

激发极化法的测量精度 及其对应用的影响

何 继 善

(中南工业大学, 长沙 410063)

摘 要 本文在频率域和时间域激电二者等效的前提下,研究了在保证激电响应参数达到必须精度时,对电位差测量的精度要求。时间域激电对电位差的相对精度要求不高,但供电电流大,装备笨重。变频法对电位差的相对精度提出了很高的要求,在极化率低时,难于达到。双频激电由于同时测量双频电位差,电位差差值具有很高的相对精度,因而既轻便又能很好地满足精度要求。

关键词 激发极化法, 双频激电, 频率域激电, 变频激电, 时间域激电。

激发极化法(以下简称激电法)是一种十分有效的地球物理方法,特别是在寻找有色金属矿和地下水方面更显优越。激电法有许多变种,但就其测量方式而言,可以归纳为时间域和频率域两大类,前者是研究激电效应随时间的变化,在国内以前常称为直流激电。后者包括变频激电法,双频激电法,奇次谐波法(复电阻率法)和频谱激电法等,都是以研究激电效应的频率特性为基础的。

上述分类是以测量方式为依据的,就它们的物理化学本质而言,都是一致的,或者说时间域激电和频率域激电二者是等效的^[1]。尽管如此,由于采取了不同的技术,它们在实际应用上却又存在若干差别。本文从测量精度入手来研究它们的异同。

激电法的测量内容是很丰富的,为了详细研究极化特征,在时间域中,可以测量整条充电和放电曲线,在频率域中可以测量在相当宽的频率范围内激电的频率特性,包括振幅—频率特性、相位—频率特性、或者实分量—频率特性、虚分量—频率特性。但从发现异常的角度而言,最基本的也同时是最重要的是在时间轴上以至少两个时刻,在频率轴上以最少两个频率,来测量激电响应,以判断是否存在激电响应及其强弱。

频率域激电对电位差的相对精度要求特别高

在频率域激电中,在低、高两个频点 f_L 和 f_H 上,如果低频电流 I_L 和高频电流 I_H 彼此相等,则可以用所测的电位差振幅 V_L 和 V_H 来计算视幅频率 F_s (西方国家叫百分频率效应,用PFE表示)

$$F_s = \frac{V_L - V_H}{V_H} \quad (1)$$

1994年9月5日收稿。

根据误差传播定律, 从上式可得

$$\delta F_s = \sqrt{\left(\frac{1}{V_H}\right)^2 (\delta V_L)^2 + \left(\frac{V_L}{V_H}\right)^2 (\delta V_H)^2} \quad (2)$$

式中 δF_s 、 δV_L 和 δV_H , 分别为 F_s 、 V_L 和 V_H 的均方误差, 注意到 $V_L \approx V_H$, 并假定 $\delta V_L \approx \delta V_H$, 去掉电位差的脚标, 则(2)式可减化为

$$\delta F_s = \sqrt{2} \frac{\delta V}{V} \quad (3)$$

(3)式虽然简单, 但它说明了一个重要关系, 即 F_s 的均方误差是与电位差的相对均方误差成比例, 为了保证 F_s 的精度必须对测量电位差的相对误差提出要求。

在频率域激电的野外工作中, 考虑到正常场上 F_s 数值小且变化不大, 通常用均方误差来衡量精度。表1中以正常场上 F_s 为2.0%和4.0%两种情况, 列举了 F_s 的均方误差取为正常

表 1

正常场 F_s 值(%)	2.0			4.0		
F_s 的均方误差 δF_s (%)	±0.2	±0.4	±0.6	±0.4	±0.8	±1.2
电位差的相对均方误差 $\delta V/V$ (%)	±0.14	±0.28	±0.42	±0.28	±0.57	±0.85

场的1/10, 2/10, 3/10三种情况下, 电位差的相对均方误差的上限。2/10可看作是中等精度要求, 显然随着允许的 F_s 均方误差加大, 电位差测量的相对精度可以放宽。大量的野外实践表明, F_s 的正常场最常见为2.%左右, 异常值可以达到10.0%或更大一些, 但这些大值异常, 常常与碳质岩层或黄铁矿化有关, 虽然也可能是埋在很浅的硫化矿引起的。然而, 具有一定埋深的硫化矿引起的有用异常往往只有百分之几(例如4.0%左右), 因此在实际工作中, 准确地测量百分之几的低值异常是至关重要的。因此在正常场上要求电位差的相对精度为±0.14%—±0.28%, 也即为±0.2%左右, 才能满足要求。

