意义上讨论设计方法。

一、快速数字负序滤过器设计举例

设计一个数字零序滤过器总是容易的。根据相量关系 $3\dot{X}_0=\dot{X}_a+\dot{X}_b+\dot{X}_c$，对应的数字零序滤过器为

$$3X_0(n)=X_a(n)+X_b(n)+X_c(n) \qquad (1-1)$$

下文不再讨论零序滤过器的设计。

以负序滤过器为例，其序量与相量的关系：

$$3\dot{X}_2=[1\quad a^2\quad a]\begin{pmatrix}\dot{X}_a\\ \dot{X}_b\\ \dot{X}_c\end{pmatrix}$$

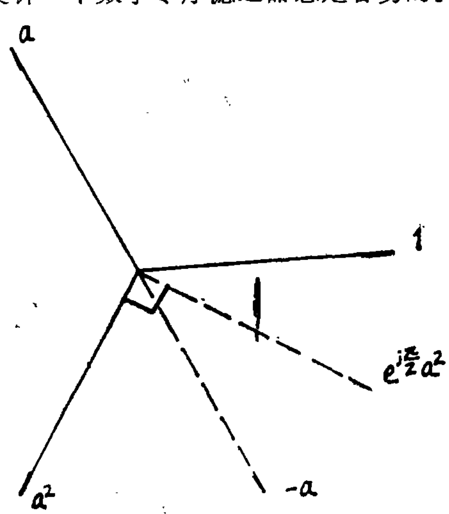

图　1

变换因子1、a、a^2的相量如图1—1所示。现作如图所示之旋转，即对上式作下述恒等变换：

$$3\dot{X}_2 = [1\quad a^2\quad a]\begin{pmatrix}\dot{X}_a\\ \dot{X}_b\\ \dot{X}_c\end{pmatrix}$$

$$= [1\quad a^2e^{j\frac{\pi}{2}}\quad -a]\cdot\begin{pmatrix}\dot{X}_a\\ -\dot{X}_{b,rt}\\ -\dot{X}_c\end{pmatrix} \qquad (1—2)$$

式中：$\dot{X}_{b,rt} = \dot{X}_b\cdot e^{j\frac{\pi}{2}}$。

然后对相量式（1—2）进行时域重构：

$$3X_2(t) = I_m\left\{\sqrt{2}e^{j\omega t}\cdot[1\quad a^2e^{j\frac{\pi}{2}}\quad -a]\begin{pmatrix}\dot{X}_a\\ -\dot{X}_{b,rt}\\ -\dot{X}\end{pmatrix}\right\}$$

$$= I_m\left\{\sqrt{2}e^{j\omega t}\cdot[e^{j0\pi}\quad e^{j\frac{11\pi}{6}}\quad e^{j\frac{5\pi}{3}}]\begin{pmatrix}\dot{X}_a\\ -\dot{X}_{b,rt}\\ -\dot{X}_c\end{pmatrix}\right\}$$

$$= X_a(t) - \frac{1}{\omega}X'_b\left(t-\frac{T}{12}\right) - X_c\left(t- -\frac{T}{6}\right) \qquad (1—3)$$

式中：$T = \frac{2\pi}{\omega}$为基频周期。

时域重构中应用了下述关系：若设

$X(t) = X_m\sin(\omega t+\varphi)$，　$\dot{X} = Xe^{j\varphi}$

则有，$X(t) = I_m[\sqrt{2}X e^{j\varphi} e^{j\omega t}] = I_m[\sqrt{2}\dot{X}e^{j\omega t}]$　　（1—4）

$$\frac{1}{\omega}X'(t) = X_m\cos(\omega t+\varphi)$$

$$= X_m\mathrm{Sin}\left(\omega t+\varphi+\frac{\pi}{2}\right)$$

$$= I_m[\sqrt{2}\dot{X}_{rt}\cdot e^{j\omega t}] \qquad (1—5)$$

式中：$\dot{X}_{rt} = \dot{X}e^{j\frac{\pi}{2}}$

当系统频率为50Hz时，（1—3）式响应时延为$\frac{T}{6} = 3.33$ms。将（1—3）式离散化，设基频周期采样点数为N，则有

$$3X_2(n)=X_a(n)-\frac{1}{\omega}X_b'(n-\frac{N}{12})-X_c(n-\frac{N}{6}) \qquad (1-6)$$

