

电流差动微波保护抗单发性脉冲干扰的理论设计

西安交通大学 段立诚 陈建民

摘 要

为提高电流差动微波保护抗单发性脉冲干扰的能力,减少抗干扰措施对保护动作特性的影响,本文对调频波相邻半周期变化比值、反映调频波信号的脉冲序列频谱,以及解调低通滤波器对单发性脉冲干扰的暂态响应进行了计算。根据以上计算从而可以确定干扰检出电路的定值,干扰检出后闭锁动作判定电路的闭锁时间和解调低通滤波器合理的设计参数。

一、前 言

电流差动微波保护〔1〕要求正确无误地传送信号的电流波形,本装置除采用抗干扰能力强的频率调制方式外,对防止单发性脉冲干扰使调频波失真而引起的动作判定电路的误动,研制了调频波相邻半周期干扰检出电路〔2〕,检出干扰后闭锁动作判定回路。为确定干扰检出电路的定值,并为保证干扰检出和动作判定电路间的灵敏度相配合,进行了工频调制电压一个周期的调频波的相邻半周期的计算。

为使解调低通滤波器同时满足解调信号和抗干扰的要求,首先要知道调频波变换成脉冲序列的频谱,以便确定不使解调信号失真的低通滤波器截止频率的范围。因不同参数(阻尼系数 ξ 和截止频率 ω_n)的低通滤波器具有不同的暂态响应,它不仅关系到解调信号输出电压的幅值和延迟,同时也影响到干扰输出电压的抑制和闭锁动作判定电路的时间,由于输出电压的抑制和闭锁时间的缩短也是有矛盾的,因此最佳参数的获得是很麻烦的。

本文从实际需要出发,借助计算机进行了一些基本的计算,内容包括下述的三个方面,主要介绍计算方法和有关结果,可以作为抗干扰设计的依据。

二、调频波相邻半周期计算

图1(a)为电压频率变换电路, A_1 为积分器, A_2 为比较器积分电流 i 正比于 A_1 的输入电压,当 A_1 的输出经 R_5 、 R_6 分压加至 A_2 的反相端的电压达到 A_2 同相端的门坎电压 V_0 时, A_2 翻转使积分电流改变极性, A_2 的输出电压反向变化,调制方式就是这样通

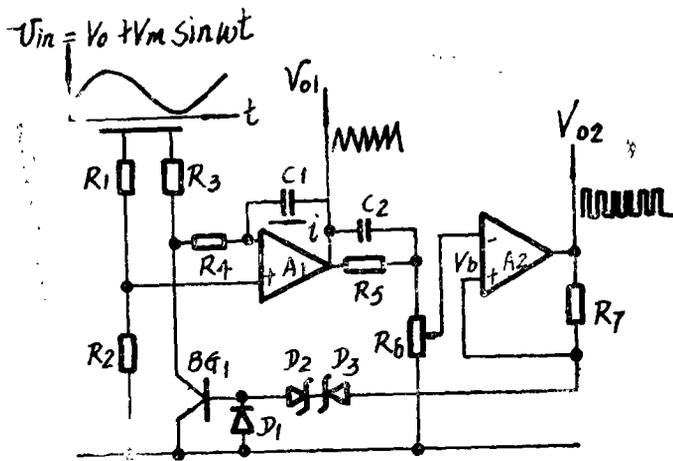


图1(a) 电压频率变换电路

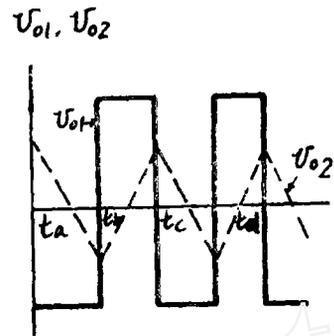


图1(b) 输出电压波形

过往返积分得到正比于输入电压 U_{in} 的频率信号，调频波的幅度不变，调制电压增加时调频波频率增加，调制电压变低时频率变低，电压频率变换电路的输出可接矩形波或三角波、需要时也可通过变换电路转换成正弦波输出。图1(a)中 U_{in} 为输入， U_{o1}, U_{o2} 为输出电压波形。当比较器 A_2 输出电压为负值时（对应图1(b)中 $t_a \rightarrow t_b$ 段）的积分电流 i 为

$$i = \frac{U_{in} - U_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_3 + R_4} = \frac{R_1 (V_0 + V_m \sin \omega t)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \dots (1)$$