在异常区, F_s 的数值较大, 宜用相对误差来衡量精度。将(3)式两侧除以 F_s 便可得到

$$\delta F_s / F_s = \frac{\sqrt{2}}{F_s} \cdot \frac{\delta V}{V} \quad (4)$$

即 F_s 的相对均方误差仍与电位差的相对均方误差成正比而与 F_s 成反比。

表2中列举了 F_s 的异常值为4.0%和10.0%两种情况下, 当规定 F_s 的相对均方误差分别为±2.5%、±5.0%、±7.5%、±10.0%时, 对电位误差相对均方差的要求。由表可见, 在异

表 2

F_s (%)	4.0				10.0			
$\delta F_s / F$ (%)	±2.5	±5.0	±7.5	±10.0	±2.5	±5.0	±7.5	±10.0
$\delta V / V$ (%)	±0.07	±0.14	±0.21	±0.28	±0.17	±0.35	±0.53	±0.71

常不大时 (例如 4.0%), 对于中等精度测量 (例如 $\delta F_s/F_s$ 为 $\pm 7.5\%$), 电位差的相对均方误差要小于 $\pm 0.21\%$ 。如果将 F_s 的相对精度提高到 $\pm 2.5\%$, 则电位差的相对精度要达到 $\pm 0.07\%$ 。

上述讨论都是假定 $I_L = I_H$ 的前提下进行的, 事实上二者不可能绝对相等。当 $I_L \neq I_H$ 时应当用下式计算 F_s

$$F_s = \frac{V_L/I_L - V_H/I_H}{V_H/I_H} \quad (1)'$$

其均方误差 δF_s 的表达式为

$$\delta F_s = \sqrt{\left(\frac{I_H}{V_H I_L}\right)^2 (\delta V_L)^2 + \left(\frac{V_L I_H}{V_H^2 I_L}\right)^2 (\delta V_H)^2 + \left(\frac{V_L I_H}{V_H I_L^2}\right)^2 (\delta I_L)^2 + \left(\frac{V_L}{V_H I_L}\right)^2 (\delta I_H)^2} \quad (2)'$$

与前面相似地将上式简化, 可以得到

$$\delta F_s = \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{\delta V}{V}\right)^2 + \left(\frac{\delta I}{I}\right)^2} \quad (3)'$$

和

$$\frac{\delta F_s}{F_s} = \frac{\sqrt{2}}{F_s} \sqrt{\left(\frac{\delta V}{V}\right)^2 + \left(\frac{\delta I}{I}\right)^2} \quad (4)'$$

在用变频方式工作时, 通常是在较低的频率 f_L 调好电流 I_L , 测量 V_L ; 然后将频率改为较高的 f_H , 供电流 I_H , 并测量 V_H 。在改变频率时, 由于发送机的稳流作用, 认为电流大小没有变化, 即 $I_L = I_H$, 因此用 (1) 式计算 F_s 。然而, 稳流电路只可能使电流变化得小, 但不能保持不变。例如, 有的引进仪器的技术参数规定, 当电源电压或供电回路电阻变化 $\pm 10\%$ 时, 供电电流变化不大于 $\pm 0.3\%$ 。有些国内研制的仪器也沿用了这一规定。

我们知道, 供电电流的变化将引起电位差按同样比例变化。因而, 可以认为在电位差的偶然误差中, 有一部份是由于电流的偶然变化引起的, 即 (3)' 式根号中的第二项。那末, 根号中的第一项也就是除了电流因素以外所引起的电位差的偶然误差。

笔者曾在野外条件下做过多次实验, 由于供电电极在流过它的电流作用下, 电极表面发生变化, 可以使得电极的接地电阻有明显变化。当用方波供电时, 即使发送机有稳流电路, 也可看到正反向电流幅度有明显差别。在通常情况下, 接地电阻的变化常可到达百分之几, 以至超过百分之十。并且, 由发电机工作状态变化等原因, 发送机的电源电压也常有波动。因此, 前述某些仪器对稳流精度所提出的要求是不够的。例如, 如果电流的变化 (从而引起电位差的变化) 达到 $\pm 0.3\%$, 那末, 即使其他因素引起的相对偶然误差仅为 $\pm 0.1\%$, 当 F_s 为 4.0% 时, 其相对均方误差 $\delta F_s/F_s$ 也将达到 $\pm 10\%$!