后文将说明（1—6）式的计算非常便利。下面先对“因子旋转、时域重构”方法作些一般性讨论。

二、因子旋转与时域重构

因子旋转的实质是寻找一个恒等变换。对于（1—2）式表示的负序滤过器，确定一个变换矩阵：

$$T_{2m}=\begin{pmatrix}1&0&0\\0&j&0\\0&0&-1\end{pmatrix},\ 则\ T_{2m}^{-1}=\begin{pmatrix}1&0&0\\0&-j&0\\0&0&-1\end{pmatrix} \qquad (2-1)$$

再令 $A_2=[1\quad a^2\quad a]$，$\dot{X}=[\dot{X}_a\quad \dot{X}_b\quad \dot{X}_c]^T$ （2—2）

则（1—2）式可以写为：

$$3\dot{X}_2=[1\quad a^2\quad a]\begin{pmatrix}\dot{X}_a\\\dot{X}_b\\\dot{X}_c\end{pmatrix}$$

$$=[1\quad a^2\quad a]\begin{pmatrix}1&0&0\\0&j&0\\0&0&-1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}1&0&0\\0&-j&0\\0&0&-1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\dot{X}_a\\\dot{X}_b\\\dot{X}_c\end{pmatrix}$$

$$=A_2T_{2m}\cdot T_{2m}^{-1}\dot{X}$$

$$=A_{2t}\cdot\dot{X}_{2t} \qquad (2-3)$$

式中：
$$\left.\begin{aligned}A_{2t}&=A_2T_{2m}=[1\quad ja^2\quad -a]\\ \dot{X}_{2t}&=T_{2m}^{-1}\dot{X}=[\dot{X}_a\quad -j\dot{X}_b\quad -\dot{X}_c]^T\end{aligned}\right\} \qquad (2-4)$$

比较（1—2）式，这就是因子旋转所要达到的目的。

对于正序滤过器，确立变换矩阵：

$$T_{1m}=\begin{pmatrix}1&0&0\\0&-1&0\\0&0&j\end{pmatrix},\ 则\ T_{1m}^{-1}=\begin{pmatrix}1&0&0\\0&-1&0\\0&0&-j\end{pmatrix} \qquad (2-5)$$

亦令 $A_1=[1\quad a\quad a^2]$ $\dot{X}=[\dot{X}_a\quad \dot{X}_b\quad \dot{X}_c]^T$ （2—6）

$A_{1t}=A_1T_{1m}$ $\dot{X}_{1t}=T_{1m}^{-1}\dot{X}$ （2—7）

则有 $3\dot{X}_1=A_1\cdot\dot{X}=A_1T_{1m}\cdot T_{1m}^{-1}\dot{X}=A_{1t}\cdot\dot{X}_{1t}$

$$= [1 \quad -a \quad ja^2] \cdot \begin{pmatrix} \dot{X}_a \\ -\dot{X}_b \\ -j\dot{X}_c \end{pmatrix} \qquad (2-8)$$

时域重构的目的是从复域回到时域，其基本变换式为（1—4）和（1—5）式。对（2—3）式的变换得到（1—3）和（1—6）式，对（2—8）式的变换为：

$$3X_1(t) = X_a(t) - X_b(t - \frac{T}{6}) - \frac{1}{\omega}X'_c(t - \frac{T}{12}) \qquad (2-9)$$

其离散化表达式为：

$$3X_1(n) = X_a(n) - X_b(n - \frac{N}{6}) - \frac{1}{\omega}X'_c(n - \frac{N}{12}) \qquad (2-10)$$