当比较器 A_2 输出电压为正值时（对应图1(b)中的 $t_b \rightarrow t_c$ 段）的积分电流 i' 为：

$$i' = \frac{0 - U_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_4} = - \frac{R_2 (V_0 + V_m \sin \omega t)}{(R_1 + R_2) R_4} \dots (2)$$

式(1)、(2)中 V_0 为电压频率变换器直流工作点电压（对应调频波的中心频率）

V_m 为工频调制电压幅值、

ω 为工频角频率、

当电路满足 $R_1 = 2R_2, R_3 = R_4$ 时，未经调制的输出电压波形对称、则经调制后的积分电流为：

$$|i| = |i'| = \frac{V_0 + V_m \sin \omega t}{3 R_3} \dots (3)$$

积分器 A_1 的输出电压 U_{o1} 为积分电流在积分电容 C_1 上的压降，不管积分电流的极性如何在任意半周期（ $t_{x1} \rightarrow t_{x2}$ ）积分器 A_1 输出电压的变化应满足以下关系

$$\frac{1}{C_1} \int_{t_{x1}}^{t_{x2}} \frac{V_0 + V_m \sin \omega t}{3 R_3} dt = 2 V_1 \dots (4)$$

表 1 相邻半周期比值

ωt	-177.54°	-172.58°	-167.37°	-161.86°	-156.03°	-149.8°	-143.36°	-136.19°	-128.74°	-120.70°	-112.05°	-108.81°	-92.93°
T(ms)	0.275	0.290	0.307	0.324	0.350	0.358	0.398	0.414	0.446	0.481	0.514	0.549	0.554
K	1.068	1.051	1.056	1.06	1.066	1.034	1.113	1.039	1.078	1.076	1.069	1.069	1.01
ωt	-89.99°	-80.0°	-70.37°	-61.27°	-52.80°	-44.95°	-37.70°	-30.90°	-24.47°	-18.60°	-13.07°	-7.84°	-2.73°
T(ms)	0.555	0.535	0.506	0.471	0.436	0.403	0.374	0.361	0.326	0.307	0.291	0.283	0.264
K	1.00	0.963	0.945	0.9312	0.9255	0.9252	0.928	0.968	0.964	0.9421	0.947	0.974	0.931
ωt	2.02°	6.570	10.96°	15.18°	19.35	23.38°	27.30°	31.07°	34.79°	38.40°	41.97°	45.47°	48.88°
T(ms)	0.253	0.243	0.235	0.231	0.224	0.217	0.209	0.207	0.200	0.198	0.195	0.190	0.188
K	0.959	0.9622	0.965	0.983	0.969	0.971	0.962	0.988	0.868	0.990	0.9814	0.975	0.9924
ωt	52.28°	55.60°	58.90°	62.16°	65.38°	68.57°	71.74°	74.83°	78.03°	81.15°	84.27°	87.37°	90.00°
T(ms)	0.184	0.183	0.181	0.179	0.177	0.176	0.175	0.174	0.174	0.173	0.173	0.172	0.172
K	0.979	0.994	0.989	0.985	0.892	0.993	0.994	0.994	1.000	0.996	1.000	0.999	1.000
ωt	93.10°	96.21°	99.32°	102.44°	105.57°	108.71°	111.88°	115.06°	118.28°	121.54°	124.83°	128.15°	131.53°
T(ms)	0.172	0.173	0.173	0.174	0.175	0.176°	0.177	0.179	0.181	0.183	0.185	0.187	0.189
K	1.000	1.003	1.000	1.002	1.004	1.009	1.003	1.012	1.010	1.011	1.012	1.014	1.007
ωt	134.92°	138.40°	141.91°	145.52°	149.21°	152.98	156.86°	160.78°	164.88°	169.04°	173.35°	177.81°	
T(ms)	0.193	0.195	0.201	0.205	0.210	0.215	0.218	0.228	0.231	0.239	0.248	0.258	
K	1.024	1.009	1.029	1.021	1.023	1.025	1.013	1.044	1.016	1.034	1.036	1.040	

