

# 输电线微型机继电保护中的几种基本数字滤波器

电力部南京自动化研究所 张之哲

本文根据输电线短路暂态量特点和微型机继电保护的滤波要求, 导出可用的六种基本数字滤波器, 对它们的性能作了详细分析, 并在计算机上作了验证。用这六种最简单的数字滤波器可组合成输电线微型机继电器保护滤除非基频成分所需的各种数字滤波器。本文并针对各类继电保护算法, 提出了配用数字滤波器的建议。

## 一. 输电线微型机继电保护对数字滤波器的要求

采用测量视在阻抗方法的输电线微型机保护同常规距离保护一样, 根据短路暂态量中的基频 ( $f_0 = 50 \text{ Hz}$ ) 分量判别故障。为此, 须采用前置滤波器消除暂态量中非基频成分。前置滤波器方案在使用模拟滤波器同时, 可采用数字滤波器。

### 1. 数字滤波器输入信号的特点

输电线短路暂态电压电流经传感器进入保护装置, 经模拟低通滤波器滤除了频率  $f > \frac{f_s}{2}$  ( $f_s$  是采样率) 的高次谐波才输入数字滤波器。故输入信号含有: ①基频分量 ( $f_0 = 50 \text{ Hz}$ ); ②直流分量; ③高次谐波: 只考虑在  $f_0 < f \leq \frac{f_s}{2}$  频域内为  $f_0$  正整数倍者; ④低频分量 (由于采用串联补偿电容器引起)。

### 2. 输电线微型机保护对数字滤波器的要求

(1) 数字滤波器输出信号必须保存或增强基频分量, 尽可能消除或衰减其它信号成分;

(2) 数字滤波器结构尽量简单, 少做或不做乘除运算, 使用的存贮单元数少;

(3) 数字滤波器的暂态过程时延愈小愈好, 不应大于  $(20 - T)$  毫秒 ( $T$  是采样周期)。

## 二、输电线微型机保护中可用的基本数字滤波器的导出

根据前述要求导出可用的最简单的数字滤波器—基本数字滤波器, 现作以下分析。

因输电线故障信息是串行送入, 采用  $IIR$  (无限长单位脉冲响应) 级联型滤波器, 传递函数一般地可表示为<sup>[1]</sup>:

$$H(Z) = A \prod_{n=1}^M H_n(Z) \quad \dots\dots\dots (1)$$

$H_n(Z)$  为二阶基本节, 其一般形式为

$$H_n(Z) = \frac{1 + \alpha_{1n}Z^{-1} + \alpha_{2n}Z^{-2}}{1 - \beta_{1n}Z^{-1} - \beta_{2n}Z^{-2}} \quad \dots\dots\dots (2)$$

式中 $\alpha_{1n}$ 、 $\alpha_{2n}$ 、 $\beta_{1n}$ 、 $\beta_{2n}$ 应为实系数。为寻求既满足要求而又最简单的数字滤波器，显然应当从式(2)出发。

如要在频率 $\omega$ 处得零点只须令 $|H_n(e^{j\omega T})| = 0$ ，为得极点可令 $\frac{1}{|H_n(e^{j\omega T})|} = 0$ ，由此确定实系数 $\alpha_1$ 、 $\beta_1$ 、 $\alpha_2$ 和 $\beta_2$

1. 可消除直流分量的基本数字滤波器

不考虑极点，只考虑在 $\omega = 0$ 处有零点，

式(2)简化为三种情况并按下面式(3)确定系数：

$$|H_n(e^{j\omega T})|_{\omega=0} = 0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

(1)  $H(Z) = 1 + \alpha_1 Z^{-1}$ ；由式(3)得 $|1 + \alpha_1| = 0$ ，求出 $\alpha_1 = -1$ ；

(2)  $H(Z) = 1 + \alpha_2 Z^{-2}$ 由式(3)得 $|1 + \alpha_2| = 0$ ，求出 $\alpha_2 = -1$ ；