要得到不同的滤序方法，关键在于因子如何旋转，亦即恒等变换如何选取。选择不同的变换矩阵T_{2m}和T_{1m}，便可得到不同的滤序表达式，一般地说所对应的时域中的时延也是不同的。

最简单的情形，滤序因子不作任何旋转，变换矩阵为单位矩阵u，即：

$$A_{2t} = A_2 \qquad \dot{X}_{2t} = \dot{X}$$

$$A_{1t} = A_1 \qquad \dot{X}_{1t} = \dot{X}$$

这时对应的负序和正序滤过器时域离散表达式为：

$$3X_2(n) = X_a(n) + X_b(n - \frac{N}{3}) + x_c(n - \frac{2N}{3}) \qquad (2-11)$$

$$3X_1(n) = X_a(n) + X_b(n - \frac{2N}{3}) + x_c(n - \frac{N}{3}) \qquad (2-12)$$

这即为多数资料中所推荐的方法。其中N需满足：

$$N = 3 + 3K, \quad K = 0, 1, 2, \cdots\cdots \qquad (2-13)$$

响应时延为$\frac{2T}{3} = 13.33ms$（系统频率50Hz）。

为加快响应速度，将滤序因子a反向，选取变换矩阵如下，

$$T_{2m} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}, \quad T_{1m} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \qquad (2-14)$$

则：
$$\left.\begin{aligned} A_{2t} &= A_2 T_{2m} = [1 \quad a^2 \quad -a] \\ \dot{X}_{2t} &= T_{2m}^{-1}\dot{X} = [\dot{X}_a \quad \dot{X}_b \quad -\dot{X}_c]^T \end{aligned}\right\} \qquad (2-15)$$

$$\left.\begin{aligned} A_{1t} &= A_1 T_{1m} = [1 \quad -a \quad a^2] \\ \dot{X}_{1t} &= T_{1m}^{-1}\dot{X} = [\dot{X}_a \quad -\dot{X}_b \quad \dot{X}_c]^T \end{aligned}\right\} \quad (2-16)$$

所对应的负序和正序滤过器时域离散表达式为：

$$3X_2(n) = X_a(n) + X_b\left(n-\frac{N}{3}\right) - x_c\left(n-\frac{N}{6}\right) \quad (2-17)$$

$$3X_1(n) = X_a(n) - X_b\left(n-\frac{N}{6}\right) + x_c\left(n-\frac{N}{3}\right) \quad (2-18)$$

其中N需满足：

$$N = 6 + 6K, \qquad K = 0, 1, 2, \cdots \quad (2-18)$$

响应时延为$\frac{T}{3} = 6.67$ms（50Hz），提高了响应速度，计算量并未增加。

若变换矩阵T_{2m}和T_{1m}分别按（2—1）和（2—5）式选取，对应的（1—6）和（2—10）式响应时延为$\frac{T}{6} = 3.33$ms，响应速度进一步提高。

综上所述，因子旋转的基本原则包括两条：1．旋转后的三个滤序因子相量间的夹角应尽可能小，以使对应的时域时延尽可能短，这一点可由相量图直观清楚地作出；2．对应旋转后的电相量在时域中是易于求取的，以减小计算量。另外，为使计时起点符合习惯，可使a及a^2相量旋转后不要超前于1。

三、时域实时计算方法

对于（1—6）式，用差商来代替求导。为保证精度并减小计算量，取中点差商，则式右第二项：

$$-\frac{1}{\omega}X'_b\left(t-\frac{T}{12}\right) \approx \frac{1}{\omega \cdot T_s}\left[X_b\left(t-\frac{T}{12}-\frac{T_s}{2}\right) - x_b\left(t-\frac{T}{12}+\frac{T_s}{2}\right)\right] \quad (3-1)$$

