

继电保护装置中用的有源滤波器

东北电力设计院 梁懋

采用集成运算放大器构成各种继电保护装置,使装置在各方面的性能大大得到提高。例如在保护装置中采用有源滤波器,既可使保护装置不受各种暂态谐波分量和非周期直流分量的影响,也可以不受邻近高压直流输电线路所产生的较大的各次谐波分量的影响。

本文介绍几种经试验验证,抗干扰性能强,暂态特性好的有源滤波器。

一、带通滤波器

带通滤波器的传递函数可用下式表示

$$K(p) = \frac{K_p \alpha \omega_0 p}{p^2 + \alpha \omega_0 p + \omega_0^2} \quad (1)$$

为求带通滤波器的幅频特性,将 $P = j\omega$ 代入上式得:

$$K(j\omega) = \alpha \frac{K_p}{1 + j \frac{1}{\alpha} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (2)$$

由上式可求出带通滤波器的幅频特性 $K(\omega)$ 和相频特性 $\varphi(\omega)$

式中:
$$\begin{cases} C_1 = A \\ C_2 = -(C + A' / I_{i(0)}) \\ C_3 = Z_{ii} - B / I_{i(0)} \end{cases} \dots\dots (27')$$

ii) 两相接地短路;

两相接地短路,和单相接地完全一致,只是单相接地取(19)式,两相短路接地取(24)式。

在求得(27)或(22)以后,可以解出 r 的值,一般这是容易解出的。根据电力系统的特点。 r 的根有两个,即,一个正的根,一个负的根。舍去负的就行了,这里不再论证这个问题。

四、结束语:

通过以上分析可知:在已知两侧零序电流的情况下判定故障点位置是比较适用的。如果只知一侧零序电流,计算出的结果略受过渡电阻的影响。但对于求解某开关零序电流保护第I段的保护范围,只能采用此种方法,故可用于大电流接地网络零序电流保护整定程序的设计中。

$$K(\omega) = K_F \sqrt{\frac{\alpha^2}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + (\alpha^2 - 2) + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (3)$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\alpha}{\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (4)$$

带通滤波器的群延迟为:

$$\tau(\omega) = \frac{\frac{\alpha}{\omega_0} \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \alpha^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \quad (5)$$

上面各式中:

ω_0 —带通滤波器的中心角频率;

$\alpha = \frac{1}{Q}$ —带通滤波器的阻尼系数;

K_F —带通滤波器的增益系数

滤波器的群延迟系指各种频率通过滤波器的延迟时间。

继电保护装置中所用滤波器应用增益衰减系数 k_f 和工频延迟时间 $\tau(\omega_0)$ 两个基本参数来衡量。

增益衰减系数 k_f 系指各种谐波频率信号通过滤波器后,被滤波器抑制的系数, k_f 值可从(3)式求出,即:

$$k_f = \frac{K(\omega)}{K_F} = \sqrt{\frac{\alpha^2}{\frac{\omega_0^2}{\omega^2} + (\alpha^2 - 2) + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}} \quad (6)$$

滤波器的工频延迟时间,一般称之为滤波器的暂态响应时间,可从(5)式求出,即:

$$\tau(\omega_0) = \frac{2}{\alpha \omega_0} \quad (7)$$

从(6)和(7)式可以看出,滤波器的衰减系数 k_f 和时间常数 $\tau(\omega_0)$ 都与滤波器阻尼系数 α 值有关。 α 值愈小, k_f 值愈小,即滤波器对各种谐波的抑制效果愈好,但应注意, α 值减小后,滤波器对工频信号暂态响应时间增大,必然增大保护装置的动作时间。

表1示出了在 $\alpha = 1$, $\alpha = \sqrt{2}$, $\alpha = \sqrt{3}$, $\alpha = 2.025$, $\alpha = 3.32$ 五种情况下的 k_f 和 $\tau(\omega_0)$ 的大小。从表1可清楚看出, k_f 和 $\tau(\omega_0)$ 两个基本要求是矛盾的,在设计滤波器时,应合理的选择 α 值,使所设计的滤波器,既能达到抑制各种谐波分量的效果,又不致增大保护装置的动作时间。

下面以邻近有高压直流输电线路的EIAIPN BRAZIL 500kV交流系统所存在的严重高次谐波电压为例,来说明带通滤波器的阻尼系数 α 的选择。该系统交流电压回路所存在的最大高次谐波峰值电压 U_H ,以及谐波峰值电压与全部峰值电压的百分比 $U_H\%$ 均示

表 1

谐波		k_f					$\tau(\omega_0)$ ms				
次	周	$\alpha=1$	$\alpha=\sqrt{2}$	$\alpha=\sqrt{3}$	$\alpha=2.03$	$\alpha=3.32$	$\alpha=1$	$\alpha=\sqrt{2}$	$\alpha=\sqrt{3}$	$\alpha=2.03$	$\alpha=3.32$
2 (1/2)	100 (25)	0.554	0.686	0.756	0.804	0.911					
3 (1/3)	150 16.67	0.351	0.469	0.544	0.605	0.78	6.37	4.5	3.68	3.14	1.92
5 (1/5)	250 (10)	0.204	0.283	0.339	0.388	0.569					
9	450 (5.56)	0.112	0.157	0.191	0.222	0.35					
11	550 (4.55)	0.0913	0.129	0.157	0.182	0.29					