(3)  $H(Z) = 1 + \alpha_1 Z^{-1} + \alpha_2 Z^{-2}$ ；由式(3)得 $\alpha_1 + \alpha_2 = -1$ ，如 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 均不为零，则至少要做一次乘法，故不予采用。

显然，由情况(1)、(2)推广为 $H(Z) = 1 - Z^{-K}$  ( $K$ 为正整数)，也可消除直流分量。

2. 可消除高次谐波的基本数字滤波器

不考虑极点，只考虑在基频 $f_0$  ( $50 \text{ Hz}$ )正整数倍频率处有零点。式(2)可简化为以下情况分析，并由方程式 $|H(e^{j\omega T})| = 0$ 确定系数与可消除的高次谐波次数 $m$  (大于1的正整数)。

(1)  $H(Z) = 1 + \alpha_1 Z^{-1}$ ；由 $|H(e^{j\omega T})| = \sqrt{[(1 + \alpha_1 \cos \omega T)^2 + (\alpha_1 \sin \omega T)^2]}^{\frac{1}{2}} = 0$ 求得

①当 $\omega T = 2l\pi$  ( $l = 0, 1, \dots$ )时， $\alpha_1 = -1$ ，所以 $H(Z) = 1 - Z^{-1}$ 。可消除高次谐波次数 $m = \frac{2l\pi}{\omega_0 T} = \frac{l f_s}{f_0}$ ；为保存基频分量要求正整数 $m > 1$ ，故必须满足 $f_s > f_0 = 50 \text{ Hz}$

②当 $\omega T = (2l + 1)\pi$ ， ( $l = 0, 1, \dots$ )； $\alpha_1 = 1$ ，所以 $H(Z) = 1 + Z^{-1}$ 可消除高次谐波次数 $m = \frac{(2l + 1)f_s}{2f_0}$ ，且须满足 $f_s \geq 3f_0$

(2)  $H(Z) = 1 + \alpha_2 Z^{-2}$ ；由 $|H(e^{j\omega T})| = \sqrt{[(1 + \alpha_2 \cos 2\omega T)^2 + (\alpha_2 \sin 2\omega T)^2]}^{\frac{1}{2}} = 0$ 求得

①当 $2\omega T = 2l\pi$ ， ( $l = 0, 1, \dots$ )； $\alpha_2 = -1$ ，所以 $H(Z) = 1 - Z^{-2}$ 可消除高次谐波次数 $m = \frac{2l\pi}{2\omega_0 T} = \frac{l f_s}{2f_0}$ ；且须满足 $f_s \geq 3f_0$ 。

②当 $2\omega T = (2l + 1)\pi$ ， ( $l = 0, 1, \dots$ )； $\alpha_2 = 1$ ，所以 $H(Z) = 1 + Z^{-2}$ 可消除高次谐波次数 $m = \frac{(l + \frac{1}{2})f_s}{2f_0}$ ；且须满足 $f_s \geq 5f_0$

$$(3) H(Z) = 1 + \alpha_1 Z^{-1} + \alpha_2 Z^{-2}; \text{ 由 } |H(e^{j\omega T})| = \left| [(H\alpha_1 \cos \omega T + \alpha_2 \cos 2\omega T)^2 + (\alpha_1 \sin \omega T + \alpha_2 \sin 2\omega T)^2]^{\frac{1}{2}} \right| = 0 \text{ 求解, 为不做乘法故只取 } \alpha_1 = \pm 1, \alpha_2 = \pm 1 \text{ 情况考虑:}$$

$$\textcircled{1} H(Z) = 1 + Z^{-1} + Z^{-2}; \text{ 可求得 } m = \frac{l f_s}{3 f_0} (l = 0, 1, \dots); \text{ 且须满足 } f_s \geq 4 f_0;$$

$$\textcircled{2} H(Z) = 1 - Z^{-1} - Z^{-2}; \text{ 上述方程无解, 表明不能用这种数字滤波器;}$$

$$\textcircled{3} H(Z) = 1 - Z^{-1} + Z^{-2}; \text{ 可求得 } m = \frac{(l + \frac{1}{2}) f_s}{3 f_0}, (l = 0, 1, 2, \dots); \text{ 且须满足 } f_s \geq 7 f_0;$$

