

# 用于傅氏算法滤除衰减直流分量的数字滤波器

许昌继电器研究所 廖泽友

**摘要** 本文提出了一种滤除衰减直流分量的数字滤波器,结合全周波傅氏算法,在PC机上作了仿真计算,其结果令人满意。此数字滤波器计算量少,对衰减直流分量滤波效果显著。

**关键词:** 微机保护 数字滤波

## 1 前言

微机保护中应用的傅里叶算法,其基本原理是以傅氏级数为基础,计算出电流、电压中的基波量。它的基本假设条件是被采样的模拟信号是一个周期函数,即仅包含有基波和谐波的正弦、余弦量及恒定的直流分量。这样,它才可以正确地估计出基波量,充分滤掉其余分量。这是傅氏算法具有滤波特性的突出优点。但如果被采样的模拟信号含有按指数规律衰减的直流分量,这会较大地影响傅氏算法的精度。这个问题是阻碍傅氏算法在微机保护中进一步推广应用的难点之一。本文提出了一种新的数字滤波器,可以滤除衰减的直流分量,得到一个周期量,再在此基础上完成傅氏算法,克服以上缺点。

## 2 数字滤波器的基本原理

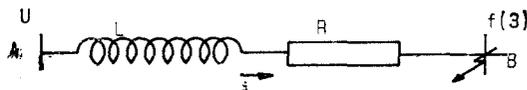


图1 模拟线路末端短路

图1是一条三相模拟线路。它由电感L和电阻R串联,设A侧为无穷大电源, $U = U_1 \sin \omega t$  B侧接有负荷。如果线路末端B处发生三相短路,则流过线路的短路电流应为:

$$i = I_0 e^{-t/\tau} + I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (1)$$

短路电流中包含有按指数规律衰减的直流分量和基波量。(1)式中 $I_0$ 的大小由故障前瞬间流过线路的电流决定。短路电流的基波量与电压U的关系,用相量表示: $\dot{U}_1 = \dot{I}_1 (R + j\omega L)$ 。即电压 $\dot{U}_1$ 是短路电流基波量 $\dot{I}_1$ 放大 $R + j\omega L$ 倍的值。模拟线路参数确定的话,复放大倍数

$R + j\omega L$ 为常数。

按图1的R、L参数设计成图2回路，可分析如下：如果A侧所接一电流源。此电流源的变化规律满足(1)式，则A处可得到反映电流源中基波量的基波电压U。由此可得到滤波器的框图见图3。此滤波器输入信号若是含有任意大小的按指数规律衰减的直流分量和基波量信号的“i”则可滤去其直流分量，输出一个将输入信号的基波量放大 $R + j\omega L$ 倍的信号“U”。这就是本文的数字滤波器的基本原理。

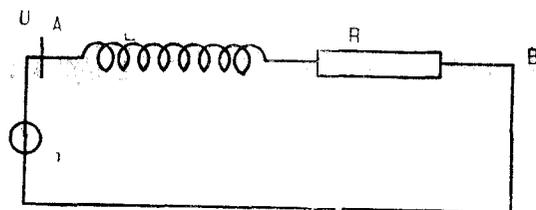


图2 模拟线路接电流源



图3 滤波器

现在，再来讨论滤波器的高次谐波的输出响应。设滤波器的输入信号：

$$i = \sum_{K=2}^{\infty} I_K \sin(K\omega t + \varphi_K)$$

其输出信号，根据模拟线路可得：

$$\begin{aligned} U &= \sum_{K=2}^{\infty} [I_K \sin(K\omega t + \varphi_K) \times (R + j\omega KL)] \\ &= \sum_{K=2}^{\infty} U_K \sin(K\omega t) \end{aligned}$$

即滤波器对高次谐波分量的输出响应特性是将输入信号中的K次谐波放大 $R + jK\omega L$ 倍，仍为一周期信号。

由此可见，滤波器可以将如下形式：

$$i = I_0 e^{-t/T} + \sum_{K=2}^{\infty} I_K \sin(K\omega t + \varphi_K) \text{ 的输入信号，滤除衰减的直流分量，得到只含周期量}$$

的信号，且分别将基波量放大 $R + j\omega L$ 倍，K次谐波放大 $R + jK\omega L$ 倍。信号经过滤波后，再采用傅氏算法，就可得到被放大了 $R + j\omega L$ 倍的对应基波量。

### 3 数字滤波器的设计推导及特性分析

由上面的分析，可看到一个问题，滤波器的输入信号中衰减直流分量的时间常数T，必须满足 $T = \frac{L}{R}$ ，即数字滤波器模拟线路参数R、L，必须与输入信号中的T。满足 $T = \frac{L}{R}$ 关系。