式中T_s为采样周期。

若取每基频周期N点采样，即$T = NT_s$，代入上式并离散化：

$$\begin{aligned} -\frac{1}{\omega}X'_b\left(n-\frac{N}{12}\right) &\approx \frac{N}{2\pi}\left[X_b\left(n-\frac{N}{12}-\frac{1}{2}\right) - X_b\left(n-\frac{N}{12}+\frac{1}{2}\right)\right] \\ &= \frac{N}{2\pi}\left[X_b\left(n-\frac{N+6}{12}\right) - X_b\left(n-\frac{N-6}{12}\right)\right] \end{aligned} \quad (3-2)$$

显然，$\frac{N+6}{12}$和$\frac{N-6}{12}$应为正整数，故N需满足：

$$N = 6 + 12K,\ K = 0,\ 1,\ 2,\ \cdots \qquad (3-3)$$

若N为12的倍数时，中点差商可取另一形式：

$$-\frac{1}{\omega}X'_b\left(t-\frac{T}{12}\right) \approx \frac{1}{\omega \cdot 2T_s}\left[X_b\left(t-\frac{T}{12}-T_s\right) - X_b\left(t-\frac{T}{12}+T_s\right)\right] \qquad (3-4)$$

上式离散化：

$$-\frac{1}{\omega}X'_b\left(n-\frac{N}{12}\right) \approx \frac{N}{4\pi}\left[X_b\left(n-\frac{N+12}{12}\right) - X_b\left(n-\frac{N-12}{12}\right)\right] \qquad (3-5)$$

此时N需满足：

$$N = 12 + 12K,\ K = 0,\ 1,\ 2,\ \cdots \qquad (3-6)$$

在（3—3）和（3—6）式中，对应于K取相同值时，分别按（3—2）和（3—5）式计算导数的精度是相同的。在（3—3）和（3—6）式中还保证了N为6的倍数，这是（1—6）式中C相所需求的。

对于（2—10）式所代表的正序滤过器，同样可用（3—1）～（3—6）式来处理等式右边的第三项，只要把下标b、c互换即可。

选择一个特定情况N＝12，差商计算应选用（3—5）式，代入（1—6）和（2—10）式，负序和正序滤过器可依次表为：

$$3X_2(n) = X_a(n) + K\left[X_b(n-2) - X_b(n)\right] - X_c(n-2) \qquad (3-7)$$

$$3X_1(n) = X_a(n) - X_b(n-2) + K\left[X_c(n-2) - X_c(n)\right] \qquad (3-8)$$

式中$K = \frac{3}{\pi} = 0.955 \approx 1$，可避免乘法运算。

一般情况下用差商来近似求导，但在某种特殊情况下，却能用采样值精确地计算导数。由下述三角恒等式：

$$\frac{X}{\omega}\left[\sin(\omega t+\varphi)\right]' = X\cos(\omega t+\varphi) = 2X\sin\frac{\pi}{6}\cos(\omega t+\varphi) = X\sin\left(\omega t+\varphi+\frac{\pi}{6}\right) - X\sin\left(\omega t+\varphi-\frac{\pi}{6}\right) \qquad (3-9)$$

若令$\frac{X}{\omega}\left[\sin(\omega t+\varphi)\right]' = X\sin\left[\omega(t+\Delta t)+\varphi\right] - X\sin\left[\omega(t-\Delta t)+\varphi\right] \qquad (3-10)$

只要选择中点差商的前后步长Δt满足$\omega\Delta t = \frac{\pi}{6}$，就可由采样值精确计算（1—6）和（2—10）式中的导数项。这时（3—7）、（3—8）式中K＝1，因为此时步长