表 2

未经带通滤波器的 $U_H\%$			经带通滤波器后的 $U_H\%$								
次 (周)	U_H (千伏)	$U_H\%$	$\alpha=\sqrt{3}$			$\alpha=2.02$			$\alpha=3.32$		
			$\tau(\omega_0)$ ms	k_f	$U_H\%$	$\tau(\omega_0)$ ms	k_f	$U_H\%$	$\tau(\omega_0)$ ms	k_f	$U_H\%$
2 (100)	0.836	0.19	3.68	0.756	0.144	3.14	0.804	0.153	1.92	0.911	0.173
3 (150)	4.50	1.07		0.544	0.582		0.605	0.647		0.78	0.83
5 (250)	10.40	2.43		0.339	0.824		0.388	0.943		0.569	1.383
9 (450)	1.1	0.26		0.191	0.049		0.222	0.058		0.35	0.09
11 (550)	2.42	0.56		0.157	0.088		0.182	0.102		0.29	0.162

于表 2 中。表 2 中并示出了滤波器阻尼系数 $\alpha=\sqrt{3}$, $\alpha=2.03$, $\alpha=3.32$ 三种情况下,

各谐波分量被衰减后的百分比和滤波器对工频分量的延迟时间。从表 2 可以看出, 采用阻尼系数 $\alpha=3.32$ 的带通滤波器, 各次高次谐波已有较大抑制, 而时间常数仅 1.92ms。

带通滤波器的实用电路有多种, 下面提供两种电路, 供设计和研制静态保护者参考。

1、多路负反馈有源带通滤波器

多路负反馈有源带通滤波器的电路示于

图 1。根据节点电流法可求出图 1 所示电路的传递函数为:

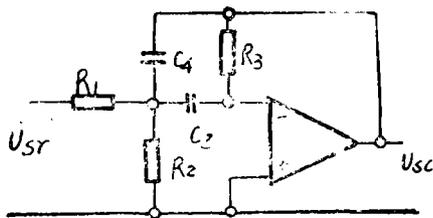


图 1

$$K(P) = \frac{-\frac{P}{R_1 C_4}}{P^2 + \frac{P}{R_3} \left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) + \frac{1}{R_3 C_3 C_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (8)$$

将(8)式与(1)式相比较,可求得图1所示带通滤波器的 ω_0 , $\alpha = \frac{1}{Q}$ 和 k_F 值

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 C_3 C_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (9)$$

$$\alpha = \frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{1}{R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \left(\sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}} \right)} \quad (10)$$

$$K_F = \frac{-R_3}{R_1 \left(1 + \frac{C_3}{C_4} \right)} \quad (11)$$

为求 $\alpha = 1$ 及 $\alpha < 1$ 情况下图1所示带通滤波器的各元件参数,则在给定 k_F , ω_0 , α 条件下,先选择 $C_3 = C_4 = C$,然后根据下面的公式计算图1所示电路中其他参数

$$R_3 = \frac{2}{\omega_0 C \alpha}, \quad R_1 = \frac{1}{k_F \omega_0 C \alpha}, \quad R_2 = \left(\frac{2}{\alpha^2} - k_F \right) \omega_0 C \alpha$$

为求 $\alpha > 1$ 情况的滤波器,可令 R_2 为 ∞ ,即取消图1中的电阻 R_2 后,选择不同 $\frac{C_4}{C_3}$ 及 $\frac{R_3}{R_1}$ 的比值,即可得到所需要

的 $\alpha > 1$ 的带通滤波器。

2、压控电压源型带通滤波器

压控电压源型带通滤波器的电路示于图2。

图2所示带通滤波器的传递函数为:

$$K(P) = \frac{\frac{K'}{RC} P}{P^2 + \left(\frac{5 - K'}{RC} \right) P + \frac{2}{R^2 C^2}} \quad (12)$$

将上式与(1)式比较,可求得 ω_0 , α 和 k_F

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC} \quad (13)$$

$$\alpha = \frac{1}{Q} = \frac{5 - K'}{\sqrt{2}} \quad (14)$$

$$k_F = \frac{K'}{5 - K'} \quad (15)$$

为了计算图2所示电路的各参数,可先选择电容 C ,然后按下面公式计算其他参数

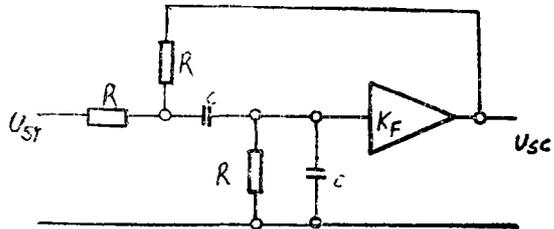


图2

$$R = \sqrt{\frac{2}{\omega_0 C}} \quad K' = 5 - \sqrt{2} \alpha$$

二、带阻滤波器

带阻滤波器的传递函数可用下式表示

$$K(P) = \frac{k_p (P^2 + \omega_0^2)}{P^2 + \alpha \omega_0 P + \omega_0^2} \quad (16)$$

为求带阻滤波器的幅频特性，将 $P = j\omega$ 代入上式：

$$K(j\omega) = \frac{K_p}{1 - j \left(\frac{\alpha}{\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega} \right)} \quad (17)$$

根据上式可求得带阻滤波器的幅频特性 $K(\omega)$ 和相频特性 $\varphi(\omega)$

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{(\omega^2/\omega_0^2 - 1)^2 K_p^2}{\omega^4/\omega_0^2 + \omega^2/\omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + 1}} \quad (18)$$

$\omega > \omega_0$ 时，相频特性 $\varphi(\omega)$ 为：

$$\varphi(\omega) = \pi - \arctg \frac{\alpha \omega_0 \omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (19)$$

