

博士学位论文

伪随机激电多参数谱法研究

作者姓名：刘春明
研究方向：频率域激电法的理论与应用研究
学科专业：地球探测与信息技术
院(系、所)：信息物理工程学院
指导教师：何继善
编号：032110011

中 南 大 学
2006 年 5 月

分类号 VDC_____

密级_____

博士学位论文

伪随机激电多参数谱法研究

the Study about Multiparameter Spectrum

Pseudo-random IP Method

作者姓名：刘春明

学科专业：地球探测与信息技术

学院(系、所)：信息物理工程学院

指导教师：何继善

论文答辩日期_____

答辩委员会主席_____

中 南 大 学

2006 年 5 月

摘 要

由何继善院士发明并命名的伪随机多频信号带宽可控,其能量集中在数个对数坐标上呈等间距分布的频率上,是电法勘探的理想场源。以此为激励信号的伪随机多频激电法勘探,不仅具有时间域激电法的激电异常形态明显、在单次测量中获取丰富信息等特点,而且具有频率域激电法的抗干扰能力强、仪器轻便等优点。

笔者基于对各种激电法充分认识的基础上,分析研究了各种激电参数的作用与特性,并对前人在研究频率域激电法中特别是在研究影响岩矿石激电相位或时间常数的因素上存在的问题,提出了自己的见解。认为比较岩矿石中导电矿物的含量、成分、结构构造对时间常数或绝对相位的影响程度是不合理的,因这种影响因素的划分是重叠的,从而使测试结果不具备可比性。

笔者借鉴时间域激电法对充电率的定义,提出了频率域激电法中的充电率的概念,并对其具体含义作了简单的分析。

基于对双频激电法的认识,笔者借鉴幅频率的定义,提出了频率域激电法的另一个激电参数:相频率,并详细分析了时间常数、充电率、频率相关系数对相频率的影响情况,从而得出相频率在识别不同极化体的时间常数方面有其独特的优势,从而有助于激电异常源性质的区分。

在对激电法的综合分析的基础上,在对幅频率、激电相位、激电相对相位等参数频谱特性的详细剖析上,特别是在频率域激电法充电率与相频率激电参数的研究上,笔者提出了伪随机激电多参数谱法的概念,并对其基本作用与意义作了有益的概括与分析。

基于对双频激电法与相位激电法的综合分析基础上,提出了双频激电相位法,运用该方法既能测量激电异常体的激电效应强弱,还能反映异常源的时间常数大小,进而区分激电异常源性质,而工作量与双频激电法一样。

首次详细研究了伪随机多频激电相对相位法在区分激电异常源性质上的基本原理,为伪随机多频激电相对相位法区分激电异常源提

供理论上的支持。

基于对伪随机激电多参数谱法的定义,笔者对均匀介质中的三维立方极化体进行了多参数谱(相位谱、相对相位谱、相频率谱、幅频率谱、电阻率谱)的数值模拟,并分析了各种参数谱对区分激电异常源性质的作用。

针对伪随机激电法原始数据存在着数据格式不统一、电磁耦合、数据拼接、数据插值、人文干扰等问题或要求,为剔除各种人文干扰引起的数据畸变,作者研究了伪随机激电法数据处理。为提高解释系统开发的效率,还探讨了 VB 与 FORTRAN 混合语言编程在系统开发方面的应用。为使解释结果更直接、更形象地反映处理结果,笔者在分析各种绘图软件的基础上,对采用 VB 与 OpenGL 相结合的方法编写更方便解释系统应用的绘图功能模块作了尝试。

上述对激电法多参数谱、数据处理、绘图功能的研究是为将来对电阻率法、激电法、电磁法等进行联合反演所作的前期研究与尝试,也是将来伪随机多功能电法系统的数据解释系统的一部分。

最后笔者对在研究中未能解决的问题与下一步计划研究的问题作了总结。如 COLE-COLE 模型的修改问题、混合矿体的区分问题、激电法专家解释系统开发问题、激电法中电极效应校正问题、伪随机多参数谱数据解释研究问题等。

关键词： 伪随机信号, 激电异常, 异常性质区分, 相对相位, 时间常数, 相频率, 充电率, 多参数谱, 数据综合分析

ABSTRACT

The controlled multi-frequency data bandwidth pseudorandom equipment, invented by and named after academician He Jishan, can induce an ideal field source of electrical survey, whose energy was centralized on several equal-spacing dispersed frequency on the log coordinate. The pseudorandom multi-frequency detection based on the existed signal, not only has the properties of obvious anomaly, as in the time domain IP method, and rich information in the single survey, but also has the properties of strong anti-interruption ability as the frequency domain IP method and portability. Based on the IP method study history, This essay mainly compared the merits and shortcomings among the variable-frequency method, phase IP method, frequency spectrum method and dual-frequency IP, all which belong to frequency domain IP.

Throuth the thorough recognition of different IP methods, the various IP parameter function and property was studied and the proposal was promoted on the existed problems in the frequency domain IP method, especially about the lithology IP phase and the time constant. The comparison of the conductive mineral content, component and structure influence degree in the ore on the time constant and absolute phase is unreasonable, because the devision is overlapped.

The frequency domain IP charge ratio was put forward depended on the definition of time domain IP charge ratio, then the concrete meaning was analyzed.

Depended on the dual-frequency IP recognition and the definition of M-frequency, the another IP parameter phase frequency of the frequency domain IP method was put forward. The influence of time constant, charge ratio and frequency correlation parameter on the phase frequency was analyzed detailedly. Then the unique advantage on recognition of different polarization body time constant was concluded, which facilitated the property distiction of IP anomaly resouce.

From the analysis on frequency spectrum property of magnitude frequency, IP phase and IP relative phase, especially the research of the frequency domain IP method charge ratio and phase-frequency IP

parameters, the notion of pseudorandom IP multi-parameters spectrum method was put forward as well as the function and meaning.

In the article, the author advanced and studied the dual-frequency IP phase method, on the basis of dual-frequency IP and phase IP method. The method can measure the IP effect, also reflect the time constant value, so it can distinguish the source of anomaly.

It is the first time to research the keystone of pseudo-random multi-frequency relative phase method on the division source of anomaly, and the conclusions can supply the method in property distinguish in theory.

In order to analyze the effect of different parameter spectrum on the property distinction of IP anomaly resource, the 3D cubic polarization body was simulated numerically and physically by multi-parameter spectrum such as: phase spectrum, relative phase spectrum, phase frequency spectrum and magnitude frequency spectrum, depended on the definition of pseudorandom IP multi-parameters spectrum method.

Depended on the problems, such as: un-union data format, electromagnetic coupling, data linkage, data interpolation and human interruption, the author studied Pseudorandom IP method data interpretation system in order to eliminate the mal-data caused by different human interruption. In order to promote the interpretation system exploitation effective, the synthesized language program of VB and FORTRAN was discussed. Depend on the analysis of various drawing software, some try has done on the drawing module compiled by the VB and OpenGL method, in order to make the interpretation result more direct and visualized.

The study of data processing and drawing is mainly about some ex-research and trials on the united inversion of the resistivity method, IP method, electromagnetic method and so on for future. Also it will become the part of the processing and interpretation system of the pseudorandom multi-function electrical system.

Finally the unsolved and further study problem was concluded. Such as the COLE-COLE model modification problem, mixture ore-body discrimination problem, IP expert interpretation exploitation problem,

electrode effect correction problem and multi-parameter spectrum interpretation problem of the Pseudorandom.

Key words: pseudorandom signal, IP anomaly, anomaly property distinction, relative phase, time constant, Φ_s , charge rate, multiparameter spectral, data comprehensive analysis

目 录

摘 要	II
ABSTRACT	IV
目 录	VII
第一章 绪 论	1
1.1 激电法研究历史	1
1.2 激电法的种类	3
1.2.1 时间域激电法	3
1.2.2 频率域激电法	3
1.2.2.1 变频法	4
1.2.2.2 相位激电法	5
1.2.2.3 频谱激电法	5
1.2.2.4 双频激电法及伪随机多功能激电法	6
1.3 激电法激电参数研究现状	6
1.4 激电法目前存在的问题	9
1.5 论文结构与内容	10
第二章 伪随机场源与伪随机激电多参数谱法	11
2.1 伪随机场源	11
2.2 伪随机激电相对相位谱法	13
2.2.1 激电相对相位法的优缺点	15
2.3 激电相位与相对相位的物理机理	18
2.4 激电法中电位振幅、极化率（幅频率）、相位、相对相位的关系	21
2.4.1 时间域和频率域的等效性	21
2.4.2 激电法中电位振幅与相位的等效性	22
2.4.3 激电相位与极化率、幅频率的关系	24
2.4.4 激电绝对相位与相对相位的关系	27
2.5 幅频率、激电相对相位、频率域充电率、相频率激电参数	30
2.5.1 幅频率与 COLE-COLE 模型参数的关系	30
2.5.2 激电相对相位与 COLE-COLE 模型参数的关系	32
2.5.3 频率域激电法中的充电率参数定义	35
2.5.4 相频率参数定义	36
2.6 伪随机激电多参数谱法	38
2.7 双频激电相位法	39
2.8 伪随机激电相对相位法的基本原理	46
第三章 伪随机激电参数数值模拟	50
3.1 基本理论	50

3.1.1 Fredholm 积分方程	50
3.2 模型理论计算	53
3.2.1 中梯装置激电模拟	54
3.2.1.1 激电相位、相对相位、相频率随时间常数 τ 的变化	60
3.2.1.2 激电相位、相对相位、相频率随频率相关系数 c 的变化	62
3.2.1.3 相对相位曲线随电阻率比值 μ 的变化	64
第四章 伪随机激电法数据处理	67
4.1 数据准备	67
4.1.1 数据格式转换	67
4.1.2 电磁耦合校正	70
4.1.3 数据拼接与插值	72
4.1.4 滤波处理	75
4.1.4.1 一元三次滤波	75
4.1.4.2 小波分析与压躁	79
4.1.4.3 FIR 数字滤波	82
4.1.5 趋势项消除	84
4.2 混合语言编程在数据处理系统中的应用	87
4.3 数据成图子系统	89
第五章 结论与建议	92
5.1 本文主要研究成果	92
5.2 不足之处及后继工作	93
参考文献	96
论文附录	102
附录 1:	102
附录 2:	109
致 谢	121
博士生期间发表的论文、参加科研和获奖情况	123
一、发表论文情况	123
二、参加科研情况	123
三、获奖情况	124

第一章 绪 论

本章对激电法的研究历史与现状进行了详细的综述，详细介绍了变频法、双频激电法、频谱激电法的基本原理。对激电法测量的激电参数也作了简单的综合，并对激电法在实践应用中存在的问题进行了综合概括。

1.1 激电法研究历史

激化极化法（简称激电法）就是基于研究地下岩、矿石的激电效应来解决地质构造和找矿的一种电法勘探方法。

1920 年，法国科学家康拉·德·施伦贝尔（Schlumberger）在“电法勘探的研究”一文中第一次指出了激发极化响应^[1]。这是有史料记载的关于激发极化的最早研究。施伦贝尔所指出的激发极化现象就是当向岩（矿）石供入电流时，在电流强度不变的情况下，仍能观测到测量电极间的电位差随时间而变化，并在相当长时间后趋于某一稳定的饱和值；在断开电流后，测量电极间的电位差随时间而下降，并在相当长时间后衰减到接近于零值。这种在充电和放电过程中，产生随时间而缓慢变化的附加电场的现象，就是后来被称为激发极化效应（简称激电效应）的现象。它是岩（矿）石及其中所含水溶液在外电流场作用下，产生电化极化的结果。

1934 年美国韦斯才进行了激发极化实验，1946 年纽蒙特勘探公司的布兰特（Brant）及其小组再次发现激发极化现象，1950 年以后该方法开始应用于生产。在前苏联，B.H.达赫诺夫于 1935 年讨论了 IP 机制，1941 年用于找硫化矿，1957 年用于测井。我国地质部物化探研究所在张赛珍研究员的领导下，于 1957 年进行激电研究工作；1959 年冶金部北京地质研究所王敬尧教授结合我国条件研制了补偿式激发电位仪，1964 年自行设计研制的第一套补偿式激发电位激电仪正式投产，从此，激电法在我国开始进入了成熟使用阶段^[2]

二十世纪五十年代初期是频率域激电法奠基和迅速发展的时期，J.R Wait 于 1950 年秋在亚利桑那成功地进行了变频激电法的实验，导致变频法很快在全世界推广。1978 年 W.H Pelton 在犹它大学完成了以频谱激电为核心的博士论文，发表的著名论文“利用多频激电测量作矿物区分和去除电磁耦合”，奠定了频谱激电法的基础。W.H Pelton 等基于对岩、矿石标本和露头的大量测量结果认为，对均匀岩、矿石，由激电效应引起的复电阻率的变化可由下式表示：

$$\rho(i\omega) = \rho_0 \left\{ 1 - m \left[1 - \frac{1}{1 + (i\omega\tau)^c} \right] \right\} \quad (1-1)$$

这一数学模型称为 cole-cole 模型。其中 ρ_0 为频率等于零时的电阻率，m 为

充电率，相当于时间域的极限极化率和频率域的极限幅频率（或频散率）， c 为频率相关系数， τ 为时间常数^{[2][3][4][5]}。

W.H Pelton 根据在岩矿石标本或露头上用小极距装置的实测资料归纳出激电效应的时间常数 τ 可以有几个数量级的变化范围，电子导电矿物颗粒之间连通性差的稀疏浸染状或细脉状矿石，时间常数都较小（一般小于 $n \times 10^2 s$ ），因此可以根据 τ 的大小从构造上区分引起激电异常的极化体。并且根据电磁感应低于极值频率时，其感应程度能用 COLE-COLE 模型进行描述，故可以在一定程度上对野外测量的频谱曲线进行电磁感应校正。不过张赛珍^[38]、刘崧^[6]在文中提出细脉状矿石的时间常数值比浸染状矿石的要大得多，有时达 1~2 个数量级，并且有实验数据为证，这其中的差异可能是浸染状岩石所含矿物的多少、浸染程度不同和细脉状矿的含量与脉状矿的大小等因素不相同而引起的。

我国对频谱激电法的研究始于二十世纪八十年代初。张赛珍、罗延钟、傅良魁、刘崧等对频谱激电法进行了系统的研究。研究表明：不仅可以利用时间常数 τ 的大小，而且可以利用频率相关系数 c 的大小区分极化体，并且还可能按照时间常数的大小对极化体的成分进行一定程度上的区分；就定性而言，视时间常数 τ_s 可以用来按结构区分极化体，利用 τ_s 异常可以从矿化围岩中划分出局部富集矿（化）体及按结构区分极化体^{[2][3][4][5][6]}。与测量谱参数有关的极化体因素有：电子导体矿物的含量、导电矿物的颗粒大小、岩（矿）体的致密程度与连通情况、导电矿物的排列方向、矿物成分等。故从生产中获取的频谱曲线是上述影响因素的综合反映，通过特殊的手段就能在一定程度上对勘探目标的某些特性进行区分。

原中南矿冶学院针对变频仪的不足，于 1977 年提出双频道激电理论，并开展深入的研究，于 1978 年初研制成功第一台双频道幅频仪。到目前双频激电技术及仪器已十分成熟，取得了很好的找矿效果。并且在原有的研究基础上开发了幅频仪。随着对伪随机信号的深入研究，一种采用新的激励场源—— 2^n 系列的伪随机信号的激电法提了出来，随即基于伪随机信号的伪随机多频激电仪、伪随机多功能电磁法系统也开发出来或正在开发中^[2]。这种激励场源能应用于 RES、IP、SIP、CR、CSAMT、AMT、EH4 等电法中。

在上述的研究基础上形成了几种有代表性的激电法。并在相应领域得到了广泛的应用。

1.2 激电法的种类

1.2.1 时间域激电法

时间域激电法（直流激电法）是基于稳定电流场中岩石和矿石的激发极化特性发展起来的一种激电法。它研究的是岩矿石激发极化效应的时间特性，测量的是激电效应的暂态效应。在野外实践中测量的是供电时在测量电极 MN 上的电位差 $\Delta V(t)$ ，此时是包括一次电位差 ΔV_1 和二次电位差 ΔV_2 的总场电位差，总场电位差的含义是供电电场与极化电场二者在 MN 间产生的总电位差。由于 ΔV_2 是随时间而变，即是时间的函数，故 $\Delta V(t)$ 也是时间的函数^[3]。

现实研究中一般都只在若干个时间点测量电位差来组成某些参数，用以描述激发极化特性。常用参数有视极化率 η_s 、视充电率 m_s 。

视极化率 η_s 定义为：

$$\eta_s = \frac{\Delta V_2(t_i^{off})}{\Delta V(T - \Delta t)} \times 100\% \quad (1-2)$$

式中： t_i^{off} 表示断电后的某时刻； $\Delta V_2(t_i^{off})$ 表示 t_i^{off} 时刻测得的二次电位； $\Delta V(T - \Delta t)$ 是在快断电之前测得的总场电位差，这时测得的电位差接近于饱和电位差；极化率 η_s 是一个无量纲的相对物理量^[3]。

由于 $\Delta V_2(t_i^{off}) \ll \Delta V(T - \Delta t)$ ，极化率的精度主要由二次电位的精度决定。为了提高极化率的精度，提出了视充电率 m_s 这一参数，其定义为：

$$m_s = \frac{\int_{t_1}^{t_2} \Delta V_2(t) dt}{\Delta V(T - \Delta t)} \quad (1-3)$$

其中 $\int_{t_1}^{t_2} \Delta V_2(t) dt$ 是测量的一段时间内二次电位的积分。充电率其实质与极化率相同，但因分子是对时间的积分，故其量纲为秒，其实用单位是毫秒（ms）^{[2][3]}。

1.2.2 频率域激电法

频率域激电法是基于交流电流场中岩石和矿石的激发极化特性发展起来的一种激电法。其研究的是岩、矿体在交流电流激发下激发极化效应的频率特性，测量的是激电效应的稳态效应。在野外研究中逐次改变所供交变电流 $\tilde{I}$ 的频率 f （ $\tilde{I}$ 为常数），测量电极间交变电位 $\Delta \tilde{U}$ 和相位移 φ 随频率的变化，绘制相应的幅频曲线与相频曲线，研究频率域内的激电效应^{[2][4][5]}。

时间域激电与频率域激电在本质上是一样的，研究的对象也是相同的，只是从不同的角度来研究同一个对象的同一性质。对于极限情况，时间域和频率域总场电位差之间有如下关系：

$$\left| \Delta \tilde{U}(f) \right|_{f \rightarrow \infty} = \Delta U(T)_{T \rightarrow 0} \quad (1-4)$$

$$\left| \Delta \tilde{U}(f) \right|_{f \rightarrow 0} = \Delta U(T)_{T \rightarrow \infty} \quad (1-5)$$

频率域激电总场 $\Delta \tilde{U}$ 相对于供电电流 $\tilde{I}$ 的相位移 φ 随频率变化曲线的特点是各个频率上的 φ 皆为负值（电位差的相位落后于供电电流），这表明激电效应引起的阻抗具有容抗性质。当 $f \rightarrow \infty$ 和 $f \rightarrow 0$ 时， $\varphi \rightarrow 0$ ，而在某一中等频率上，相位移 φ 取得极值。这是因为 $f \rightarrow \infty$ 时，总场等于一次场，故无相位移。 $f \rightarrow 0$ 时，相当于 T 很大，激电效应已达到饱和，这时二次场虽然最大，但其与电流“同步”，故总场相位移也为零^{[2][4][5]}。

虽然各种岩、矿石的幅频和相频曲线的基本形态相似，但不同的岩、矿石具有不同的频率特征。在时间域中充、放电较快（时间常数 τ 小）的岩、矿石，在频率域中便具有高频特征——在比较高的频率上总场幅值才快速衰减，并取得相位极值；反之，在时间域中充、放电较慢（时间常数 τ 大）的岩、矿石，在频率域中则具有低频特征——在比较低的频率上总场幅值才快速衰减，并取得相位极值^{[2][4][5]}。

频率域激电法中研究的主要激电参数有：复电阻率频谱、幅频率（频散率） $F_s(P_s)$ 、相位 φ 。复电阻率频谱是基于交变电流场中的激电效应以总场电位差或复电阻率的频率特性为标志，故整个频段上反映激电效应的复电阻率频谱应是最全面描写频率域激电效应的参数。

幅频率 F_s （西方称为百分频率效应，简称为 PFE）是仿照时间域极化率的计算，根据两个频率 f_L （低频）和 f_H （高频）的总场电位差的幅值 $|\Delta \tilde{U}(f_L)|$ 和 $|\Delta \tilde{U}(f_H)|$ 而计算所得，用来表示频率域激电效应的强弱^{[2][4][5]}。

$$F_s = \frac{|\Delta \tilde{U}(f_L)| - |\Delta \tilde{U}(f_H)|}{|\Delta \tilde{U}(f_L)|} \times 100\% \quad (1-6)$$

在极限情况，低频 $f_L \rightarrow 0$ 和高频 $f_H \rightarrow \infty$ ，可得到极限幅频率与极限极化率相等的结论。

相位 φ 指的是总场电位差相对供电电流的相位移。在其他条件相同时，激电效应越强，相位的绝对值越大，所以，相位也可作为描写激电效应强弱的参数。本质上，激电效应引起的相位与幅频曲线的斜率或电场幅值随频率的变化率近似有正比关系，即相位与幅频率、极化率有着正比关系^{[2][4][5]}。

根据频率域激电法测量的方法与参数的不同，有许多种方法的变种^{[2][4][5]}。

1.2.2.1 变频法

变频法是频率域激电法的一种，20 世纪 60 年代，J.R.Wait 发表的《变频法》

论文是变频法的基础。Wait 按照其理论研究成功地进行了变频法激发极化效应的野外实验。本方法是向地下间隔供一高一低的频率,根据相同供电强度上低频和高频的电位差或视电阻率的幅值,计算视频率散率(或幅频率)。该方案的优点是野外的接收、发送装置较为简单。变频法的接收机可采用选频性能很好的电子线路,观测给定频率的信号,因而抗干扰能力较强。但本方法是一个频率一个频率地供电与测量,工作效率低,且各个频率信号是在不同时间测量的,这时由于供电条件、干扰条件在不同观测时间是有变化的,因此使得变频测量相对精度不高,并且由于只测量两个频率,所得资料中包含地下的信息量不丰富,对电磁耦合效应的压制也不理想^[2]。

1.2.2.2 相位激电法

相位激电法观测的是测量电极间的电位差 $\Delta \tilde{U}$ 相对于供电电流 $\tilde{I}$ 的相位移 φ 。由于激电效应引起的相位移属于“纯异常”。对于一定的频率,激电效应越强,相位移(绝对值)越大;反之,激电效应越弱,相位移越小,而当无激电效应时,相位移为零。所以在没有其他干扰时,相位激电法只需在一个适当的频率上作观测,即只用一个适当频率的相位就能反映大地的激电效应。该方法的野外接收、发送装置较简单,其接收机选择选频性能好的电子线路,观测给定频率的信号,其抗干扰能力较强,而且通过一个适当频率就能测量所需要的参数,其工作效率高和成本低。但此方法与变频法同样提供的信息量较小,用少数频率的观测结果作校正,易受随机干扰和测量误差的畸变影响,难以进行很有效的电磁耦合校正^{[[5]]}。

如果通过改变激励电流的频率,即结合变频法的方式,测量不同频率下的激电相位,也能获取相频曲线,即获取丰富的激电信息,这时该方法就演变为类似下面所讲述的频谱激电法,但其工作效率很低,干扰因素与程度不同的问题同样存在,故也限制该方法的应用。

1.2.2.3 频谱激电法

频谱激电法也叫复电阻率法,是测量复电阻率频谱。其有两个代表性的方法。一是复频谱法,由美国 Zonge 工程和研究机构发展而成。由本方法所获得的数据信息量丰富:除能提供多个或多组频率的相位和视频率散率之外,还有一条复频谱曲线。从而可以对围岩进行分类;作比较完善的电磁耦合校正;甚至利用分离出的电磁耦合频谱,推断地下地质构造。另一方法是测量复电阻率幅值和相位频谱的振幅—相位频谱法,本方法能比较成功地地区分激电和电磁效应。但上述两种方法都利用了方波的基波和奇次谐波的信号,可称为奇次谐波法,它虽然实现了多个频率信号同时测量,但也有以下二个缺点:一是相邻频点的频差是固定的,随

着谐波次数的增加,相邻频点越来越近;二是各谐波的振幅随谐波阶数增加而下降,各谐波是在不等精度条件下测量的,如要保证高次谐波的测量精度,就不得不加大供电电流,从而使设备笨重^[2]。

频谱激电法在时间域中相对应的是时间域谱激电法(简称时域谱激电法),该方法是想通过时域的衰减曲线,来计算出勘探目标的谱激电参数,进而从结构构造、矿物含量、矿物成分等因素上区分极化体。但从目前的研究情况看,时间域谱激电测量要想得到广频谱的可靠的复电阻率信息,至少要用若干不同脉冲持续时间的双向直流脉冲分别进行测量。而且,时域谱激电法测量分离激电响应和电磁耦合响应的能力、分离不同极化体视激电谱的能力等,还没有具体的结论,故该方法好有待作更深入的研究工作^[6]。

1.2.2.4 双频激电法及伪随机多功能激电法

双频激电法的中心思想是把两种频率的方波电流叠加起来,形成双频组合电流,同时供入地下,接收来自地下的含有两个主频率的激电总场的电位差信息,经过仪器内部的放大、选频、检波等一系列步骤,一次同时得到低频电位差和高频电位差,进而计算出视幅频率、视电阻率等参数^{[2][4]}。

该方法具有快捷、轻便、效率高、抗干扰能力强等优点,是一种很有效的矿产普查激电法。

目前中南大学基于双频激电法的基本原理,开发了一系列双频激电观测系统,并且在该基础上研究出了伪随机多功能激电法。

通过改变供入地下的电流频率对,也能测量出不同频率所对应的幅频率、电阻率等参数,从而获取其幅频率频谱曲线和电阻率频谱曲线或相频曲线,这样测量的参数中包含勘探目标体的信息就丰富了。而伪随机多功能激电法所采取的基本思路就是这样,不过,该方法的主要特点在于采用了特殊的激励电流即 2^n 伪随机信号,而不需要通过随时改变频率对来获取激电参数,而是直接供入这一特殊信号,该信号是把欲测量的所有频率信号调制后所得到的一种特别的激励源。从而可以具有一些独特的优点:抗干扰能力强、效率高、设备轻便、电源利用率高、成本低等。

1.3 激电法激电参数研究现状

电阻率的表达式:

$$\rho_s = K \frac{\Delta V}{I} \quad (1-7)$$

K 为测量时的装置系数, ΔV 为为充电时测得的总场电位差, I 为供入的电流。复电阻率用 COLE-COLE 模型参数表示如下:

$$\rho(\omega) = \rho(0) \left\{ 1 - m \left[1 - \frac{1}{1 + (j\omega\tau)^c} \right] \right\} \quad (1-8)$$

式中的 $\omega = 2\pi f$ ， f 为激电电流的频率， τ 为时间常数， m 为充电率， c 为频率相关系数， $\rho(0)$ 为激励电流频率为零时的电阻率。

极化率 η_s 的表达式为：

$$\eta_s = \frac{\Delta V_2}{\Delta V} \times 100\% \quad (1-9)$$

其中 ΔV_2 为测量电极 MN 间测到的二次电位差， ΔV 为充电时测得的极化总场电位差。极化率是时间域激电法的专用术语。

幅频率（频散率）是指激发极化引起的电位差振幅（或电阻率）随频率的变化率：

$$F_s = \frac{\Delta V_L - \Delta V_h}{\Delta V_L} \times 100\% = \frac{\rho_{sL} - \rho_{sh}}{\rho_{sL}} \times 100\% \quad (1-10)$$

式中， $\Delta V_L(\rho_{sL})$ 、 $\Delta V_h(\rho_{sh})$ 是分别用低频电流和高频电流供电测得的电位差（或视电阻率）。幅频率（频散率）是频率域激电法中的专用术语。

充电率 m ：

$$m = \frac{\int_{t_1}^{t_2} \Delta v_2(t) dt}{\Delta V} \quad (1-11)$$

其含义是放电衰减曲线在某一时间段（比如 $t_1 \rightarrow t_2$ ） ΔV_2 的积分（即 $t_1 \rightarrow t_2$ 段衰减曲线与时间轴之间的面积）与极化总场 ΔV 的稳定值之比。

视金属因素 M_F ：

$$M_F = \frac{\rho_{sL} - \rho_{sh}}{\rho_{sL} \cdot \rho_{sh}} = \frac{F_s}{\rho_{sh}} = F_s \cdot \sigma_{sh} \quad (1-12)$$

其实质上是对视幅频率 F_s 用视电导率 σ_{sh} 来加权，从而起到突出良导体的 F_s 异常而压制非良导体 F_s 异常的作用。

时间域中的视激电率 G_s 是用二次电位差 ΔV_2 代替视电阻率计算公式中的 ΔV ：

$$G_s = K \cdot \frac{\Delta V_2}{I} = \rho_s^\eta \cdot \eta_s \quad (1-13)$$

式中 K 为装置系数， I 为供电电流。该参数表示的是因激发极化效应导致的地下视电阻率的升高。这也就是对 η_s 用 ρ_s^η 加权。它突出了高视电阻率的激电效应而削弱了低视电阻率的激电效应。

式(1-12)可对应地改写为频率域中的激电率：

$$G_s = \frac{1}{I} (\Delta V_L - \Delta V_h) = \rho_{sL} - \rho_{sh} = \rho_{sh} \cdot F_s \quad (1-14)$$

很明显这是高、低频视电阻率的差异，是激发极化效应在频率域的表现。也就是对 F_s 用 ρ_{sh} 加权。与“视金属因素”的作用相反，它突出了高视电阻率的激电效应而削弱了低视电阻率的激电效应。

相位作为相位激电法观测的主要参数，是由于激电效应引起测量电极间的电位差相对于供电电流 $\tilde{I}$ 的相位移，被称之为“纯异常”。相位移取决于矿体及围岩的电化学性质、矿体本身结构规模、成份及矿体与围岩的电阻率差异等^[7]。对于一定的频率，激电效应越强，相位移（绝对值）越大；反之，激电效应越弱，相位移越小，而当无激电效应时，相位移为零^[5]。

激电相位用 COLE-COLE 模型参数可以表示为^{[6][38]}：

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{-m(\omega\tau)^c \sin \frac{c\pi}{2}}{1 + (2-m)(\omega\tau)^c \cos \frac{c\pi}{2} + (1+m)(\omega\tau)^{2c}} * 1000 \quad (1-15)$$

单位为毫弧度（mrad），m 为充电率， τ 为时间常数，c 为频率相关系数。一般情况下激电相位很小，故根据 $\theta \approx tg\theta$ ，可以得出激电相位近似公式：

$$\varphi(\omega) \approx \frac{-m(\omega\tau)^c \sin \frac{c\pi}{2}}{1 + (2-m)(\omega\tau)^c \cos \frac{c\pi}{2} + (1+m)(\omega\tau)^{2c}} * 1000 \quad (1-16)$$