$\Delta t = T_S = \frac{T}{12}$，即有$\omega T_S = \frac{\pi}{6}$。

由此可认为，当N为其它数时，也宜于用步长Δt满足$\Delta t\omega = \frac{\pi}{6}$的中点差商来精确地计算导数。据此得到一种通用的快速数字滤序器：

$$\left.\begin{aligned} 3X_2(n) &= X_a(n) - X_b(n) + X_b(n-\frac{N}{6}) - X_c(n-\frac{N}{6}) \\ 3X_1(n) &= X_a(n) - X_b(n-\frac{N}{6}) - X_c(n) + X_c(n-\frac{N}{6}) \end{aligned}\right\} \quad (3-11)$$

$N = 6 + 6K, \quad K = 0, 1, 2, \cdots$

其响应时延为3.33ms（50Hz）。

再举一个负序滤过器的例子。将因子a、a^2转到与实轴重合，即令变换矩阵为：

$$T_{2m} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{pmatrix}, \quad T_{2m}^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{pmatrix} \quad (3-12)$$

则：$A_{2t} = A_2 T_{2m} = [1 \quad 1 \quad 1]$

$$\dot{X}_{2t} = T_{2m}^{-1}\dot{X} = [\dot{X}_a \quad \dot{X}_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad \dot{X}_c e^{j\frac{2\pi}{3}}]^T$$

通过时域重构得到时域表达式：

$$\begin{aligned} 3X_2(t) &= I_m\left\{\sqrt{2}e^{j\omega t}[1 \quad 1 \quad 1][\dot{X}_a \quad \dot{X}_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad \dot{X}_c e^{j\frac{2\pi}{3}}]^T\right\} \\ &= X_a(t) - \frac{1}{2}[X_b(t) + X_c(t)] \\ &\quad - \frac{\sqrt{3}}{2\omega}[X_b'(t) - X_c'(t)] \end{aligned} \quad (3-13)$$

仍用中点差商近似求导，取步长为T_S，则有：

$$\begin{aligned} 3X_2(t) \approx X_a(t) - \frac{1}{2}[X_b(t) + X_c(t)] - \frac{\sqrt{3}}{2\omega\cdot 2T_S}[X_b(t+T_S) \\ - X_b(t-T_S) - X_c(t++T_S) + X_c(t-T_S)] \end{aligned}$$

将上式离散化，并注意到$\omega T_S = \frac{2\pi}{N}$，

$$\begin{aligned} 3X_2(n) \approx X_a(n) - \frac{1}{2}[X_b(n) + X_c(n)] - \frac{\sqrt{3}N}{8}[X_b(n+1) \\ - X_b(n-1) - X_c(n+1) + X_c(n-1)] \end{aligned} \quad (3-14)$$

上式对采样周期T_S无特殊要求，不过N越大，即T_S越小，对（3—13）式的近似程度越好，而且时延越短。上式时延为$2T_S$。恰当选取N，，可减小实时计算量，如取N＝16，时延为2.5ms，表达式：

$$
\begin{aligned}
6X_2(n) \approx & 2X_a(n) - X_b(n) - X_c(n) \\
& - 7[X_b(n+1) - X_b(n-1) - X_c(n+1) + X_c(n-1)]
\end{aligned}
$$

又如取N＝32，时延为1.25ms，表达式：

$$
\begin{aligned}
3X_2(n) \approx & X_a(n) - \frac{1}{2}[X_b(n) + X_c(n)] \\
& - 7[X_b(n+1) - X_b(n-1) - X_c(n+1) + X_c(n-1)]
\end{aligned}
$$

上两式可用移位和加减法计算，从而避免乘法。

四，其它常用滤序方法

有一些数字保护算法，譬如正余弦函数相关算法和最小二乘拟合算法（从拟合观点出发，可以证明前者只是后者的一个特例），可直接算得电相量复数的实虚部，便可方便地直接滤序：

$$
\begin{pmatrix} \dot{X}_0 \\ \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{X}_a \\ \dot{X}_b \\ \dot{X}_c \end{pmatrix}
$$