$\omega < \omega_0$ 时，相频特性 $\varphi(\omega)$ 为：

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{\alpha \omega_0 \omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (20)$$

带阻滤波器的群延迟为：

$$\tau(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \varphi(\omega) = \frac{\frac{\alpha}{\omega_0} \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)^2 + \alpha^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \quad (5)$$

带阻滤波器的群延迟公式与带通滤波器相同。

从 (18) 式可知， $\omega = \omega_0$ 时， $K(\omega) = 0$ ，因此在稳态工频信号情况下，带阻滤波器的增益为零。因此带阻滤波器主要用来作为不反应稳态工频信号的突变量元件。要使突变量元件只反应工频信号的变化量而不反应高低频分量，则带阻滤波器应经带通滤波器输出。

带阻滤波器的实用电路很多，由于篇幅所限，此处只介绍一种结构简单，不需进行任何调试的带阻滤波器电路，如图 3 (a) 所示。

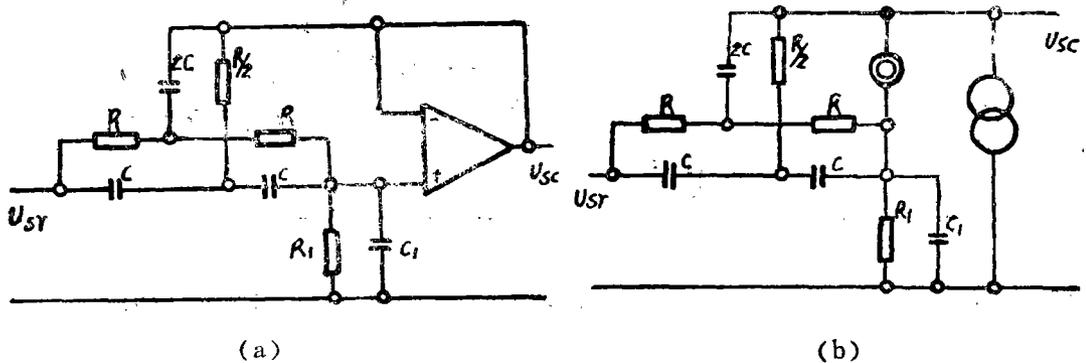


图 3

图 3 (a)所示带阻滤波器的等效电路如图 3 (b)所示。根据图 3 (b)可写出以下方程

$$(U_{sr} - U_1)PC - \frac{2(U_1 - U_{sc})}{R} - (U_1 - U_{sc})PC = 0$$

$$\frac{(U_{sr} - U_2)}{R} - 2(U_2 - U_{sc})PC - \frac{(U_2 - U_{sc})}{R} = 0$$

$$(U_1 - U_{sc})PC + \frac{(U_2 - U_{sc})}{R} - \frac{U_{sc}}{R_1} - U_{sc}PC_1 = 0$$

解上面的方程组，可得到图 3 (a)所示带阻滤波器的传递函数。

$$K(P) = \frac{\frac{c}{C+2C_1} \left(P^2 + \frac{1}{R^2 C^2} \right)}{P^2 + \frac{2}{C+2C_1} \left(\frac{R}{R_1} + \frac{C_1}{C} \right) P + \frac{R_1+2R}{R_1 R^2 (C+2C_1)}} \quad (21)$$

将 (21) 式与 (16) 式相比较得知，只有在 $\frac{1}{R^2 C^2} = \frac{R_1+2R}{R_1 R^2 (C+2C_1)}$ 即

$\frac{R_1}{R} = \frac{C}{C_1} = k$ 时，(21) 式所示传递函数才构成带阻滤波器的传递函数。

$$K(P) = \frac{\frac{k}{k+2} \left(P^2 + \frac{1}{R^2 C^2} \right)}{P^2 + \left[\frac{4}{RCk \left(1 + \frac{2}{k} \right)} \right] P + \frac{1}{R^2 C^2}} \quad (22)$$

(22) 式所示带阻滤波器的特性参数为：

$$K_f = \frac{k}{k+2} \quad (23)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (24)$$

$$Q = \frac{1}{\alpha} = \frac{k+2}{4} = \frac{C/C_1+2}{4} = \frac{R_1/R+2}{4} \quad (25)$$

仅反应工频信号变化量的突变量元件如图 4 所示，它系由带阻滤波器加带通滤波器构成。

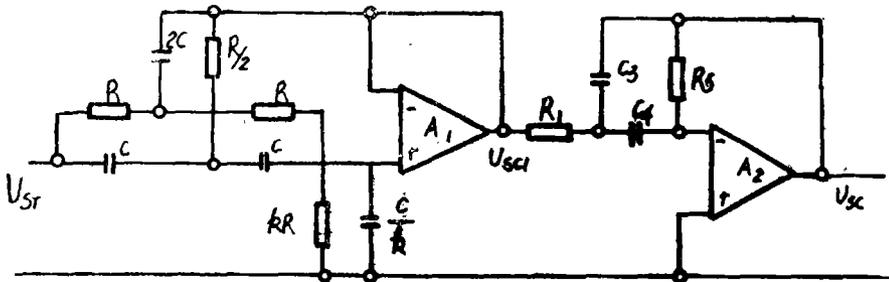


图 4

图 4 所示四阶滤波器的传递函数，应是带阻和带通滤波器传递函数的乘积，即：

$$K(p) = K_1(p) K_2(p) \quad (26)$$

式中 $K_1(p)$ 一为 (22) 式所示带阻滤波器的传递函数,
 $K_2(p)$ 一为 (8) 式所示带通滤波器的传递函数。

三、具有传递零点 (零衰减点) 的高通或低通滤波器

图 3 (a) 所示带阻滤波器电路中, 当 $\frac{C}{C_1} = \frac{R_1}{R}$ 时, 则构成了具有传递零点 (零衰减点) 的高通或低通滤波器, 其传递函数仍为 (21) 式所示, 将 (21) 式改写成下面的形式:

$$K(p) = \frac{\frac{1}{1+2C_1/C} \left(p^2 + \frac{1}{R^2 C^2} \right)}{p^2 + \frac{2}{RC(1+2C_1/C)} \left(\frac{R}{R_1} + \frac{C_1}{C} \right) p + \frac{1}{R^2 C^2} \left(\frac{1+2R/R_1}{1+2C_1/C} \right)} \quad (27)$$