相邻半周期最小比值 $K_{\min} = 0.9252$
 最大比值 $K_{\max} = 1.078$

式中、 t_{x1} 、 t_{x2} 为相邻半周期电压极性变化的起止时间、差值即半周期宽度。

V_1 为 A_1 输出电压 V_{o1} 的最大幅值、当折算为比较器 A_2 的门坎电压时为

$V_1 = \frac{R_5 + R_6}{R_6} V_b$ 、代入(4)式得相邻半周期与有关参数的关系为:

$$\frac{V_0}{3R_3C} (t_{x2} - t_{x1}) - \frac{V_m}{3R_3C\omega} (\cos \omega t_{x2} - \cos \omega t_{x1}) - \frac{2(R_5 + R_6)}{R_6} V_b = 0 \dots (5)$$

在一个工频调制电压周期 [ωt 由 $-\pi$ 到 $+\pi$] 依次用迭代法求(5)式相邻半周期值, 根据相邻半周期值可以求出一个工频周期内相邻半周期的变化范围。

例一、相邻半周期比值计算、

电压频率变换电路参数 $C_1 = 1000\text{Pf}$ $R_3 = 33\text{k}\Omega$, $R_4 = 33\text{k}\Omega$ $R_5 = 24.1\text{k}\Omega$,

$R_6 = 68\text{k}\Omega$ 代入(5)式得:

$$305.4481 (\omega t_{x2} - \omega t_{x1}) - 160.762569 (\cos \omega t_{x2} - \cos \omega t_{x1}) - 25.246255 = 0$$

根据上式计算出调频波半周期 $T = t_{x2} - t_{x1}$ 和相邻半周期比值 K 的结果列于表1。

三、信号频谱分析

1. 调频波频谱

未经调制的电压频率变换器的输出电压波形如图2所示是一个周期奇函数 [3], 它的付立叶级数展开式、对矩形波为

$$U_{Co} = \frac{4}{\pi} V_c (\sin \omega_c t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_c t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega_c t + \dots) \dots (6)$$

$$U_{Co} = \frac{8}{\pi^2} V_c (\sin \omega_c t + \frac{1}{9} \sin 3 \omega_c t + \frac{1}{25} \cos 5 \omega_c t + \dots) \dots (7)$$