测量激电效应的相位参数的方法有不同的分支：绝对相位测量法、虚实分量振幅比法、谐波分量相对相位测量法、伪随机多频激电法等^{[7][8][9][10]}。

绝对相位测量法是测定观测信号与供电电流之间的相位差。故需要以供电电流信号为参考相位，而参考信号的取得有不同的方式，如：通过在接收机与发送机上安装石英钟，调节石英钟使其同步；或采用无线电通讯的办法，从发送机发出由供电电流调制的高频信号，再由接收机接收，以作为同步；或在接收机与发送机之间通过电缆直接相连，达到同步；还可通过红外线达到接收机与发送机之间的同步等^{[7][11]}。

虚实分量振幅比法其实质也是一种绝对相位测量法，因复电阻率的虚实分量与振幅、相位之间有着简单的换算关系，但其测量原理是以相关检测技术为基础。这种方法由于采用相关技术，故对发送的信号要求很低，且发送功率要求不高，从而仪器设备可以很轻便，很适合于山区野外作业^[7]。

复电阻率虚分量用 COLE-COLE 模型参数可以表示为：

$$\text{Im } \rho(\omega) = \frac{-\rho_0 m(\omega\tau)^c \sin \frac{c\pi}{2}}{1 + 2(\omega\tau)^c \cos \frac{c\pi}{2} + (\omega\tau)^{2c}} \quad (1-17)$$

复电阻率实分量用 COLE-COLE 模型参数可以表示为：

$$\operatorname{Re} \rho(\omega) = \frac{-\rho_0 m(\omega \tau)^c \sin \frac{c\pi}{2}}{1 + 2(\omega \tau)^c \cos \frac{c\pi}{2} + (\omega \tau)^{2c}} \quad (1-18)$$

谐波分量相对相位测量法是采用发送机用矩形对称方波向地下供电, 测量仪器利用高次谐波 (一般是三次谐波) 的相位取代参考相位与基波的相位比较, 从而计算出相对相位^[7]。计算公式如下:

$$\varphi_r(\omega_1, k\omega_1) = k\varphi(\omega_1) - \varphi(k\omega_1) \quad (k > 1) \quad (1-19)$$

其中 ω 为低频频率; k 为高低频率比, 对于三次谐波, k 为 3。

伪随机多频激电法是中南大学何继善教授研究与发明出来的多功能激电法, 其测量的主要参数有幅频率与相位。从其测量的相位参数看, 也是一种相对相位法, 该方法采用的电流信号为 2^n 系列的伪随机多频信号, 根据采用频率对的不同, 可分为伪随机三频波、伪随机五频波、伪随机七频波等。通过比较相邻的频率对的相位, 求取相对相位值。对于该方法的相对相位值有两种不同的计算方法, 一是伪随机多频激电法早期使用的计算公式是借鉴谐波分量的相对相位计算式:

$$\varphi_r(\omega_1, k\omega_1) = k\varphi(\omega_1) - \varphi(k\omega_1) \quad (k > 1) \quad (1-20)$$

式中的 k 表示频比。对于三频激电法, k 的值为 2 和 4 或 4 与 16^{[8][10][13-17]}。

后来, 该相对相位计算公式, 基于误差和耦合校正的考虑, 又采用了如下的公式^{[8][10][13-17]}:

$$\varphi_r(\omega_1, k\omega_1) = \frac{k\varphi(\omega_1) - \varphi(k\omega_1)}{(k-1)} \quad (k > 1) \quad (1-21)$$

1.4 激电法目前存在的问题

激电法目前存在的问题主要是激电异常源性质区分问题^[18]。由于在野外生产工作中, 发现了许多激电异常, 但是对于是何种异常源引起的问题, 即究竟是具有工业价值的矿体引起, 还是没有工业价值的矿化引起, 或是根本就是干扰的炭质岩石引起的。如果是矿体引起的, 那么到底是哪种成分的矿体引起的, 这些问题一直困扰着激电界。对于激电异常源性质判定失误的实例时有发生, 造成资源与财产、人力与物力的大量浪费。炭质岩石广泛分布, 而其与有色金属矿体在激电异常中同样出现高极化率、低电阻率的异常反映, 严重影响了有色金属的勘探工作, 给资源勘探事业带来大量人力与物力的浪费。还有一些粘土、矿化等能产生很强的激电效应。如何解决这一长期存在激电异常源性质区分问题, 是目前激电界很关注的。

另一个问题则是激电法的勘探深度问题^[10]。由于目前我国浅层金属资源开采量与保有量日渐减少, 如何提高针对地球深部资源的勘探能力, 日益提到激电界

研究的日程上,由于激电法在金属勘探方面较其他方法有其无法替代的优势,如何提高激电法对地球深部金属资源的勘探能力,是急需解决的另一问题。

再一个问题就是激电法的感应耦合^[14]。这一问题影响了激电法的勘探深度与精度及工作效率等方面。

1.5 论文结构与内容

本文共分为五章,第一章为绪论,主要对激电法的研究历史与现状进行了详细的综述,介绍了变频激电法、相位激电法、谱激电法、双频激电法、伪随机激电法的基本原理,并对激电法各种参数的研究现状进行了总结,以及对激电法存在的一些问题进行了论述。第二章笔者基于对各种激电法充分认识的基础上,分析研究了各种激电参数的作用与特性,并对前人在研究频率域激电法中特别是在研究影响岩矿石激电相位或时间常数的因素上存在的问题,提出了自己的见解。并借鉴时间域激电法对充电率的定义,提出了频率域激电法中的充电率的概念,并对其具体含义作了简单的分析。基于对双频激电法的认识,笔者借鉴幅频率的定义,提出了频率域激电法的另一个激电参数:相频率,并详细分析了时间常数、充电率、频率相关系数对相频率的影响情况,从而得出相频率在识别不同极化体的时间常数方面有其独特的优势,从而有助于激电异常源性质的区分。在对激电法的综合分析的基础上,在对幅频率、激电相位、激电相对相位等参数频谱特性的详细剖析上,特别是在频率域激电法充电率与相频率激电参数的研究上,笔者在文章中提出了伪随机激电多参数谱法的概念。在本章最后还讨论了电位振幅、极化率(幅频率)、绝对相位、相对相位的关系。第三章对中梯装置下的伪随机激电多参数谱法的一些参数如:绝对相位、相对相位、相频率、幅频率、电阻率等谱参数进行了数值模拟,并从定量的角度分析不同参数如时间常数 τ 、频率相关系数 c 、极化体电阻率比值 μ 、极化体埋深 H 等对这些参数的影响程度。第四章主要是论述伪随机激电多参数谱法数据处理的研究。该系统对电法数据进行相关方面的预处理,如数据格式转换、电磁感应耦合校正、趋势项消除、FIR滤波、小波滤波与压躁等以提高数据质量。对于如何充分利用原来成熟的FORTRAN科学计算程序,作者通过实例分析研究了具体的解决办法,为如何充分利用已有的计算程序、高效的开发解释系统,提供了一条便捷之门。在如何把解释结果以更形象化的方式显示出来,本文也作了有益的探索。文中通过VB与OPENGL等的结合试探性地开发物探数据显示子系统。第五章是对本文进行了总结,并对后续工作进行了规划,提出如何更好地完善伪随机激电多参数谱法解释系统,并整合为多功能电法解释系统。

第二章 伪随机场源与伪随机激电多参数谱法

本章对何继善院士发明的伪随机场源,作了详细的介绍;并对在此基础上发展起来的伪随机激电法进行了分析研究。针对影响岩矿石时间常数或相位频谱特性的各种因素,在剖析前人的研究基础上,提出了笔者自己的不同看法。笔者还提出了频率域的另两个激电参数:充电率和相频率,并对其含义与特性进行相关分析。在综合分析各种激电法激电参数(电位振幅、极化率(幅频率)、相位、相对相位、相频率、充电率等)的基础上笔者提出了伪随机激电多参数谱法的概念。

2.1 伪随机场源

伪随机场源是采用 2^n 系列伪随机信号波形电流作为电法的激励场源,接收经过介质(大地)响应后的伪随机多频电场信号和磁场信号,经处理、分析后提取地质信息,而达到电法勘探的目的。该激励场源可以应用于 CSAMT、EH4、IP、SIP、CR 等。

伪随机场源的技术核心是:不但场源包含多个频率,而且能同时接收和测量这些频率信号。由于多个频率信号是同时测量的,使得它有如下基本优点:(1)无论进行 CSAMT 还是 IP 勘探,由于一次可以测量多个频率信号而加快速度,提高了效率;(2)减弱了由于干扰和电流变化等的影响,提高了测量精度,特别是相对精度;(3)由于抗干扰能力提高,可以观测弱信号,发送电流小,使得仪器轻便,另外如信息量丰富,可自动去除感应耦合,提取激电效应,以及特殊的非线性现象等^[36]。

伪随机激电法是指采用 2^n 系列伪随机信号波形电流作为频率域激电法的激励场源,接收经过介质(大地)响应后的伪随机多频电场信号,经处理、分析后提取地质信息参数如电阻率、幅频率、相位、相对相位参数,以达到电法勘探的目的的一种激电法。

伪随机激电法所采用的 2^n 系列伪随机信号为中国工程院院士何继善所发明和命名,该系列信号随着 n 的不同,在时间域上具有不同的波形,其频谱也相应不同。但这些信号的频谱有一个共同的特点,就是它们的频谱在频率为 $2k\omega_0(k=0, 1, 2, \dots, n-2, n-1)$ 共 n 个频率上振幅大小基本相等,在这些频率上的功率之和占了信号总平均功率的大部分,其余谐波含有的功率只占信号总平均功率的小部分, 2^n 系列伪随机信号的名称也因此得来。单个伪随机信号根据 n 的取值命名为伪随机 n 频波^{[8][9][10][11][19-23]}。

在 2^n 系列伪随机信号发明之前,除双频激电仪使用特殊伪随机信号作为人工场源频率域电法勘探的场源外,国内外的人工场源频率域电法使用方波或类似方波这样的信号作为人工场源频率域电法勘探(以下简称电法勘探)的场源。方波振幅的绝对值不变,易于大功率发送,成为电法仪器发送机发送波形的首选。相应的工作方法有变频法和奇次谐波法,变频法观测方波的基波,奇次谐波法同时观测方波的基波和奇次谐波^{[24][25]}。

人工场源频率域电法勘探仪器抗干扰能力强,所需的发送机供电电流比人工场源时间域电法勘探小得多,仪器轻便。但也存在部分问题,如对于变频测量方式而言,工作效率低,感应耦合大,不易压制等;对于奇次谐波测量方式而言,由于奇次谐波的振幅与谐波的频率成反比,方波基波及其 3 次谐波的平均功率就占了方波总平均功率的 90%以上,更高次谐波的总平均功率还不到方波平均功率的 10%,奇次谐波法对测量效率的提高是有限的^{[10][25]}。

2^n 系列伪随机信号具有易于大功率发送的优点,与方波相比,其带宽是可控的。在实践测量中可以通过控制信号带宽来控制测量效率。从而完全改变了人工场源频率域电法勘探效率低这一缺点^[26]。

通过上述论述可知伪随机激电法有如下优点^[10]:

- (1) 2^n 进制伪随机信号含有多个(奇数个)主基频率,因此一次发送可以多个频率接收,工作效率高。
- (2) 各个主基频率振幅值基本相等,因而各个主基频率是在同等精度下进行测量的,因此观测精度高。
- (3) 波形能量基本上都集中在主频率上,电源利用率高,因而发送设备特别是电源较为轻便,适合在交通不便的山区开展电法工作。
- (4) 2^n 系列伪随机波中的各个主基频率按 2^n 步进,因此各主频率在对数坐标上是均匀分布的,这在激电法勘探中是十分重要的。
- (5) 各个主频率的起始相位相同,这在激电法、谱激电法、及复电阻率法中易实现相位测量。
- (6) 利用 2^n 系列伪随机信号作为场源,可以开展双频、多频激电法,谱激电法、可控源音频大地电磁测深等多种方法,可进行振幅、相位(或虚分量、实分量)测量,可计算视电阻率、视幅频率、绝对相位、相对相位等多种参数。因此具有多功能、多参数特点,适应不同地电条件中、不同地质环境找矿需要。
- (7) 双频、多频激电法的视幅频率参数受地形影响小,无异常源(矿或矿化体)存在时纯地形不会产生假异常。有异常存在时,地形使异常曲线形态发生畸变,但异常还是存在。

- (8) 利用多频激电的相位特性可提供区分激电异常源属性的信息,如区分碳质及金属硫化物,减小地质工程失误。

通过以上对 2^n 系列伪随机信号的研究表明 2^n 系列(即 2^n 进制)伪随机信号具有以下特点^[10]:

- (1) 主基频在对数坐标上均匀分布。
- (2) 主基频振幅基本相同,因而其电源利用率高。例如伪随机五频各主基频的振幅幅值如下:如果电流振幅值 A 为 1,则 $Af1=0.6173$; $Af2=0.5882$; $Af3=0.5443$; $Af4=0.4775$; $Af5=0.4775$ 。
- (3) 各主基频的起始相位相同。由此可见,利用 2^n 进制的伪随机电流波形作为激电法的场源的激励波形是一种非常理想的波形。
- (4) 伪随机多频激电法既具有频率域激电法抗干扰能力强的优点,又有时间域激电法信息量丰富、工作效率高的优点。

中南大学物探所相继研制了伪随机三频激电仪、伪随机五频激电仪、伪随机七频激电仪等,并在该基础上提出了伪随机多频激电相对相位谱法,在实践中取得了良好效果。上述仪器具有如下特点:轻便、快速、效率高;抗干扰能力强、精度高、探测深度大;直接观测相对相位;多组频率激电系统可形成频谱测量;可提供区分矿与非矿的信息;直接去除电磁耦合效应^[18-27]。

2.2 伪随机激电相对相位谱法

作为利用岩矿石电化学性质为物理前提的激电法,已广泛地应用于金属矿和水文地质勘查中,而且在油田和煤田勘探中也起到重要的作用^[3]。激电法在勘查金属矿硫化物中特别有效^[28]。

但激电法受到两个不利因素制约:一是非勘查目标也引起激电异常,如金属矿勘探中碳质岩层、粘土、矿化等干扰体也引起很强的激电异常,从而在野外勘探工作中很难区分金属矿体与干扰体^[1];二是电磁耦合感应,在特殊情况下能严重影响激电法的勘探结果,以致无法得出正确的勘探结论,同时也能影响其勘探深度和工作效率^{[2][14]}。为了解决上述问题,激电界目前正在研究两种方法:一是非线性激电法,这类方法以前苏联学者提出的接触极化曲线法和非接触极化曲线法为代表。他们利用供电电流很大时的过电位反应电位来区分矿物或评价矿体规模、含量等^[29]。二是谱激电法(或复电阻率法),即研究时间域激电的充放电曲线的特征和频率域激电的频谱特性与导电矿物的含量、结构构造(颗粒大小、致密程度、连通情况、方向性等)、成分等的关系^{[6][10][29]}。非线性激电法能用于评价激电异常源的性质。但由于在野外条件下产生导致非线性激电效应所需的激励电流非常困难,该方法仅处于室内标本测量和分析阶段。谱激电法也可用于评价激

电异常源的性质,还可以用于压制或消除耦合感应,是一种很有前途的激电测量方法。自从七十年代提出以来,国内外都做了一些野外试验工作,同时对大量岩石标本和露头开展了复电阻率测量。试验结果表明谱激电法在区分激电异常源性质和消除耦合感应方面,有良好效果。但谱激电法测量速度慢、工作效率低、生产成本低,在二十多年的时间里,并没有发展成为一种常规的激电测量方法^[6]。Johnson 等人试图发展时间域谱激电法来克服上述困难,但效果不理想^[30-34]。

为了压制耦合感应,同时提高激电法的工作效率,80 年代国外出现了测量激电相对相位的仪器^[12]。国内采用加拿大 SCINTREX 公司进口的 IPRF-2 在安徽和黑龙江的两个铜矿床上开展过激电相对相位测量试验^{[12][35]}。与其它激电参数对比测量结果表明,相对相位与频散率、极化率等激电参数对异常具有同等的反映能力,还可以压制耦合感应。但两个频率的相对相位与极化率等参数一样不能解决激电异常源的区分问题^[10]。

为了利用激电相对相位测量的优点,同时区分激电异常源的性质,我国于 90 年代开展三频激电相对相位观测仪器及其应用研究,采用三个频率上观测的两个相对相位值来区分碳质异常和矿体异常,在野外试验中取得了一定的效果^{[16][17][26]}。

激电相对相位测量最先在国外的一些仪器上实现,其发送机发送方波信号,接收机测量方波基波及其奇次谐波之间的相对相位。这些仪器在两个频率上观测的激电相对相位 $\varphi_r(\omega_1, \omega_2)$ 定义为^[12]:

$$\varphi_r(\omega_1, \omega_2) = \frac{\omega_2}{\omega_1} \varphi(\omega_1) - \varphi(\omega_2) \quad (\omega_2 > \omega_1) \quad (2-1)$$

式中, $\varphi(\omega_1)$ 和 $\varphi(\omega_2)$ 分别为频率 ω_1 和 ω_2 上的激电绝对相位。令:

$$k = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (2-2)$$

则,

$$\omega_2 = k\omega_1 \quad (2-3)$$

将式(2-2)和(2-3)代入式(2-1)得

$$\varphi_r(\omega_1, k\omega_1) = k\varphi(\omega_1) - \varphi(k\omega_1) \quad (k > 1) \quad (2-4)$$

式(2-2)中的 k 表示频比。如果测量方波基波及其奇次谐波之间的激电相对相位, k 的值为 3、5、7、9、11 等。对于三频激电法, k 的值为 2 和 4 或 4 与 16。上述激电相对相位定义有两个缺点: (1)相对相位受频比 k 值的影响大。(2)放大了测量误差。由于不同的频比对应不同的测量误差,这对激电异常的评价和处理十分不利。

故陈儒军博士将激电相对相位定义为^[10]:

$$\varphi_r(\omega_1, k\omega_1) = \frac{k\varphi(\omega_1) - \varphi(k\omega_1)}{k-1} \quad (2-5)$$

在此基础上，将激电相对相位谱 $\varphi_r(\omega)$ 定义为：

$$\varphi_r(\omega) = \frac{k\varphi(\omega) - \varphi(k\omega)}{k-1} \quad (k > 1) \quad (2-6)$$

式中的 k 表示频比，相对于具体激励信号而言，该参数为常数。与激电绝对相位谱测量相比，激电相对相位谱测量同样提供激电异常源的评价信息，比相对相位谱测量具有更高的测量精度，其测量仪器更容易实现^[10]。

2.2.1 激电相对相位法的优缺点

与其它激电参数测量相比，相对相位测量有一系列优点。相对相位测量能够自动消除发送机与接收机之间因时间同步误差引起的相位差，比普通的激电相位测量具有更高精度；它能够有效压制耦合感应，抗干扰能力强，工作效率高，比激电相位测量具有更宽的工作频率范围^[10]。现分别说明如下：

设发送机与接收机之间不存在同步误差时接收机测量的信号为 $u(t)$ ， $u(t)$ 的频谱函数为 $U(j\omega)$ ，当发送机与接收机之间的时间同步误差为 τ 时，接收机测量的信号为 $u(t-\tau)$ ，根据傅立叶变换的时移特性^{[23][24]}， $u(t-\tau)$ 的频谱函数为 $e^{-j\omega\tau}U(j\omega)$ 。因此，由同步误差引起的相位差为 $-\omega\tau$ ，当 τ 固定时，相位差 $-\omega\tau$ 与频率 ω 成正比， ω 越大， $-\omega\tau$ 越大。设 $U(j\omega)$ 的相位为 $\varphi(\omega)$ ，则 $e^{-j\omega\tau}U(j\omega)$ 的相位为 $\varphi(\omega) - \omega\tau$ 。因此，发送机与接收机之间的时间同步误差为 τ 时，在频率 ω 和 $k\omega$ 上的相位为 $\varphi(\omega) - \omega\tau$ 和 $\varphi(k\omega) - k\omega\tau$ ，上述两个频率之间的相对相位 $\varphi_r(\omega)$ 为：

$$\begin{aligned} \varphi_r(\omega) &= \frac{k[\varphi(\omega) - \omega\tau] - [\varphi(k\omega) - k\omega\tau]}{k-1} \\ &= \frac{k\varphi(\omega) - k\omega\tau - \varphi(k\omega) + k\omega\tau}{k-1} \\ &= \frac{k\varphi(\omega) - \varphi(k\omega)}{k-1} \end{aligned} \quad (2-7)$$

由此可知，相对相位 $\varphi_r(\omega)$ 不受发送机与接收机之间的时间同步误差的影响。而时间同步误差对绝对相位 $\varphi(\omega)$ 的影响随着频率的增大而变大。因此，在激电观测中采用相对相位测量比绝对相位测量具有更高的测量精度^{[10][19]}。

常规频率域激电法的工作频率范围为 0.1~10Hz。对于大的供电极距和大地电阻率特别低的地方，耦合感应十分强烈，需要更低的工作频率。但工作频率越低，仪器内部的噪声也越大，同时大地电流的干扰也越强烈，工作效率也很低。对于高于 0.1~10Hz 的频率，常规激电法由于耦合感应过大而无法开展，严重影响了工作效率。相对相位测量可以在很大程度上消除耦合感应，这是因为激电相

位与感应相位与频率的关系不同, 感应相位大致上与频率成比例地增大, 激电相位随着频率变化缓慢。设在两个频率 ω_1 和 $\omega_2 = k\omega_1$ 处观测的激电相位和感应相位分别为 $\varphi_{IP}(\omega)$ 、 $\varphi_{IP}(k\omega)$ 、 $\varphi_{EM}(\omega)$ 和 $\varphi_{EM}(k\omega)$, 它们之间的相对相位为^{[2][10]}:

$$\varphi_r(\omega) = \frac{k[\varphi_{IP}(\omega) + \varphi_{EM}(\omega)] - [\varphi_{IP}(k\omega) + \varphi_{EM}(k\omega)]}{k-1} \quad (2-8)$$

当 $k \leq 5$ 时, 感应相位与频率大致成比例增大, 激电相位大致不变(特别是频率相关系数比较小时)^[10], 从图 2-1 中相位与频率的关系图也可以得出下列关系:

$$\varphi_{IP}(\omega) \approx \varphi_{IP}(k\omega) \quad (2-9)$$

和

$$\varphi_{EM}(k\omega) \approx k\varphi_{EM}(\omega) \quad (2-10)$$

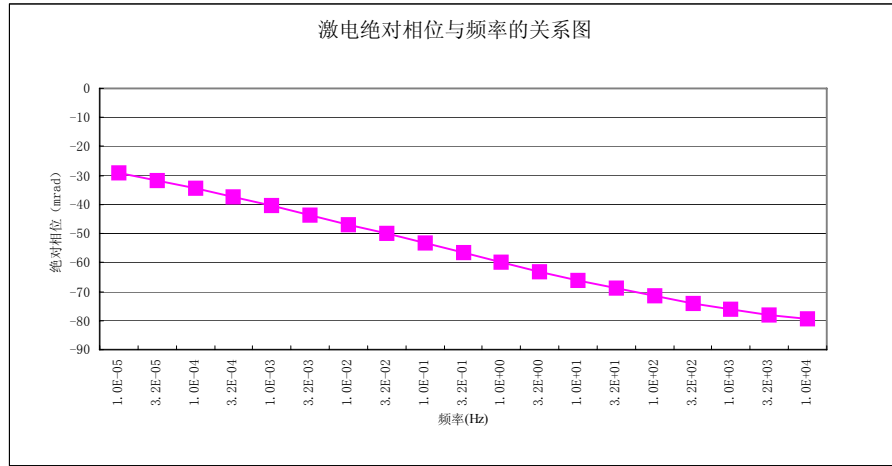


图 2-1 激电绝对相位与频率的关系图

将式(2-8)和式(2-9)代入式(2-7)得

$$\begin{aligned} \varphi_r(\omega) &\approx \frac{k[\varphi_{IP}(\omega) + \varphi_{EM}(\omega)] - [\varphi_{IP}(k\omega) + k\varphi_{EM}(\omega)]}{k-1} \\ &= \frac{k\varphi_{IP}(\omega) - \varphi_{IP}(k\omega)}{k-1} \\ &= \frac{k\varphi_{IP}(\omega) - \varphi_{IP}(\omega)}{k-1} \\ &= \varphi_{IP}(\omega) \end{aligned} \quad (2-11)$$

式(2-11)说明式(2-5)定义的激电相对相位对耦合感应具有压制能力, 并且与激电相位大致相等。实际上, (2-5)式定义的相对相位相当于对激电耦合感应作了一次线性校正^[10]。设两个频率 ω_1 和 ω_2 上实测的两个相位值为 $\varphi(\omega_1)$ 和 $\varphi(\omega_2)$, 对电磁耦合效应作线性校正, 激电相位 φ_{IP} 和电磁耦合参数 A 为^[6]:

$$\begin{cases} \varphi_{IP} = \frac{\omega_2 \varphi(\omega_1) - \omega_1 \varphi(\omega_2)}{\omega_2 - \omega_1} \\ A = \frac{\varphi(\omega_2) - \varphi(\omega_1)}{\omega_2 - \omega_1} \end{cases} \quad (2-12)$$

P. G. Hallof 根据 G. D. Van Voorhis 等对斑岩铜矿标本的测量结果提出了这种校正方法^{[25][26][27]}。我们令

$$\omega_2 = k\omega_1 \quad (2-13)$$

将式(2-13)代入式(2-12)得

$$\begin{cases} \varphi_{IP} = \frac{k\varphi(\omega_1) - \varphi(k\omega_1)}{k-1} \\ A = \frac{\varphi(\omega_2) - \varphi(\omega_1)}{k-1} \end{cases} \quad (2-14)$$

由式(2-14)可知式(2-5)定义的激电相对相位表达式相当于激电耦合感应作了线性校正, 因此它对激电耦合感应具有较强的压制能力。与观测视频率散率相比, 相对相位观测具有更宽的工作频率范围, 可以避开工业游散干扰和大地电流干扰较强的频带, 在观测中具有更大的选择范围, 更能够满足激电勘探的实践要求。在相同条件的工区, 相对相位激电法可以工作的频率比普通的相位激电法和频散率激电法更高, 从而提高了工作效率, 不过如果相位激电法和频散率激电法采取有效的耦合校正方法, 其工作的频段也将有所扩大。

为了对比研究在耦合感应存在条件下多频激电相对相位谱和相位谱的差异, 以及相对相位观测法对耦合感应的压制能力, 在长沙市打靶场开展了相位谱激电耦合压制试验。试验装置为偶极装置, 装置条件为 $a=AB=MN=20\text{m}$, 隔离系数

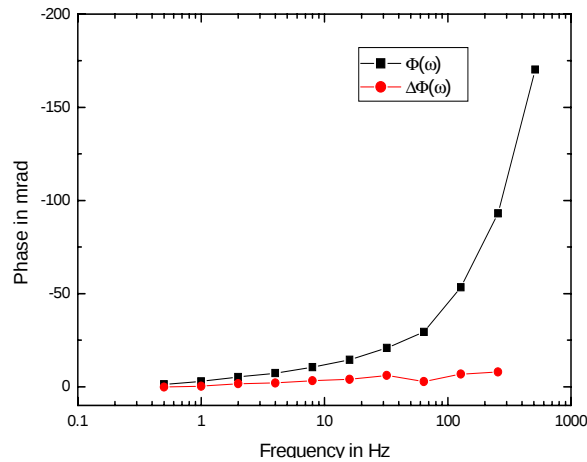


图 2-2 在长沙打靶场测量的激电相位与相对相位谱曲线

$n=1$ 。供电电流 $I=88\text{mA}$, 供电波形为伪随机七频波, 观测频率范围为 $0.5\text{—}512\text{Hz}$ 。采用电流信号作为参考信号, 可以直接测量激电相位谱, 然后再计算相对相位谱。

在打靶场测量的相对相位和相位谱测量结果见图 2-2。图 2-2 可以看出, 随

着频率的升高,耦合感应导致的相位在对数频率坐标上呈线性上升。在相对相位测量结果中,耦合感应导致的相位很小,最大值小于 8mrad。上述结果表明相对相位测量具有较强的去耦合感应能力,比相位测量具有更高的工作频率范围^[10]。

伪随机相对相位法作为频率域激电法的一种分支,同样有其应用的局限性,即存在着一定的缺点:(1)对于低极化率、低电阻率的地区,该方法测量的相对相位参数数值很小,有时很难分别其异常值;(2)虽然该方法能在一定程度上减少电磁感应耦合的干扰,但并不是完全克服,在特定情况下,也会难以开展勘探工作;(3)为了测量宽频带上的幅频率与相对相位参数,虽然比原来的同等方法提高了效率,但还是相对地增加了工作量,特别是测量低频数据时,工作效率很低,故该方法不适宜应用于普查勘探阶段,而主要应用于对激电异常性质的区分中。

2.3 激电相位与相对相位的物理机理

激电相位与相对相位的物理机理与激电极化率或幅频率的物理机理相同,是同一个事物同一特性的不同表现形式。根据物体导电方式的不同,可分为电子导体和离子导体,这两者的物理机理也不尽相同。

对于电子导体,在外电流作用下,电子导体中的载流子(电子)将逆电场方向运动,使电子导体的电流流入端有过剩的负电荷,而电流流出端则有过剩的正电荷。与此同时,溶液中的载流子(正、负离子)也将分别沿电场方向和逆电场方向运动,于是部分正离子流到电子导体的电流流入端,部分负离子流到电子导体的电流流出端。由于电化学过程存在延迟性,故到达界面的载流子不能立即把电荷从一相传到另一相,而需要一定的时间(频率的倒数),从而在界面上滞留了部分载流子,而形成附加的双电层,随着时间的推移,该过程将到达一个动态的平衡,即宏观上的饱和状态,激发极化效应也达到最大^[1-6]。

关于离子导体产生激发极化效应的原因,有着不同的假说,但基本上认为是由液相和固相两相界面上双电层的放电引起的。任何地方,只要离子迁移数有变化,就会产生由于溶液浓度的局部变化而引起的扩散电位^[1-6]。

从电子导体与离子导体的激发极化效应产生的微观原因分析看,产生激发极化的主要原因在于电化学过程的延迟性,凡能影响到电化学过程速度的因素,均能影响到激发极化效应。从而在宏观上产生电位相对于供电电流有相位移,而相对相位的存在则反映不同频率的激励电流产生的激电效应不同。

宏观上能影响到岩、矿石激发极化效应的除供电电流的时间或频率外,还与岩矿石的成分、含量、结构、颗粒大小、湿度、孔隙度、孔隙中溶液的成分与浓度等有关。其中影响因素最重要的是电子导电矿物的含量、成分与结构^{[2][3][5][6]}。

加拿大 W. H. Pelton 等人通过对大量岩矿石标本和露头的测量, 证明柯尔-柯尔模型可以近似描述激电效应的频率特性^[35]。复电阻率的柯尔-柯尔模型表达式为^[35]:

$$\rho(j\omega) = \rho_0 \left\{ 1 - m \left[1 - \frac{1}{1 + (j\omega\tau)^c} \right] \right\}$$

ρ_0 表示零频率时的电阻率, m 、 τ 、 c 分别表示极化率、时间常数、和频率相关系数。 ρ_0 的单位为 $\Omega \cdot M$, τ 的单位为 s, m 和 c 无量纲。由上式可推出相位表达式为^{[5][6]}:

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \arctg \frac{\text{Im} \rho(j\omega)}{\text{Re} \rho(j\omega)} \\ &= \arctg \frac{-m(\omega\tau)^c \sin \frac{c\pi}{2}}{1 + (2-m)(\omega\tau)^c \cos \frac{c\pi}{2} + (1-m)(\omega\tau)^{2c}} \end{aligned}$$