上式所示传递函数的特性参数为

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1+2R/R_1}{1+2C_1/C}} \quad (28)$$

$$\omega_x = \frac{1}{RC} \quad (29)$$

$$\alpha = 2 \left(\frac{R}{R_1} + \frac{C_1}{C} \right) \sqrt{\frac{1}{(1+2C_1/C)(1+2R/R_1)}} \quad (30)$$

$$k_F = \frac{1}{1+2C_1/C} \quad (31)$$

$\omega_x > \omega_0$ 时, 则为具有传递零点的低通滤波器, 其幅频特性如图 5 (a) 所示, $\omega_x < \omega_0$ 时, 为具有传递零点的高通滤波器, 其幅频特性如图 5 (b) 所示,

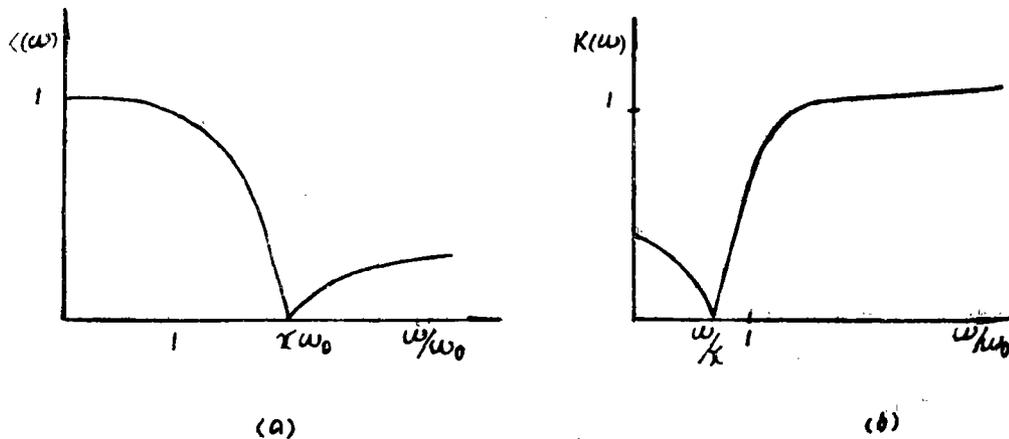


图 5

下面分别对这两种滤波器进行简要介绍。

1、具有传递零点的低通滤波器

由(28)和(29)式可知,当 $R_1 \rightarrow \infty$ 时, $\omega_x > \omega_0$, 因此取消图3(a)中 R_1 , 便可得到图6所示具有传递零点的低通滤波器, 该滤波器的传递函数为:

$$K(P) = \frac{\left(\frac{1}{1+2C_1/C}\right)\left[p^2 + \frac{1}{R^2C^2}\right]}{p^2 + \frac{1}{RC}\left(\frac{2C_1/C}{1+2C_1/C}\right)p + \frac{1}{R^2C^2}\left(\frac{1}{1+2C_1/C}\right)} \quad (32)$$

图6所示具有传递零点的低通滤波器的特性参数为:

$$\omega_0' = \frac{1}{RC} \frac{1}{\sqrt{1+2C_1/C}} = \frac{X\omega_0}{\sqrt{1+2C_1/C}} \quad (33)$$

$$\omega_x = \frac{1}{RC} = X\omega_0 \quad (34)$$

$$\alpha = \frac{2C_1/C}{\sqrt{1+2C_1/C}} \quad (35)$$

$$K_F = \frac{1}{1+2C_1/C} \quad (36)$$

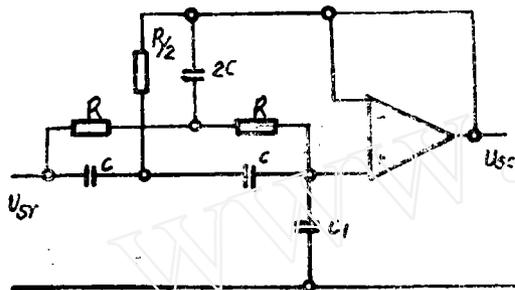


图 6

式中 ω_0 —工频角频率;

ω_0' —图6所示电路固有角频率;

K_F —增益系数;

λ —具有零衰减点的工频角频率倍数。

图6所示滤波器的幅频特性 $K(\omega)$ 和群延迟特性 $\tau(\omega)$ 分别由下式求出:

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{(X^2 - \omega^2/\omega_0^2)^2}{\left[X^2 - (1+2C_1/C)\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right]^2 + (2C_1/C)^2(\omega^2/\omega_0^2)X^2}} \quad (37)$$

$$\tau(\omega) = \frac{[X^2\omega_0^2 + (1+2C_1/C)\omega^2](2C_1/C)X\omega_0}{[X^2\omega_0^2 - (1+2C_1/C)\omega^2]^2 + (2C_1/C)^2X^2\omega_0^2\omega^2} \quad (38)$$