$$\textcircled{4} H(Z) = 1 + Z^{-1} - Z^{-2}; \text{ 上述方程无解, 表明不能用这种数字滤波器.}$$

根据以上分析, 显然可作以下推广:

$$(4) (\text{推广一}) H(Z) = 1 + \alpha_1 Z^{-K}; \text{ 由 } |H(e^{j\omega T})| = \left| [(1 + \alpha_1 \cos K\omega T)^2 + (\alpha_1 \sin K\omega T)^2]^{\frac{1}{2}} \right| = 0 \text{ 可求得:}$$

$$\textcircled{1} \text{ 当 } K\omega T = 2l\pi, (l = 0, 1, \dots); \alpha_1 = -1, \text{ 即 } H(Z) = 1 - Z^{-K}, \text{ 可消除高次谐波次数 } m = \frac{l f_s}{K f_0}; \text{ 且须满足 } f_s \geq (K + 1) f_0;$$

$$\textcircled{2} \text{ 当 } K\omega T = (2l + 1)\pi, (l = 0, 1, \dots); \alpha_1 = 1, \text{ 即 } H(Z) = 1 + Z^{-K}, \text{ 可消除高次谐波次数 } m = \frac{(l + \frac{1}{2}) f_s}{K f_0}; \text{ 且须满足 } f_s \geq (2K + 1) f_0$$

$$(5) (\text{推广二}) H(Z) = 1 + Z^{-1} + Z^{-2} + \dots + Z^{-K}; \text{ 由 } |H(e^{j\omega T})| = \left| \frac{\sin \frac{(K+1)\omega T}{2}}{\sin \frac{\omega T}{2}} \right| = 0 \text{ 可求得 } m = \frac{l f_s}{(K+1) f_0}, (l = 1, 2, \dots); \text{ 且须满足 } f_s \geq (K+2) f_0$$

$$(6) (\text{推广三}) H(Z) = 1 - Z^{-1} + Z^{-2} - Z^{-3} + \dots + (-1)^K Z^{-K};$$

$$\textcircled{1} K \text{ 为奇数: 由 } |H(e^{j\omega T})| = \left| \sin \frac{(K+1)\omega T}{2} / \cos \frac{\omega T}{2} \right| = 0 \text{ 可求得 } m = \frac{l f_s}{(K+1) f_0}, (l = 1, 2, \dots, \frac{K-1}{2}); \text{ 且须满足 } f_s \geq (K+2) f_0;$$

$$\textcircled{2} K \text{ 为偶数: 由 } |H(e^{j\omega T})| = \left| \cos \frac{(K+1)\omega T}{2} / \cos \frac{\omega T}{2} \right| = 0 \text{ 可求得 } m = \frac{(2l+1) f_s}{2(K+1) f_0}, (l = 0, 1, \dots, \frac{K}{2} - 1); \text{ 且须满足 } f_s \geq (2K+3) f_0$$

可见情况(1)、(2)、(3)分别是后三种推广情况的特例。

### 3. 对于低频分量的考虑

低频分量仅当采用串联补偿电容器时才考虑,其频率因短路点位置、运行方式、补偿度等而不同,故不能如对待高频成分那样处理,所以不考虑专门消除低频分量的滤波器。实际上消除直流分量时可使低频分量削弱。

#### 4. 关于保存和增强基频分量的考虑

(1) 务必保存基频分量。因此对消除高次谐波的基本数字滤波器,其阶数  $K$  与采样率  $f_s$  间有一定的限制关系如前述,必须得到满足。

(2) 基频分量在通过数字滤波器后,其值乘上了一个倍数  $|H(e^{j\omega_0 T})|$ ,一般在满足计算机运算条件时不必另作考虑。当所用数字滤波器对基频的幅频响应值  $|H(e^{j\omega_0 T})|$  太小时,使用如下增强基频分量的滤波器是一种可供选择的考虑:

$$H(Z) = \frac{Z^{-2}}{a - bZ^{-1} + Z^{-2}} \dots\dots\dots (4)$$

其中  $a = q^2$ ,  $b = 2q \cos \omega_0 T$ ,  $q = 2 - \cos \Delta\omega - \sqrt{(2 - \cos \Delta\omega)^2 - 1}$ ;  $\omega = \omega_0 \pm \Delta\omega$  取为滤波器半值点。式(4)推导详见参考文献[2]。