W.H.Pelton 和 J.Wang 等人认为影响频谱特性中时间常数或特征频率的重要因素是岩(矿)石的结构构造中导电颗粒的大小。W.H.Pelton 还认为矿物成分的作用对频谱特性没有明显的影响。M.O.Halverson 等则认为参数 k (相当于 Pelton 文中的频率相关系数 C) 反映了界面特性, 是区分矿物成分的有效参数^[39]。我国中科院物化探研究所的张赛珍等人在基于对我国各地收集的 130 余块硫化矿石和石墨化岩(矿)石标本测定的复电阻率振幅和相位的频率特性结果, 并于 1984 年发表的《我国几个金属矿区岩(矿)石的低频电相位频率特性及其影响因素》一文中提出: 影响岩矿石不同相频特性的因素有导电矿物的含量、结构构造、矿物成分等, 并且结构构造不同引起的时间常数值变化大都没有越过成分作用的界限^[38]。中国地质大学的刘崧在《谱激电法》一书中明确指出^[6]: 影响岩矿石极化率和时间常数值的主要因素是电子导电矿物的含量和结构(电子导电矿物颗粒大小、形状和连通情况等)。而本人认为分析自然界中影响岩矿石频谱特性或相频特性或时间常数等的主要因素是电子导电矿物的含量、结构构造、还是矿物成分或是其他影响因素, 目前而言还是为时过早, 也是无法分辨的。分析一种因素对某种现象的影响程度, 需要保持其他影响因素的不变或基本上稳定, 才能得出正确的结果。而上述各种因素之间本身就是相互影响的, 一种因素的变化, 同时会影响到其他因素的改变。如电子导电矿物含量的变化, 其实也就影响到了岩矿石结构构造的变化, 含量增加, 必然会改变矿物颗粒的连通情况, 也有可能影响到矿物颗粒排列的方向性, 故无法分辨出各种参数的频谱曲线的变化到底是矿物含量变化引起的, 还是矿物的连通情况等因素的改变造成的。再一个矿物成分的变化也有可能影响到结构构造的变化, 由于各种矿物具有不同的物理化学特

性,在形成具体的矿体时,将影响到其颗粒大小、形状、产状等。如自然界中的铜矿物的晶粒自形程度往往较差,性韧,不易破碎,从而使铜矿物晶粒间易于镶嵌紧密,少碎裂;而黄铁矿晶粒的自形程度往往较好,性脆,这就容易造成黄铁矿晶粒镶嵌紧密程度差一些,破碎的可能性大,裂隙也较多。也就是矿物成分影响到了其结构构造^{[38][6]}。

所以从上述分析可以发现岩矿石的结构构造因素是多种因素(如电子导电矿物含量、矿物成分等)的综合反映,故把岩矿石的电子导电矿物含量、结构构造、矿物成分作为三个平等的影响因素来分析岩矿石的频谱特性,本身就有其不合理之处。再来分析这三种因素对岩矿石的频谱特性的影响程度,也就没有可比性了。故本人认为如果想具体分析各种因素对岩矿石的频谱特性的影响程度,首先很有必要对岩矿石的结构构造这一因素作进一步划分,或采用其他与电子导电矿物含量、矿物成分处于同一阶层的影响因素。

从分析前面学者在对比各种影响因素所起到的作用哪个重要时,发现都存在一定的程度上的片面性。如 Pelton^[39]通过对人工标本的测定结果而得出影响时间常数值的主要因素是导电颗粒大小,但其实验有几个问题:由于人工标本其致密程度、连通情况等方面无法与经过亿万年地质作用形成的自然矿体相比,故由人工标本所得出的实验结论是否适用于自然形成的岩矿石,还有待分析比较;再一个他得出这个结论是在其他影响因素变化很小,故对时间常数值的影响较小的前提下,而单独研究导电颗粒大小对时间常数的影响程度。其实从介绍的情况看,只能说明导电颗粒大小是影响时间常数值的一个因素,而通过对天然岩矿石的频谱特性进行实测后,可以发现岩矿石的其他影响因素如:矿物含量、成分、致密程度、连通情况等,对时间常数的影响程度更大,从而完全掩盖了导电颗粒的大小对岩矿石时间常数值的影响。另外 Pelton^[39]通过实验得出矿物成分对时间常数 τ 值没有根本的影响,这一结论也是有其不合理之处,从张赛珍的研究成果中,就能发现某些矿物成分所对应的时间常数变化是很大的,如黄铁矿与石墨的时间常数通常相差几个数量级,当其他影响因素变化不是特别剧烈时。混合矿体上测量的相位频谱曲线存在多个极值的现象,也是矿物成分对时间常数产生显著影响的一个有力佐证。张赛珍在分析矿物成分是影响激电相位或时间常数的主要因素时,根据的是黄铁矿与铜矿的激电相位大小。但如果改变一下,如果是铜矿与石墨化岩石区分时,则无法通过激电相位来区分其矿物成分,因其激电相位或时间常数很接近,无法区分铜矿与石墨化岩石。但如果各自的矿物含量、致密程度、连通情况、导电矿物排列情况等不同时,则两者又能通过激电相位进行区分,而这时起作用的就不是矿物成分了,而是其他的因素引起的。这样综合而言就无法判断在区分激电异常源性质时是矿物成分重要还是诸如矿物含量、致密程度、连

通情况等因素重要了。而刘崧^[6]得出“到目前为止,还未能找到足够的证据能说明野外测量时矿物成分是影响时间常数值的重要因素”的结论,也过于片面。简单而言,从黄铁矿中混杂小量的黄铜矿或石墨时,其时间常数就能明显增大的现象,就能说明矿物成分能显著影响到时间常数的大小。

极化率、幅频率、激电相位、时间常数、充电率等激电参数是各种影响因素的综合反映参数,总体而言单靠某一参数而欲达到对激电异常源的性质进行区分,是不可能的。不同参数的影响因素可能不同,即不同的参数可能反映某一或某几种影响因素。如果欲对激电异常源性质进行一定程度的区分,则必须对总体的各种参数进行分析,从而达到对激电异常源的情况更全面、具体的了解。如极化率或幅频率或充电率的大小能反映极化体的激发极化效应程度,其能引起的因素有许多,如电子导电矿物的含量、颗粒大小、形状、孔隙水多少、岩矿石裂隙情况、离子浓度等;影响激电相位大小的因素有:电子导电矿物的含量、颗粒大小、形状、致密程度、连通情况、矿物成分等;时间常数则反映岩矿石的激发极化的速度快慢,其影响因素也是多种多样。如何在这种错综复杂的关系中,提炼出极化体的各种具体性状,则需要对各种参数(激电参数、电阻率参数等)进行综合分析,重点分析每种参数能反映的岩矿石的特殊性状,已达到对岩矿石性质的全面剖析。

2.4 激电法中电位振幅、极化率(幅频率)、相位、相对相位的关系

2.4.1 时间域和频率域的等效性

Madden 和 Marshall 于 1958 年指出频率域中的点和时间域中的点之虽然没有一个精确的一一对应关系,但是常常有一个近似的关系,而且百分频率效应(PFE)和毫伏/伏参数密切相关^{[6][40]}。如果以阻抗减少的百分数替代电导率增加的百分数,它们之间的关系就相当于工作频率 $f_i \approx 0.1$ 时,在时间 $t = 2\pi f_i$ 时的百分效应^[37]。

从数学的观点来看,对同一个系统和同一测量装置而言,充电时的极化总场 ΔV 与放电时的二次电位 ΔV_2 ,二者都是时间 t 的函数,虽然具体的函数形式是不同的,但可统一写作 $f(t)$ ^[1-6]。

傅立叶变换理论告诉我们,任何满足傅氏积分定理的函数 $f(t)$ 在它的连续点处有:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2-15)$$

和

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (2-16)$$

(2-15)和(2-16)称为傅里叶变换对，式中 ω 为角频率。

这两个式子的含义是，时间函数 $f(t)$ 通过傅立叶变换可以转换为频率函数 $F(j\omega)$ ；反过来，频率函数 $F(j\omega)$ 通过傅立叶逆变换也可以转换为时间函数 $f(t)$ 。而且逆变换回来的时间函数 $f(t)$ 就是原来的那个函数 $f(t)$ ，经过一正一逆两次变换丝毫不改变函数 $f(t)$ 的性质。对于 $F(j\omega)$ 也一样。这样的变换记为

$$f(t) \Leftrightarrow F(j\omega) \quad (2-17)$$

由此可见，时间函数 $f(t)$ 和频率函数 $F(j\omega)$ 通过积分可以相互表达。

傅立叶变换应用到电法勘探，其含义是，描写激发极化时间过程的函数 $f(t)$ ，可以转化为频率的函数 $F(j\omega)$ ，从而在频率域来研究它；反过来，频率特性 $F(j\omega)$ 同样可以转化为时间特性 $f(t)$ ，在时间域来研究。对于研究某一激发极化过程来说，用函数 $f(t)$ 还是函数 $F(j\omega)$ ，在时间域研究还是在频率域研究，二者是等效的，含有的激发极化信息，是同样丰富的。

时间域与频率域的等效性原理，不但适用于激发极化法，也适用于其它研究时间(或频率)过程的电法勘探，比如瞬变电磁测深与频率测深，等等。

上述理论上的等效性成立是有条件的。对于傅立叶变换，是指时间 t 从 $-\infty \rightarrow +\infty$ 的积分与频率 ω 从 $-\infty \rightarrow +\infty$ 的积分等效。 $f(t)$ 和 $F(j\omega)$ 可以通过积分互相变换。实际工作中不可能满足这样的条件。因此，实际中的“等效性”，是指就研究激发极化现象，勘查具有激发极化效应的地质目标而言，时间域和频率域方法是等效的，发现异常和解决问题的能力是相当的。由于不能完全满足理论上等效的条件，并且在实际工作中，由于技术上和物理上的原因，频域激电不可能采用上述极限频率，时间域激电也不可能采用无延时的观测系统测量长时间的衰减电压，所以在实践中时域与频域激电法存在一定的差别，并且相互测量的参数（极化率与幅频率、时域相位与频域相位等）之间也存在着一定的差别，但是它们之间的关系还是有着一定的规律^[2]。

2.4.2 激电法中电位振幅与相位的等效性

电位振幅与相位的等效性从图2-3所示标本的频率特性曲线可以得到感性的认识。矿石标本的频率特性不但在振幅谱上有体现，在相位谱上也有类似的反映^{[2-3][10]}。因此，从反映激发极化性质的角度来说，振幅和相位的能力是相当的、等效的。在理论上，振幅和相位之间也存在着固有的关系。借助复变函数的指数形式

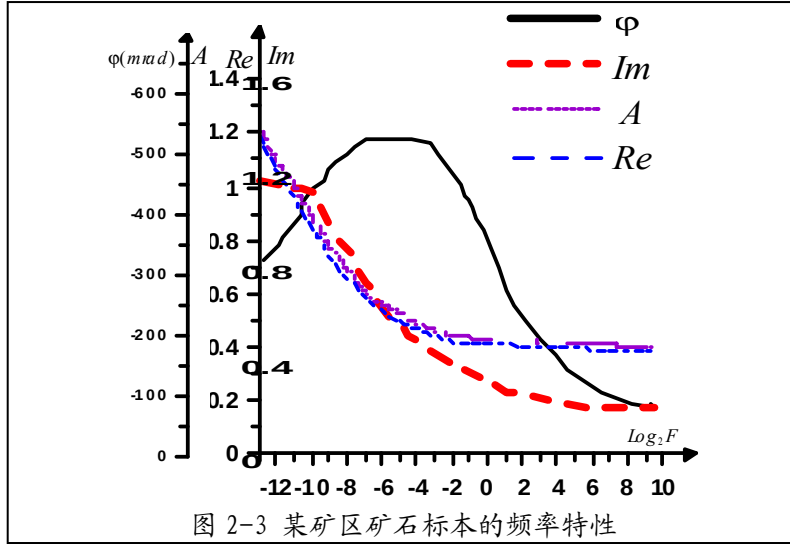


图 2-3 某矿区矿石标本的频率特性

$$F(j\omega) = e^{\alpha(\omega)} \cdot e^{j\phi(\omega)} \quad (2-18)$$

两边取对数

$$\ln F(j\omega) = \alpha(\omega) + j\phi(\omega) \quad (2-19)$$

由上式即可看出，在对数领域，增益 $\alpha(\omega)$ 和相位 $\phi(\omega)$ 分别相当于实部和虚部，具有像 $\text{Re} F(j\omega)$ 和 $\text{Im} F(j\omega)$ 那样相同的约束关系。如果 $F(j\omega)$ 是传递函数，要使 $\alpha(\omega)$ 和 $\phi(\omega)$ 也有上述的约束关系，除了要求 $F(j\omega)$ 是解析函数外，还要求 $F(j\omega)$ 是最小相位函数^[2-3]。

振幅与相位的关系也可以借鉴实部和虚部的关系进行推导。因为实部是频率的偶函数而虚部是频率的奇函数。

文献^[2]中给出如下的关系式：

$$\phi(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\alpha(y)}{du} \ln \left(\text{cth} \frac{|u|}{2} \right) du \quad (2-20)$$

从上式可得出很明确的物理意义：某一频率的相位是所有频率上增益(振幅)斜率的积分(当用对数作图时)，并且任一频率处，增益斜率起的作用是不平等的，

各自作用的大小由权函数 $\ln \left(\text{cth} \frac{|u|}{2} \right)$ 决定，由于

$$\text{cth} \frac{|u|}{2} = \frac{e^{u/2} + e^{-u/2}}{e^{u/2} - e^{-u/2}} = \frac{(y/\omega)^{1/2} + (\omega/y)^{1/2}}{(y/\omega)^{1/2} - (\omega/y)^{1/2}} = \frac{y + \omega}{y - \omega} \quad (2-21)$$

故权函数

$$\ln \left(\text{cth} \frac{|u|}{2} \right) = \ln \left| \frac{y + \omega}{y - \omega} \right| \quad (2-22)$$

权函数随频率的分布示于图 2-4。由图看到，在 y 靠近 ω 的地方，权函数很

大, 趋于无穷, 稍一离开 ω , 便下降很快。这就是说, 频率为 ω 处的相位 $\phi(\omega)$, 主要是由紧靠在 ω 附近的增益的斜率决定的。

如果把增益 $\alpha(\omega)$ 和相位 $\phi(\omega)$ 看成函数 $\ln F(j\omega)$ 的实部和虚部, 则实部是虚部的积分, 而同时虚部也是实部的积分。同理, 增益是相位的积分, 相位也是增益的积分。反过来, 实部的微分是虚部, 而虚部的微分是实部。同理, 相位也是增益的微分, 只不过不同频率处增益微分起的作用不同, 加入了权因子 $\ln(\text{cth}(|u|/2))$ 再求和而已。

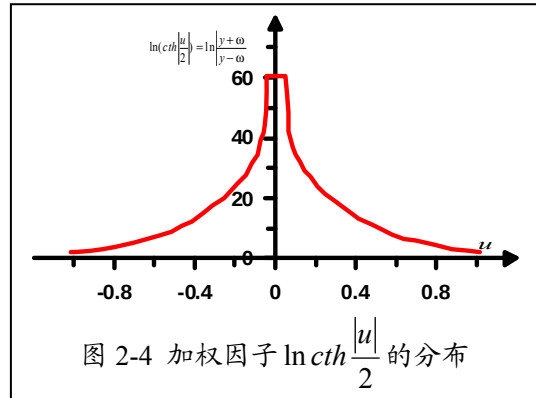


图 2-4 加权因子 $\ln \text{cth} \frac{|u|}{2}$ 的分布

增益 $\alpha(\omega)$ 就是振幅的对数。相位与增益的关系也就是相位与振幅的关系。某频率处相位 $\phi(\omega)$ 由振幅的斜率决定, 并且贡献最大的是该频率附近的振幅的斜率。因此相位的极值对应着振幅的拐点。说明相位与振幅的关系, 不仅仅是理论上的, 而且是非常符合实际的。

从以上分析, 可以看出在频率域中, 振幅与相位之间存在着固有的关系, 可以通过积分(或者微分)相互表达。即振幅与相位二者之间存在等效性。并且这两种等效性在数学形式上是类似的。这种等效性不仅仅具有理论的意义, 而且也是与实验事实相一致的。

但上面提到的等效性, 是指等效的双方从发现异常提供大地激发极化信息的角度来说, 具有同等的效力, 并不是说他们在数值上相等。既然等效, 在本质上双方并无优劣之分。理论上说等效, 故在野外生产工作中测实、虚分量又测振幅、相位也是没有必要的。但有一点必须明白, 由于不同参数量的测量方法不同, 各自的干扰情况也不一样, 在具体的野外工作中, 并不是每个参数反映的异常情况会一样。故在何时何地采用哪种技术手段或方法, 要根据任务的需要、地区的特点, 结合具体的技术装备, 作出恰当的选择^[2-3]。

2.4.3 激电相位与极化率、幅频率的关系

测量相位的激电法实际上是一种复电阻率法, 在实际观测时, 测量某一频率的总场振幅 A 和总场相对于供电电流的相位移 ϕ 。其中相位移就是反映激电效应的参数, 通过对相位参数的观测可以达到激电效应的测量^{[12][41]}。复电阻率的柯尔-柯尔模型相位表达式为^[6]:

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{-m(\omega\tau)^c \sin(c\pi/2)}{1 + (2-m)(\omega\tau)^c \cos \frac{c\pi}{2} + (1-m)(\omega\tau)^c} \quad (2-23)$$

式中： m 为零频率时的极化率， τ 为零频率时的时间常数， c 为零频率时的频率相关系数。从上式中可看出，相位是一个与极化率、时间常数、频率相关系数和频率相关的复杂表达式。为了能够清晰地看出相位随极化率的变化规律，分别固定频率、时间常数、频率相关系数，利用上式对相位随极化率的变化规律进行了计算，并分别绘制在算术坐标和双对数坐标下^[42] (图 2-5)：

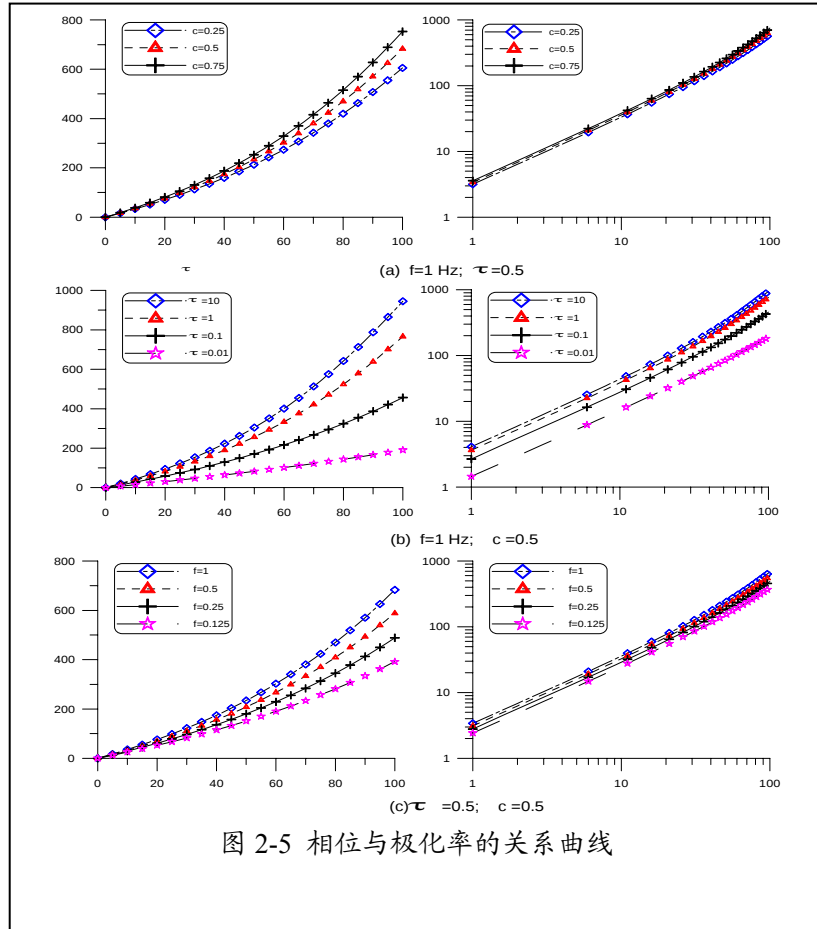


图 2-5 相位与极化率的关系曲线

图中可见，算术坐标(图 2-5 左)中的变化曲线均呈现出单调上升的非线性变化，而双对数坐标(图 2-5 右)中的变化曲线也呈现出单调上升的线性(或者近线性)变化，且为近平行的直线。这说明在双对数坐标系中，相位随极化率的变化可近似为线性变化，频率、时间常数、频率相关系数与线性斜率几乎无关，而只与相位移的大小有关。由上述相位随极化率的变化规律，我们可得出相位随极化率变化的近似关系式

$$\ln \varphi = K \ln m + D \quad (2-24)$$

其中： K 为常数， D 为与时间常数、频率相关系数及频率有关的数， K 和 D 均可通过工区的物性测定来获得。

从上面分析可知,相位与极化率之间不是线性关系,相位是一个包含极化率、时间常数、频率和频率相关系数的综合参数,单独的极化率是不能够完整地描述相位的。也就是说,相位和极化率的正演计算理论不甚相同,如果直接将相位作为极化率进行反演,势必会对相位的反演结果造成扭曲,产生较大的误差。要解决相位的反演问题,可以利用上述相位与极化率的近似关系式,先将相位近似转换为极化率,再利用现有的极化率反演解释技术对相位进行解释。这是一种有别于直接将相位作为极化率进行反演的方法技术,它可以减小由于相位与极化率之间不是线性关系而直接互换解释产生的误差,其工作流程如下:①利用近似关系将相位转换为极化率的近似值: $m = \exp[(\ln \varphi - D)/K]$; ②利用极化率反演技术对极化率的近似值进行反演; ③再利用近似关系将反演结果转换为相位 $\varphi = \exp(K \ln m + D)$ ^[42]。

作为时间域激电法的极化率参数与作为频率域激电法的幅频率参数,两者在极限条件下是相等的,在野外实践工作中两者在发现具有激发极化效应的目标体并评价它们的性质上是等效的,故在数据解释上,极化率与幅频率也是等效的,即可以用处理极化率的程序来解释处理幅频率数据,只不过数值大小上有些不同,而且相位与幅频率同样有着上述的近似关系 ^{[2][43-45]}。

ZONGE 在 1972 年推出振幅频谱的斜率与相位值有着如下的近似关系:

$$\varphi(\omega) \approx \frac{\pi}{2} \frac{d \ln |\rho(\omega)|}{d \ln f} = \frac{\pi}{2} \frac{f}{df} \frac{d |\rho(\omega)|}{|\rho(\omega)|} \quad (2-25)$$

而傅良魁等人通过对标本的振幅频谱曲线和相位频谱曲线的实际测量结果,也能反映上述近似关系 ^[3]。

在频率域激电法中,为描述大地的交流激电效应,采用如下的参数 ^{[2][5]}:

$$F_s = \frac{V_L - V_H}{V_L} \times 100\% \quad (2-26)$$

或

$$P(f_D, f_G) = \frac{|\rho(f_D)| - |\rho(f_G)|}{|\rho(f_D)|} \times 100\%$$

式中 V_L 、 V_H 分别表示低频电位差与高频电位差, $\rho(f_D)$ 、 $\rho(f_G)$ 分别表示低频电阻率与高频电阻率。前者称幅频率,后者为频散率或百分频率效应 (PFE)。如果上式中不同频率的供电电流相同,则可以推出上两式是完全相等,即幅频率与频散率或百分频率效应是同一个概念。

由(2-26)可以近似得出: $P(f_D, f_G) = F_s \approx -\frac{dV}{V} = -\frac{d|\rho(f)|}{|\rho(f)|}$, 将其代入(2-25),

则可以得到:

$$P(f_D, f_G) = F_s \approx -\frac{2}{\pi} \frac{d\varpi}{\varpi} \varphi(\varpi) \quad (2-27)$$

其中 $\varpi = 2\pi f$ 。由此可见，频率域激电的幅频率（频散率或百分频率效应）测量与激电相位测量也是等效的^[5]。

2.4.4 激电绝对相位与相对相位的关系

加拿大 W. H. Pelton 等人通过对大量岩矿石标本和露头的测量，证明柯尔-柯尔模型可以近似描述激电效应的频率特性^[35]。复电阻率的柯尔-柯尔模型表达式为^[35]：

$$\rho(j\omega) = \rho_0 \left\{ 1 - m \left[1 - \frac{1}{1 + (j\omega\tau)^c} \right] \right\} \quad (2-28)$$

ρ_0 表示零频率时的电阻率， m 、 τ 、 c 分别表示极化率、时间常数、和频率相关系数。 ρ_0 的单位为 $\Omega \cdot M$ ， τ 的单位为 s， m 和 c 无量纲。由式(2-28)可推出相位表达式为^{[5][6]}：

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \arctg \frac{\text{Im } \rho(j\omega)}{\text{Re } \rho(j\omega)} \\ &= \arctg \frac{-m(\omega\tau)^c \sin \frac{c\pi}{2}}{1 + (2-m)(\omega\tau)^c \cos \frac{c\pi}{2} + (1-m)(\omega\tau)^{2c}} \end{aligned} \quad (2-29)$$

绝对相位频谱的规律为：① 恒为负值，其幅值随 m 的增大而增大；② 在低频和高频时皆趋近于零，在中间某个频率时取得负极值(亦称峰值)；③ 在频率轴为对数比例尺的坐标系中对称于横坐标数值等于峰值频率、平行于纵轴的直线；④ 在高频和低频时其斜率皆分别趋于各自的渐近值，此渐近值随 c 值的增大而增大。

从相对相位的定义与计算公式结合绝对相位频谱规律，可以得出相对相位谱的规律为：① 恒为负值，其幅值随 m 的增大而增大；② 在低频和高频时皆趋近于零，在中间某个频率时取得负极值(亦称峰值)；③ 在高频和低频时其斜率皆分别趋于各自的渐近值，此渐近值随 c 值的增大而增大^{[6][10]}。

按照陈儒军博士对绝对相位与相对相位谱的具体分析^[10]，可以得出相对相位谱与绝对相位谱的关系为：① 相对相位谱曲线与绝对相位谱曲线在形态上基本相似；② 相对相位谱和绝对相位谱的差别与频比成反比：频比越大，相对相位谱与绝对相位谱的差别越小，当频比无穷大时，相对相位谱与绝对相位谱相等；③ 当频比固定时，相对相位谱和绝对相位谱的差别与频率相关系数成正比：频率相关系数越小，相对相位谱与绝对相位谱的差别也越小；④ 相对相位谱与绝

对相位谱在某一频率 ω_e 上相等,当频率小于 ω_e 时,绝对相位谱的绝对值大于相对相位谱的绝对值,当频率大于 ω_e 时,相对相位谱的绝对值大于绝对相位谱的绝对值^{[6][10]}。

按照相对相位的计算公式,可求出激电相位与激电相对相位的差 $\varphi_d(\omega)$ 为:

$$\begin{aligned}\varphi_d(\omega) &= \varphi(\omega) - \varphi_r(\omega) \\ &= \varphi(\omega) - \frac{k\varphi(\omega) - \varphi(k\omega)}{k-1} \\ &= \frac{\varphi(k\omega) - \varphi(\omega)}{k-1}\end{aligned}\quad (2-30)$$

由于式(2-30)中的 $\varphi(k\omega) - \varphi(\omega)$ 为有限值,因此,频比越大,式(2-30)的值就越小,也就是说频比越大,激电绝对相位与激电相对相位越接近,当 $k \rightarrow \infty$ 时, $\varphi_d(\omega) = 0$,即激电绝对相位与激电相对相位相等。

现分析时间常数对相对相位与绝对相位谱的影响程度。

从野外测量情况看,频率相关系数 c 常见值为0.25,现假设充电率 m 为0.5,分析时间常数 τ 对相对相位与绝对相位谱的影响程度。设时间常数分别为0.1、1、10、100,并分别计算相对相位与绝对相位,图2-6~9为计算的结果。

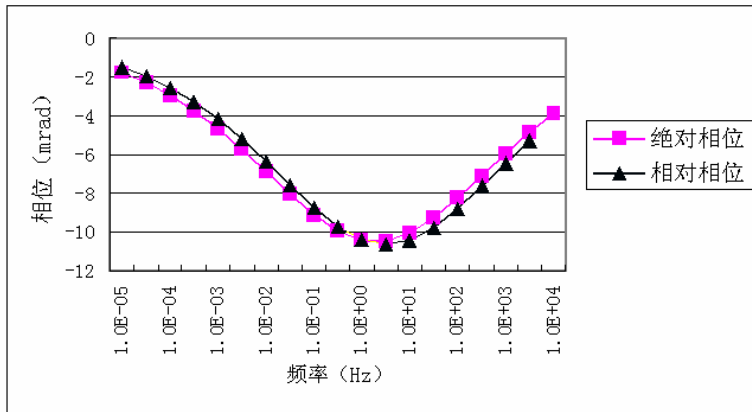


图 2-6 绝对相位与相对相位比较图 ($\tau = 0.1$)

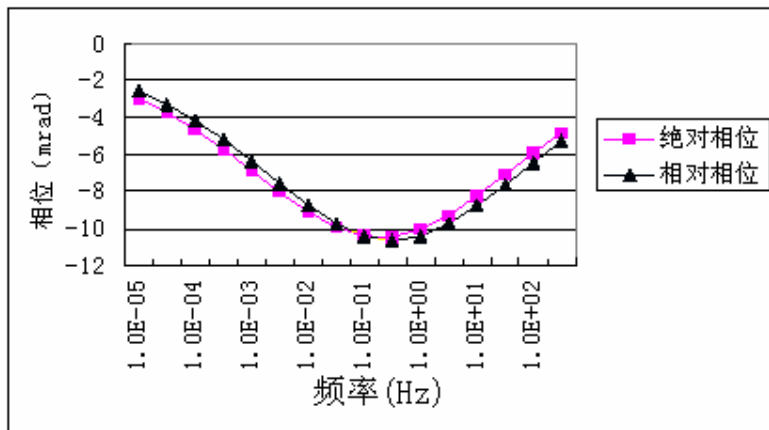


图 2-7 绝对相位与相对相位比较图 ($\tau = 1$)

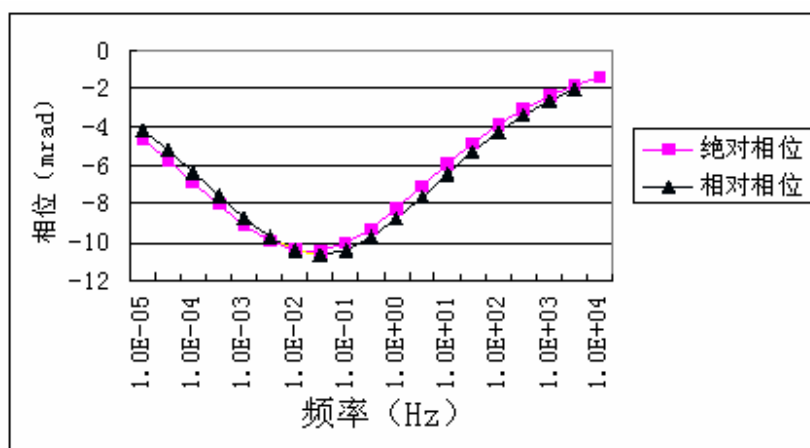


图 2-8 绝对相位与相对相位比较图 ($\tau = 10$)