所以,设计滤波器,可根据一项系统时间常数 $T$ ,来选定 $R, L$ 参数。

$$\text{对于模拟线路有: } U = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (2)$$

设采样间隔为 $T_s$ ,第 $K$ 次采样是 $i(t)$ ,则第 $K+1$ 次采样为 $i(t+T_s)$ 。可由(2)式得:

$$U(t + \frac{T_s}{2}) \approx \frac{R}{2} [i(t+T_s) + i(t)] + \frac{L}{T_s} [i(t+T_s) - i(t)] \quad (3)$$

因此令:

$$U(t + \frac{T_s}{2}) = R_{f.a.c.} [i(t+T_s) + i(t)] + L_{f.a.c.} [i(t+T_s) - i(t)] \quad (4)$$

设输入信号 $i = I_p \sin \omega t$ ,则(4)式为:

$$\begin{aligned} U(t + \frac{T_s}{2}) &= R_{f.a.c.} [I_p \sin \omega(t+T_s) + I_p \sin \omega t] \\ &\quad + L_{f.a.c.} [I_p \sin \omega(t+T_s) - I_p \sin \omega t] \\ &= 2 R_{f.a.c.} I_p \sin \omega(t + \frac{T_s}{2}) \cos \frac{\omega T_s}{2} \\ &\quad + 2 L_{f.a.c.} I_p \sin \frac{\omega T_s}{2} \cos \omega(t + \frac{T_s}{2}) \end{aligned} \quad (5)$$

同样,将 $i(t + \frac{T_s}{2}) = I_p \sin \omega(t + \frac{T_s}{2})$ 代入(2)式可得:

$$U(t + \frac{T_s}{2}) = R I_p \sin \omega(t + \frac{T_s}{2}) + \omega L I_p \cos \omega(t + \frac{T_s}{2}) \quad (6)$$

保证(5)、(6)式计算结果一致。

$$\therefore R_{f.a.c.} = \frac{R}{2 \cos \frac{\omega T_s}{2}}, \quad L_{f.a.c.} = \frac{\omega L}{2 \sin \frac{\omega T_s}{2}}$$

可以看出,只有采样间隔 $T_s \rightarrow 0$ 时,才有 $R_{f.a.c.} \rightarrow \frac{R}{2}$ ,  $L_{f.a.c.} \rightarrow \frac{L}{T_s}$ , (3)式才两边绝对相等。

至此,得到了所要求的数字滤波器:

$$\begin{aligned} U(t + \frac{T_s}{2}) &= \frac{R}{2 \cos \frac{\omega T_s}{2}} [i(t+T_s) + i(t)] \\ &\quad + \frac{L}{2 \sin \frac{\omega T_s}{2}} [i(t+T_s) - i(t)] \\ &= R \left\{ \frac{1}{2 \cos \frac{\omega T_s}{2}} [i(t+T_s) + i(t)] + \right. \\ &\quad \left. \frac{\omega T}{2 \sin \frac{\omega T_s}{2}} [i(t+T_s) - i(t)] \right\} \end{aligned}$$

带此数字滤波器的全周波傅氏算法:

a. 将采样的电流值,代入(7)式,得到滤波后的结果 $U_l$ 。

b.  $U_I$ 是周期量, 代入下述傅氏算法的基本算式中:

$$\text{实部: } U_{I_R} = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N U_I \left( t + \frac{T_s}{2} \right) \sin \frac{2\pi k}{N}$$

$$\text{虚部: } U_{I_I} = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N U_I \left( t + \frac{T_s}{2} \right) \cos \frac{2\pi k}{N}$$

式中:  $t = 0, T_s, 2T_s, \dots, (N-1)T_s$

傅氏算法的结果, 将电流中基波量放大了  $R + j\omega L$  倍, 为此再将上述结果  $PU_{I_R} + jU_{I_I}$  除以  $R + j\omega L = R(1 + j\omega T)$ 。式中的  $R$  由数字滤波器设计时选定。由以上分析, 它的大小不会影响傅氏算法最后得到的基波量的结果。式中  $T$  是数字滤波器的时间常数, 也应是一次系统时间常数。但实际系统短路电流中  $T$  会有变化, 如经过渡电阻短路, 即对于一条输电线来说, 故障电流中直流分量衰减的时间常数, 由于不同类型的故障, 实际是在一定范围内变化的值。这会影响数字滤波器的滤波效果。