式中 V_c 为输出电压幅值、

ω_c 为电压频率变换器的中心频率 $\omega_c = 2\pi/T$

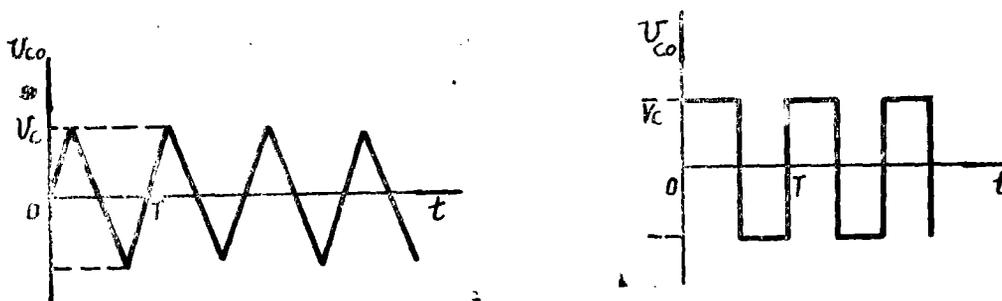


图2 未调制的V-F变换输出电压波形

由(6)、(7)式可见, 矩形波和三角波除了载波频率的基波分量外, 还包括了一系列的奇数的高次谐波。

这里分析调频波频谱的目的是求能保证解调信号不失真, 满足频率调制所要求的线

性度的低通滤波器的截止频率范围。因此只要知道调频波频谱低边带中的最低有效边频分量，并不要求得调频波的全部谱线、由于矩形波或三角波的低频边带都由基波分量决定、所以分析可以用正弦调频波代替矩形波或三角波、

设瞬时的调频波电压为：

$$U_c = V_c \sin \varphi_i = V_c \sin 2\pi f_i t \quad \dots\dots (8)$$

式中 φ_i 为瞬时相位、

$$2\pi f_i = \frac{d\varphi_i}{dt} = \omega_c + 2\pi \Delta f \sin \omega t \quad \dots\dots (9)$$

$f_i = f_c + \Delta f \sin \omega t$ 为瞬时频率

Δf 是由工频调制电压引起的最大频偏，将(9)式积分得

$$\varphi_i = \omega_c t - \frac{\Delta f}{f} \cos \omega t \quad \dots\dots (10)$$

将(10)式代入(8)式得调频波的表示式：

$$U_c = V_c \sin [\omega_c t - m_f \cos \omega t] \quad \dots\dots (11)$$

式中 $m_f = \frac{\Delta f}{f}$ 称为频率调制指数

利用第一类 n 阶贝塞尔函数可以得到 [4] 反映调频波频谱的表达式，

$$U_c = V_c \{ J_0(m_f) \sin \omega_c t - J_1(m_f) \{ \cos(\omega_c + \omega)t + \cos(\omega_c - \omega)t \} - J_2(m_f) \{ \sin(\omega_c + 2\omega)t + \sin(\omega_c - 2\omega)t \} + \dots\dots \quad \dots\dots (12)$$

(12) 式表示调频波有无穷对边带，其幅值由第一类贝塞尔函数 $J_0(m_f)$ 、 $J_1(m_f)$... 等确定 [5]；

$$J_i(m_f) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{K!(i+K)!} \left(\frac{m_f}{2}\right)^{i+2k} \quad \dots\dots (13)$$

式中 i 为贝塞尔函数的阶数 $i = 0, 1, 2, 3, \dots\dots$

2. 定宽脉冲序列频谱

本装置的解调电路原理如图3所示，采用脉冲比例法解调，接收端的调频波经放大限幅、双向脉冲变换电路变为定宽脉冲序列再经过低通滤波器积分得到正比于脉冲密度的直流项输出电压、即工频调制信号，由于采用了正负半波双向输入全波变换方式，未调脉冲序列的中心频率比调频波提高了一倍，它的付立叶级数的展开式 [5] 为、



图3 解调电路原理

$$U_{c0} = \frac{V_c \tau}{T'} + \frac{2V_c J}{T'} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_c' \tau/2)}{n\omega_c' \tau/2} \sin n\omega_c' t \quad \dots\dots (14)$$

式中、 V_c 、 τ 、 T' 如图3所示 τ 为定宽脉冲宽度， $\omega'_c = 2\omega_c$ 、

$$T' = \frac{T}{2}$$

令 $\frac{\sin(n\omega'_c\tau/2)}{n\omega'_c\tau/2} = s_a(x)$ 为采样函数、

因为只需求脉冲序列 ω_c' 以下的低边带，所以取 $n=1$ 、相应的频谱表达式为、

$$U_c = \frac{2V_c\tau}{T} [J_0(m_f) \sin 2\omega_c t \cdot s_a(2\omega_c) - J_1(m_f) \{ \cos(2\omega_c + 2\omega) t \cdot s_a(2\omega_c + \omega) + \cos(2\omega_c - \omega) t \cdot s_a(2\omega_c - \omega) \} - J_2(m_f) \{ \sin(2\omega_c + 2\omega) t \cdot s_a(2\omega_c + 2\omega) + \sin(2\omega_c - 2\omega) t \cdot s_a(2\omega_c - 2\omega) \} + \dots] \quad (15)$$