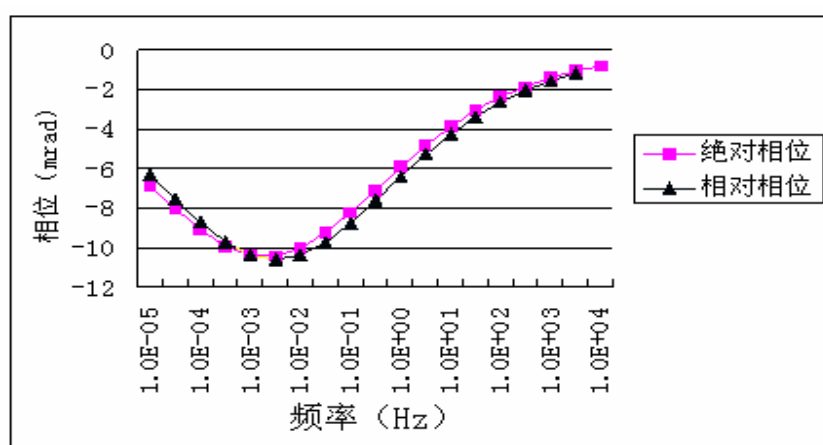


图 2-9 绝对相位与相对相位比较图 ($\tau = 100$)

从图 2-6~9 可以看出,随着时间常数的变化,绝对相位与相对相位谱相差不大,对于异常的反映均能有相同的曲线形态,并且随着时间常数的增加绝对相位与相对相位的极值向低频方向移动,从图 2-10 更能体现这一问题。即从相位的极值频率高低,能识别异常体的时间常数大小。

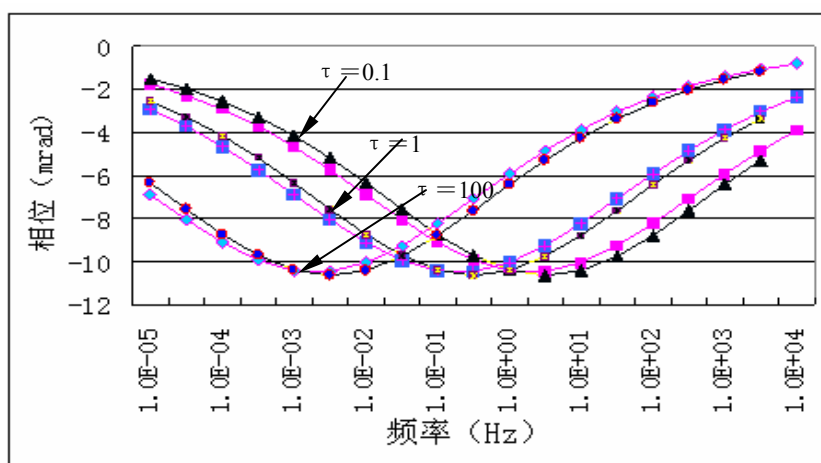


图 2-10 不同时间常数对应的相位极值比较图

2.5 幅频率、激电相对相位、频率域充电率、相频率激电参数

1967 年 Madden 和 Cantwell 提出借用 CLOE 与 COLE 于 1941 年发明的用来描述复介电常数的频谱特性的关系式来表述激发极化效应与频率等的关系, 1978 年 Pelton 同样借用了该关系式描述复电阻率频谱的性态^{[6][39][46-52]}。这一关系式被称为柯尔-柯尔模型 (C-C 模型)。复阻抗表达式用 C-C 模型表示如下:

$$Z(\omega) = Z(0) \left\{ 1 - m \left[1 - \frac{1}{1 + (j\omega\tau)^c} \right] \right\} \quad (2-31)$$

式中的 $\omega = 2\pi f$, τ 为时间常数, m 为充电率, c 为频率相关系数, $Z(0)$ 为零频率时的阻抗。

2.5.1 幅频率与 COLE-COLE 模型参数的关系

采用伪随机场源的多频激电法, 由于采用了 2^n 伪随机信号, 即有多个以 2 为进制的交流信号, 故不同频率对对应了不同的幅频率, 从而可以获取一条幅频率曲线。

下图 2-11 就是当 $m=0.8, c=0.25$, 频率范围 $0.00001 \sim 10000\text{Hz}$, 不同的 τ 值所对应的幅频率曲线图, 幅频率为前后频率对应的电阻率所求取的, 计算公式为 $Fs = (\rho_L - \rho_H) / \rho_H * 100$ 。

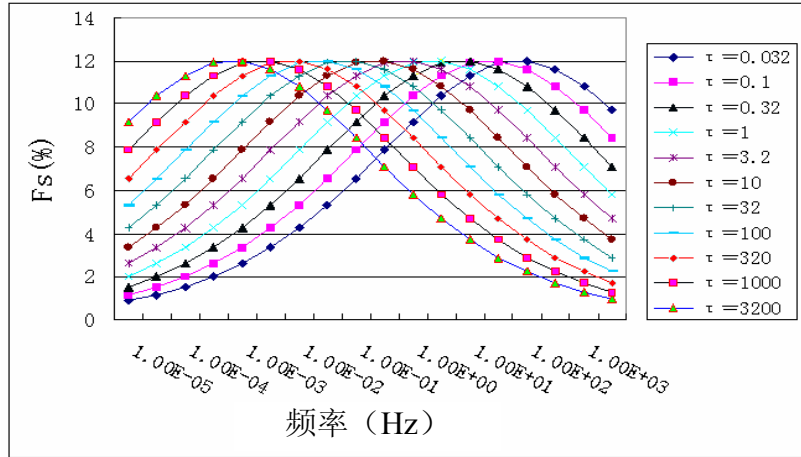


图 2-11 不同时间常数对应的幅频率曲线 ($m=0.8, c=0.25$)

从上图可以看出, 幅频率在某个频率上取得其极值, 而随着频率的无限增大或无限减少, 幅频率趋向于 0 值, 即来不及激化或激化已经趋于稳定。随着时间常数 τ 值的增大, 幅频率极值频率向低频方向移动。幅频率的极值频率虽然随着时间常数的不同而不同, 但幅频率的极值却相同, 故时间常数不会影响幅频率的极值大小。时间常数也不影响幅频率曲线的形态, 而只影响其位置。通过对比野外实测幅频率曲线, 其极值频率能在一定程度上反映勘探区内的综合时间常数的

大小,而大部分的金属硫化物的时间常数都很大,无激电效应或激电效应很小的围岩的时间常数一般较小,故通过比较幅频率的极值频率大小能对异常源作一定的定性解释。

下图 2-12 就是当 $\tau=10, c=0.25$, 频率范围 $0.00001 \sim 10000\text{Hz}$, 不同的 m 值所对应的幅频率曲线图,幅频率为前后频率对应的电阻率所求取的,计算公式与上图相同。

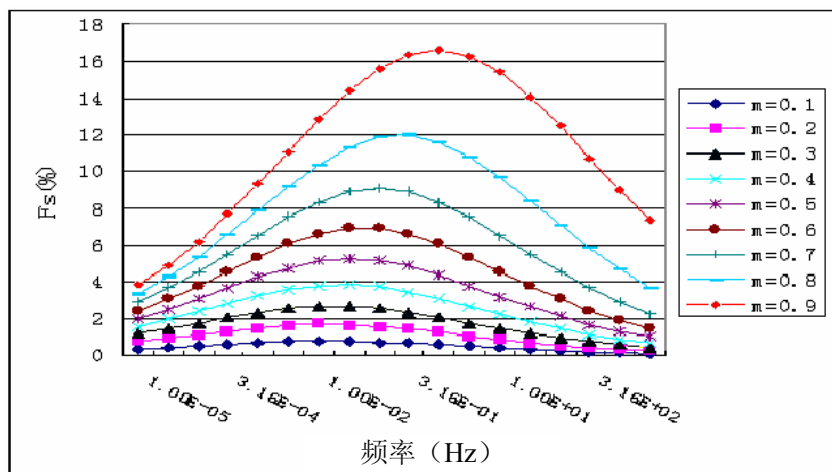


图 2-12 不同充电率对应的幅频率曲线 ($\tau=10, c=0.25$)

从上图可以看出,幅频率随着充电率 m 的增大,其极值也变大,极值频率缓慢地向高频移动。这与实际情况相符,充电率与极化率、幅频率在发现异常上是等效的,且其值也是正相关。充电率的大小影响幅频率曲线的形态,而对于其位置影响很小。

下图 2-13 就是当 $\tau=10, m=0.8$, 频率范围 $0.00001 \sim 10000\text{Hz}$, 不同的 c 值所对应的幅频率曲线图,幅频率为前后频率对应的电阻率所求取的,计算公式与上图相同。

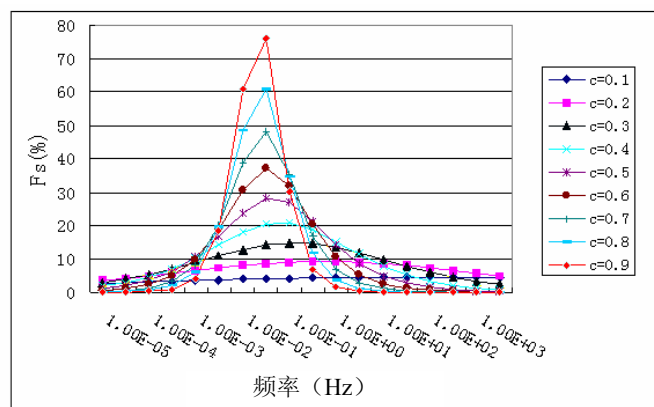


图 2-13 不同频率相关系数对应的幅频率曲线 ($\tau=10, m=0.8$)

从上图可以看出,随着频率相关系数 C 值的增大,幅频率极值也相应变大,但在极值两翼上,幅频率表现出无规律的变化,幅频率的极值频率基本上与频率相关系数无关,故频率相关系数与幅频率除了在极值频率附近外,在其他频率段

上相关性不大。按照 Pelton 的分析结论^[39], 频率相关系数 c 一般为 $0.1 \sim 0.6$, 常见值为 0.25 , 故从野外实践的角度而言结合上述分析, 可以得出分析幅频率与频率相关系数的关系, 对区分激电异常源性质作用不大。

2.5.2 激电相对相位与 COLE-COLE 模型参数的关系

为了分析激电相对相位与 COLE-COLE 模型参数 (时间常数 τ 、充电率 m 、频率相关系数 c) 的关系, 故分别固定两个参数, 而分析剩余的一个参数的改变对相对相位的影响情况。

先取充电率 $m=0.8, c=0.25$, 时间常数 τ 的变化范围为 $0.032 \sim 3200s$, 求取频率范围 $0.00001 \sim 10000Hz$ 内的相对相位值。图 2-14 为计算的结果图形。

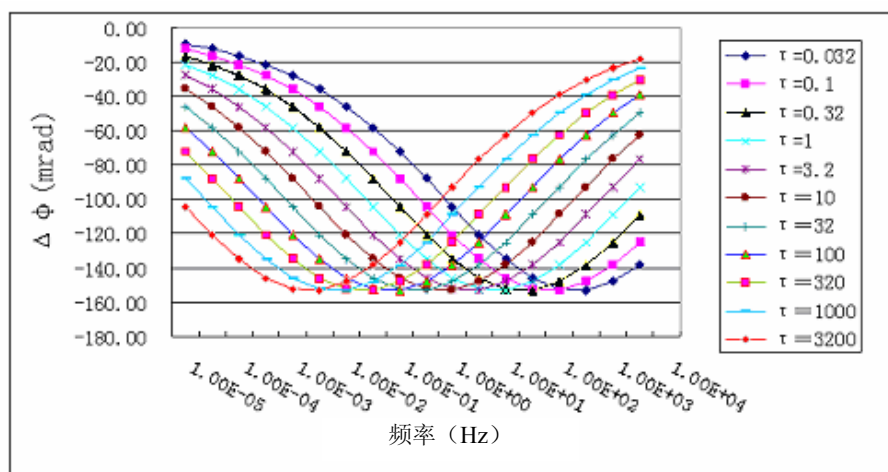


图 2-14 不同时间常数对应的相对相位曲线 ($c=0.25, m=0.8$)

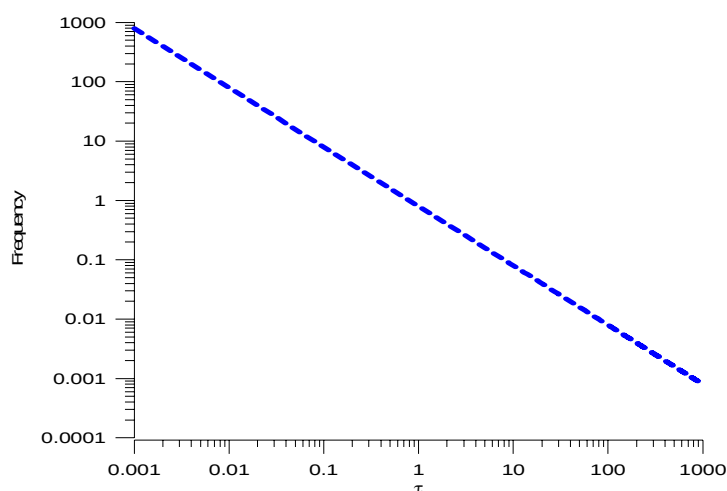


图 2-15 时间常数与相对相位极值频率关系图 ($c=0.25, m=0.8$)

从上面两个图可以得出, 随着时间常数的增大, 相对相位的极值频率向低频

方向移动,这一现象在图 2-15 中得到充分体现,而且相对相位的极值频率对数值与时间常数的对数值有着线性关系。但相对相位的极值大小没有变化。随着频率趋向于无限高与无限低时,相对相位均趋向于 0。从相对相位曲线的对比可以发现,不同时间常数对应的相对相位频率谱曲线形态相同,只是曲线位置不相同而已。故时间常数不会影响到相对相位曲线的形态,只是影响其在频谱上的位置。对比图 2-14 与图 2-11 (不同时间常数对应的幅频率曲线)可以发现两个图在形态上非常相似,其与时间常数的变化关系也很相同,只不过相对相位的值为负值,两个图相对于某个 Y 值近似对称,这也说明相对相位与幅频率对激电异常的反映能力是等效的。故相对相位极值频率能在一定程度上反映勘探区内的综合时间常数的大小,而大部分的金属硫化物的时间常数都很大,无激电效应或激电效应很小的围岩的时间常数一般较小,故能从相对相位极值频率的大小对异常源作一定的定性解释。

取时间常数 $\tau = 100$, 频率相关系数 $c=0.25$, 充电率 m 的变化范围为 $0.1 \sim 0.9$, 求取频率范围 $0.00001 \sim 10000\text{Hz}$ 内的相对相位值。图 2-16 为计算的结果图形。

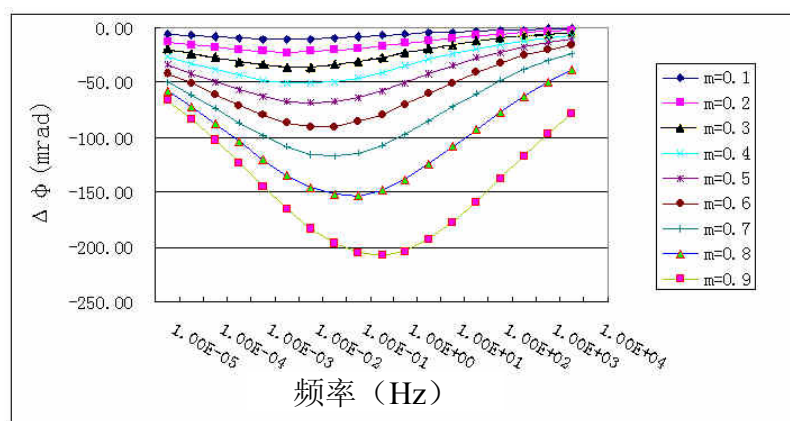


图 2-16 不同充电率对应的相对相位曲线 ($c=0.25$, $\tau = 100$)

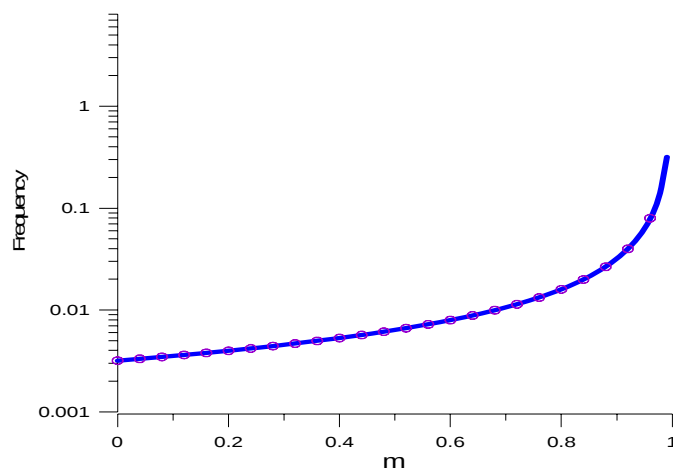


图 2-17 充电率与相对相位极值频率关系图 ($c=0.25$, $\tau=50$)

从图 2-16 与图 2-17 可以发现, 相对相位随着充电率 m 的增大, 其极值变小, 极值绝对值变大, 极值频率缓慢地向高频移动, 从图 2-17 上更能体现这一问题。这也就说明相对相位与充电率在发现异常上是等效的, 且充电率与相对相位的绝对值也是正相关。充电率的大小影响相对相位频谱曲线的形态, 而对于其位置影响很小。对比图 2-16 与图 2-12 (不同充电率对应的幅频率曲线) 可以发现两个图在形态上非常相似, 其与充电率的变化关系也很相同, 只不过相对相位的值为负值, 两个图相对于某个 Y 值近似对称, 这进一步说明相对相位与幅频率对激电异常的反映能力是等效的。

取时间常数 $\tau = 100$, 充电率 $m=0.8$, 频率相关系数 c 的变化范围为 $0.1 \sim 0.9$, 求取频率范围 $0.00001 \sim 10000\text{Hz}$ 内的相对相位值。图 2-18 为计算的结果图形。

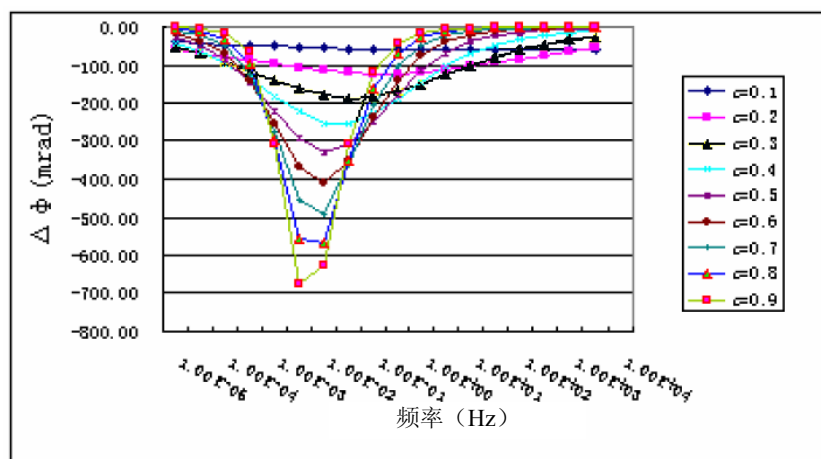


图 2-18 不同频率相关系数对应的相对相位曲线 ($m=0.8$, $\tau = 100$)

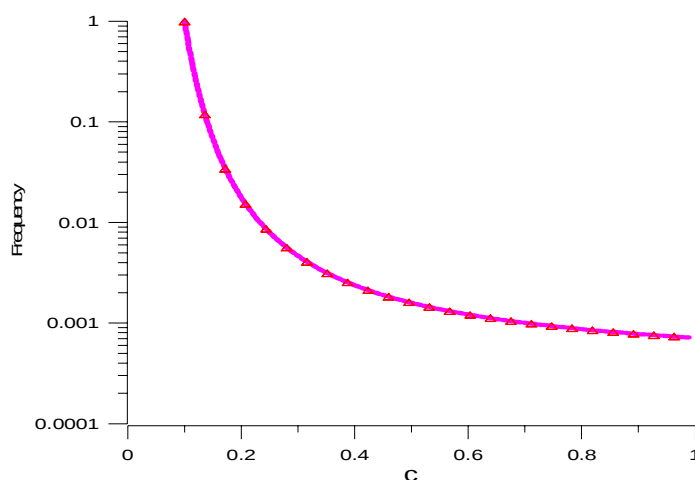


图 2-19 频率相关系数与相对相位极值频率关系图 ($m=0.8$, $\tau=50$)

从图 2-18 与图 2-19 可以发现, 随着频率相关系数 C 值的增大, 相对相

位极值也相应变小,极值的绝对值变大,但在极值两翼上,相对相位表现出无规律的变化。当频率相关系数大于 0.2 时,相对相位的极值频率与频率相关系数弱相关,随着频率相关系数的增大,极值频率几乎没有变化,故频率相关系数与相对相位除了在极值频率附近相关外,在其他频率段上相关性不大。按照 Pelton 的分析结论,频率相关系数 C 一般为 0.1~0.6,常见值为 0.25,故从野外实践的角度而言结合上述分析,可以得出分析相对相位与频率相关系数的关系,对区分激电异常源性质作用不大。对比图 2-18 与图 2-13 (不同频率相关系数对应的幅频率曲线)可以发现两个图在形态上非常相似,其与频率相关系数的变化关系也很相同,只不过相对相位的值为负值,两个图相对于某个 Y 值近似对称,这进一步说明相对相位与幅频率对激电异常的反映能力是等效的。

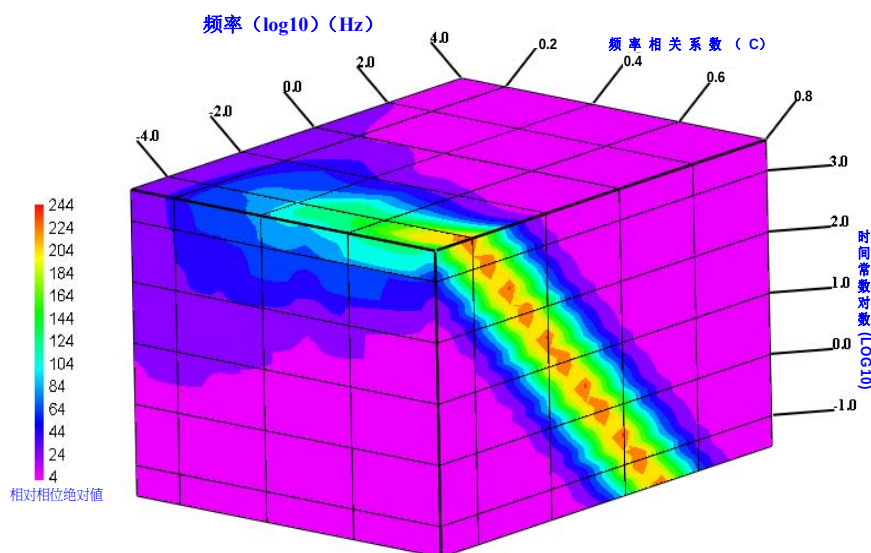


图 2-20 时间常数、频率相关系数、频率与相对相位的关系立体图 ($m=0.8$)

从时间常数、频率相关系数、频率与相对相位的关系立体图可以看出这几种模型参数对相对相位的综合影响情况。

综合上述幅频率与相对相位对应不同变化参数的频谱图 (图 2-11~20), 可以得出,在体现激电异常上,幅频率与相对相位是等效的,根据相对相位与绝对相位等效,可以得出幅频率、相对相位、绝对相位这三者在发现激电异常方面都是等效的。即幅频率、相对相位、绝对相位的极值频率高低反映时间常数大小,而幅频率、相对相位、绝对相位的幅值大小主要反映充电率与频率相关系数。

2.5.3 频率域激电法中的充电率参数定义

时间域激电法中有一表征激发极化效应强弱的参数—充电率^[3],这一参数的计算式为:

$$m = \frac{\int_{t_1}^{t_2} \Delta V_2 dt}{\Delta V}$$

对上式作相应的推导可得：

$$m = \frac{\int_{t_1}^{t_2} \Delta V_2 dt}{\Delta V} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{\Delta V_2 dt}{\Delta V} = \int_{t_1}^{t_2} \eta_s dt \quad (2-32)$$

其具体含义是某段时间内极化率对时间的积分，其量纲为秒^{[3][5]}。

参照时间域中对充电率的定义，可以定义频率域中的充电率（ m_F ）：

$$m_F = \frac{\int_{f_1}^{f_2} (\Delta V(f_2) - \Delta V(f_1)) df}{\Delta V} = \int_{f_1}^{f_2} F_s df \quad (2-33)$$

频率域中的充电率（ m_F ）表示的含义为幅频率对频率的积分，相当于图 2-11 中某频率段上幅频率曲线与 X 轴所夹的面积，其量纲为赫兹（Hz）。

2.5.4 相频率参数定义

为表征电位振幅或电阻率振幅相对于频率的变化关系，在频率域激电法中提出了频散率（或幅频率）这一表示振幅相对于频率变化的关系式^[2]。为描述相位相对于频率的变化关系（或其频散特性），笔者借鉴频散率与幅频率的定义，定义相频率这一参数来描述激电相位对于频率的关系，相频率定义式为：

$$\Phi_s = \frac{\varphi_L - \varphi_H}{\varphi_L} \times 100 \quad (2-34)$$

其中 φ_L 、 φ_H 分别为低频和高频时的激电绝对相位。

根据相频率的定义式，可以得出，影响激电绝对相位的因素同样影响到相频率，故导电矿物的含量、颗粒大小、致密程度、连通情况、排列方向、矿物成分等均是影响相频率的外在因素，换句话说，相频率的大小与变化情况能反映勘探区上述各因素。由于野外绝大部分的激电效应能通过 COLE-COLE 模型进行描述，上述所提到的各种因素与 COLE-COLE 模型参数有着各种对应关系，所以有必要分析相频率与各种 COLE-COLE 模型参数（时间常数 τ 、充电率 m 、频率相关系数 c ）的关系。

根据激电绝对相位的由 COLE-COLE 模型参数表示的计算式，及上述对相频率的定义式，可以分析模型参数对相频率的影响情况，即相频率对模型参数的反映情况。

图 2-21 为固定充电率与频率相关系数时，时间常数分别为 0.032、0.1、0.32、1、3.2、10、32、100、320、1000、3200s 计算的相频率的频谱曲线。

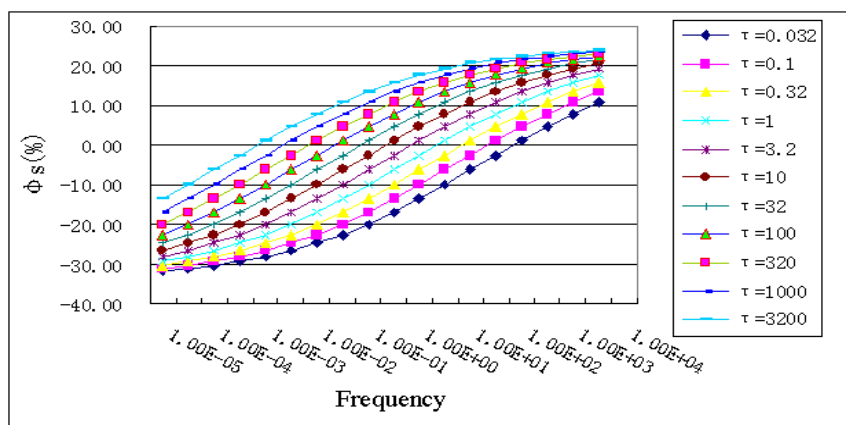


图 2-21 不同时间常数对应的相频率的频谱曲线 ($m=0.8$, $c=0.25$)

从图 2-21 可以看出相频率为零时的频率就是激电绝对相位与幅频率取得异常最大值的频率, 即其极值频率。从图上可以看出随着时间常数的增大, 相频率为正直的频点也越多, 且过零点的频率越低, 其时间常数越大, 故通过分析相频率过零点的频率高低, 能对勘探区的时间常数大小进行估计。

图 2-22 为固定时间常数与频率相关系数时, 充电率分别为 0.1、0.2、0.3、0.4、0.5、0.6、0.7、0.8、0.9 时计算的相频率的频谱曲线。

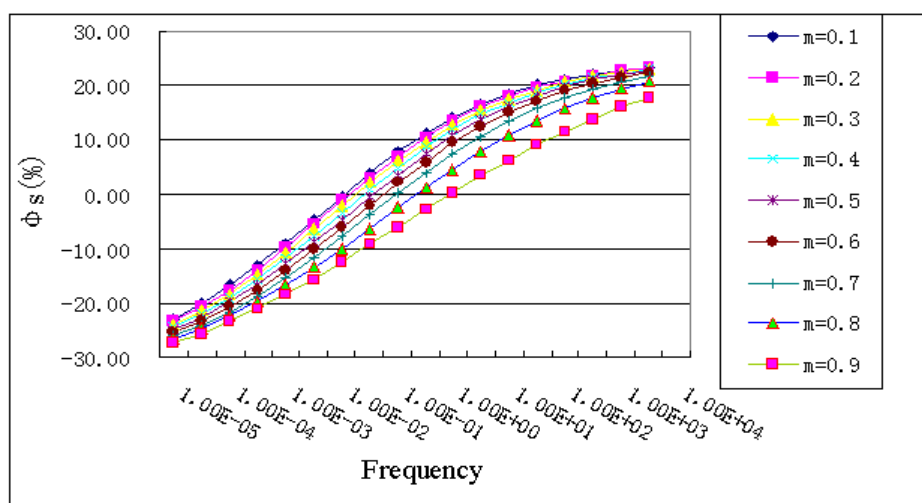


图 2-22 不同充电率对应的相频率的频谱曲线 ($\tau = 10$, $c=0.25$)

从图 2-22 可以看出, 充电率对应的相频率频谱曲线的分异性没有时间常数对应的频谱曲线好, 其主要原因在于充电率的变化范围没有时间常数范围宽。也说明相频率对充电率的相关性不很强。从上图随着充电率的增大, 相频率频谱曲线相对于频率对数而言, 曲线越来越趋于直线, 即趋于线性关系。

图 2-23 为固定时间常数与充电率, 频率相关系数分别为 0.1、0.2、0.3、0.4、0.5、0.6、0.7、0.8、0.9 时计算的相频率的频谱曲线。

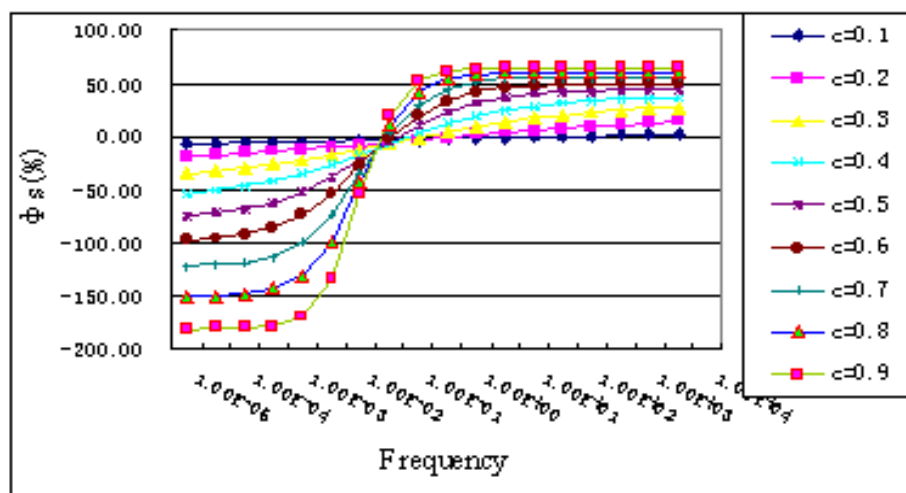


图 2-23 不同频率相关系数对应的相频率的频谱曲线 ($\tau = 10$, $m=0.8$)