从上述分析, 数字滤波器有放大高次谐波的作用, 这样会放大傅氏算法频率响应曲线的小叶瓣。整个算法对非整次谐波更敏感, 考虑到信号频率  $f$  限制在  $f \leq \frac{f_s}{2}$  内, 所以, 数字滤波器是稳定的。再考虑到实际中, 几乎没有非整次谐波, 所以, 此数字滤波器是理想的。

## 4 算例

这里给出一个关于上述全周波傅氏算法的算例, 并将其结果与差分滤波器进行了比较。输入波形  $i(t) = 20e^{-t/T} + 20\sin \omega t + 4\sin(2\omega t) + 10\sin(3\omega t) + 2\sin(4\omega t) + 6\sin(5\omega t)$

表1

数据窗 $\tau - \tau_m$ s	$I(\omega t)$		
	$I_1$	$I_2$	$I_3$
0.5—20.0	23.02054	19.96832	20.00166
5.0—25.0	21.12045	20.28158	19.99346
10.0—30.0	17.87485	20.02614	19.99885
15.0—35.0	19.39148	19.79826	20.00469
20.0—40.0	21.54420	19.98294	20.00076

式中  $\omega = 2\pi f = 100\pi$ , 时间常数  $T = 30\text{ms}$ 。取每周采样点数  $N = 12$ 。根据时间常数  $T$ , 设计数字滤波器的参数  $R = 0.5$ ,  $L = 0.015$ , 在PC机用FORTRAN语言完成仿真计算, 其结果见表1。表1中的  $I_1$  是指未经数字滤波的傅氏算法计算的基波量的结果,  $I_2$  是指经差分滤波器滤波后的傅氏算法计算的基波量的结果,  $I_3$  是指经本文提出的数字滤波器滤波后的傅氏算法计算的基波量的结果。可以看出,  $I_3$  的每个值均更接近于真实值20。另外, 考虑到现场微机保护中数字滤波器按线路阻抗角整定后, 发生过渡电阻短路时 ( $T$ 减小), 此数字滤波器构成的傅氏算法会产生误差。故仍以前面数字滤波器为例, 将输入信号  $i(t)$  的时间常数  $T$  改为  $20\text{ms}$ , 其余不变, 得到表2的仿真计算结果:

表2中的  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$  含义同表1。其结果仍是较为理想的。由此可见, 此数字滤波器及

表2

数据窗 ? - ? ms	I( $\omega t$ )		
	I <sub>1</sub>	I <sub>2</sub>	I <sub>3</sub>
2.0—20.0	23.89252	19.91091	19.94853
5.0—25.0	21.52645	20.49817	20.15372
10.0—30.0	17.70530	20.06405	20.03220
15.0—35.0	19.28543	19.69799	19.90681
20.0—40.0	21.41893	19.96474	19.98075

其构成的傅氏算法是比较理想的。数字滤波器的运算量少，是可用于实际微机保护中去的。

## 5 结论

本文提出的数字滤波器，有效地滤除了衰减的直流分量，改进后的傅氏算法克服了受衰减直流分量影响的缺点，精度提高了，能用于实际的微机保护。此数字滤波器计算量少，它还可以适用别的形式傅氏算法。

### 参考文献

- [1] 杨奇迹. 微型机继电保护基础. 水利电力出版社, 1988.
- [2] 张志竞等. 傅里叶算法和微分方程算法的改进. 《电力系统自动化》, 1983, 5.
- [3] 贾贵玺等. 关于推广的傅氏算法滤除衰减直流分量方法的探讨. 全国高校电力专业学术年会论文, 1990.
- [4] 连秉中. 傅立叶算法的直流误差补偿. 中国电机工程学会第四次继电保护和自动装置学术会议论文集, 1986.



(上接49页)

7 SL32/c也设置了重合闸后加速回路。

## 6 动模试验的结果

在这次动模试验中，我们选择 $\Delta t = 30\text{ms}$ ，模拟静稳定破坏引起振荡，区外故障切除造成动稳定破坏振荡，非全相振荡，以及振荡中伴随区内故障，上述各种类型的振荡，保护均能可靠闭锁，对振荡中伴随故障，保护也可按预定的延时跳闸，达到了预定的设计目的。

## 7 结论

7.1 7SL32/c距离保护振荡闭锁回路与原西门子7SL32型距离保护相比，解决了在振荡周期较短时不能闭锁的缺陷，使其构成原理更适合中国电网的结构和运行特点。

7.2 与目前“四统一”距离保护相比，在振荡中又伴随故障，“四统一”保护要延时躲过可能最长的振荡周期由Ⅲ段跳闸（采用闭锁Ⅰ、Ⅱ段方式），而7SL32/c只需延时750ms动作，其动作速度较“四统一”保护要快。