从上面的讨论可见, 为了满足实际工作的需要, 必须使电位差相对测量精度优于 $\pm 0.1\%$ 一 $\pm 0.2\%$ 左右, 频率域激电的工作频率属于超低频范围, 测量困难, 这要求是相当苛刻的, 特别是在野外条件下某些地质噪声 (如大地电磁的干扰等) 随频率降低而增大, 仪器本身的 $1/f$ 噪声也随着频率降低而加大, 再加上其他干扰, 这种条件是很难满足的。因此, 在用变频法方式工作时, 即使是设计得很好的仪器 (包括进口仪器) 也常常难于达到预定的精度。

或者,为了要达到此精度,不得不采取长时间积累或多次叠加等技术,这样却又使工作效率降低,从而增加了野外成本。

时间域激电直接测二次电位,有得有失

在时间域激电中,用视激化率 η_s 或充电率 M 来表征激电响应的强度,它们的表达式分别为

$$\eta_s = V_2/V \quad (5)$$

$$M = \frac{\int_t^{t+\Delta t} V_2(t) dt}{V} \quad (6)$$

式中, $V_2(t)$ 为二次电位差,它是随时间而衰减的; V_2 为某一时刻的二次电位差; V 为充电结束前的电位差。由于二次电位很小,且是变化的,较难测量,在 M 中是将二次电位差积分一段时间 Δt ,以提高精度。如果将此积分值除以 Δt ,便是二次电位的平均值了。其实 V 也可以用积分的方式测量,但由于其数值大,不难保证精度,故也不一定积分。因此 η_s 与 M 在实质上是是一致的,以下只就 η_s 加以分析。

η_s 的均方误差不难求得

$$\delta\eta_s = \sqrt{\left(\frac{1}{V}\right)^2 (\delta V_2)^2 + \left(\frac{\eta_s}{V}\right)^2 (\delta V)^2} \quad (7)$$

式中 $\delta\eta_s$ 、 δV_2 和 δV 分别为 η_s 、 V_2 和 V 的均方误差。由于 $1/V \gg \eta_s/V$,并由于 V 的数值远大于 V_2 ,故 $\delta V < \delta V_2$ 。因此,根号中后一项可以略去。即

$$\delta\eta_s = \frac{1}{V} \delta V_2 \quad (8)$$

也就是说测量 η_s 的均方误差主要由测量 V_2 的均方误差所左右。在实际工作中常采用相对误差衡量 η_s 的精度,从上式可得

$$\frac{\delta\eta_s}{\eta_s} = \frac{\delta V_2}{V_2} \quad (9)$$

即 η_s 的相对均方误差与 V_2 的相对均方误差一致。

由此可见,在时间域测量中,只要保证 V_2 的测量精度,就可以使 η_s 达到必要的精度,例如 V_2 的相对均方误差为 $\pm 3.5\%$,则 η_s 的相对均方误差也是 $\pm 3.5\%$ 。与前面在频率域中所讨论的对比,在 F_s 的均方相对误差也为 $\pm 3.5\%$ 时要求测量电位差的相对均方误差为 $\pm 0.1\% - \pm 0.2\%$ 。即在时间域中,测量电位差的相对精度可以远低于频率域,这应该说是时间域的优点。然而,这是付出了沉重代价的。为什么?在时间域中,要直接测量二次电位差 V_2 ,它的数值远小于总场或一次场,在正常场区 V_2 一般只有总场的 $1/50$ 左右。在频率域中不直接测二次场,而是测量在数值上与总场相当的 V_L 和 V_H 。如果时间域和频率域二者所能准确测量的电位差下限是相同的话,为了保证野外工作的精度,时间域的供电电流要比频率域的大50倍。不但发电机、电流发送机等设备要笨重得多,而且,供电导线要粗得多,供电电极的数量也要增加50倍。这样一来,在同样条件下,时间域激电的整个装备就要更加笨重。