从上图可以看出, 当频率相关系数很小时, 相频率与频率对数近似成线性关系, 随着频率相关系数的增大, 这种关系越来越不明显。不同频率相关系数的相频率的过零点频率几乎相同, 除了相关系数很小时 ($c < 0.2$)。总体而言随着频率相关系数的增大, 相频率的绝对值越来越大, 且相频率曲线与频率对数越不成线性关系, 曲线形态变化越大。但从野外实践情况看, 频率相关系数变化范围为 $0.1 \sim 0.6$, 常见值为 0.25 , 故从实践的角度而言, 其与相频率的相关性不强, 仅在对对比区分频率相关系数相差很大的激电异常体时, 有所作用。

综合图 2-21~23, 可以得出相频率与时间常数的相关性很强, 当充电率与频率相关系数一定时, 相频率的过零点的频率值与时间常数成反向变化, 即时间常数大时, 其过零点频率低; 时间常数小时, 其过零点频率高。而相频率的过零点频率与充电率及频率相关系数相关性很弱, 但相频率的曲线形态与频率相关系数相关性很强。

2.6 伪随机激电多参数谱法

通过上述对频率域激电参数的分析研究, 特别是在提出充电率、相频率激电参数概念的基础上, 虽然激电法中一些参数是等效的, 还有一些是在基本参数上推导出来的激电参数, 但由于激电参数的等效性是指等效的双方从发现异常提供大地激发极化信息的角度来说, 具有同等的效力, 而不是说它们彼此相等。在理论上, 等效的双方可以互相换算, 但并不等于说在实际条件下这些换算具有可行性的。在野外, 观测的频段 (时间段) 很有限, 又存在一定的观测误差, 这些因素都使得等效转换在实际条件下是难以实现的。再者, 在具体条件下, 各种激电参数受到的干扰不可能相同, 如: 振幅是指电位差的高低, 而相位差是指时间的

滞后,测量多种参数将使得在资料利用上有选择余地,从而使结果的解释更可靠。还有一个,根据任务的需要、地区的特点,兼顾地球物理人员的技术经验和技术装备的不同,在方法上与主要测量参数选择上将会出现差别。

激电法的所有参数中,每个参数在反映地下岩矿石的特性上各有侧重与不同,如电阻率反映的是岩矿石在电流传导方面的特性,幅频率则反映的是岩矿石的激电效应特性,相频率则主要反映岩矿石的时间常数特性(即极化速度快慢);复电阻率的虚分量谱与相位谱在反映岩矿石的参数上相同,且异常情况都具有微分特性,但虚分量的极值频率与时间常数有关,而与充电率、频率相关系数无关,相位极值频率却与时间常数、充电率、频率相关系数均有关,故单独分析虚分量的极值频率特性就能了解岩矿石的时间常数情况,而在相位极值频率中剔除时间常数的影响,就能获得岩矿石的充电率与频率相关系数的信息,鉴于频率相关系数的变化范围很小,且常见值为 0.25,故通过对复电阻率虚分量极值频率和相位极值频率的综合分析就能获取勘探区内岩矿石的时间常数、充电率、频率相关系数的全部信息等等。故有必要对激电法中的各种参数进行综合分析处理。

由于伪随机场源能在同一时间把包含多种频率的 2^n 伪随机信号供入地下,随着伪随机场源在激电法中的应用,伪随机激电法将能测量多种参数的频率谱曲线,通过综合分析各种参数的频率特性,将有望提高对岩矿石各种电性参数的研究程度。故笔者提出伪随机激电多参数谱法这一概念,该方法的激励场源是 2^n 系列伪随机信号的伪随机场源,测量的参数为电阻率、幅频率、相位、相对相位、相频率、充电率,研究对象是上述各种参数的频率谱,研究方法是通过综合研究上述多种参数的频率谱特性,提高对地下岩矿石的各种特性的研究程度。该方法相对于其他激电法的主要特点是综合研究各种参数的频率谱特性,分析各种参数在反映研究区域内岩矿石的各种特性上的差异,以求对目标体的各种特性(如:矿物成分、含量、埋深、产状等)作尽可能全面的了解,以正确指导下一步地质勘探工作

2.7 双频激电相位法

何继善院士创造性地提出双频激电法,从而使频率域激电法在校正感应耦合、提高工作效率与测量精度等方面具有特别的优点^[2]。笔者在总结双频激电法及相位激电法的基础上提出双频激电相位法,该方法既能测量地下激电异常体的

激电效应强弱，也能在一定程度上对激电异常源进行性质区分。

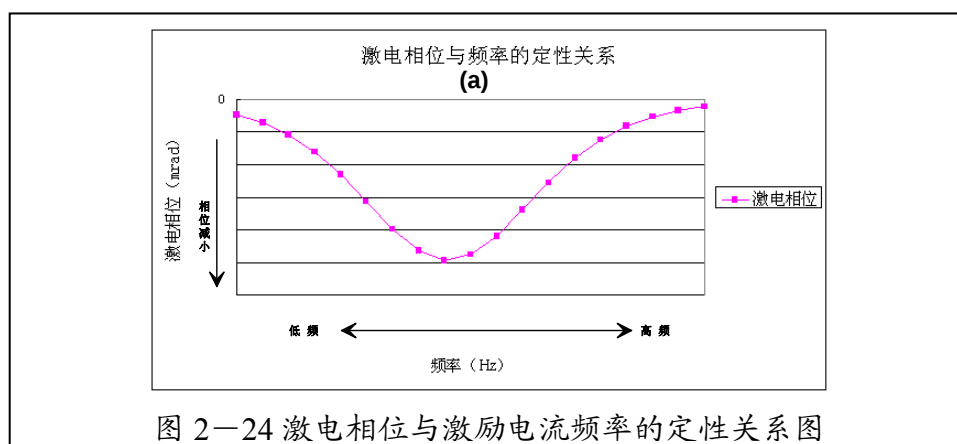
2.7.1 双频激电相位法基本定义

双频激电相位法是借鉴双频激电法和相位激电法的基本方法与原理，与双频激电法不同的主要是其测量参数为相位差，而不是幅频率；与相位激电法不同的是，该方法的激励信号为两个频率的调制信号，而不是一个频率或一个个的频率信号。即双频激电相位法发送机供入地下的是与双频激电法相同的激励信号，而接收机测量的是与相位激电法相同的两个频率相对于供电电流的相位差参数。通过研究两个频率相位的关系，达到分析激电异常源性质的目的。

2.7.2 双频激电相位法的理论分析

双频激电相位法的基本原理与双频激电法相同，不同的是测量参数不一样，该方法测量的是两个频率电位差相对于电流的相位差，而不是其电位振幅。下面定性的分析该方法既能测量激电效应又能进行激电异常源性质区分的基本原理。

图 2—24 为激电相位与激励电流频率的定性关系图。

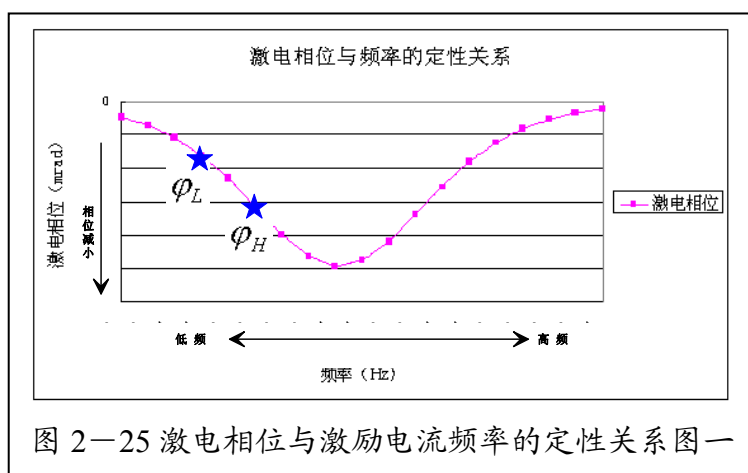


从上图及前面对相位激电法的分析可以得出相位的大小是反映异常体的激电效应强弱的参数，故通过测量两个频率中的一个频率的激电相位大小就能反映出激电异常体的激电效应强弱，从而可以发现激电异常体，这点上该方法的作用与双频激电法、相位激电法的一样。但从上图可以发现，不同频率的激电相位不同，在相位极值频率的左边（低频段）相位是随着频率的递增而递减的变化关系，而在右边（高频段）的相位却是随着频率的递增而递增的变化关系。设低、高频电流测量的相位差分别是 φ_L 、 φ_H 。通过前面的分析与研究知道相位极值频率低高反映异常体的时间常数的大小。

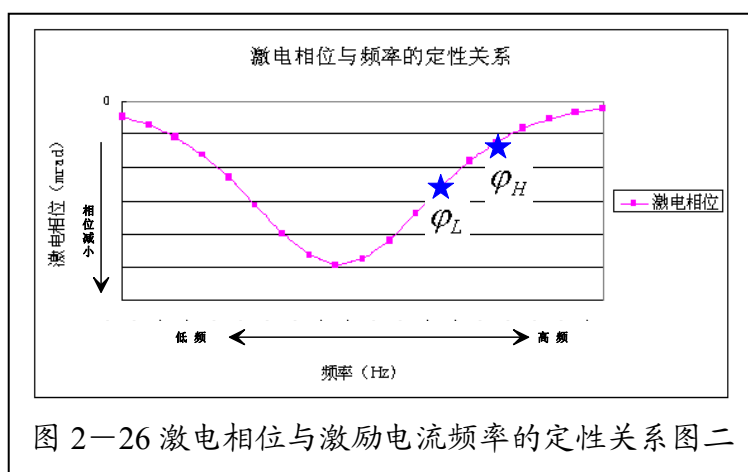
对比分析两个频率测量的相位 φ_L 、 φ_H ，可得出如下结论：

- 1) 当 $\varphi_L > \varphi_H$ ，相位在相位谱曲线的左边曲线段，即相位极值频率较高，可

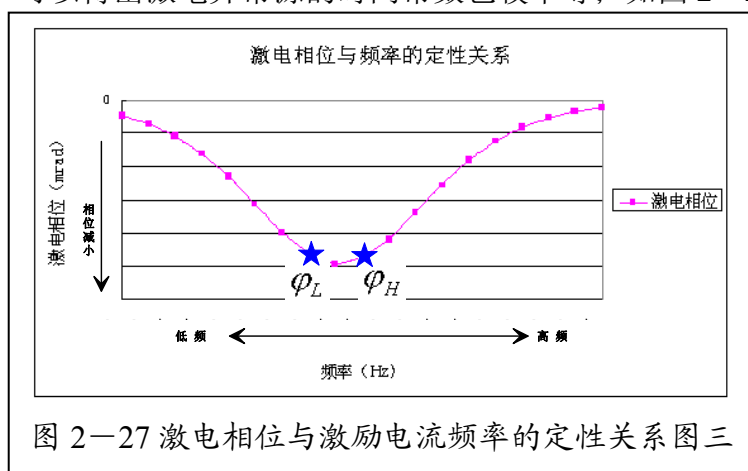
以得出激电异常源的时间常数较小；如图 2-25 所示：



- 2) 当 $\varphi_L < \varphi_H$ ，相位在相位谱曲线的右边曲线段，即相位极值频率较低，可以得出激电异常源的时间常数较大；如图 2-26 所示：

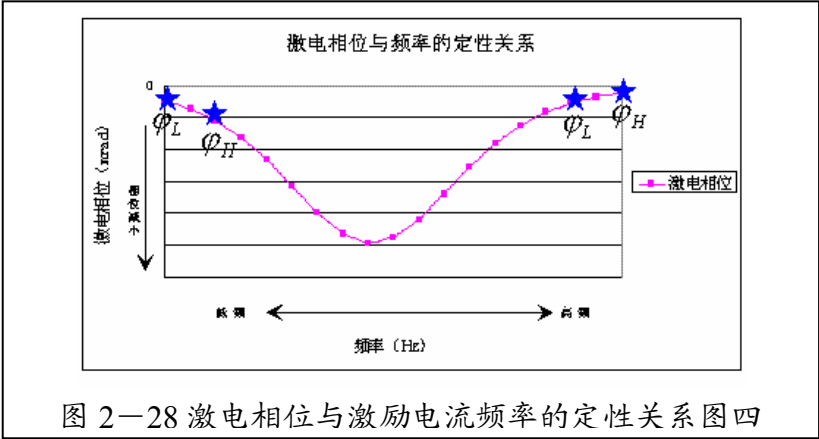


- 3) 当 $\varphi_L \approx \varphi_H < 0$ ，相位在相位谱曲线的中间曲线段，即相位极值频率较中等，可以得出激电异常源的时间常数也较中等；如图 2-27 所示：



- 4) 当 $\varphi_L \approx \varphi_H \approx 0$ ，相位在相位谱曲线的右边或左边曲线平直段，即相位极值频率非常低或非常高，可以得出激电异常源的时间常数非常大或非常

小，如图 2—28 所示。而从前人研究成果看，自然界中出现激电异常源的时间常数非常大的现象很少，故在实际工作中当相位出现上面的关系时，很大概率上是时间常数非常小引起的，对于是非常大或非常小引起的还可以从其他途径的信息进行分析，如地质、化探、其他物探方法的相关资料。

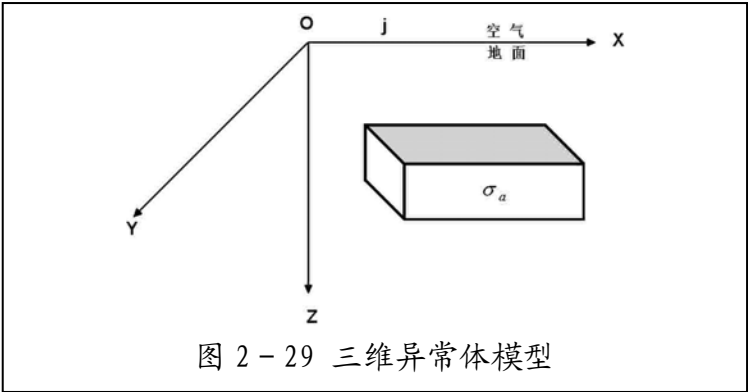


故比较两个频率的相位情况，就能分析激电异常源的时间常数参数的大小，而时间常数与异常源的矿物含量、矿物成分、致密程度、连通情况、矿物排列方向等因素有关，所以通过比较两个频率的相位关系就能获得激电异常源有关性质方面的信息。

从上面的分析研究可以看出双频激电相位法既可以评价激电效应强弱，还可以定性的分析激电异常源性质，而其工作量与双频激电法一样，仅是测量参数不同。双频激电相位法其实是伪随机多频激电相位法的特例，即供入的是 2^1 系列的伪随机信号，不过该方法在不增加双频激电法的工作量的前提下能达到对激电异常源性质作一定程度上的区分。

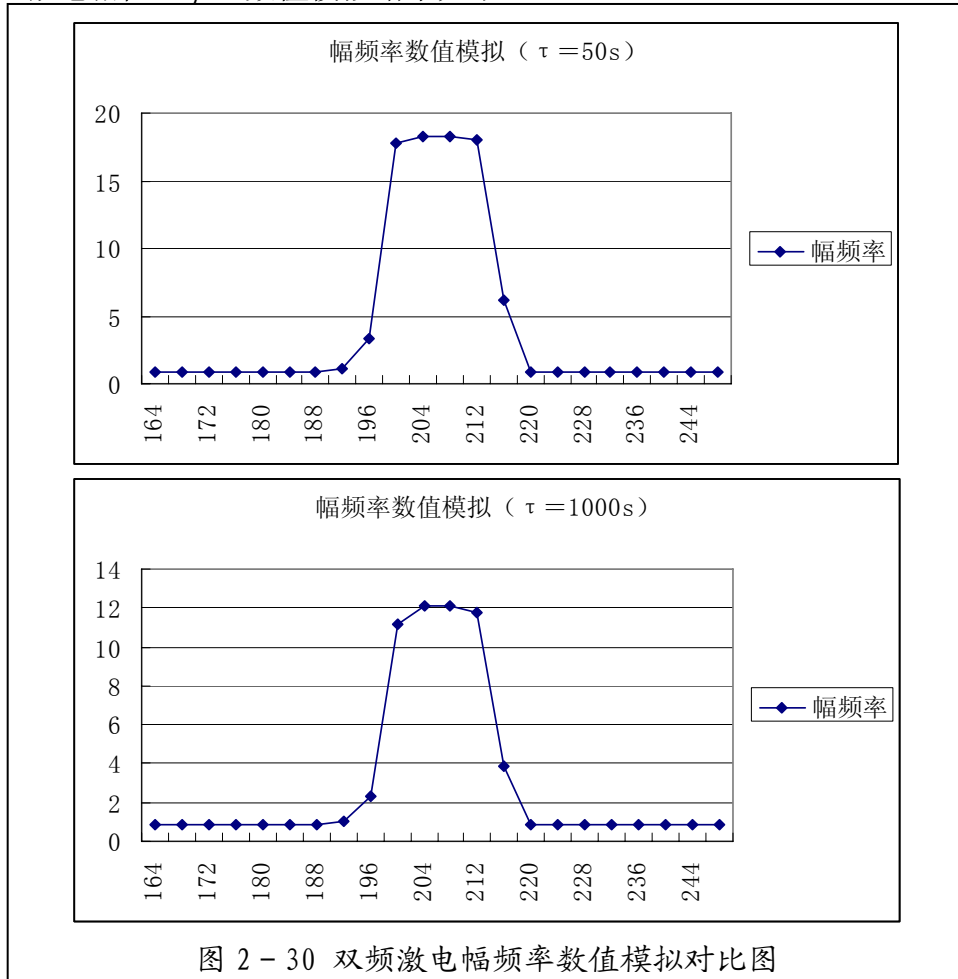
2. 7. 3 双频激电相位法的数值模拟

为分析双频激电相位法在具体地质模型下的勘探效果，特设置如下地质模型：考虑的地电结构模型如图 2—29 所示，半空间大地中含有一矩形异常体。



上述模型参数是假设在均匀导电半空间大地中有一个大小为 $200 \times 200 \times 200$ 米的异常体, 顶端埋深 200 米, 其复电阻率的电性参数为 $\rho_0 = 10 \Omega \cdot m$, $M_0 = 0.8$, $C_0 = 0.25$, 大地的电性参数为 $\rho_1 = 1000 \Omega \cdot m$, $M_1 = 0.04$, $C_1 = 0.25$, $\tau_1 = 1s$ 。供电电极距 $AB=1000$ 米, 测量电极距 $MN=40$ 米, 采用 13 倍频的 f_1 、 f_2 两个频率, 即 $f_2:f_1=13:1$, 基频 $f_1=0.5Hz$ 。

基于对金属硫化物和石墨类岩石的时间常数的认识, 选择 $\tau_0 = 50s$ 代表金属硫化物, $\tau_0 = 1000s$ 代表石墨类岩石, 并分别对两个模型进行数值模拟。幅频率 (Fs)、激电相位 (φ) 数值模拟结果如下:



从图 2-30 可以看出, 从幅频率参数无法识别时间常数不同的两个模型, 即两个模型均存在高幅频率值, 只是幅频率值的大小有些区别。为了对该模型进行区分, 特对其激电相位进行数值模拟, 图 2-31 为上述两个模型的激电相位数值模拟结果。

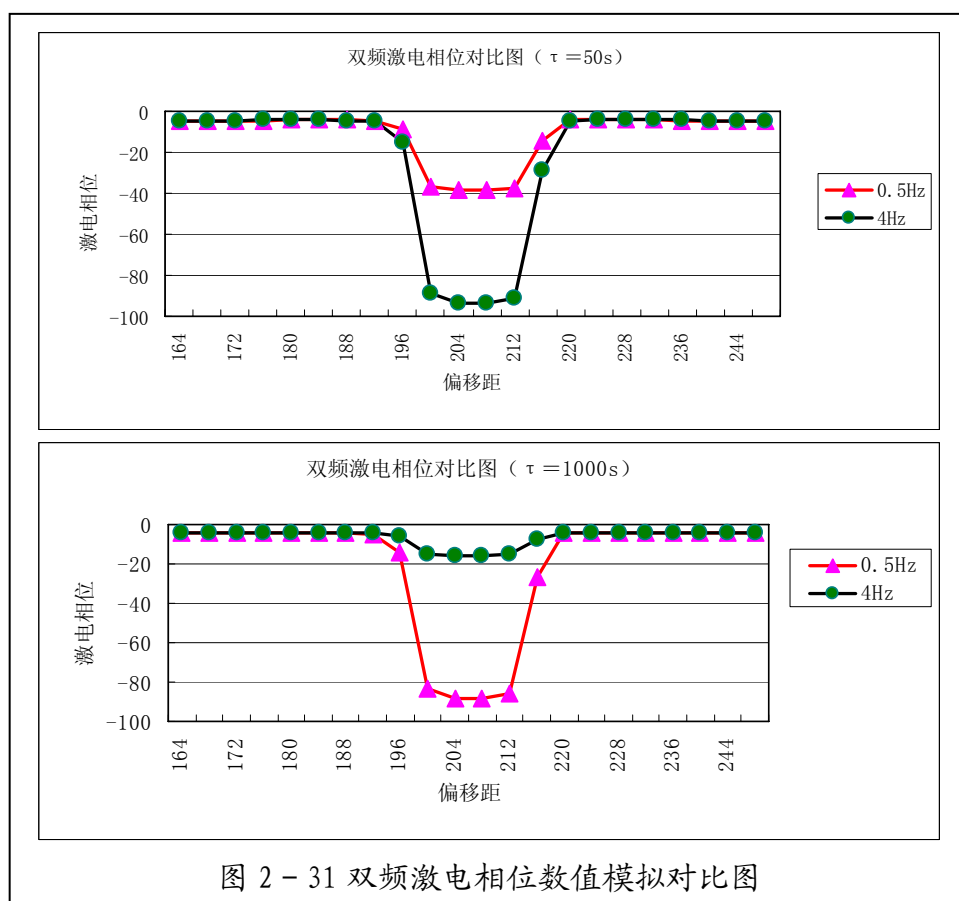


图 2 - 31 双频激电相位数值模拟对比图

从上图可以看出：两个时间常数不同的模型在双频激电相位对比图中，高低频相位的对比关系存在完全不同的关系，即对于时间常数为 50s 的模型，存在：

$$\varphi_L > \varphi_H$$

其中 φ_L 、 φ_H 分别为低频、高频的激电相位值。

对于时间常数为 1000s 的模型，存在：

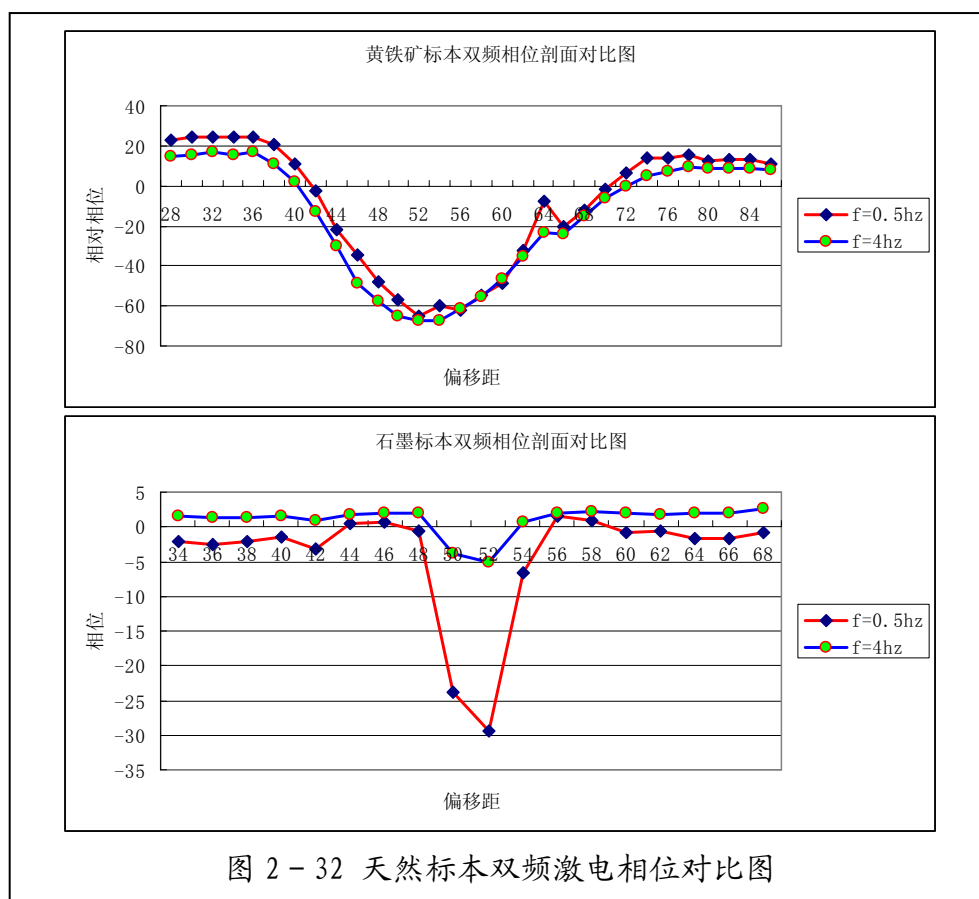
$$\varphi_L < \varphi_H$$

其中 φ_L 、 φ_H 分别为低频、高频的激电相位值。

故根据高低频激电相位的对比关系，有可能区分激电异常源的时间常数大小。而时间常数与异常源的矿物含量、矿物成分、致密程度、连通情况、矿物排列方向等因素有关，所以通过比较两个频率的相位关系就能获得激电异常源有关性质方面的信息。

2.7.4 双频激电相位法的物理模拟

物理模型选用浸染状的黄铁矿体和块状的石墨岩石，采用中间梯度装置，供电距为 100cm，测量距为 2cm，测量环境为边长 150cm 的正方水槽。



上述图 2-32 的两种不同天然标本的双频激电相位对比图可以看出，黄铁矿激电相位曲线在异常体上出现 $\varphi_L \approx \varphi_H$ ，反映其时间常数中等；石墨矿激电相位曲线在异常体上出现 $\varphi_L < \varphi_H$ ，反映其时间常数较大，故黄铁矿与石墨矿在双频激电相位曲线上表现的特征不一样，故可以通过分析双频激电相位的对比关系，获取不同激电异常体的时间常数信息，对其性质进行一定程度上的区分。

2.7.5 双频激电相位法的特点

双频激电相位法是在双频激电法的基础上通过改变测量参数为激电相位而发展的一个激电法，故该方法具备双频激电法的一些优点。其基本原理为：同时供双频电流并同时观测双频电位相对于激励电流的相位差。通过研究两个频率的激电相位差的情况，可以分析激电效应的强弱和激电异常体的时间常数大小。同时该方法还有如下的优点：两种频率的频差可任意选择；无需稳流；观测装置轻便；抗干扰能力强；能作一定程度感应耦合校正等。其缺点有：为测量激电电位相对于激励电流的相位差，发送机与接收机必须同步，从而必须在收发设备上增加同步功能。

通过上述对双频激电相位法的理论分析、数值模拟、物理模拟的结果研究，可以得出该方法在基本不增加双频激电法工作量的基础上，能达到反映地质体的

激电效应的强弱和激电异常体的时间常数大小,从而能在一定程度上区分异常体的性质,为区分炭质岩石与金属硫化物提供可能。双频激电相位法其实是伪随机多频激电相位法的特例,即供入的是 2^1 系列的伪随机信号,不过该方法在不增加双频激电法的工作量的前提下能达到对激电异常源性质作一定程度上的区分。

2.8 伪随机激电相对相位法的基本原理

为分析伪随机激电相对相位法的基本原理,首先需要相位与激励电流的频率关系,图 2-25 为激电相位与多频激励电流的频率关系图,为简单起见,仅分析三个频率的信号,更多频率的分析情况与三个频率的情况相似。设低、中、高频的激励电流的频率分别为图上所示的 f_L 、 f_M 、 f_H (频比为 k),对应的激电相位分别为 φ_L 、 φ_M 、 φ_H ,故根据相对相位的定义式可得出两个相对相位值:

$$\varphi_{L-M} = \frac{k\varphi_L - \varphi_M}{k-1}$$

$$\varphi_{M-H} = \frac{k\varphi_M - \varphi_H}{k-1}$$

基于前人研究的结论:当频比 $K < 5$ 时,激电相位近似相等,其实从图 2-1 可以发现,当频比 $K < 5$ 时,激电相位还有一个关系——激电相位近似成线性关系。故可以假设:

$$\varphi_H : \varphi_M : \varphi_L = i^2 : i : 1 \quad (2-35)$$

故两个相对相位值可以简化如下:

$$\varphi_{L-M} = \frac{k\varphi_L - \varphi_M}{k-1} \approx \frac{k\varphi_L - i\varphi_L}{k-1} = \frac{k-i}{k-1}\varphi_L \quad (2-36)$$

$$\varphi_{M-H} = \frac{k\varphi_M - \varphi_H}{k-1} \approx \frac{ki\varphi_L - i^2\varphi_L}{k-1} = \frac{ki-i^2}{k-1}\varphi_L \quad (2-37)$$

故:

$$\varphi_{M-H} : \varphi_{L-M} = i : 1 \quad (2-38)$$

现分别分析相位比 i 的情况:

1) 当相位极值频率 f_P 非常高,即激电异常源的时间常数非常小时,三个电流频率位于相位曲线左侧的平直段,即 $f_L < f_M < f_H \ll f_P$,如图 2-25(a)所示,这时三个相位关系为:

$$\varphi_L \approx \varphi_M \approx \varphi_H \approx 0, \text{ 故 } i \approx 1$$

这时两个相对相位值:

$$\varphi_{L-M} = \frac{k\varphi_L - \varphi_M}{k-1} \approx \varphi_L \approx 0 \quad (2-39)$$

$$\varphi_{M-H} = \frac{k\varphi_M - \varphi_H}{k-1} \approx \varphi_M \approx 0 \quad (2-40)$$