图6所示具有零衰减点(或称传递零点)的低通滤波器, 其主要用途有以下两种。

(1) 起带通滤波器的后备滤波作用

对高频谐波分量比较大的线路, 例如邻近有高压直流输电系统的超高压线路, 为了使该线路保护装置既能快速切除被保护线路内的故障, 又不受高次谐波分量的影响而误动作。一般可采用高阻尼系数 α 值(或低Q值)的带通滤波器对各次高次谐波加以衰减。而对线路中所存在的幅值较大的某次高次谐波, 则用附加的具有零衰减点的低通滤波器将其全部衰减掉。显然此滤波器的零衰减点应为幅值较大的某次高频谐波的频率。例如, 如表2所示, 经 $\alpha = 3.32$ 的带通滤波器衰减后的五次谐波的 $U_H\%$ 仍然较大, 为抑制掉五次谐波, 可在 $\alpha = 3.32$ 的带通滤波器后附加零衰减点为五次谐波的的低通滤波器, 如图7所示。

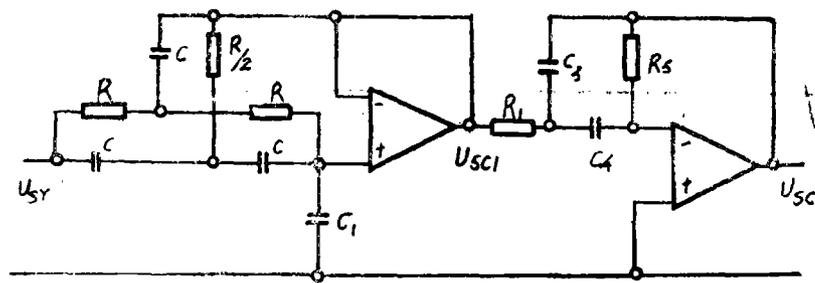


图 7

图 7 中所示附加具有零衰减点的低通滤波器的参数可根据 (33) — (36) 式计算。为了使滤波器在低通范围内有较大的平坦区, 选择 $2C_1/C = 2$, 则 $X = 5$ 情况下, 图 7 所示四阶滤波器对表 2 所示未经滤波的各次谐波的抑制效果示于表 3。

表 3

未经图 7 所示滤波器			经图 7 所示滤波器后的 $U_H\%$						
次	U_H	$U_H\%$	经 $\alpha = 3.32$ 的带通滤波		经具五次频率衰减点的低通滤波		经图 7 所示滤波		
(周)	(千伏)		k'_f	$\tau'(\omega_0)$ (ms)	k''_f	$\tau''(\omega_0)$ (ms)	k_f	$\tau(\omega_0)$ (ms)	$U_H\%$
2 (10)	0.836	0.19	0.911	1.92	0.775	1.52	0.706	3.84	0.134
3 (15)	4.6	1.07	0.78		0.283		0.22		0.235
5 (25)	10.4	2.43	0.569		0		0		0
9 (45)	1.1	0.26	0.35		0.237		0.083		0.022
11 (55)	2.42	0.56	0.29		0.27		0.078		0.023

从表 3 可以明显看出: 装设图 7 所示四阶滤波器后, 各次谐波分量大大衰减, 而保护的动作用仅延迟 3.84ms。

(2) 用来在整流回路中起滤波作用

反应电气量平均值或反应两电气量绝对值大小的继电器, 必须将交流电气量进行整流后再进行比较。但整流后的电压是脉动电压, 例如整流前单相电压为 $U = U_m \sin \omega t$, 则全波整流后的电压为:

$$U_d = \frac{2U_m}{\pi} \left(1 - \frac{2}{3} \cos \omega t - \frac{2}{15} \cos 4 \omega t + \dots \right) \quad (39)$$

从上式可看出, 二次谐波电压为直流分量电压的 67%。因此采用零衰减点为二次谐波的低通滤波器可以起到很好的滤波效果。表 4 示出 $2C_1/C = 2$, $X = 2$ 情况下的 k_f 和

$\tau(\omega)$ 值。

表 4

ω/ω_0	0	1	2	3	5	9	10	15	20
k_f	1	0.727	0	0.186	0.284	0.319	0.322	0.328	0.33
$\tau(\omega)$ (ms)	3.18	5.24	1.59	0.59	0.185	0.054	0.043	0.019	0.011

2、具有传递零点的高通滤波器

由(28)和(29)式可知,当 $C_1 = 0$ 时, $\omega_x < \omega_0$, 因此取消图 3(a)中 C_1 , 便可得到图 8 所示具有传递零点的高通滤波器, 该滤波器的传递函数为:

$$K(P) = \frac{P^2 + (\frac{1}{RC})^2}{P^2 + (2R/R_1)(\frac{1}{RC})P + (1 + 2R/R_1)(\frac{1}{RC})^2} \quad (40)$$