双频激电为什么轻便

双频道激电法的最主要特点是同时向地下供双频电流, 同时测量双频电位差。所谓双频电流是频率分别为 f_L 和 f_H 而振幅彼此相等 (均为 I_0) 的两个矩形波电流相迭加而成, 其表达式为

$$I = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} [\sin(n\omega_L t) + \sin(ns\omega_L t - \varphi)] \quad (10)$$

式中, ω_L 和 ω_H 分别为低频和高频的角频率; $s = \omega_H / \omega_L$ 为高、低两频率相差的倍数; n 为谐波的阶数; φ 为高低频两方波的起始时差, 换算成高频的相位差。当 φ 取不同值时, 双频电流将有不同的波形。当 $s=13$, $\varphi=\pi$ 时的双频电流波形示于图 1。

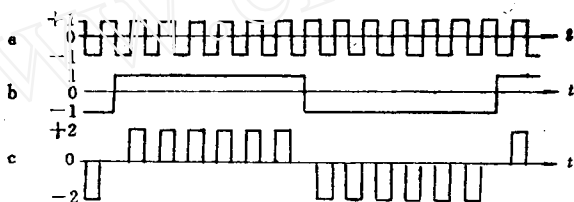


图 1 双频电流合成示例

a—高频电流, 频率为 f_L , 振幅为 I_0 ; b—低频电流, 频率为 f_H 振幅为 I_0 ; c—由 a 和 b 叠加后形成的双频电流, 其振幅为 $2I_0$ 。

频率域激电比时间域激电轻便的关键在于测量电位差要能达到很高的相对精度。否则的话, 无法保证 F_s 所必须的精度, 那么就无法实际使用, 自然也就谈不上轻便了。

双频激电可以同时测多个参数^[2], 为了对比方便, 这里只就双频道振幅—频率测量来加以讨论。

(4) 式中对电位差测量精度的要求, 实质上是认为 V_L 和 V_H 是在不同时间测量的。其实, 我们最后关注的是 F_s 能否达到必要的精度, (4) 式可以写为

$$\frac{\delta F_s}{F_s} = \frac{\delta(V_L - V_H)}{V_L - V_H} \quad (11)$$

可见减小 $\delta F_s / F_s$ 的关键在于提高电位差的差值 ($V_L - V_H$) 的精度, 由于偶然误差是可正可负的, 如果测 V_L 和 V_H 的误差反号, 则差值的误差加大了, 例如若测 V_L 的误差为正, 测 V_H 的误差为负, 则使 $V_L - V_H$ 增加, 从而使 $\delta F_s / F_s$ 符号为正, 且数值增大。反之若 V_L 误差为负, V_H 误差为正, 则 $\delta F_s / F_s$ 数值也加大但符号为负。

如果能保持 V_L 和 V_H 的误差符号相同, 则差值 $V_L - V_H$ 的误差很小, 从而 $\delta F_s / F_s$ 小, 可以获得高精度。然而, 在变频法中, V_L 和 V_H 是在不同时间测量的, 在这种情况下, 供电电流, 接收机的状态, 外部干扰等都是不相同的, 因此, 不可能保持二者的误差符号相同。而双频激电则可以保持 V_L 和 V_H 的误差的主要部分的符号相同且数值相近。在双频激电中, 两种频率的电流是合成之后以双频波的形式供入地下。如果因为电源电压变化等原因使双频电流的幅度发生变化, 对高频电流和低频电流均发生同样影响, 因而二者的相对大小几乎是不变的, 或者说双频电流幅度的变化, 使高、低频电流 I_L 和 I_H (从而使 V_L 和 V_H) 发生相同比例的变化, 对 F_s 几乎不产生影响^[3]。

在双频激电的接收系统中,是将 V_L 和 V_H 二者以同一套放大系统,同时加以放大,因此,放大器增益的变化对二者的影响是相同的。由于是在同一时间进行测量,偶然干扰对二者的影响也十分相近。因此,可以使二者的相对关系保持不变或变化很小。这样一来,即使 $\delta V_L/V_L$ 和 $\delta V_H/V_H$ 都大于0.2%,但二者保持相同的符号和相近的数值,可以使 $\delta F_s/F_s$ 很小。