与(12)式比较，脉冲序列频谱与调频波频谱除了幅值按比例系数 $\frac{2\tau}{T}$ 减小外还与采样函数有关，

但由计算可知在 $2\omega_c$ 以下的采样函数很接近(0.8876~1)、所以两种情况下的低边带谱线幅值具有近似的分布特性，表2列出调制电压标么值为1，频率调制指数

$m_f = \frac{\Delta f}{f} = 40$ 时的贝塞尔函数及相应的采样函数 $s(\omega_c)$ 值，不同调压电压的低边带频谱示于图4，由于调频指数很大、脉冲序列频谱虽有很多边频，但有效的边频分量的频率很高、试验也证实当取低通滤波器的截止频率为工频电压7倍时，尚能保证良好的解调波形、可见从解调信号的观点低通滤波器的截止频率范围可以参考表2在较大范围内选取。

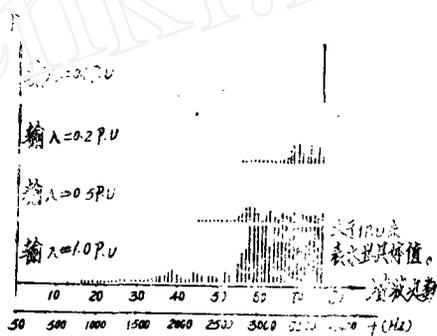


图4、脉冲序列的频谱

四、解调低通滤波器的脉冲干扰响应

低通滤波器的脉冲干扰响应〔2〕由下式计算、

$$U_o(t) = \left\{ U - e^{-\xi\omega_n t} \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t + \varphi) \right\} U(t) - \left\{ U - e^{-\xi\omega_n(t-\tau)} \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n(t-\tau) + \varphi) \right\} U(t-\tau)$$

式中 $\varphi = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}$ (16)

$U(t)$ 、 $U(t-\tau)$ 为单位阶跃函数

$$\xi = \frac{1}{2} \left[\frac{\sqrt{R_2 C_2}}{R_1 C_1} + \frac{\sqrt{R_1 C_2}}{R_2 C_1} \right]$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

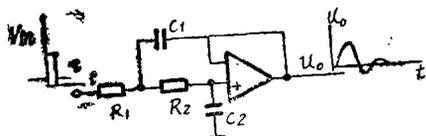


图5 二阶低通滤波器接线

ξ 、 ω_n 由图5所示二阶低通滤波器的参数决定、将不同的 ξ 和 ω_n 值代入(16)式可得到不同的响应曲线。图6绘出了不同 ξ 、 ω_n 的几种典型响应曲线、并且考虑了干扰脉冲宽度的变化、滤波器电路参数及干扰响应计算结果列于表4及表5, 计算是按定宽脉冲输出电压为10伏得出的。当低通滤波器的输出电压大于40毫伏时可能引起判定电路误动, 把这种情况对应的时间定为判定电路需闭锁的时间。

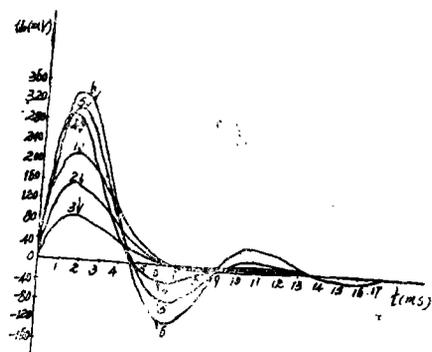


图6 典型干扰响应曲线

分析图6可以得出下列结论

(1) 阻尼系数 ξ 和截止频率 ω_n 的选取应使低通滤波器脉冲响应第二半周期的输出电压幅值使判定电路不致误动为原则, 如图中曲线4的闭锁时间相对图4的几种情况为最短。