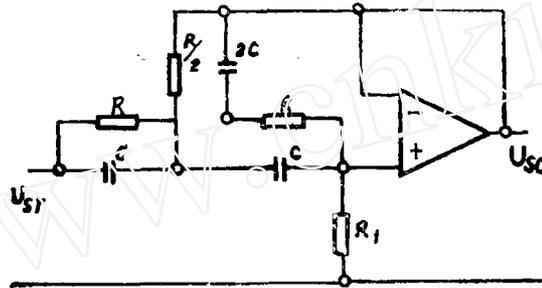


图 8

图 8 所示滤波器的特性参数为:

$$\omega'_0 = \sqrt{1 + 2R/R_1} (\frac{\omega_0}{X}) \quad (41)$$

$$\omega_x = \frac{\omega_0}{X} \quad (42)$$

$$\alpha = \frac{2R/R_1}{\sqrt{1 + 2R/R_1}} \quad (43)$$

$$K_f = 1$$

图 8 所示滤波器的幅频特性 $K(\omega)$ 和群延迟特性 $\tau(\omega)$ 分别由下式求出

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{(\frac{1}{X^2} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}{[\frac{1}{X^2}(1 + 2R/R_1) - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}]^2 + (2R/R_1)^2(\frac{1}{X})^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2}} \quad (44)$$

$$\tau(\omega) = \frac{[(\frac{1}{X})^2(1 + 2R/R_1) + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}](2R/R_1)(\frac{1}{X})}{\omega_0 \{ [(\frac{1}{X})^2(1 + 2R/R_1) - (\frac{\omega}{\omega_0})^2]^2 + (2R/R_1)^2(\frac{1}{X})^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2 \}} \quad (45)$$

对低次谐波分量比较大的线路，例如装设有串联补偿电容器的线路，可用高阻尼系数 α 值的带通滤波器附加图8所示滤波器来大大衰减高次和低次谐波分量，其电路如图9所示。

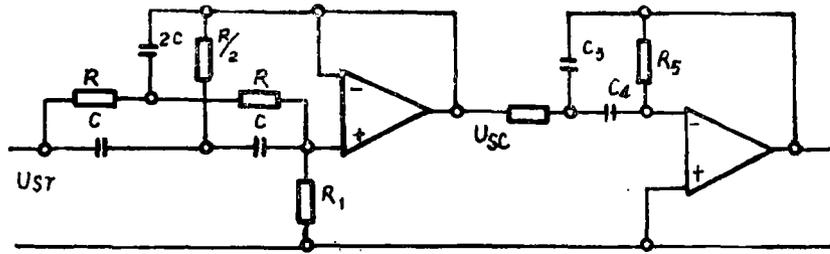


图 9

对图9所示电路的参数计算和分析与图7类似，此处不再赘述。

四 滤波器的暂态特性分析

用滤波器的传递函数来分析滤波器的暂态特性是很方便的，因为滤波器的传递函数 $K(P)$ 是输出电压 $U_{sc}(t)$ 的拉氏变换 $U_{sc}(P)$ 与输入电压 $U_{sr}(t)$ 的拉氏变换 $U_{sr}(P)$ 的比值，即：

$$K(P) = \frac{U_{sc}(P)}{U_{sr}(P)}$$

由此可得：

$$U_{sc}(P) = K(P) U_{sr}(P) \quad (46)$$

如果任何外加输入信号 $U_{sr}(t)$ 在 $t \leq 0$ 时， $U_{sr}(t) = 0$ （起始条件为零），在 $t > 0$ 时 $U_{sr}(t)$ 的增长不比指数函数快，即积分 $\int_0^\infty U_{sr}(t) e^{-pt} < \infty$ 时，则知道函数 $K(P)$ 时，将 $U_{sr}(t)$ 变换成象函数 $U_{sr}(P)$ 后，就可根据(46)式求出输出电压的象函数 $U_{sc}(P)$ 。 $U_{sc}(P)$ 的原函数 $U_{sc}(t)$ 就是滤波器在 $U_{sr}(t)$ 下的输出电压的波形。 $U_{sc}(t)$ 中包含有稳态分量和暂态分量两部分，暂态分量表示滤波器的过渡过程。下面举几种滤波器的暂态分析实例供参考。

1. 二阶带通滤波器对非周期直流分量的抑制效果

为了分析带通滤波器对非周期直流分量的抑制效果，可以按对带通滤波器通入一个幅值为 U_m 的阶跃信号来近似模拟。阶跃信号 $U_{sr}(t) = U_m$ 的象函数为 $U_{sr}(P) = \frac{U_m}{P}$ ，将它和(1)式所示带通滤波器的传递函数代入(46)式得

$$\begin{aligned} U_{sc}(P) &= \left(\frac{K_F \alpha \omega_0 P}{P^2 + \alpha \omega_0 P + \omega_0^2} \right) \left(\frac{U_m}{P} \right) \\ &= \left(\frac{K_F \alpha \omega_0 U_m}{\omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4}} \right) \left[\frac{\omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4}}{\left(P + \frac{\alpha \omega_0}{2} \right)^2 + \left(\omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4} \right)^2} \right] \end{aligned}$$

对上式查表，求得输出电压的原函数为：

$$U_{s_c}(t) = \frac{K_F \alpha U_m}{\sqrt{1 - \alpha^2/4}} e^{-\frac{\alpha \omega_0 t}{2}} \sin \omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4} \quad (47)$$

从(47)式看出,输入阶跃信号给带通滤波器,滤波器的输出电压按 $e^{-\frac{\alpha \omega_0}{2} t}$ 衰减的振荡曲线,其振荡频率为 $\omega_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}$,与 α 值有关。从(47)式可知,带通滤波器的暂态过程时间常数为 $\frac{2}{\alpha \omega_0}$,与用群延迟特性所求的时间常数相同,这是由于带通滤