在不同地区,不同工作条件下大量的野外实践表明,双频激电的供电电流少,其整个装备与电阻率法相当,比时间域要轻便得多。图2是在湖南衡山的对比实例,时间域是用进口的M-3激电仪测量的,供电电流为1安培,用发电机作电源,每台班12人。用双频激电仪工作时,供电电流只有25mA,用电池作电源,每台班只有5个人,在同一剖面上,双频道激电与时间域激电都获得了同样形态的异常。由于存在干扰,M-3激电仪的同步常常被破坏,不但速度慢,且重复精度也较低。为了对比更为清楚,图2中的纵坐标是用 M/M_{\max} , $\eta_s/\eta_{s\max}$,即以异常极大值为1.0。

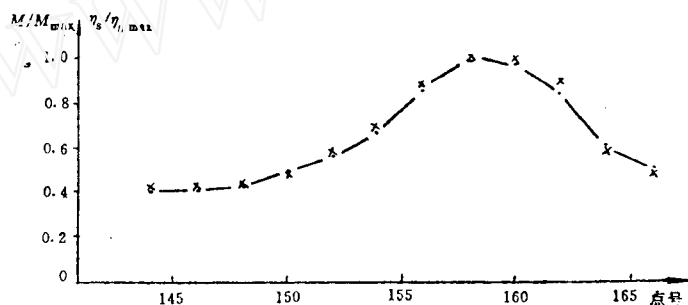


图2 衡山135线激电异常对比曲线(1:2000)

中间梯度 $AB=620\text{m}$, $MN=40\text{m}$;点划线为时间域激电仪所测,158点的 M 为8.6%;又为双频激电仪所测,158号点的 F_s 为7.1%

结 论

1. 双频激电供双频电流,并同时测量双频电位差,因此可以使高、低两频率电位差之间的差值保持很高的精度。很好地实现了频率域激电所具有的轻便的优点,且同时使 F_s 达到所必须的精度。由于我国金属矿床多在山区,交通不便,装备轻便具有重要意义。因此充分发挥双频激电轻便和抗干扰能力强的优点,可以大大提高地球物理探测的效益。

2. 时间域激电对电位差的相对精度要求低于频率域,但由于直接测量二次电位,使得供电电流大,整个装备笨重。

3. 用变频法工作时,要特别注意检查工作精度是否达到要求。在正常场较高且异常较大的地区,变频法也是可以胜任的,但在激电场值较低的地区则需加倍小心。

4. 双频激电和时间域激电本质是等同的,并各具自己的特点,要根据实际情况,因地制宜地加以应用,不可偏废。例如,在一般情况下,双频激电更为有效,但如果在正常场和异常场值都很低的地区,则用时间域激电较易保证精度。

参 考 文 献

- [1] He Jishan and Bao Guangshu, On Induced Polarization System, JCSIMM NO 4, PP1—9, Aug 1986.

- [2] 何继善等, 双频道激电法研究, 湖南科技出版社, 1988。
[3] 何继善, 鲍光淑, 论双频道激电法电流波形, 中南矿冶学院学报, 1981。
[4] 祁双月, 双频激电适合山区找矿, 双频道激电法研究, 湖南科技出版社, 1988。

MEASUREMENT PRECISION OF INDUCED POLARIZATION METHOD AND ITS EFFECT ON APPLICATION

He Jishan

(*Central South Polytechnic University, Changsha 410083*)

Abstract From the prerequisite that the frequency domain IP is equivalent to time domain IP, this paper discusses the requirements for precision of potential difference measurement when the IP response parameters must attain the necessary precision. The time domain IP does not require very high relative precision of potential difference, but the supply current is large and the equipment is cumbersome. The frequency-varying method needs very high relative precision of potential difference, which can hardly be attained when polarizability is low. The dual frequency IP can simultaneously measure dual frequency potential differences, and the value of potential difference has very high relative precision, so that it can easily and satisfactorily meet the requirement for the precision.

Key words induced polarization method, dual frequency IP, frequency domain IP, frequency-varying IP, time domain IP.