所以：

$$\varphi_{L-M} \approx \varphi_{M-H} \approx 0 \quad (2-41)$$

即(2-41)式反映激电异常源的时间常数特别低。

2) 当相位极值频率 f_P 较高, 即激电异常源的时间常数较小时, 三个电流频率位于相位极值频率左侧的相位曲线倾斜变化段时, 如图 2-25(b)所示, 这时三个激电相位关系为:

$$\varphi_L > \varphi_M > \varphi_H > 0, \text{ 故 } i > 1$$

所以：

$$\varphi_{M-H} < \varphi_{L-M} < 0 \quad (2-42)$$

故(2-42)式反映激电异常源的时间常数较低。

3) 当相位极值频率 f_P 在三个电流频率附近时, 此时相位极值频率为中等, 激电异常源的时间常数也为中等, 如图 2-25(c)所示, 此时三个激电相位有如下关系:

$$\varphi_L \approx \varphi_M \approx \varphi_H < 0, \text{ 故 } i \approx 1$$

所以：

$$\varphi_{L-M} \approx \varphi_{M-H} < 0 \quad (2-43)$$

故(2-43)式反映激电异常源的时间常数为中等。

4) 当相位极值频率 f_P 在三个电流频率左侧时, 此时相位极值频率为较低频, 激电异常源的时间常数较大, 如图 2-25(d)所示, 此时相位有如下关系:

$$\varphi_L < \varphi_M < \varphi_H < 0, \text{ 故 } i < 1$$

所以：

$$\varphi_{L-M} < \varphi_{M-H} < 0 \quad (2-44)$$

故(2-44)式反映激电异常源的时间常数较大。

5) 当相位极值频率 f_P 非常低, 即激电异常源的时间常数非常大时, 三个电流频率位于相位曲线右侧的平直段, 即 $f_P \ll f_L < f_M < f_H$, 如图 2-25(e)所示, 这时三个相位关系为:

$$\varphi_L \approx \varphi_M \approx \varphi_H \approx 0, \text{ 故 } i \approx 1$$

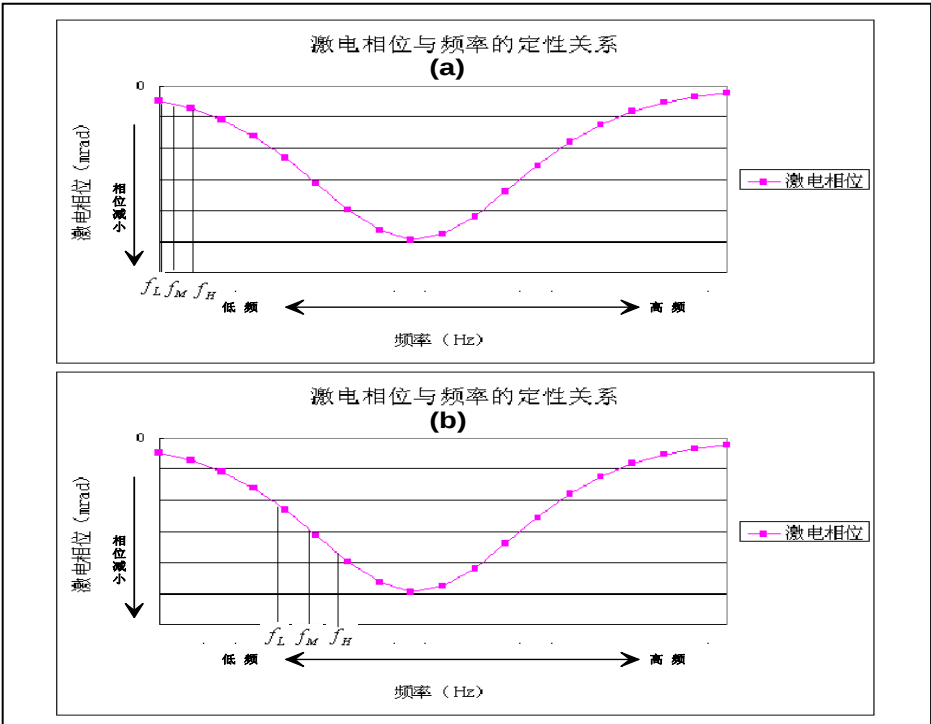
所以：

$$\varphi_{L-M} \approx \varphi_{M-H} \approx 0 \quad (2-45)$$

其相对相位的相互关系与相位极值频率 f_P 非常高时结论一样, 对于这种情况, 但从相对相位的对比关系, 无法确定反映的是激电异常源的时间常数是是非常

大还是非常小。这时需要综合其他方面的资料，如地质、化探或其他物探方法的结果进行具体分析区分。

综合上述激电相位极值频率的五种情况，可以得出根据相对相位的对比关系能在一定程度上分析激电异常源的相位极值频率高低，进而得出其时间常数的大小，而激电异常源的时间常数与异常源的矿物含量、矿物成分、致密程度、连通情况、导电物质的排列情况等相关，故根据相对相位能对激电异常源性质进行区分。



第三章 伪随机激电参数数值模拟

本章对均匀半空间中一个特定三维模型的绝对相位、相对相位、幅频率、相频率的频谱,进行了数值模拟。并分析了不同参数如时间常数 τ 、频率相关系数 c 、极化体电阻率比值 μ 、极化体埋深 H 等对绝对相位、相对相位、幅频率、相频率的影响情况。

3.1 基本理论

伪随机激电法多参数的数值模拟,其基本理论是麦克斯韦方程,在数值模拟的算法中主要有限差分法、有限单元法、积分方程法等。有限差分法计算原理和编制程序都比较简单,且易于解决由二维过渡到三维问题,比较适用与计算平面规则形体(如板状体、层状或似层状体)的异常。有限单元法的优点是适用与模拟形状不规则的地质体和地形起伏,但其计算程序编制较复杂,尤其是对三维地电条件的模拟更为复杂。积分方程法是从场参数(场强或场的单位)所满足的微分方程边值问题出发,通过某些变换导出有关参数满足的积分方程,然后用近似计算方法求此积分方程的数值解,并由此得出或进一步计算场参数的分布^[51]。

故采用积分方程法对伪随机激电法相对相位进行数值模拟,是比较合适的选择。根据有关理论及相关文献介绍^[54-59],利用积分方程法进行三维电磁模拟,关键是求取相应情况下的张量格林并矢,它是 Fredholm 积分方程中的积分核函数,只要求出了张量格林并矢,就可以由 Fredholm 方程实现三维电磁散射的数值模拟。

3.1.1 Fredholm 积分方程

考虑的地电结构模型如图 3-1 所示,半空间大地中含有一矩形异常体。

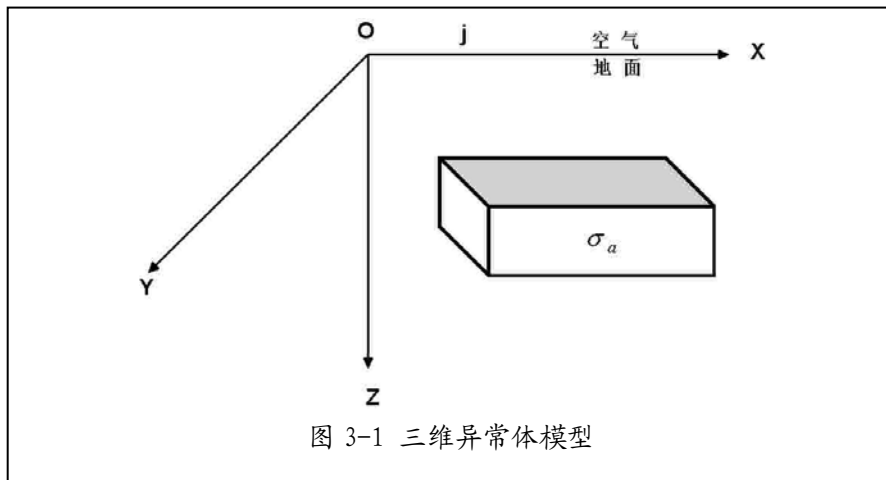


图 3-1 三维异常体模型

假设不极化的半空间大地是均匀、各向同性的，其电导率为 σ ，各向同性异常体的电导率为 σ_a ，在电流 j_i 的激发下，根据麦克斯韦方程则可得频率域三维电磁散射的矢量波动方程：

$$\nabla \times \nabla \times E(r) + k^2 E(r) = \begin{cases} (k_a^2 - k^2)E(r) & r \in V \\ 0 & r \notin V \end{cases} \quad (3-1)$$

其中， k_a 和 k 分别是异常体和大地中的波数。由于伪随机激电法采用的供电电流频率很低($10^{-2} \sim 10^2 \text{Hz}$)，可以忽略位移电流的影响，那么由均匀半空间的电势格林函数可得如下表达式：

$$E(r) = E^P(r) + \frac{\sigma_a - \sigma}{\sigma} \int_V G(r, r') \bullet E(r') dV' \quad (3-2)$$

这是第二类奇异、矢量 Fredholm 积分方程。其中 $E^P(r)$ 为激发源产生的一次场，可用解析法直接求得。 $G(r, r')$ 为电势格林并矢， $G = G^P + G^S$ ，其中：

$$G^P = \begin{bmatrix} \frac{e^{-ik_1 R}}{4\pi R} + \frac{\partial}{\partial x'} \left(\frac{x-x'}{k_1^2} \alpha_1 \right) & \frac{\partial}{\partial y'} \left(\frac{x-x'}{k_1^2} \alpha_1 \right) & \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{x-x'}{k_1^2} \alpha_1 \right) \\ \frac{\partial}{\partial x'} \left(\frac{y-y'}{k_1^2} \alpha_1 \right) & \frac{e^{-ik_1 R}}{4\pi R} + \frac{\partial}{\partial y'} \left(\frac{y-y'}{k_1^2} \alpha_1 \right) & \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{y-y'}{k_1^2} \alpha_1 \right) \\ \frac{\partial}{\partial x'} \left(\frac{z-z'}{k_1^2} \alpha_1 \right) & \frac{\partial}{\partial y'} \left(\frac{z-z'}{k_1^2} \alpha_1 \right) & \frac{e^{-ik_1 R}}{4\pi R} + \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{z-z'}{k_1^2} \alpha_1 \right) \end{bmatrix}$$

$$G^S = \begin{bmatrix} \alpha_2 + \frac{\partial}{\partial x'} \left(\frac{x-x'}{k_1^2} \alpha_3 \right) & \frac{\partial}{\partial y'} \left(\frac{x-x'}{k_1^2} \alpha_3 \right) & \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{x-x'}{k_1^2} \alpha_4 \right) \\ \frac{\partial}{\partial x'} \left(\frac{y-y'}{k_1^2} \alpha_3 \right) & \alpha_2 + \frac{\partial}{\partial y'} \left(\frac{y-y'}{k_1^2} \alpha_3 \right) & \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{y-y'}{k_1^2} \alpha_4 \right) \\ \frac{\partial}{\partial x'} \left(\frac{z+z'}{k_1^2} \alpha_4 \right) & \frac{\partial}{\partial y'} \left(\frac{z+z'}{k_1^2} \alpha_4 \right) & \frac{-e^{-ik_1 R_s}}{4\pi R_s} + \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{z+z'}{k_1^2} \alpha_4 \right) \end{bmatrix}$$

式中：

$$\alpha_1 = (ik_1 R + 1) \frac{e^{-ik_1 R}}{4\pi R^3}, \quad \alpha_2 = \frac{1}{4\pi} \int_0^\infty \frac{u_1 - \lambda}{u_1 + \lambda} \bullet \frac{\lambda}{u_1} e^{-u_1(Z+Z')} J_0(\lambda \rho) d\lambda,$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{4\pi \rho} \int_0^\infty \left(2 - \frac{\lambda}{u_1} \right) e^{-u_1(Z+Z')} J_0(\lambda \rho) d\lambda, \quad \alpha_4 = (ik_1 R_s + 1) \frac{e^{-ik_1 R_s}}{4\pi R_s^3}.$$

为了对(3-2)式利用计算机进行数值模拟计算，可把异常体区域 V 划分为 N 块，视每个立方体小块单元内的电场为常数，并用它在每小块体中心的值代替，那么(3-2)式就可写为：

$$E(r) = E^P(r) + \frac{\sigma_a - \sigma}{\sigma} \sum_{n=1}^N \int_{V_n} G(r, r') \bullet E_n dV' \quad (3-3)$$

在第 m 个单元中心点的电场就可写为：

$$E(r) = E^P(r) + \frac{\sigma_a - \sigma}{\sigma} \sum_{n=1}^N \Gamma_{mn} \cdot E_n \quad (3-4)$$

其中:

$$\Gamma_{mn} = \int G(r_n, r') dV' \quad (3-5)$$

对式(3-4)进行改写为:

$$\sum_{n=1}^N \frac{\sigma_a - \sigma}{\sigma} [\Gamma_{mn} - \delta_{mn}] \cdot E_n = -E_m^P \quad (3-6)$$

其中:

$$\delta_{mn} = \begin{cases} I & \text{当 } m = n \text{ 时} \\ 0 & \text{当 } m \neq n \text{ 时} \end{cases} \quad (3-7)$$

I 是单位张量, m 和 n 为小块体的编号。将 E_n 和 E_m^P 分别用 x 、 y 和 z 三个方向上的分量来表示:

$$E_n = E_n^x e_x + E_n^y e_y + E_n^z e_z \quad (3-8)$$

$$E_m^P = E_m^{Px} e_x + E_m^{Py} e_y + E_m^{Pz} e_z \quad (3-9)$$

这样, 对于每一个给定的 m , 由式 (3-4) 便可给出三个关于 $E_n^x, E_n^y, E_n^z (n=1, 2, \dots, N)$ 的线性方程。当 m 取 $1, 2, \dots, N$ 时, 便一共有 $P=3N$ 个线性方程, 并可组成一个未知数与方程个数相同的 $3N$ 阶线性方程组, 其矩阵形式为:

$$[A][E] = -[E^P] \quad (3-10)$$

式中 $[A]$ 为线性方程组的系数矩阵 ($3N \times 3N$) 阶方阵。求解矩阵方程 (3-10) 就可求得每小块体中心的电场, 进而求得空间任一点的电场。

为了获得上述线性方程组的右端项, 需要计算出地表水平电偶极子在异常体各小块中心的一次场的 x 、 y 和 z 三个方向上的分量。

设在均匀大地地表放置一谐变水平电偶极子, 可得:

$$E_x = 2c \left[\frac{\partial^3 N}{\partial y^2 \partial z} - \frac{\partial^2 P}{\partial z^2} \right] \quad (3-11)$$

$$E_y = -2c \frac{\partial^3 N}{\partial x \partial y \partial z} \quad (3-12)$$

$$E_z = 2c \frac{\partial^2 P}{\partial x \partial z} \quad (3-13)$$

$$\text{其中: } P = \int_0^\infty \frac{\lambda}{u_1} e^{-u_1 z} J_0(\lambda \rho) d\lambda, \quad N = \int_0^\infty \frac{1}{u_1} e^{-u_1 z} J_0(\lambda \rho) d\lambda$$

为求解式 (3-10), 需要对张量格林函数在所剖分的每个小块体内积分, 求得系数矩阵 $[A]$ 的各元素。

设小块体的体积 V_n 为 $\Delta x \cdot \Delta y \cdot \Delta z$, 对于 G^A 的积分用近似体积分求得:

$$\Gamma_n^A = \int_{V_n} G^A dV_n = V_n (G_n^{AP} + G_n^{As}) \quad (3-14)$$

其中 G_n^A 为小块体中心的值。

由相关文献^[54-55]可得：

$$\begin{aligned}\Gamma^\varphi &= \int_{V_n} (G^{\varphi p} + G^{\varphi s}) dV_n \\ &= \oint_S dS_n [(x-x')g_1e_x + (y-y')g_1e_y + (z-z')g_1e_z \\ &\quad + (x-x')g_2e_x + (y-y')g_2e_y + (z+z')g_3e_z]\end{aligned}\quad (3-15)$$

式中， S_n 为小块体的表面，每个表面的积分按下式计算：

$$\begin{aligned}\Delta\Gamma^\varphi &= \frac{1}{4} \Delta_i \Delta_j n \sum_{k=1}^4 [(x-x')g_1e_x + (y-y')g_1e_y + (z-z')g_1e_z \\ &\quad + (x-x')g_2e_x + (y-y')g_2e_y + (z+z')g_3e_z]_k\end{aligned}\quad (3-16)$$

式中，方括号外的下标 k 表示方括号内的函数分别取 Δi 、 Δj 面上 4 个顶点的值。这里的 $i, j = x, y, z$ ， n 表示沿 Δi 、 Δj 面外法线方向的单位矢量。分别对小块体的六个面按(3-16)式计算出 $\Delta\Gamma^\varphi$ 后，求和就得到 Γ^φ 。

G^φ 中的 g_2 表达式可类似地求出用初等函数和修正贝塞尔函数的有限形式所表示的解析式：

$$g_2 = \frac{1}{4\pi R_s^3} [(ikR_s - 1)e^{ikR_s} + 2\tau_0] \quad (3-17)$$

把 Γ^A 和 Γ^φ 相加后，按(3-6)式就可求出系数矩阵 $[A]$ 的各个元素。通过求解线性方程组(3-10)确定异常体内各个小块中心(r_n)的散射电场后，再利用相应的格林函数计算出地面观测点(r)的电场各个分量，将 x 方向的电场分量沿测量电极 MN 积分，就可得到 M，N 电极间的电位差^[54-60]。

$$\Delta u = \int_N^M E_x dx \quad (3-18)$$

3.2 模型理论计算

选择一组频率 $f_i, f_j (f_j : f_i = k)$ ，确定相应的工作装置类型，按照前述电位与绝对相位的计算公式，可计算出均匀半空间大地中三维极化体电位差响应的振幅 ΔV_i 、 ΔV_j 、和绝对相位 Φ_i 、 Φ_j 。于是相应的幅频率、相频率和相对相位可按以下公式进行计算：

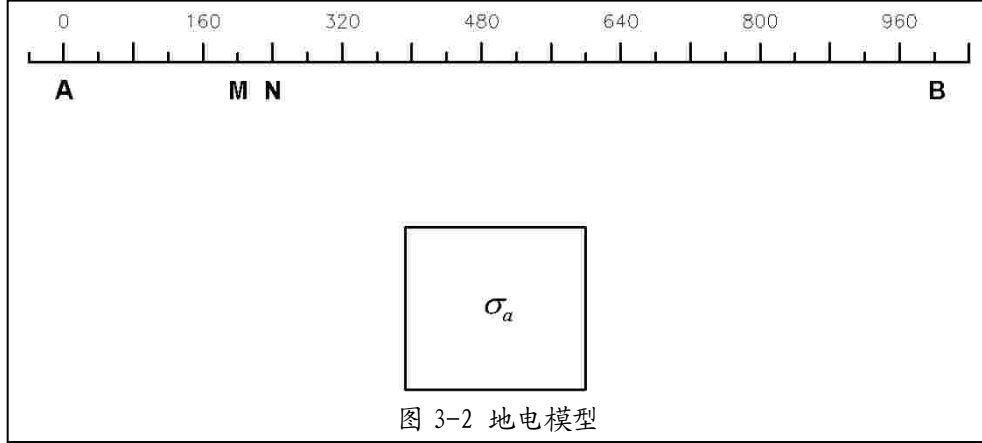
$$F_{Si} = \frac{\Delta V_i - \Delta V_j}{\Delta V_i} \times 100\% \quad (3-19)$$

$$\Phi_s = \frac{\Phi_i - \Phi_j}{\Phi_i} \times 100\% \quad (3-20)$$

$$\Phi_{i-j} = \frac{k\Phi_i - \Phi_j}{k-1} \quad (3-21)$$

3.2.1 中梯装置激电模拟

理论计算的地电模型的平面图如图 3-2 所示, 采用中间梯度装置, 进行幅频率、绝对相位、相对相位、相频率与电阻率的数值模拟。



上述模型参数是假设在均匀导电半空间大地中有一个大小为 $200 \times 200 \times 200$ 米的异常体, 顶端埋深 200 米, 其复电阻率的电性参数为 $\rho_{a0} = 10\Omega \cdot m$, $M_2 = 0.8$, $C_2 = 0.25$, 大地的电性参数为 $\rho_0 = 1000\Omega \cdot m$, $M_1 = 0.04$, $C_1 = 0.25$, $\tau_1 = 1s$ 。供电极距 $AB=1000$ 米, 测量电极距 $MN=40$ 米, 采用 2 倍频的 f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 、 f_5 5 个频率, 即 $f_5:f_4=f_4:f_3=f_3:f_2=f_2:f_1=2:1$, 基频 $f_1=0.03125Hz$ 。

基于对金属硫化物和石墨类岩石的时间常数的认识, 选择 $\tau_2 = 50s$ 代表金属硫化物, $\tau_2 = 2000s$ 代表石墨类岩石, 并分别对两个模型进行数值模拟。结果如下:

图 3-3 为利用时间常数 $\tau_2 = 50s$ 的异常体代表金属硫化物, 进而模拟金属硫化物在中梯装置下的激电绝对相位、相对相位、相频率、幅频率和电阻率剖面曲线图, 从图中可看出, 五种激电参数的异常曲线具有低阻极化体上中梯曲线的典型特征, 异常曲线相对异常体中心呈对称状。绝对相位曲线在异常体正上方有极小值, 且有 $\Phi_1 > \Phi_2 > \Phi_3 > \Phi_4 > \Phi_5$; 相对相位曲线在异常体正上方也有极小值, 且有 $\Phi_{1-2} > \Phi_{2-3} > \Phi_{3-4} > \Phi_{4-5}$; 相频率剖面曲线在异常体上出现较高的正值或负值, 在正常场中几乎为零, 而且正负值所围的异常形状与异常体很相似; 幅频率曲线在异常体正上方有极大值, 且不同的频率对应的幅频率极值不相同, 故在选择测量幅频率参数时, 要注意选择能有效反映异常的频率对; 不同频率对应的电阻率振幅值剖面曲线则几乎完全重叠, 能难从曲线上区分其频散特性。在异常体两侧五种曲线的异常均逐渐减少, 并过渡到正常场。

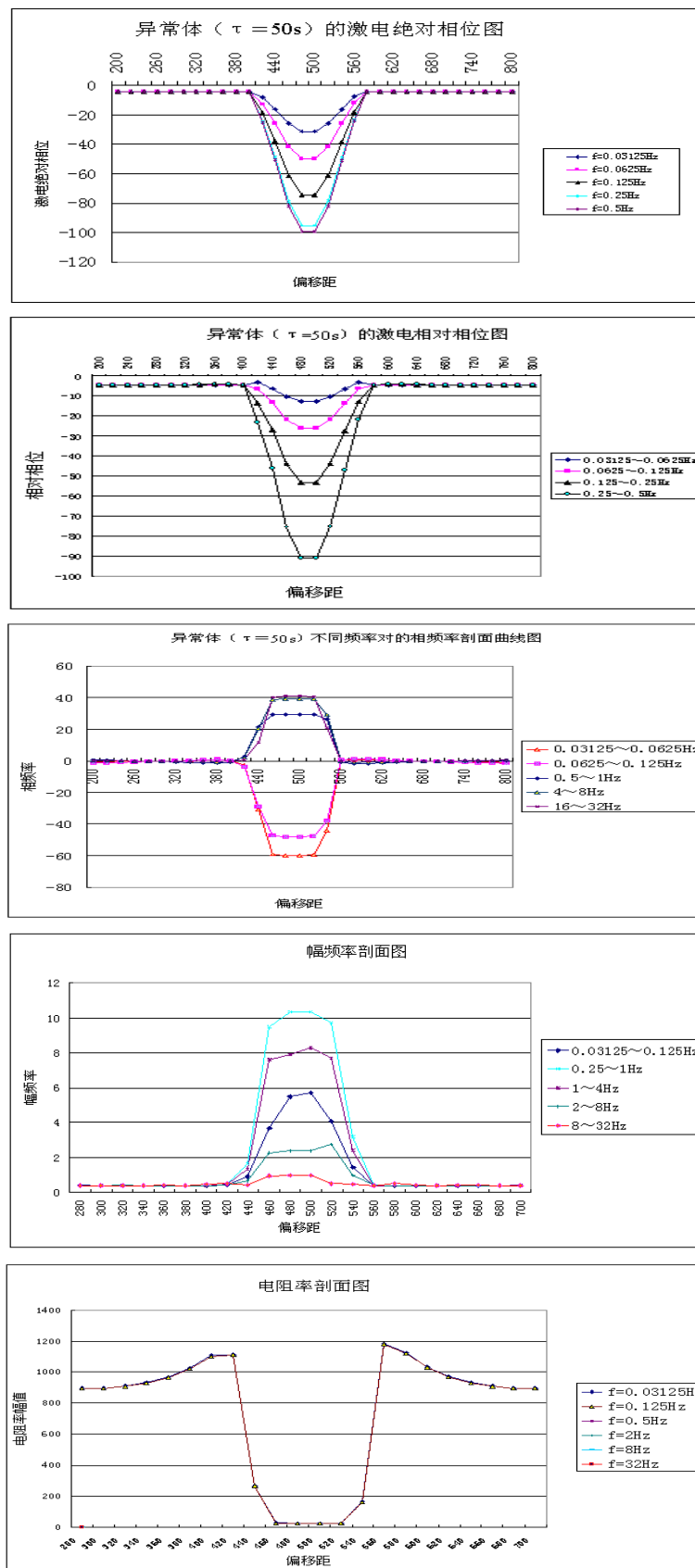


图 3-3 $\tau = 50s$ 的异常体的绝对相位、相对相位、相频率、电阻率和幅频率剖面曲线 (其余模型参数如图 3-2)

图 3-4 为时间常数 $\tau_2 = 50s$ 的异常体正上方计算出的绝对相位、相对相位、相频率、幅频率和电阻率频谱曲线,从图上可以看出,在计算的频率范围内,激电绝对相位频谱曲线与相对相位频谱曲线很相似,对异常的反映能力相当,两者的差别主要是选择哪个频率作为相对相位的对应频率值引起的。从相位的频谱曲线可以发现,随频率的增大,激电相位值先逐渐减少,到达某个频率值时,达到激电相位的极值点,然后随着频率的增加,激电相位又逐渐减少,频谱曲线也逐渐变缓。从相频率的频谱曲线变化特征可以看出,相频率曲线比其他频谱曲线平滑得多,而且特征很明显,其过零点频率近似为激电相位的极值频率,故能从曲线的变化趋势,了解异常体的时间常数等参数性质。而幅频率的频谱曲线近似与激电相位曲线关于 X 轴对称,这也说明幅频率与激电相位在发现激电异常上是等效的。电阻率振幅的频谱曲线相对于其他四个参数的曲线而言,平缓得多,故在发现激电异常上没有其他参数灵敏。

图 3-5 是用时间常数 $\tau_2 = 2000s$ 的异常体,代表石墨类岩石,进而模拟石墨类岩石在中梯装置下的绝对相位、相对相位、相频率、幅频率和电阻率剖面曲线。从图中可以看出,幅频率参数与电阻率振幅参数的曲线大体形状与图 3-3 相似,都表现出了低阻极化体上中梯曲线的典型特征。但在异常体上方的绝对相位曲线有 $\Phi_1 < \Phi_2 < \Phi_3 < \Phi_4 < \Phi_5$, 在异常体正上方相对相位曲线也有极小值,但 $\Phi_{1-2} < \Phi_{2-3} < \Phi_{3-4} < \Phi_{4-5}$, 正好与 $\tau_2 = 50s$ 的异常体异常曲线特征情况相反。相频率的剖面曲线也表现出与图 3-3 不相同的地方,在图 3-3 中相频率有正有负,而在图 3-5 中相频率却总是为正,故能从相频率的变化情况,可以识别出异常体的不同。

图 3-6 是和异常中心点对应地面上测点的绝对相位、相对相位、相频率、幅频率和电阻率频谱曲线。在所计算的频率范围内,激电相位与相对相位随着频率增大相位值增大,曲线变缓,并趋近于 0,而且两者频谱曲线很相似,从曲线的变化趋势能得出激电相位的极值频率在小于 0.03125Hz。从相频率的频谱曲线没有出现零值的现象,也能得出极值频率小于 0.03125Hz 的结论。对比图 3-4 和 3-6 中的幅频率频谱曲线,可以发现,两者的幅频率曲线相似,即幅频率曲线很难区分出两个异常体的不同,而相频率、相位、相对相位频谱曲线却能很明显的反映两者的区别。同样电阻率振幅的频谱曲线也无法对这两个异常体进行区分。

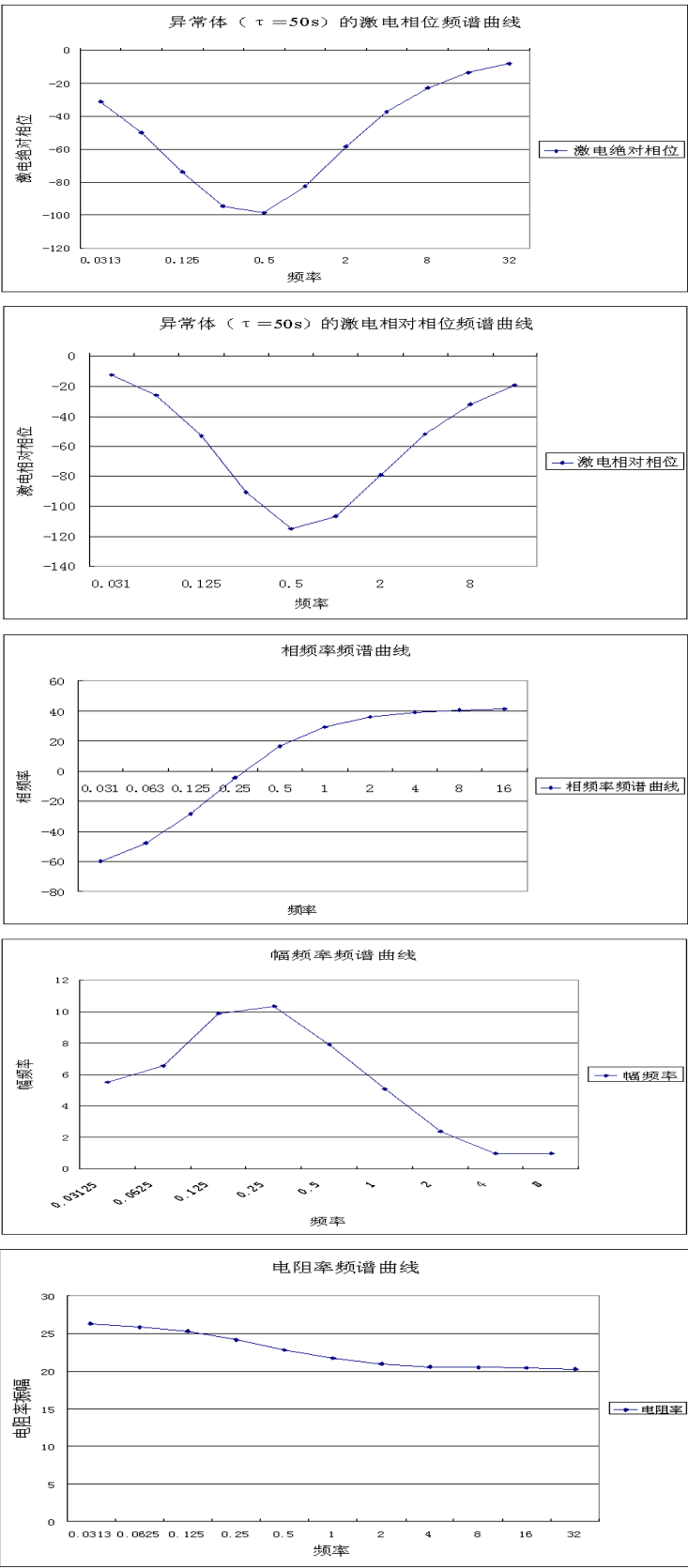


图 3-4 $\tau = 50s$ 的异常体的绝对相位、相对相位、相频率、电阻率和幅频率频谱曲线 (其余模型参数如图 3-2)