(2) 如果尽量减小第二半周期的幅值(曲线1、2、3), 将导致第一半周期宽度增

表4 低通滤波器的参数

R_1 (K Ω)	R_2 (K Ω)	C_1 (μ f)	C_2 (μ f)	ξ	ω_n (rad/s)
22	22	0.1	0.047	0.7	694
10	10	0.33	0.068	0.556	818
10	10	0.33	0.056	0.412	736
43	43	0.1	0.01	0.316	735

表5 低通滤波器的脉冲干扰响应计算结果

序号	ξ	ω_n	干扰脉宽 τ (μ s)	输出电压最大幅值(mv)		闭锁时间t (ms)
				第一半周期	第二半周期	
1	0.7	674	70	216	10	7
2	0.7	674	50	154	7	7
3	0.7	674	30	92	4	7
4	0.556	818	70	297	36	5
5	0.412	736	70	306	74	10
6	0.316	735	70	339	119	9

下转47页

33



图5 短路电流分配图

I_0 总零序电流

I_{R0} 分流电阻R回路的零序电流

I_{L0} 零序电流回路L的零序电流

进一步的检查证实了，故障录波器盘内有接地点。是由故障录波器的分流电阻碰壳造成的。

据介绍，故障录波器的分流电阻系由锰铜做成，它的截面较粗，温度膨胀系数也较大。当一旦发生接地短路时，电流互感器的二次侧将流过相应的故障电流，零序回路中的电流瞬时增大，由于分流电阻碰壳，将使零序电流的分配发生变化。零序电流的分配如图5。

分流电阻R可以看作是纯电阻性的，而原来的零序回路由于经过多个继电器线圈，不仅它的阻抗比R分路的大，而且它还是一个感性回路。根据交流回路中，电容上的电压不能突变，电感上的电流不能突变的道理，零序电流的增加将大部分流过分流电阻R回路，L回路流过的零序电流则很小。由于分流电阻的膨胀系数大，加之与盖板的间隙又小，中间无绝缘层，所以造成了零序回路经分流电阻与盖板接地的事故。

3. 防止措施:

(1) 分流电阻通过大电流后与盖板接地的情况在正常运行甚至定期检验时是不容易被发现的。但是分流电阻与盖板的间隙很小，应该引起继电保护人员的重视，并采取一些有效措施，这起事故也还是可以防止的。

(2) 制造厂家应对后面盖板的设计及用料进行改进。若后盖板改用有机玻璃的，则既有良好的绝缘性能，又能看到端子的接线、螺丝的拧紧程度及分流电阻的固定情况，既美观大方又便于维护检查，这是值得制造厂家考虑并作些试验的。

(上接33页)

加，闭锁时间增大。

(3) 如果减小阻尼(曲线 $5\xi = 0.412$)振荡加剧，判定电路误动延至第二半周期、闭锁时间也增大。

(4) 定宽脉冲宽度减小、幅值降低可以减小干扰输出电压的幅值，但同时要考虑对信号输出电压的影响。

以上计算结果可作为电流差动微波保护装置中抗干扰设计的理论依据。

参 考 文 献

- 1、高压输电线路分相式电流差动微波保护的研制
葛跃中、段立诚、陈爱钦等 西安交通大学学报 83年第6期
- 2、电流差动微波保护抗单发性脉冲干扰的研究
段立诚 西安交通大学学报 83年第3期
- 3、信号 F.R康纳等 科学出版社 82年
- 4、调制 F.R康纳等 科学出版社 82年