### 三、基本数字滤波器的性能分析

为选用最适合的数字滤波器,应按照微型机保护提出的要求对数字滤波器特性详细分析。

#### 1. 微型机保护中数字滤波器的有关特性

##### (1) 幅频特性和消除非基频成分的情况

要求幅频响应  $|H(e^{j\omega T})|$  在要消除的直流、高次谐波的频率处为零值,而在工频( $f_0 = 50\text{HZ}$ )处有较大值。因已使用模拟滤波器故只须考虑  $f \leq \frac{f_s}{2}$  的范围。

(2) 相频特性:基频分量通过数字滤波器会产生一定的相位移  $\varphi(\omega_0 T) = \text{Arg}[H(e^{j\omega_0 T})]$ ,在软件设计中可用来实现整定阻抗换算为电压时的移相。

(3) 时延特性—暂态过程时延  $t_{Ds} = K T$  ( $K$  是滤波器阶数,  $T$  是采样周期)。即滤波器从输入开始到得出正确反映其频率特性的输出,所需使用采样值的最小数目所相应的时间间隔。因  $t_{Ds}$  直接影响保护对故障响应的速度,故愈小愈好。

(4) 运算量特性:即所需做的乘(除)法次数  $M$ 、加减法次数  $A$ 、存贮单元数  $S$ ,愈小愈好。

#### 2. 基本数字滤波器的性能分析与验证

前面分析导出的基本数字滤波器可归纳为六种类型。分别对它们的性能作详细分析后,汇总如(表一)所示。其中 I ~ III 型在文献[3]中已用过。

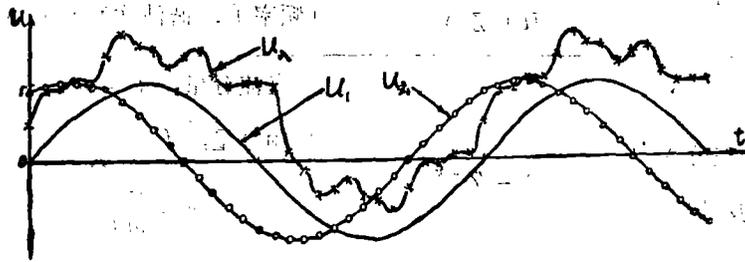
对 I—V 型滤波器各举一例,在微型机 Intel8080 开发系统上用 BASIC 语言编程作了验证。所举实例情况如下:使用采样率  $f_s = 1500\text{HZ}$ ,基频  $f_0 = 50\text{HZ}$

(1) I 型 ( $K = 5$ ):  $H_1(Z) = 1 - Z^{-5}$

按理论分析可消除直流分量与 6、12 次谐波;  $|H(e^{j\omega_0 T})| = 1$ ;  $\varphi(\omega_0 T) = \frac{\pi}{3}$ 。

用  $m = 0, 1, 6, 12$  次谐波迭加作输入,即  $u_1 = 0.5 + \sin(2\pi f_0 t) + \frac{1}{6} \sin 6(2\pi f_0 t)$

基 率  $\frac{1}{12} \sin 12(2\pi f_0 t)$  (用离散采样值, 以下同)。



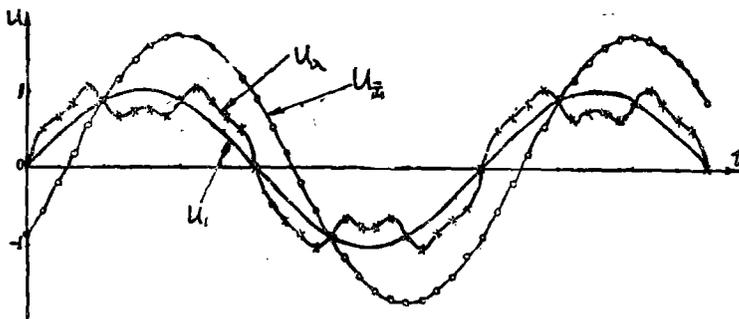
(图一)