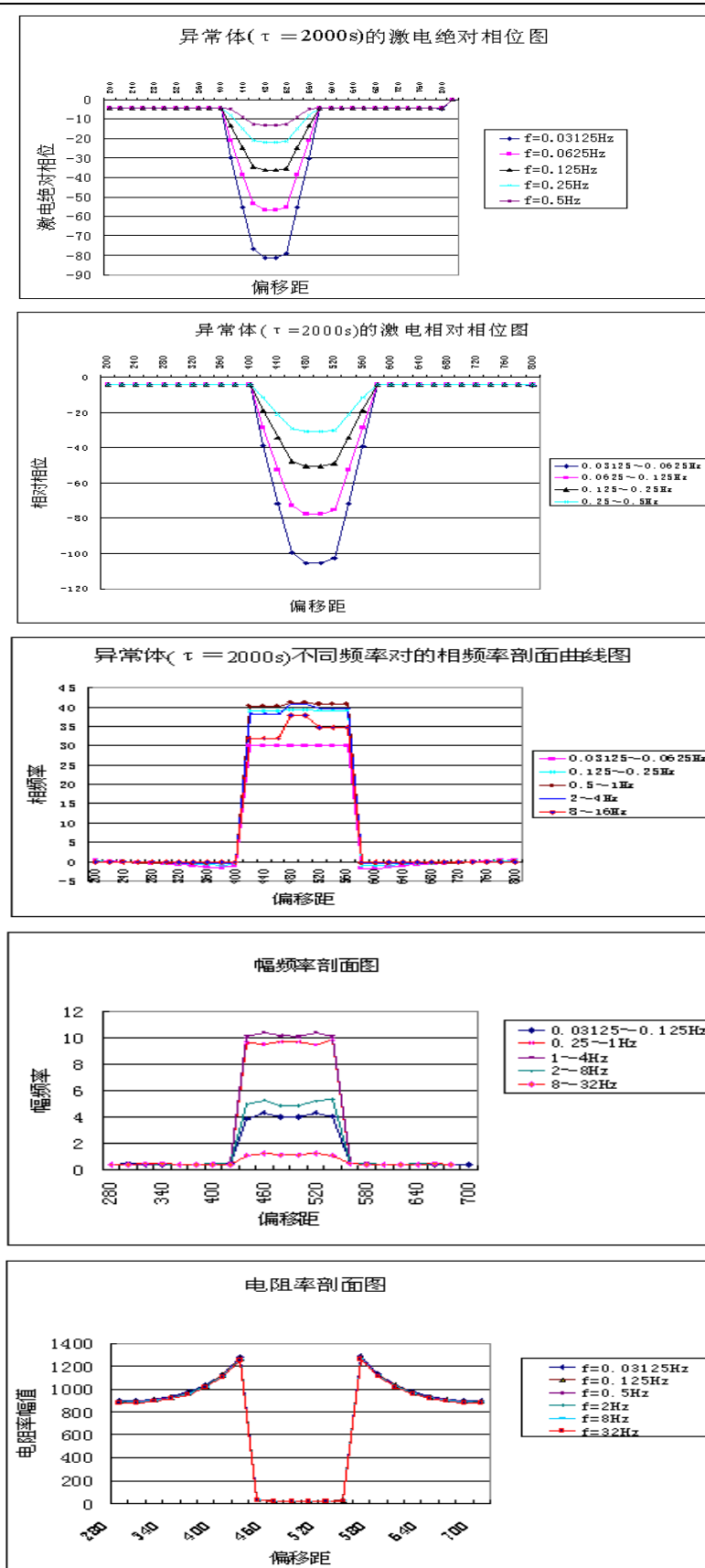


图 3-5 $\tau = 2000s$ 的异常体的绝对相位、相对相位、相频率、电阻率和幅频率剖面曲线 (其余模型参数如图 3-2)

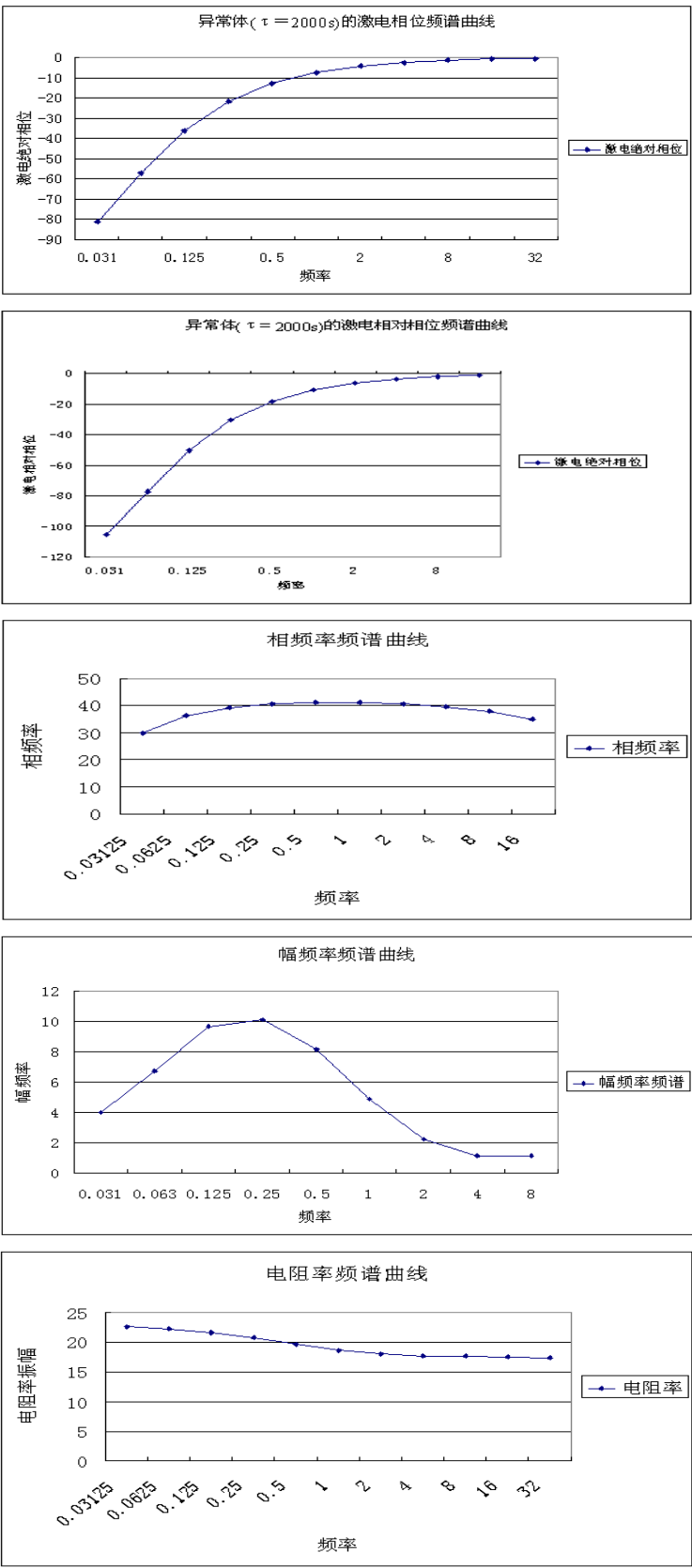


图 3-6 $\tau = 2000s$ 的异常体的绝对相位、相对相位、相频率、电阻率和幅频率频谱曲线 (其余模型参数如图 3-2)

从上述对代表硫化矿与炭质岩石的数值模拟情况看,通过对比不同频率的激电相位、相对相位和相频率曲线,有望对激电异常源的性质进行区分:如果激电相位 $\Phi_1 > \Phi_2 > \Phi_3 > \Phi_4 > \Phi_5$, 如果相对相位异常 $\Phi_{1-2} > \Phi_{2-3} > \Phi_{3-4} > \Phi_{4-5}$, 相频率出现零值则可能是时间常数相对低的异常体引起的异常;如果激电相位 $\Phi_1 < \Phi_2 < \Phi_3 < \Phi_4 < \Phi_5$, 相对相位异常 $\Phi_{1-2} < \Phi_{2-3} < \Phi_{3-4} < \Phi_{4-5}$, 相频率没有出现零值,而只有正值,则可能是时间常数很高的异常体如石墨引起的异常。

3.2.1.1 激电相位、相对相位、相频率随时间常数 τ 的变化

根据前面对两个数值模型的模拟计算,可以发现随着时间常数的增大,激电相位与相对相位的变化关系相同,即低频激电相位或相对相位大于高频的,随着时间常数的进一步增大,将出现激电相位或相对相位近似相等的现象,然后随着时间常数的变大,将出现高频相位或相对相位值大于低频的现象。故对比其变化情况,可以对勘探区内的异常体的时间常数作一定程度的定性分析。通常情况下金属硫化矿与炭质岩体都具有低阻高极化的特征,所以利用常规激电法是很难对它们加以区分的。但是金属硫化矿的时间常数 τ 值与硫化物含量等有着密切的关系,只有当硫化物的含量很高时,其 τ 值才很大,而炭质岩体则不然,只要含有一定炭质成分 τ 值就会很大,并且很稳定,一般炭质岩石的时间常数比金属硫化物的要高 1~2 个级次。所以,利用激电相位或相对相位就可以对金属硫化矿和炭质岩体进行区分。

而对于相频率则通过研究其零值频率的高低,可以达到对激电异常源进行一定的性质区分,如果零值频率高,则异常体的时间常数一般,如果零值频率低,则异常体的时间常数很大。

图 3—7 为异常体的时间常数取 1、50、500、5000s 所模拟计算的绝对相位、相对相位、相频率随时间常数变化的频谱曲线,从图中可以看出绝对相位与相对相位随时间常数的变化而变化的关系相同,随着时间常数的增大,相位极值频率向低频移动,而异常极值幅值不变。相频率随时间常数的关系,则主要体现在过零点频率向低频方向移动,其实相频率的过零点频率与相位极值频率相关。从图中可以得出这三个激电参数均与时间常数密切相关。

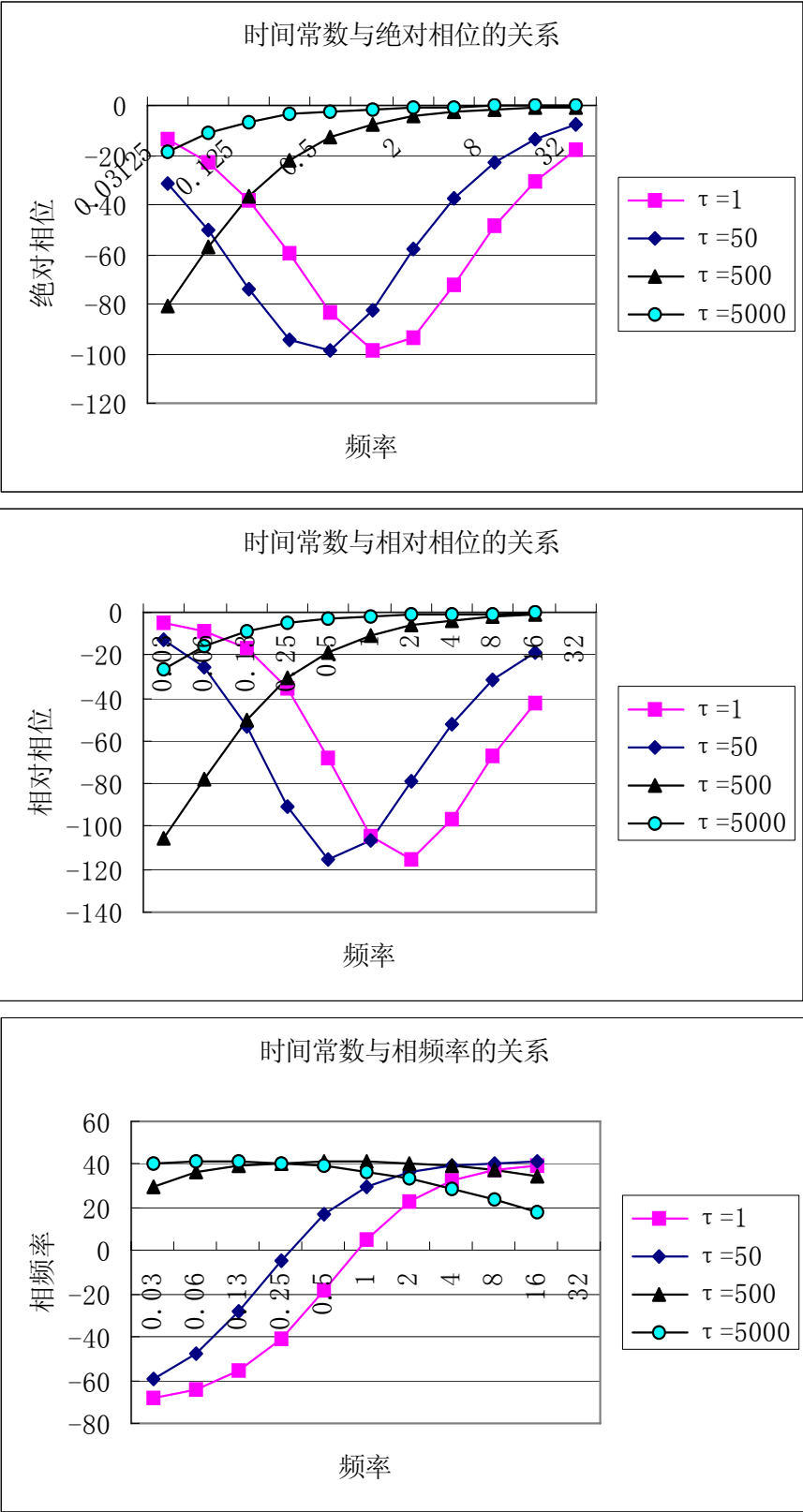


图 3-7 绝对相位、相对相位、相频率与时间常数的变化关系
其余模型参数与图 3-2 相同

3.2.1.2 激电相位、相对相位、相频率随频率相关系数 c 的变化

图 3-7 是当频率相关系数 $c=0.1, 0.25, 0.8$ 时的激电绝对相位、相对相位和相频率频谱曲线,从图上可以看出,绝对相位与相对相位频谱曲线与频率相关系数的关系相同,随频率相关系数的增大异常幅值增大。即绝对相位、相对相位对频率相关系数反映灵敏。从相频率随频率相关系数变化的频谱曲线图看,相频率参数与频率相关系数的关系不强,即对频率相关系数的反映没有相位参数的灵敏,这一方面说明相位参数包含信息丰富,换句话说,相位参数影响因素多,从而难以判断是哪种因素引起相位变化。另一方面说明相频率参数比相位参数反映的异常体特性更具体。

由文献^{[28][47]}可知,岩矿石的频率相关系数变化范围不大,一般在 0.1 和 0.6 之间,且与矿化类型的关系不密切。炭质岩石的频率相关系数一般在 0.9 左右,故可以把频率相关系数作为异常源性质区分的辅助参数。

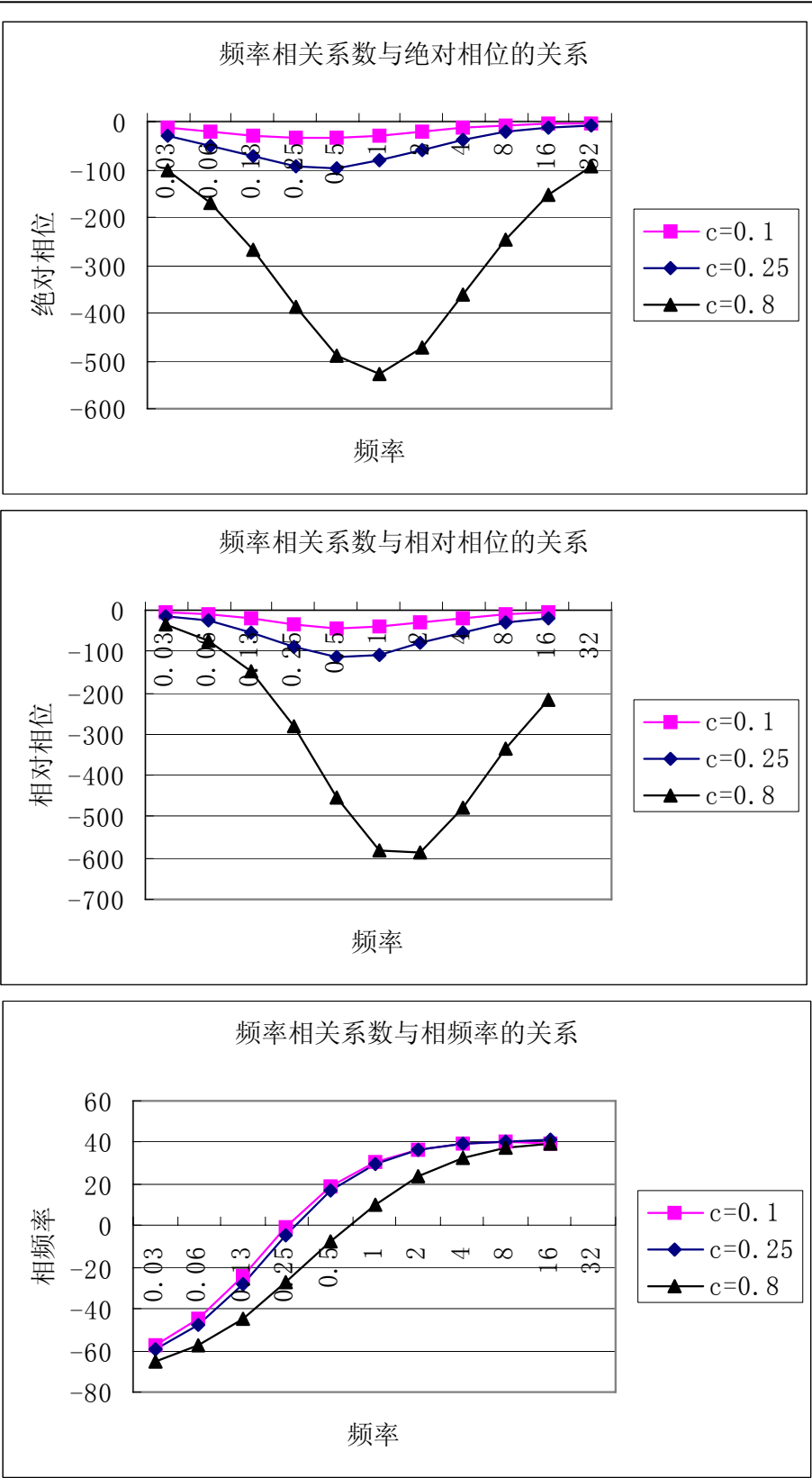
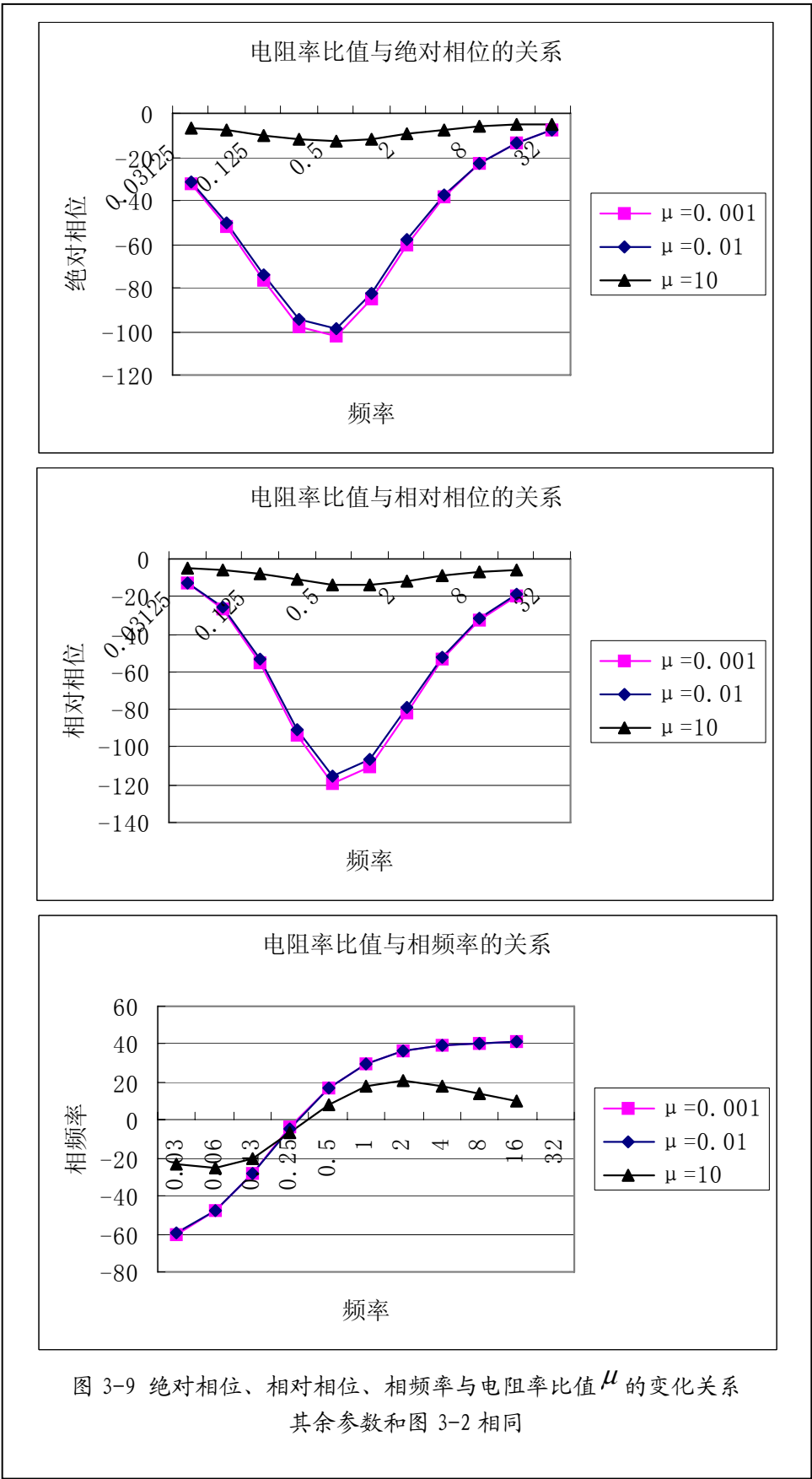


图 3-7 绝对相位、相对相位、相频率与频率相关系数 c 的变化关系
其余模型参数与图 3-2 相同

3.2.1.3 相对相位曲线随电阻率比值 μ 的变化

图 3-9 示出了相对电阻率比值 $\mu=0.001$, 0.01 和 10 ($\mu = \rho_a / \rho_0$) 的相对相位曲线。从图上可以看出, 当 $\mu=0.001$ 时, 异常值最大; $\mu=0.01$ 和 $\mu=10$ 时, 异常值递减, 但 $\mu=0.001$ 与 $\mu=0.01$ 时但曲线的形状没有明显的变化, 且相位值变化很小, 而当 $\mu=10$ 时, 相位异常幅值很小, 且平滑。这说明利用激电相对相位法寻找低阻极化体较有利, 而对于寻找高阻极化体却比较困难。但从实验结果看, 如果能确定异常体的其他参数时, 就可以从相位的幅值定性的分析激电异常体与围岩的电阻率对比情况。

从相频率与相对电阻率比值的变化情况看, 虽然异常体的电阻率变化了一万倍, 但其过零点频率变化很小, 只是相频率的斜率与相对电阻率比值的变化较大, 故研究相频率的斜率变化能在一定程度反映出相对电阻率的比值情况。



综合上面时间常数、频率相关系数、电阻率比值与绝对相位、相对相位、相频率的关系可以发现，绝对相位、相对相位与三个 COLE-COLE 模型参数相关性很大，而相频率仅与时间常数相关性强，故如果综合考虑绝对相位、相对相位和相频率，就能区分出哪些是时间常数引起的异常，其他因素对激电异常的贡献大小等，从而对激电异常源性质作更具体的区分。

上述模拟计算的结果是采用 FORTRAN 编程语言编写的程序进行计算所得，再通过相应绘图软件作图。相对相位模拟计算的具体算法的部分源代码见附录 1^[61-64]。

第四章 伪随机激电法数据处理

为剔除伪随机激电法野外原始数据中所包含的各种电磁干扰、人文干扰等，并尽可能压制电磁感应耦合，故编写了针对伪随机激电数据相应的滤波、耦合校正等子程序，提高数据质量。

综合前面章节的研究内容，运用 Visual Basic 和 Fortran 混合编程的方法，编写伪随机激电法多参数谱正演子系统，并采用结合 OpenGL 多维绘图函数库，开发伪随机激电法的成图功能部分。

4.1 数据准备

4.1.1 数据格式转换

由于激电法野外数据采集手段的不同，存在着不同的数据格式，而后期的数据处理系统对于原始数据文件的数据格式有着特定的要求，所以有必要对野外电法采集的原始数据格式进行处理，以适应后期的解释系统所需。

双频激电仪与伪随机多频激电仪采集的野外数据格式有着丰富参数的文件头，而后期的激电法解释系统要求原始数据简明扼要，并且对于不同的装置用不同的数值表示，所以对采集的野外数据进行相应解释处理前，需要对野外采集数据进行相应的预处理^[65]。下图为双频激电仪采集的野外原始数据格式图：



图 4-1 双频激电仪采集的原始数据格式图

从上图可见，原始数据文件头中有着相当多的对于后期解释处理没有直接作用的参数，如“天气”、“操作人员”等，这些有必要在准备进行解释处理前，先

行进行删除；而对于那些后期处理解释需要的但数据类型不统一的参数，需要进行相应的数据类型转换，如“测量装置类型”、“装置参数 1”等参数。同时测量装置类型也需要与解释系统进行统一。

由于方法原因，频率域激电法在野外数据采集过程中很少采用长导线测量，只选择短导线，所以发送机的电流值不方便及时在接收机中设置，而只能采用后期编辑处理，发送机可设置每间隔 n 分钟保存电流值，接收机保存数据的同时也保存了时间数据，所以在后期数据预处理时需要提取发送机与接收机数据保存时间最接近的发送电流值或当电流值变化较大时进行插值计算，以便计算出视电阻率值，为后期解释做准备。

为适应解释系统的要求，故需要在前期对原始数据进行相应的处理。

部分源程序如下：

```
Option Explicit

Dim filenum1 As Integer '文件一的文件号
Dim filenum2 As Integer '文件二的文件号
Dim filenum3 As Integer
Dim i As Integer '第一列
Dim j As Integer '第二列
Dim k As Integer '第三列
Dim file1_line()
Dim file1_dot()
Dim file1_height()
Dim file1_value()
Dim file2_line()
Dim file2_dot()
Dim file2_height()
Dim all_dot1, all_dot2 As Integer

Private Sub Command1_Click()
    CommonDialog1.Filter = "All Files (*.*)|*.*"
    CommonDialog1.ShowOpen
    Text1.Text = CommonDialog1.FileName
    filenum1 = FreeFile()
    Open CommonDialog1.FileName For Input Access Read As filenum1
    For i = 1 To 20000
        Input #filenum1, file1_line(i), file1_dot(i), file1_height(i), file1_value(i)
        If EOF(filenum1) = True Then Exit For
    Next
```

```
all_dot1 = i
Close filenum1
End Sub
Private Sub Command2_Click()
    CommonDialog1.Filter = "All Files (*.*)|*.*"
    CommonDialog1.ShowOpen
    Text2.Text = CommonDialog1.FileName
    filenum2 = FreeFile()
    Open CommonDialog1.FileName For Input Access Read As filenum2
    For j = 1 To 20000
        Input #filenum2, file2_line(j), file2_dot(j), file2_height(j)
        If EOF(filenum2) = True Then Exit For
    Next
    all_dot2 = j
    Close filenum2
End Sub

Private Sub Command3_Click()
    CommonDialog1.Filter = "All Files (*.*)|*.*"
    CommonDialog1.ShowSave
    Text3.Text = CommonDialog1.FileName
    filenum3 = FreeFile()
    Open CommonDialog1.FileName For Output As filenum3

    For j = 1 To all_dot2
        For i = 1 To all_dot1
            If file2_line(j) = file1_line(i) And file2_dot(j) = file1_dot(i) _
                Then file3_height(i) = file2_height(j) + file1_height(i)
        Next i
    Next j
    For i = 1 To all_dot1
        Write #filenum3, file1_line(i), file1_dot(i), file3_height(i), file1_value(i)
    Next i
    Close filenum3
End Sub
```

4.1.2 电磁耦合校正

双频激电仪与伪随机多频激电仪属于频率域激电仪,频率域激电法存在一个不可避免的问题,即电磁感应耦合效应。

关于频率域激电法的电磁耦合校正,国内外进行过很多研究^{[1][2][3][4][5]}。自 20 世纪 50 年代起,便开始研究在各种典型情况下(如均匀大地、层状介质)激电工作中遇到的电磁耦合基本规律。研究校正感应耦合的方法则是 70 年代以来的热门课题。有代表性的校正方法如 K. L. Zong^{[66][67]}和 W. H. Pelton^[39]等。Zong 是假设激电效应和电磁耦合效应分别满足不同的随频率变化规律,利用多频率测量进行校正。这方面较典型的方法有多项式拟合校正法、定指数幂函数校正法和变指数幂函数校正法。另一类方法是将野外实测数据减去层状介质的理论值作为改正,同时将改正的差值作为剩余的感应耦合效应加以利用。Pelton 则是将电磁耦合中的感应耦合近似地作为 $c=1$ 的 Cole-Cole 模型,从实际值中减去。国内罗延钟、王继伦、刘崧等人都作了大量的研究工作,获得了一些成果^[6]。但是这些改正方法都是从实测数据中减去理论的电磁耦合成分,改正的方法都是有条件的、近似的,且近似程度都不很高^[2]。在 80 年代中期,由中国工程院院士何继善教授提出了一种直接的、在野外测量的同时消除电磁感应耦合效应的“斩波去耦”方法^[2]。但是这个要斩去的电感耦合效应的时间和时宽都不好控制,而且与此同时也将此时宽内的激电效应去掉了。所有的这些校正方法都存在着一定缺陷和不足。

在该电法解释主系统的电磁耦合校正部分,采用了多频测量法对频域激电数据进行电磁耦合校正^{[2][39][10][68]}。多频测量法是基于纯激电效应及电磁耦合效应具有不同幅频特性提出来的。实测资料表明,在目前“频率域激电”中,所用频段范围内(0.1~10Hz),单纯由激电效应决定的总场(或测量总场电位差算得的视电阻率)幅值的频率特性,可近似地表示为频率对数的线性函数:

$$\rho_s^{JD}(f) = \rho_{s_1}(1 - k_s \lg f) \quad (4-1)$$

式中, $\rho_s^{JD}(f)$ 为仅有激电效应无电磁耦合的情况下频率为 f 时的视电阻率幅值; ρ_{s_1} 为同样情况下, $f=1\text{Hz}$ 时的视电阻率幅值; k_s 为视电阻率(或总场)幅值的(视)频散系数,它不随频率改变,为表征纯激电效应幅频特性的常数,故可把其作为描写频率域激电效应的一个特征参数^[52]。

设在 0.1~10Hz 频段内的两个频率(低频 f_D 和 高频 f_G) 上作观测,则由(4-1)式可得纯粹反映激电效应的视幅频率

$$\begin{aligned}
F_s^{JD}(f_D, f_G) &= \frac{F_s^{JD}(f_D) - F_s^{JD}(f_G)}{F_s^{JD}(f_G)} \\
&= \frac{\rho_{s_1}(1 - k_s \lg f_D) - \rho_{s_1}(1 - k_s \lg f_G)}{\rho_{s_1}(1 - k_s \lg f_G)} \\
&= \frac{1 - k_s \lg \frac{f_G}{f_D}}{1 - k_s \lg f_G}
\end{aligned} \tag{4-2}$$