令：

$$
\begin{pmatrix} \dot{X}_0 \\ \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{R0} + jX_{I0} \\ X_{R1} + jX_{I1} \\ X_{R2} + jX_{I2} \end{pmatrix}, \quad \frac{1}{3}\begin{pmatrix} \dot{X}_a \\ \dot{X}_b \\ \dot{X}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{Ra} + jX_{Ia} \\ X_{Rb} + jX_{Ib} \\ X_{Rc} + jX_{Ic} \end{pmatrix}
$$

则：

$$
\frac{1}{3}\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{X}_a \\ \dot{X}_b \\ \dot{X}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X_{Ra} + jX_{Ia} \\ X_{Rb} + jX_{Ib} \\ X_{Rc} + jX_{Ic} \end{pmatrix}
$$

$$
\therefore \left.\begin{aligned} X_{R0} &= X_{Ra} + X_{Rb} + X_{Rc} \\ X_{I0} &= X_{Ia} + X_{Ib} + X_{Ic} \end{aligned}\right\} \quad (4-1)
$$

$$\left.\begin{aligned} X_{R1} &= X_{Ra} - \frac{1}{2}(X_{Rb}+X_{Rc}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(X_{Ib}-X_{Ic}) \\ X_{I1} &= X_{Ia} - \frac{1}{2}(X_{Ib}+X_{Ic}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(X_{Rb}-X_{Rc}) \end{aligned}\right\} \quad (4-2)$$

$$\left.\begin{aligned} X_{R2} &= X_{Ra} - \frac{1}{2}(X_{Rb}+X_{Rc}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(X_{Ib}-X_{Ic}) \\ X_{I2} &= X_{Ia} - \frac{1}{2}(X_{Ib}+X_{Ic}) - \frac{\sqrt{3}}{2}(X_{Rb}-X_{Rc}) \end{aligned}\right\} \quad (4-3)$$

这个计算量是不大的，但对于某些特定的算法仍能进一步减少计算量。例如对于正余弦函数相关算法，Phadke等人在1977年就提出了滤序和相关计算同时进行的公式。该公式曾假定每基频周期12点采样，现推广到一般列如下：

$$\left.\begin{aligned} \dot{X}_0 &= \frac{1}{3}\sum_{n=0}^{N-1} \omega(n)\left[X_a(n)+X_b(n)+X_c(n)\right] \\ \dot{X}_1 &= \frac{1}{3}\sum_{n=0}^{N-1}\left[\omega(n)X_a(n)+\omega\left(n-\frac{N}{3}\right)X_b(n) + \omega\left(n-\frac{2N}{3}\right)X_c(n)\right] \\ \dot{X}_2 &= \frac{1}{3}\sum_{n=0}^{N-1}\left[\omega(n)X_a(n)+\omega\left(n-\frac{2N}{3}\right)X_b(n) + \omega\left(n-\frac{N}{3}\right)X_c(n)\right] \end{aligned}\right| \quad (4-4)$$

式中：$\omega(n) = j\frac{\sqrt{2}}{N}e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ ，$N=3K$，$K=1, 2, 3, \cdots$

上式可用递推算法来减小计算量。

国家标准《继电器及继电保护装置基本试验方法》定于87年11月1日实施

为了全面贯彻IEC标准，由许昌继电器研究所负责起草的国家标准《继电器及继电保护装置基本试验方法》在1985年12月31日上报后，已于1987年2月24日由国家标准局正式批准，其标准号为G13 7261—87并定于1987年11月1日实施。

参加标准起草的除许昌继电器研究所外，还有机械委所属的阿城继电器厂，许昌继电器厂，上海继电器厂，遵义长征八厂，保定继电器厂和水电部南京电力自动化设备厂。

新的国家标准无论是试验项目和试验方法都与原标准JB1814—76《保护继电器基本试验方法》有很大的差别，就其试验方法而言，已全面贯彻了现有的IEC标准。为了更好贯彻执行GB7261—87，中国继电器产品检测中心正在积极筹备组织标准的宣贯会，定于1987年10月下旬在成都召开。