实验曲线如(图一)所示: 输出 $u_{\mu}$ 只含基频分量, 较 $u_{\lambda}$ 中基波 $u_1$ 有 $\frac{\pi}{3}$ 的超前相位移, 幅值基本未变。

(2) II型( $K=5$ ):  $H_2(Z) = 1 + Z^{-5}$

按理论分析可消除高次谐波次数 $m=3, 9, 15$ ;  $|H(e^{j\omega T})| = 1.732$ ;  $\varphi(\omega_0 T) = -\frac{\pi}{6}$ 。

用 $m=1, 3, 9$ 次正弦波迭加作输入, 即 $u_{\lambda} = \sin(2\pi f_0 t) + \frac{1}{3} \sin 3(2\pi f_0 t) + \frac{1}{9} \sin 9(2\pi f_0 t)$ 。实验曲线如(图二)所示:



图二

输出 $u_{\mu}$ 只含基频分量, 较 $u_{\lambda}$ 中基波 $u_1$ 有 $\frac{\pi}{6}$ 的滞后相位移, 幅值增大为 $u_1$ 的1.73倍左右。

(3) III型( $K=5$ ):  $H_3(Z) = 1 + Z^{-1} + Z^{-2} + Z^{-3} + Z^{-4} + Z^{-5}$

按理论分析可消除5、10、15次谐波;  $|H(e^{j\omega T})| = 5.623$ ;  $\varphi(\omega_0 T) = -\frac{\pi}{6}$ 。

(表一) 基本数字滤

型号	名称	传递函数 $H(Z)$	可消除的非基频成分 (频率 $f$ , 谐波次数 $m$ )	采样率 $f_s$ 和 $K$ 的限制关系
I	减法(差分) 滤波器	$1 - Z^{-K}$	直流分量: $f = 0$ 高频分量: $f = \frac{l f_s}{K}$ $m = \frac{l f_s}{50 K}$ ( $l = 1, 2, \dots, l \leq \frac{K}{2}$ )	$f_s \geq (K + 1) f_0$
II	加法 滤波器	$1 + Z^{-K}$	高频分量 $f = (l + \frac{1}{2}) \frac{f_s}{K}$ $m = \frac{(l + \frac{1}{2}) f_s}{50 K}$ ( $l = 0, 1, \dots, l \leq \frac{K-1}{2}$ )	$f_s \geq (2K + 1) f_0$
III	积分 滤波器	$1 + Z^{-1} + \dots + Z^{-K}$ $= \frac{1 - Z^{-(K+1)}}{1 - Z^{-1}}$	高频分量 $f = \frac{l f_s}{K + 1}$ $m = \frac{l f_s}{50(K + 1)}$ ( $l = 1, 2, \dots, l \leq \frac{K+1}{2}$ )	$f_s \geq (K + 2) f_0$
IV	加减交替法 滤波器(1)	$1 - Z^{-1} + \dots + (-1)^K Z^{-K}$ $= \frac{1 - Z^{-(K+1)}}{1 + Z^{-1}}$ ( $K$ 为奇数)	直流分量: $f = 0$ 高频分量: $f = \frac{l f_s}{K + 1}$ $m = \frac{l f_s}{50(K + 1)}$ ( $l = 1, 2, \dots, \frac{K-1}{2}$ )	$f_s \geq (K + 2) f_0$
V	加减交替法 滤波器(2)	$1 - Z^{-1} + \dots + (-1)^K Z^{-K}$ $= \frac{1 + Z^{-(K+1)}}{1 + Z^{-1}}$ ( $K$ 为偶数)	高频分量 $f = \frac{(l + \frac{1}{2}) f_s}{K + 1}$ $m = \frac{(l + \frac{1}{2}) f_s}{50(K + 1)}$ ( $l = 0, 1, 2, \dots, \frac{K}{2} - 1$ )	$f_s \geq (2K + 3) f_0$
VI	增强基频分量 滤波器	$\frac{Z^{-2}}{a - bZ^{-1} + Z^{-2}}$	(增强基频分量)	