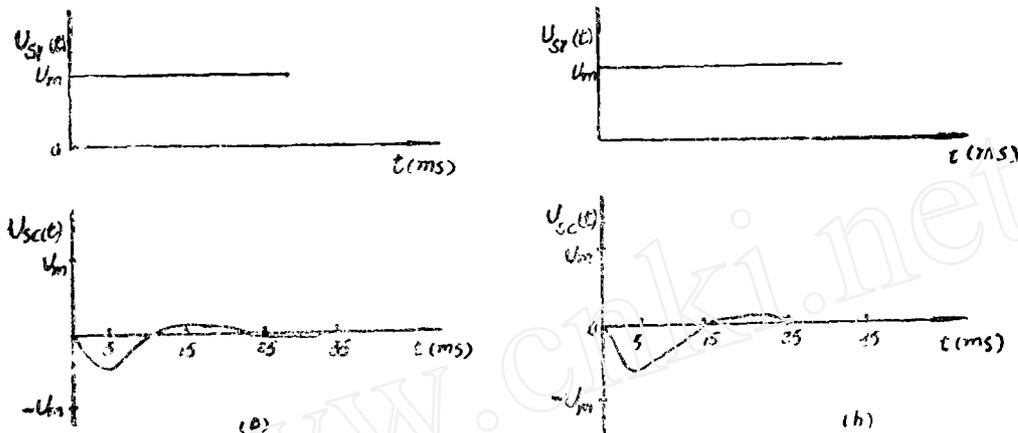


图 10

波器的固有角频率与工频频率相同。

图10(a)和图10(b)分别示出 $\alpha = 1$, $K_F = -1$ 及 $\alpha = \sqrt{2}$, $K_F = -1$ 时,根据(47)式绘制出的滤波器在阶跃输入电压时的暂态输出波形。

图10(a)所示衰减振荡曲线的振荡频率为43.3周。 $t = 2.88\text{ms}$ 时,滤波器的最大输出电压为 $-0.519U_m$, $t = 8.66\text{ms}$ 时为 $-0.209U_m$, $t = 17.32\text{ms}$ 时为 $0.076U_m$ 。

图10(b)所示衰减振荡曲线的振荡频率为35.35周。在 $t = 3.536\text{ms}$ 时,滤波器的最大输出电压为 $-0.644U_m$, $t = 10.6\text{ms}$ 时为 $-0.133U_m$, $t = 21.2\text{ms}$ 时,已衰减为 $0.018U_m$ 。

从以上分析可看出,带通滤波器有较好的抑制非周期直流分量的效果,且 α 值愈大,经滤波器衰减得愈快。应指出,上述分析条件比实际情况严重。因为实际系统在短路过程中出现的直流分量是随时间衰减的直流分量。

2. 带通滤波器在工频信号输入时的暂态特性

为了用(46)式分析带通滤波器的暂态特性,可假定故障前输入电压为零,故障时输入给带通滤波器的电压为 $U_{s_r}(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$,其象函数为 $U_{s_r}(P)$

$= \frac{U_m e^{j\varphi}}{P - j\omega}$,则带通滤波器输出电压的象函数为:

$$\begin{aligned}
 U_{sc}(P) &= \left(\frac{K_F \alpha \omega_0 P}{P^2 + \alpha \omega_0 P + \omega_0^2} \right) \left(\frac{U_m e^{j\varphi}}{P - j\omega} \right) \\
 &= \frac{-\alpha \omega_0 P U_m e^{j\varphi}}{(P+a)(P+b)(P-j\omega)} \quad (48)
 \end{aligned}$$

式中 $K_F = -1$; $a = \frac{\alpha \omega_0}{2} + j \omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4}$; $b = \frac{\alpha \omega_0}{2} - j \omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4}$;

$a + b = \alpha \omega_0$; $a - b = j 2 \omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4}$; $ab = \omega_0^2$ 。

对 (48) 式查表, 加以整理求原函数的复数表达式为:

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{sc}(t) &= \frac{-0.5 \alpha U_m}{\sqrt{1 - \alpha^2/4}} \left[\frac{e^{j[(\varphi + \lambda_1) - (\omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4})]t - \frac{\alpha \omega_0 t}{2}}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2 + 2 \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{1 - \alpha^2/4}}} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{e^{j[(\varphi + \lambda_2) + \omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4} - \frac{\alpha \omega_0}{2}]t}}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_0})^2 - 2 \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{1 - \alpha^2/4}}} \right] - \frac{U_m e^{j(\omega t + \varphi + \theta)}}{\sqrt{1 + (\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\alpha \omega \omega_0})^2}} \quad (49)
 \end{aligned}$$

式中 $\lambda_1 = \text{tg}^{-1} \frac{2(\omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4} + \omega_0)}{\alpha \omega}$; $\lambda_2 = \text{tg}^{-1} \frac{2(\omega_0 - \omega \sqrt{1 - \alpha^2/4})}{\alpha \omega}$;

$\theta = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\alpha \omega \omega_0} \right)$ 。

滤波器的输出电压由上式的虚部决定, 即:

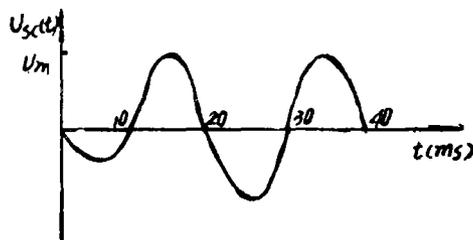
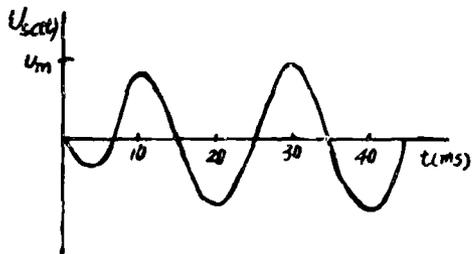
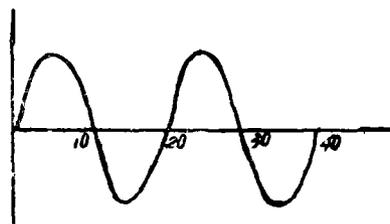
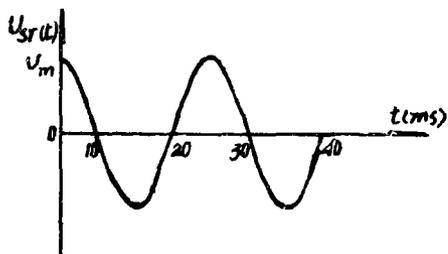
$$\begin{aligned}
 U_{sc}(t) &= \frac{-U_m}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\alpha \omega \omega_0}}} \sin(\omega t + \varphi + \theta) \\
 &\quad + \frac{0.5 \alpha U_m}{\sqrt{1 - \alpha^2/4}} e^{-\frac{\alpha \omega_0 t}{2}} \left\{ \frac{\sin[(\omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4})t - \varphi - \lambda_1]}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_0})^2 + 2 \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{1 - \alpha^2/4}}} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\sin[(\omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4})t + \varphi + \lambda_2]}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_0})^2 - 2 \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{1 - \alpha^2/4}}} \right\} \\
 &= \frac{-U_m}{\sqrt{1 + (\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\alpha \omega \omega_0})^2}} \sin(\omega t + \varphi - \theta) + \\
 &\quad \frac{0.5 \alpha K U_m}{\sqrt{1 - \alpha^2/4}} e^{-\frac{\alpha \omega_0 t}{2}} \sin[(\omega_0 \sqrt{1 - \alpha^2/4})t + \delta] \quad (50)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{式中 } K^2 &= \left[\frac{\cos(\varphi + \lambda_1)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}}} + \frac{\cos(\varphi + \lambda_2)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}}} \right]^2 \\
 &+ \left[\frac{-\sin(\varphi + \lambda_1)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}}} + \frac{\sin(\varphi + \lambda_2)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}}} \right]^2 \\
 &= \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}} + \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}} \\
 &+ \frac{2\cos(2\varphi + \lambda_1 + \lambda_2)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\alpha^2}} \quad (51)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \delta &= \text{tg}^{-1} \frac{-\sin(\varphi + \lambda_1)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}}} \frac{\cos(\varphi + \lambda_1)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}}} \\
 &+ \frac{\sin(\varphi + \lambda_2)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}}} \frac{\cos(\varphi + \lambda_2)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 2\frac{\omega}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}}} \quad (52)
 \end{aligned}$$

由(52)式求出

$$\left. \begin{aligned}
 \varphi = 0 \text{ 时, } \delta &= 0 \\
 \varphi = 90 \text{ 时, } \delta &= \text{tg}^{-1} \frac{-2\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{4}}}{\alpha}
 \end{aligned} \right\} \quad (53)$$



(a)

(b)

变电所引出线按串联线路方式供电(如图2),如果选择三相星形接线的保护方式,当各条线路的保护在定值和时间上都是按照选择性的要求配合整定时,则当不同线路上分别发生单相接地故障而形成两点接地短路时,则能100%地有选择性地只切除一条线路,这种是比较理想的保护接线方式,虽然每条线路上多装了一只电流互感器和几只继电器,但供电的可靠性却提高了,应该推荐使用这种保护接线方式。

变电所的引出线若是按并联线路方式供电(如图5所示),若选择三相星形的保护接线,则在不同线路上分别发生单相接地故障,形成两点接地短路时,则将100%地跳开两条故障线路,造成扩大停电,所以,对变电所是按并联线路方式供电的引出线,绝不能使用三相星形接线的保护方式。

实际上,一般变电所的引出线,通常是既有串联线路又有并联线路的接线方式(如图1所示),对这种接线方式供电的引出线保护,应选择两相星形接线的保护,且保护应装在同名相上,这样,能保证有2/3的机会选择性只切除一个故障点(见图3、表2及图6、表5),这也是变电所既有串联线路又有并联线路的引出线最合理的保护方式。

(上接36页)

(50)式表示在外加信号 $U_1(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ 下,带通滤波器的输出特性。(50)式不仅给出外加信号 $U_1(t)$ 情况下,带通滤波器的过渡过程,还给出了在 $U_1(t)$ 的作用下的稳态输出。(50)式等式右边第一项为稳态输出,第二项为滤波器的暂态输出。

在 $\alpha = \sqrt{2}$, $\omega = \omega_0$ 情况下,根据(50)式绘制出的带通滤波器的输出特性示于图11。图11(a)和图11(b)分别表示 $\varphi = 90^\circ$ 和 $\varphi = 0$ 的两种情况。从图11看出,在外加50周工频信号时,滤波器的输出电压波形中,暂态分量很快衰减为零,因此其暂态特性对保护的影响小。

五、结 论

1. 在保护装置中使用 $\alpha > 1$ 的带通滤波器后,保护装置不受非周期直流分量和各种谐波分量的影响;
2. 对各高次谐波分量比较严重的线路,例如邻近有高压直流输电的超高压线路,该线路的保护装置可以采用由高 α 值带通滤波器和具有传递零点的低通滤波器组成的四阶滤波器;
3. 对低频谐波分量比较严重的线路,例如具有串联补偿电容的线路,该线路上保护装置可采用由高 α 值的带通滤波器和具有传递零点的高通滤波器组成的四阶滤波器;
4. 对只反应工频变化量而不反应各种谐波分量的突变量元件,可采用由带阻滤波器和带通滤波器组成的四阶滤波器;
5. 全波整流后的滤波回路,可采用零衰减点为二次谐波的低通滤波器。