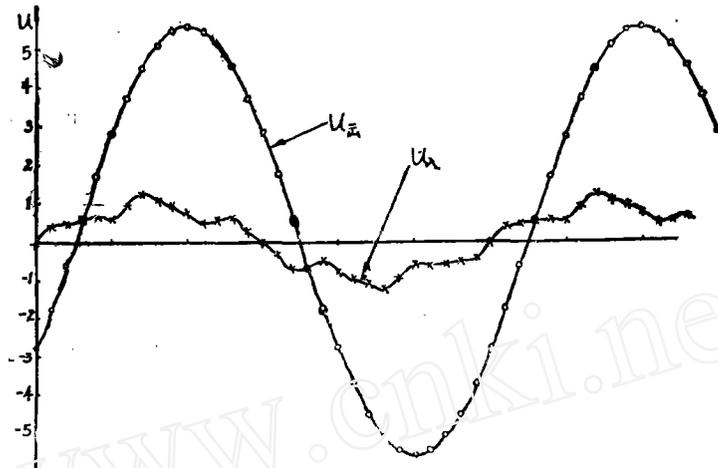
(注) ①配用了模拟低通滤波器,故只考虑  $f \leq \frac{1}{2} f_s$  的范围。  $f_s$ —采样率,  $f_0 = 50\text{HZ}$ —基频频率,  $T = \frac{1}{f_s}$  是采样周期。

② III、IV、V型的加(减)法次数  $A$ , 是采用迭代计算方法所需作的加减法次数。

器性能一览表

幅频特性 $ H(e^{j\omega T}) $	相位特性 $\varphi(\omega T)$	暂态过 程时延 $t_{DS}$	运算量		
			乘法 M	加法 A	存储器 数 S
$2 \left  \sin \frac{\pi K f}{f_s} \right $	$\frac{\pi}{2} \left( 1 - 2 \frac{K f}{f_s} \right)$ $(-\pi < \varphi \leq \pi)$	$t_{DS} = K T$	0	1	K
$2 \left  \cos \frac{\pi K f}{f_s} \right $	$-\pi \frac{K f}{f_s}$ $(-\pi < \varphi \leq 0)$	$K T$	0	1	K
$\left  \frac{\sin \frac{\pi (K+1) f}{f_s}}{\sin \frac{\pi f}{f_s}} \right $	$-\pi \frac{K f}{f_s}$ $(-\pi < \varphi \leq 0)$	$K T$	0	2	K
$\left  \frac{\sin \frac{\pi (K+1) f}{f_s}}{\cos \frac{\pi f}{f_s}} \right $	$\frac{\pi}{2} \left( 1 - 2 \frac{K f}{f_s} \right)$ $(-\pi < \varphi \leq \pi)$	$K T$	0	2	K
$\left  \frac{\cos \frac{\pi (K+1) f}{f_s}}{\cos \frac{\pi f}{f_s}} \right $	$-\pi \frac{K f}{f_s}$ $(-\pi < \varphi \leq 0)$	$K T$	0	2	K
$\left[ (a - b \cos \omega T + \cos 2 \omega T)^2 + (b \sin \omega T - \sin 2 \omega T)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \text{tg}^{-1} \frac{-2 \omega T - (b \sin \omega T - \sin 2 \omega T)}{a - b \cos \omega T + \cos 2 \omega T}$		$2 T$	3	2	5

用  $m = 1, 5, 10$  次正弦波迭加作输入, 即  $u_{\lambda} = \sin(2\pi f_0 t) + \frac{1}{5} \sin 5(2\pi f_0 t) + \frac{1}{10} \sin 10(2\pi f_0 t)$ 。实验曲线如(图三)所示:



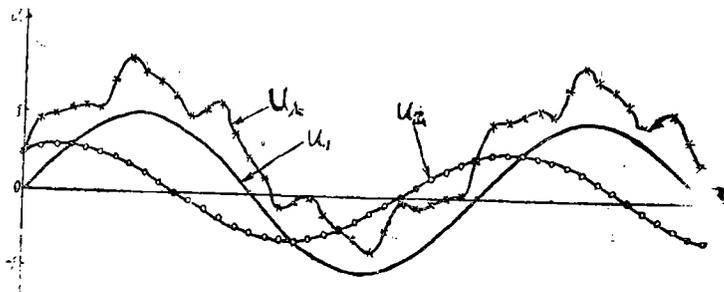
图三

输出  $u_{\text{出}}$  只含基频分量, 较  $u_{\lambda}$  中基波  $u_1$  有  $\frac{\pi}{6}$  的滞后相位移, 幅值增大为  $u_1$  的约 5.6 倍。

(4) IV型 ( $K = 5$ ):  $H(Z) = 1 - Z^{-1} + Z^{-2} - Z^{-3} + Z^{-4} - Z^{-5}$

按理论分析可消除直流分量和 5、10 次谐波;  $|H(e^{j\omega_0 T})| = 0.591$ ;  $\varphi(\omega_0 T) = \frac{\pi}{3}$ 。

用  $m = 0, 1, 5, 10$  次谐波迭加作输入, 即  $u_{\lambda} = 0.5 + \sin(2\pi f_0 t) + \frac{1}{5} \sin 5(2\pi f_0 t) + \frac{1}{10} \sin 10(2\pi f_0 t)$  实验曲线如(图四):



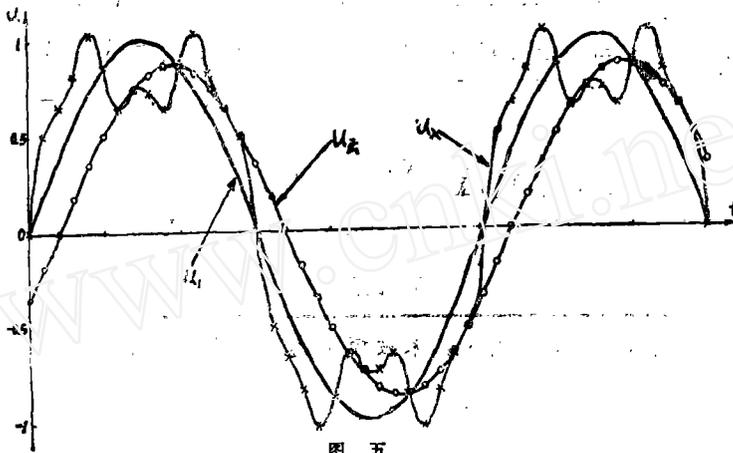
图四

输出 $u_{出}$ 只含基频分量,较 $u_{入}$ 中基波 $u_1$ 有 $\frac{\pi}{3}$ 的超前相位移,幅值变为 $u_1$ 的约0.59倍。

(5) V型( $K=4$ ):  $H(Z) = 1 - Z^{-1} + Z^{-2} - Z^{-3} + Z^{-4}$

按理论分析可消除3,9次谐波,  $|H(e^{j\omega T})| = 0.871$ ,  $\varphi(\omega, T) = \frac{-2}{15}\pi$ 。

用 $m=1, 3, 9$ 次正弦波迭加作输入,即 $u_{入} = \sin(2\pi f_0 t) + \frac{1}{3}\sin 3(2\pi f_0 t) + \frac{1}{9}\sin 9(2\pi f_0 t)$ 实验曲线如(图五)所示,



图五

输出 $u_{出}$ 只含基频分量,较 $u_{入}$ 中基波 $u_1$ 有 $\frac{2\pi}{15}$ 滞后相位移,幅值变为 $u_1$ 的约0.87倍。

由以上实验计算结果可见,各例数字滤波器的滤波性能均与理论分析符合。

#### 四、数字滤波器在输电线微型机继电保护中的应用

##### 1. 由基本数字滤波器组合成的数字滤波器

在微型机继电保护的的实际应用中,可根据具体要求用几个基本数字滤波器级联组成满足需要的数字滤波器。组合成的数字滤波器的性能决定于所用的基本数字滤波器的性能。

$$\text{设 } H(Z) = H_1(Z) \cdot H_2(Z) \cdots H_n(Z) = \prod_{s=1}^n H_s(Z)$$

$$\text{则有: 幅频特性 } |H(e^{j\omega T})| = \prod_{s=1}^n |H_s(e^{j\omega T})|$$

$$\text{相频特性 } \varphi(\omega T) = \sum_{s=1}^n \varphi_s(\omega T)$$

$$\text{暂态过程时延 } t_{Ds} = \sum_{s=1}^n t_{Ds_s}$$

$$\text{运算量: } M = \sum_{s=1}^n M_s, \quad A = \sum_{s=1}^n A_s, \quad S = \sum_{s=1}^n S_s$$

## 2. 关于算法配用基本数字滤波器的建议

输电线短路暂态量信号中包含直流量 $X_D$ 、基频分量 $X_1$ 、低频分量 $X_L$ 和高次谐波 $X_H$ 等成分。继电保护算法只需要其中某些成分，其余成分将导致误差而应当滤除。在用模拟低通滤波器滤除 $f > \frac{f_s}{2}$ 的高次谐波( $X'_H$ )的同时，建议某些算法配用相应的数字滤波器，如下面(表二)所示：

(表二)

算 法 种 类	方 式	保护装置的 输入信号成分	算法所需要 的信号成分	可用数字滤波器 消除的信号成分	建议配用的基本 数字滤波器类型
I 基频分量处理法			$X_1$	$X_D, X'_H$	I II III IV V
II 相关法		$X_D, X_1, X_L, X_H$	$X_D, X_1, X_H$		不用数字滤波器
III 解微分方程法			$X_D, X_1$	$X'_H$	II III V
IV 最小平方拟合法			$X_D, X_1, X_{HN}$	$X_{HM}$	II III V

(注) 高次谐波 $X_H$ 包含 $X'_H, X''_H$ 两部分，未被模拟滤波器滤除的 $X'_H$ 由 $X_{HN}, X_{HM}$ 两部分组成。

说明：基频分量处理法指需假设暂态量信号为工频正弦波的算法，如采样导数法、正弦曲线拟合法、乘积计算法等；相关法包括全周期与半周期付氏分析法、沃尔什分析法。

## 3. 关于用数字滤波器实现整定阻抗的电压换算

一般，整定阻抗 $Z_{zd}$ 要换算为电压 $\dot{I}_J Z_{zd}$ 才能参与故障判别计算。

设 $Z_{zd} = |Z_{zd}| \angle \varphi_{zd}$ ， $\dot{I}_J = I_J \angle -\varphi_J$ 。其中 $\varphi_{zd}$ 整定为输电线阻抗角， $\varphi_J$ 是电流 $\dot{I}_J$ 滞后电压 $\dot{U}_J$ 的相位。

因为是用瞬时值计算，即需要计算

$$I_m [\dot{I}_J Z_{zd}] = I_J |Z_{zd}| \sin(\omega_0 t - \varphi_J + \varphi_{zd}) \quad (5)$$

在计算机中式(5)的运算必须分两个步骤进行：(1)矢量 $\dot{I}_J$ 的相位移前 $\varphi_{zd}$ 角；(2)乘以 $|Z_{zd}|$ 利用 I、IV型数字滤波器的相位超前特性即可在软件中实现第(1)步运算。

例如，在 $f_s = 1500\text{HZ}$ ，用 I 型 $K = 1$ 可得超前相角 $84^\circ$ ； $K = 2$ 可得超前相角 $78^\circ$ ；这在整定角 $78^\circ \sim 87^\circ$ 范围内只有 $-3^\circ \sim +3^\circ$ 的误差。