考虑到在 0.1~10Hz 频段上, $|\lg f| \leq 1$, 而 k_s 通常仅为 $n \times 10^{-2}$, 故上式可近似地写成

$$F_s^{JD}(f_D, f_G) = 1 - k_s \lg \frac{f_G}{f_D} \tag{4-3}$$

若高、低频的“间隔”为 10, 即 $f_G/f_D = 10$, 则由 (4-3) 式得

$$F_s^{JD}(f, 10f) = k_s \tag{4-4}$$

故视幅频率系数值近似等于用相差十倍的两个频率测得的激电视幅频率 $F_s^{JD}(f, 10f)$ 。由于 k_s 与频率无关, 故当作多频测量校正电磁耦合时, 便可用它作为描写大地纯激电效应的参数。

在频率域激电法野外观测中, 如有电磁耦合时, 则 (4-1) 式不再成立。根据前述电磁耦合规律, 可近似地假设电磁耦合效应使总场(或视电阻率)幅值发生变化, 为频率 f 的幂函数 Af^a 。这样, 当同时有激电效应和电磁耦合效应时, 可将视电阻率幅值表示为

$$\rho_s(f) = \rho_{s_1}(1 - k_s \lg f) + Af^a \tag{4-5}$$

式中 A 和 a 为电磁耦合效应频率特性有关的常数。

设有 f_D 和 f_G 观测, 由 (4-4) 式中可将其视电阻率幅值分别表示为 $\rho_s(f_D) = \rho_{s_1}(1 - k_s \lg f_D) + Af_D^a$ 和 $\rho_s(f_G) = \rho_{s_1}(1 - k_s \lg f_G) + Af_G^a$, 由此可写出视幅频率 F_s 的表达式

$$F_s = \frac{\rho_s(f_D) - \rho_s(f_G)}{\rho_s(f_G)} = \frac{k_s \lg \frac{f_G}{f_D} + A_s(f_D^a - f_G^a)}{1 - k_s \lg f_G + A_s f_G^a} \tag{4-6}$$

式中 $A_s = A/\rho_{s_1}$ 也为与频率无关的常数。将上式右端分母近似取为 1, 得

$$F_s = k_s(\lg f_G - \lg f_D) + A_s(f_D^a - f_G^a) \tag{4-7}$$

当用两组频率 (f_{D_1} 、 f_{G_1} 和 f_{D_2} 、 f_{G_2}) 观测时, 若所得视幅频率分别为 F_{s_1} 和 F_{s_2} , 则由上式得 k_s 与 A_s 的二元线性方程组

$$\begin{cases} k_s(\lg f_{G_1} - \lg f_{D_1}) + A_s(f_{D_1}^a - f_{G_1}^a) = F_{s_1} \\ k_s(\lg f_{G_2} - \lg f_{D_2}) + A_s(f_{D_2}^a - f_{G_2}^a) = F_{s_2} \end{cases} \tag{4-8}$$

由此解得

$$\begin{cases} k_s = \frac{\Delta_k}{\Delta} \\ A_s = \frac{\Delta_A}{\Delta} \end{cases} \quad (4-9)$$

式中

$$\begin{cases} \Delta_k = F_{S_1}(f_{D_2}^a - f_{G_2}^a) - p_{S_2}(f_{D_1}^a - f_{G_1}^a) \\ \Delta_A = F_{S_2}(\lg f_{G_1} - \lg f_{D_1}) - p_{S_1}(\lg f_{G_2} - \lg f_{D_2}) \\ \Delta = (\lg f_{G_1} - \lg f_{D_1})(f_{D_2}^a - f_{G_2}^a) - (\lg f_{G_2} - \lg f_{D_2})(f_{D_1}^a - f_{G_1}^a) \end{cases} \quad (4-10)$$

上式中 f_{D_1} 、 f_{G_1} 、 f_{D_2} 和 f_{G_2} 为观测时所用的频率(已知值); F_{S_1} 和 F_{S_2} 为实测值; a 值可根据采用的装置选定, 如对于中梯装置 $a=1.5\sim1.75$ (可选为 1.6), 对于偶极装置 $a=1.25\sim1.4$ (可选为 1.3), 对于三极装置 $a=1$ 。这样, 便可由 (4-9) 和 (4-10) 两式算得消除电磁耦合效应仅反映激电效应得视频率散系数 k_s 和反映电磁耦合效应的 A_s ^{[1-3][65]}。

4.1.3 数据拼接与插值

数据拼接主要是对两相邻数据断面重叠的部分进行处理。在实际工作中, 经常会遇到长剖面测量中两相邻断面有数据重叠的部分, 如图 4-2, 为能够对长断面数据进行解释, 而且还要避免在重叠区域因处理不当压制异常成分或造成伪异常, 故对重叠数据进行再处理。其处理方法主要是对重叠数据取平均值, 并沿剖面方向作五点三次平滑, 使两相邻数据断面在重叠区能够平滑过渡^[69]。

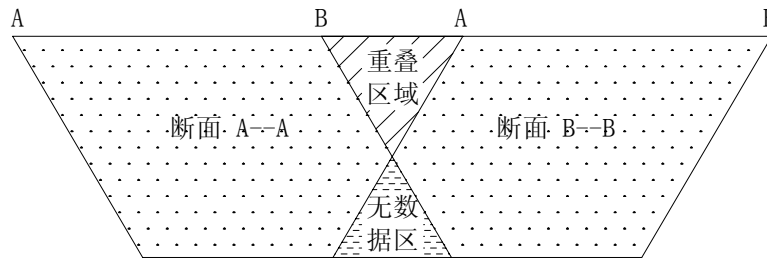


图 4-2 两相邻数据断面衔接示意图

在实际工作当中, 由于一些特殊情况, 两相邻数据断面不能完全衔接, 形成数据空缺, 如图 4-2。为便于对整个长数据断面进行后期数据处理及地质资料解释, 故对其进行二维插值, 使其形成完整的数据体。

本程序所选用的插值算法为趋势面拟和加残差叠加算法, 经实践验证是一种比较好的插值方法, 通常情况下都能生成比较平滑的插值曲面^[69-74]。其算法描述与实现过程如下:

1) 首先构造一个由二元四次方程组成的四次趋势面, 其形式为:

$$\begin{aligned} f(x, y) = & a_{00} + a_{10}x + a_{11}y + a_{20}x^2 + a_{21}xy + a_{22}y^2 + \\ & a_{30}x^3 + a_{31}x^2y + a_{32}xy^2 + a_{33}y^3 + a_{40}x^4 + \\ & a_{41}x^3y + a_{42}x^2y^2 + a_{43}xy^3 + a_{44}y^4 \end{aligned} \quad (4-11)$$

若有 m 个已知测量值 $f(x_i, y_i) (i=1, 2, \dots, m)$, 拟和一个四次趋势面(应有 $m \geq 15$), 可将 m 个测量值代入(4-11)式中, 即可得到由 m 个线性方程组成的一个线性方程组:

$$f(x_i, y_i) = \sum_{k=0}^4 \sum_{j=0}^k a_{kj} * x_i^{(k-j)} * y_i^j \quad (i=1, 2, \dots, m) \quad (4-12)$$

用矩阵和向量来记号, 上式可写成:

$$C_{m \times 15} \bullet A_{15 \times 1} = F_{m \times 1} \quad (4-13)$$

其中,

$$C = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 & x_1^2 & x_1 y_1 & y_1^2 & x_1^3 & x_1^2 y_1 & x_1 y_1^2 & y_1^3 & x_1^4 & x_1^3 y_1 & x_1^2 y_1^2 & x_1 y_1^3 & y_1^4 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & x_i & y_i & x_i^2 & x_i y_i & y_i^2 & x_i^3 & x_i^2 y_i & x_i y_i^2 & y_i^3 & x_i^4 & x_i^3 y_i & x_i^2 y_i^2 & x_i y_i^3 & y_i^4 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & x_m & y_m & x_m^2 & x_m y_m & y_m^2 & x_m^3 & x_m^2 y_m & x_m y_m^2 & y_m^3 & x_m^4 & x_m^3 y_m & x_m^2 y_m^2 & x_m y_m^3 & y_m^4 \end{bmatrix}_{m \times 15}$$

为一 $m \times 15$ 阶已知测量位置矩阵;

$$A = [a_{00}, a_{10}, a_{11}, a_{20}, a_{21}, a_{22}, a_{30}, a_{31}, a_{32}, a_{33}, a_{40}, a_{41}, a_{42}, a_{43}, a_{44}]_{1 \times 15}^T$$

为一待求的 15 维向量;

$$F = [f(x_1, y_1), f(x_2, y_2), \dots, f(x_m, y_m)]_{1 \times m}^T$$

为一已知测量值向量。

由于方程个数 m 大于未知数个数 15, 所以称(4-13)式为超定方程组, 要对其进行求解, 必须将其转换为法方程, 如下形式:

$$C_{m \times 15}^T C_{m \times 15} \bullet A_{15 \times 1} = C_{m \times 15}^T F_{m \times 1} \quad (4-14)$$

由上式所组成的方程组为线性代数方程组, 根据方程组的特点, 可选用全选主元高斯消去法对其进行求解。求出趋势面系数向量 $A_{15 \times 1}$ 后, 将其代入(4-12)式中, 求出趋势面 $f(x, y)$ 。

在实际的计算过程中, 为防止数据溢出, x_i, y_i 分别用:

$$x_i^* = x_i - \bar{x}, \quad y_i^* = y_i - \bar{y} \quad i=1, 2, \dots, m \quad (4-15)$$

代替原来的坐标值。其中:

$$\bar{x} = \sum_{j=1}^{k_1} x_j / k_1, \quad \bar{y} = \sum_{j=1}^{k_2} y_j / k_2 \quad (4-16)$$

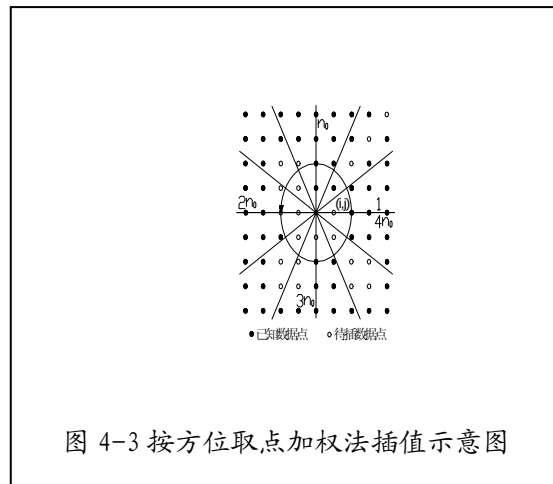
式中 k_1, k_2 分别横向、纵向坐标的个数;

2) 求出已知点的实测值 $f(x_i, y_i)$ 与拟合值 $g(x_i, y_i)$ 的残差 $z(x_i, y_i)$, 即:

$$z(x_i, y_i) = f(x_i, y_i) - g(x_i, y_i) \quad (i=1, \dots, m.) \quad (4-17)$$

其中 m 为已知点的个数。

3) 按方位取点加权法, 将残差作加权处理, 分配到待插值的网格点上。按方位取点加权法是以网格点为中心把区域分成若干个象限, 从每个象限内取一点作加权平均。欲求某个网格点 (i, j) 的函数值时, 则以 (i, j) 为原点将平面分成四个基本象限, 再把每个象限分成 n_0 等份, 如图 4-3, 这样就把全平面分成 $4n_0$ 等份。然后在每个等份角域内寻找一个离 (i, j) 最近的数据点, 其值为 Z_{i_1} , 它到 (i, j) 的距离为 R 。则网格 (i, j) 上的值为:



$$Z(i, j) = \sum_{i_1}^{4n_0} C_{i_1} \cdot Z_{i_1} \quad (4-18)$$

式中

$$C_{i_1} = \frac{\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i_1}}^{4n_0} r_j^2}{\sum_{k=1}^{4n_0} \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^{4n_0} r_l^2} \quad (4-19)$$

选用 8 方位取点加权法, 即 $n_0=2$, 将残差 $z(x_i, y_i)$ 作加权处理, 分配到待插值的网格点 (x_j, y_j) 上, 得 $t(x_j, y_j)$:

$$d_{ij} = [(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2]^{1/2} \quad i=1, 2, \dots, 8$$

$$\text{当 } d_{ij} = 0 \text{ 时, } t(x_j, y_j) = z(x_i, y_i) \quad (4-20)$$

$$\text{当 } d_{ij} \neq 0 \text{ 时, } t(x_j, y_j) = \sum_{i=1}^8 z(x_i, y_i) * (1/d_{ij}) / \sum_{i=1}^8 (1/d_{ij})$$

4) 网格点上的趋势面拟合值 $g(x_j, y_j)$ 和残差 $t(x_j, y_j)$ 相加, 作为网格点上

的内插值, 得:

$$f(x_j, y_j) = g(x_j, y_j) + t(x_j, y_j) \quad (4-21)$$

其中 (x_i, y_i) 为已知点的坐标, (x_j, y_j) 为插值点的坐标。通过上述四步可完成对图 4-2 无数据区的插值处理^[69-74]。

4.1.4 滤波处理

在电法测量中, 由于电极接触不好或存在其它方面的干扰等原因, 常常使数据断面出现一些虚假点或突变点, 进而造成电阻率拟断面图的虚假异常, 难于对其进行准确解释, 所以要剔除数据断面中的虚假点。电极打好后, 如果某个电极接触不好, 对于供电回路, 直接影响着供电电流的大小, 从而影响着电位差的测量精度; 对于测量回路, 会产生读数不稳定或出现假异常。最终使整个断面记录出现“八”字型假异常^{[2][69]}。图 4-4 是两种不同情况的记录: 图 a 是接触不好或有问题的电极位于剖面中部, 影响到 A、B、M、N 使剖面形成两个“八”字型假异常; 图 b 是接触不好的电极靠近剖面的左边, 使断面记录形成“\”型假异常。由此可见, 在仪器开始工作之前, 一定要对电极的接触情况进行检查, 对接触不好的电极要设法处理, 条件允许时, 最好对电极进行浇水、加盐水或重新布极等处理, 改善电极接地条件, 提高数据的采集质量。但是当野外条件不允许, 无法改善电极接地条件时, 则先将数据记录下来, 然后再剔除掉断面记录中的虚假数据。

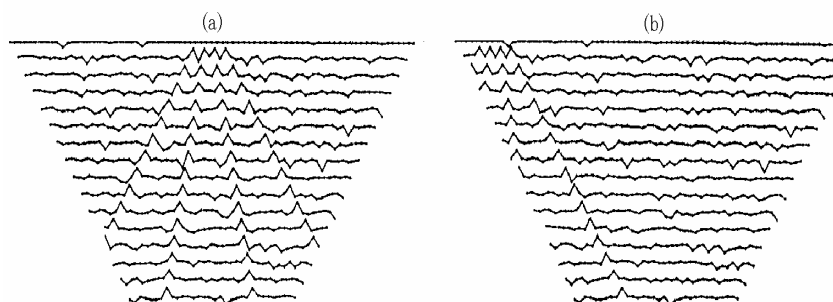


图 4-4 电极接触不好时的两种断面记录情况

剔除虚假点或突变点实质就是对实测数据作低通滤波, 剔除掉虚假点应考虑几个方面的问题: ①易于在计算机上自动识别; ②存在有效的滤波公式; ③计算速度快。

4.1.4.1 一元三次滤波

根据上述提及的三个方面的问题, 故有如下几个关键的技术问题待解决^{[65][69-70]}:

- 1) 判断局部成分(虚假点或突变点)是否存在

对于不同类型的局部成分，选择半二阶差分作为判别标志。半二阶差分 S_i 的计算公式为：

$$S_i = y_i - (y_{i+1} + y_{i-1})/2 \quad (4-22)$$

式中 y_i 是 $y(x_i)$ 的缩写； $y(x_i)$ 是 x_i 点上的观测值； $x_{i+1} = x_i + h$ ； h 为采样点距。 S_i 的几何意义是：

在 x_i 点上 $y(x_i)$ 的二阶差商是：

$$\begin{aligned} \text{二阶差商} &= [(y_{i+1} - y_i)/h - (y_i - y_{i-1})/h]/h \\ &= -[2y_i - (y_{i+1} + y_{i-1})]/h^2 \\ &= -2S_i/h^2 \end{aligned} \quad (4-23)$$

当采样点距 $h \rightarrow 0$ 时， y_i 的二阶差商趋近于 y_i 的二阶导数。而从曲线的曲率公式：

$$K = \frac{|y''|}{(1 + y'^2)^{3/2}} \quad (4-24)$$

可以看出， y_i 二阶导数的绝对值 $|y_i''|$ 与曲线的曲率 K 成正比，由此表明，在 x_i 点上 $y(x_i)$ 的半二阶差分 $|S_i|$ 也曲线的曲率成正比。

通过大量的试算得出如下结论：在突变点或虚假点 x_i 上的曲率比较大，即半二阶差分 $|S_i|$ 也比较大，设在 m 点的 S_m 的绝对值大于零，在距其最近的 n 点， S_n 的绝对值也大于零，即：

$$|S_m| > 0, |S_n| > 0 \quad (4-25)$$

且有

$$|S_{m-1}| = 0, |S_{n+1}| = 0 \quad (4-26)$$

称在 $m+1$ 到 $n-1$ 点上存在一宽度为 $L=n-m-1$ 的局部成分。然而只有当区域成分为线性且无随机干扰时，(4-26)式才能成立，这当然是一种不多见的情况。因此要事先给定一个阈值(Door Value)，当 $|S_i| < \text{Door Value}$ 时，即令 $S_i = 0$ 。据此可以识别不同宽度的连续局部成分的存在。

滤波公式的选择

2) 在保证能够满足计算精度和计算速度的基础上，滤波公式采用一元三点插值公式。设在 x_k 和 x_{k+1} 两点间作插值，插值点是 x ，计算公式是：

$$\hat{y}_x = \sum_{i=m}^{m+1} Y_i \prod_{\substack{j=m \\ j \neq i}}^{m+2} [(x - x_j)/(x_i - x_j)] \quad (4-27)$$

$$\begin{aligned} \text{式中} \quad & \text{当 } |x_k - x| > |x - x_{k+1}| \text{ 时, } m = k; \\ & \text{当 } |x_k - x| \leq |x - x_{k+1}| \text{ 时, } m = k - 1; \end{aligned}$$

3) 两个特殊问题的处理

用公式(4-25)和(4-26)作为判定条件, 用滤波公式(4-27)就可以剔除掉剖面中部连续的突变点。但有两种特殊的情况: ①当两局部成分之间仅间隔一个正常点时, 因两局部成分的存在, 该正常点被淹没, 用上述判定条件无法识别该点是否正常; ②当剖面边缘存在局部成分时, 用上述判定条件无法判定局部成分的宽度, 那末也就无法用公式(4-27)来剔除虚假点, 故用上述判定条件将不能解决这两个问题。在实测数据断面中, 这两种情况也是会遇到的, 对此, 还必须对上述判定条件作以补充, 即在上述判定条件的基础上再附加一个条件:

$$|\hat{y}_i - y_i| > W \quad (4-28)$$

式中 $\hat{y}_i$ 为预测值, y_i 为实测值, W 为事先给定的误差窗口。当条件(4-25)、(4-26)和(4-27)共同得到满足时, 就可以解决两局部成分之间仅间隔一个正常点及剖面边缘存在局部成分的情况。

当剖面边缘存在局部成分时, 以三个正常点 (x_a, y_a) 、 (x_b, y_b) 和 (x_c, y_c) 为起始点, 利用抛物线插值公式:

$$L_2(x) = y_a \frac{(x-x_b)(x-x_c)}{(x_a-x_b)(x_a-x_c)} + y_b \frac{(x-x_a)(x-x_c)}{(x_b-x_a)(x_b-x_c)} + y_c \frac{(x-x_a)(x-x_b)}{(x_c-x_a)(x_c-x_b)} \quad (4-29)$$

向剖面边缘进行预测 $\hat{y}_i$ 。如果满足条件(4-28)式时, 认为该点为虚假点, 用预测值 $\hat{y}_i$ 代替实测值 y_i ; 如果不满足条件(4-28)式时, 认为该点为正常点。改变窗口大小继续向剖面边缘预测 $\hat{y}_{i-1}$ 或 $\hat{y}_{i+1}$ 是否为正常点, 直至 (x_0, y_0) 或 (x_n, y_n) 。当剖面中部存在局部成分时, 直接用滤波公式(4-17)预测局部成分之间是否存在被淹没的正常点, 如果存在正常点, 对正常点不做滤波, 否则将其剔除掉, 并作抛物线插值。

当利用抛物线插值公式(4-29)向边缘进行预测时, 随着离正常点的距离的增大, 会造成预测值偏离正常值的趋势。所以, 随着距离的增大误差窗口也要适当放大, 以避免造成误判, 故将(4-28)式改变为:

$$|\hat{y}_i - y_i| > \frac{(1+k)}{2} * W \quad (4-30)$$

式中 k 为被预测点距离正常点的间隔点数, 其余含义同上。

上述剔除虚假点的方法有以下几点要注意:

(1) 对无局部成分的点不做处理, 即不改变原值;

(2) 只要剖面中存在三个连续的正常点, 其余各点都被突变点以一个或两个正常点的间隔隔开, 用该方法就可以将突变点剔除掉, 恢复区域场的原有形态。

(3) 对于两个窗口的给定: 半二阶差分的阈值 Door Value 尽量给的小一些, 应当小于所有突变点的半二阶差分的值, 如果用统计方法给出半二阶差分的先验

信息，将更有助于阈值 Door Value 的准确给定；误差窗口 W 可以给的相对宽松些。

(4) 如果数据中存在部分连续的线性化程度比较好的突变点，有可能因阈值给的偏大而被漏掉，所以能够给出半二阶差分的先验信息是很有必要的。

(5) 采用上述滤波公式，计算速度快，能够满足计算结果的精度。

为了检验该方法有效性，下面给出理论模型的计算实例：

设 $t(x)$ 为叠加场，并且有

$$t(x) = t_0(x) + n(x)$$

式中 $t_0(x)$ 为区域场； $n(x)$ 为干扰异常。 $t_0(x)$ 的模型公式为：

$$t_0(x) = 2000 \arctan[200/(x-100)^2] \quad x = 1, 2, \dots, 99, 100$$

$\arctan$ 为反正切函数，当 $x=100$ 时，取值 $\pi/2$ 。 $t_0(x)$ 模型曲线，如图 4-5a； $t(x)$ 在模型 $t_0(x)$ 的基础上叠加一些随机干扰 $n(x)$ 形成叠加场曲线，如图 4-5b；用上述方法对叠加场处理后的 $t(x)$ 曲线与模型曲线重合的很好，如图 4-5c。

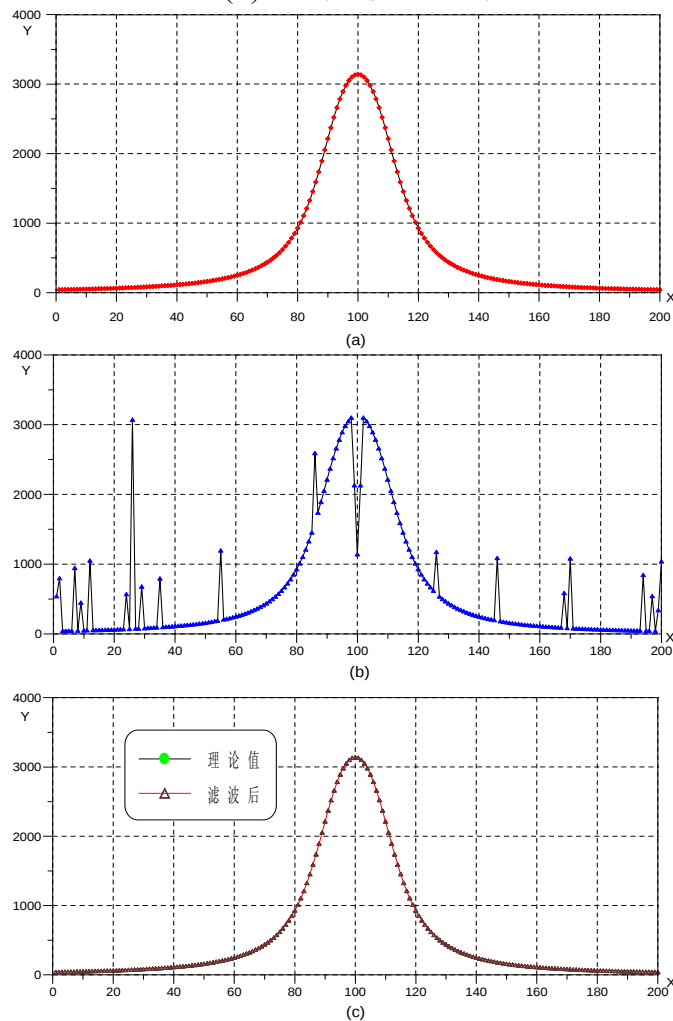


图 4-5 模型测试结果对比图

(a) 区域场

(b) 叠加场

(c) 处理结果

4.1.4.2 小波分析与压噪

在实际电法野外工程数据采集时,有时候干扰是不可避免的,包括规则和规则的干扰,此外所有的电场测量结果都受地形起伏的影响发生畸变,地形的起伏会改变电流密度分布,从而影响电场的测量结果,电场等位线和电流在山脊附近分开,而在山谷靠拢,在山脊下深处表现为虚假的低电阻率异常,而山谷下深处为高电阻率异常,异常的两侧出现上冲或下冲的特征。对于典型的山脊或山谷,异常电阻率可能相差一两个数量级。从而导致电阻率数据出现不连续性,呈现锯齿状或较大的局部跳跃^[75-87]。

小波变换是一种信号的时间-尺度(时间-频率)分析方法,它具有多分辨率分析的特点,而且在时、频两域都具有表征信号局部特性的能力,是一种窗口大小固定不变但其形状可改变,时间窗和频率窗都可以改变的时频局部化分析方法。即在低频部分具有较高的频率分辨率和较低的时间分辨率,在高频部分具有较高的时间分辨率和较低的频率分辨率,很适合于探测正常信号中夹带的瞬态反常现象并展示其成分,所以被誉为分析信号的显微镜。这正符合低频信号变化缓慢而高频信号变化迅速的特点,这也正是小波变换优于经典的傅立叶变换和短时傅立叶变换的地方。从整体上说,小波变换比短时傅立叶变换具有更好的时频窗口。

Mallat 在著名的用于图像分解的金字塔算法(Pyramidal algorithm)的启发下,结合多分辨率分析,提出了信号的塔式多分辨率分解与综合算法,常简称为 Mallat 算法^[79]。

设 $f(t) \in L^2(R)$, 并假定已得到 $f(t)$ 在 2^{-j} 分辨率下的粗糙象 $A_j f \in V_j$, $\{V_j\}_{j \in \mathbb{Z}}$ 构成 $L^2(R)$ 的多分辨率分析, 从而有 $V_j = V_{j+1} \oplus W_{j+1}$, 即

$$A_j f = A_{j+1} f + D_{j+1} f \quad (4-31)$$

式中 $A_j f = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_{j,k} \psi_{j,k}(t)$, $D_j f = \sum_{k=-\infty}^{\infty} D_{j,k} \psi_{j,k}(t)$,

于是

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} A_{j,k} \phi_{j,k}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_{j+1,k} \phi_{j+1,k}(t) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} D_{j+1,k} \psi_{j+1,k}(t) \quad (4-32)$$

由尺度函数的双尺度方程可得: $\phi_{j+1,m}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k-2m) \phi_{j,k}(t)$

利用尺度函数的正交性, 有

$$\langle \phi_{j+1,m}, \phi_{j,k} \rangle = h(k-2m) \quad (4-33)$$

同理由小波函数的双尺度方程可得

$$\langle \psi_{j+1,m}, \phi_{j,k} \rangle = g(k-2m) \quad (4-34)$$

由式(4-32)、(4-33)和(4-34)立即可得:

$$A_{j+1,m} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_{j,k} h^*(k-2m) \quad (4-35)$$

$$D_{j+1,m} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_{j,k} g^*(k-2m) \quad (4-36)$$

$$A_{j,k} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(k-2m) A_{j+1,m} + \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(k-2m) D_{j+1,m} \quad (4-37)$$

引入无穷矩阵 $H = [H_{m,k}]_{m,k=-\infty}^{\infty}$, $G = [G_{m,k}]_{m,k=-\infty}^{\infty}$, 其中

$$H_{m,k} = h^*(k-2m), G_{m,k} = g^*(k-2m)$$

则式(4-35)、(4-36)和(4-37)可分别表示为:

$$\begin{cases} A_{j+1} = HA_j \\ D_{j+1} = GA_j \end{cases} \quad j = 0, 1, \dots, J \quad (4-38)$$

和

$$A_j = H^* A_{j+1} + G^* D_{j+1}, \quad j = J, J-1, \dots, 1, 0 \quad (4-39)$$

其中 H^*, G^* 分别是 H 和 G 的共轭转置矩阵。

式(4-38)为 Mallat 一维分解算法, 式(4-39)为 Mallat 一维重构算法, 如图 4-6 所示:

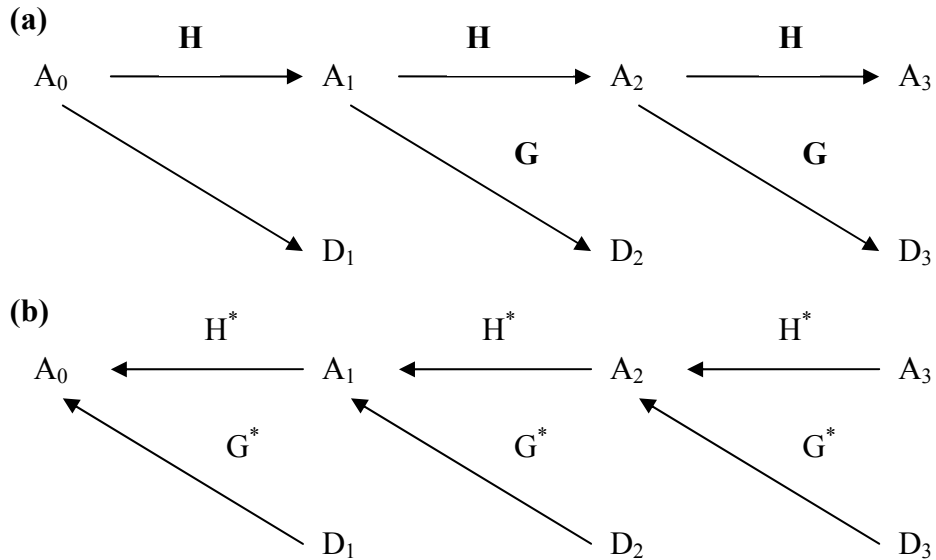


图 4-6 Mallat 小波分解和重构算法示意图

(a) 分解算法; (b) 重构算法

利用 Mallat 分解与重构算法进行信号处理时, 不必知道具体的小波函数是什么样的, 此外, 在对数字信号进行处理时, 通常假定相应的连续函数属于 V_0 , 但即使如此, 该函数在 V_0 空间的投影的系数与由采样得到的离散序列一般不一样, 但实际上都是直接把由采样得到的信号作为最高分辨率的信号来处理, 这时更多

的是把小波变换当作滤波器组来看待。

根据 Mallat 分解与重构算法对一单支电阻率测深数据进行分解与重构。利用低通滤波器求取逼近系数 A_1 ，使用高通滤波器求取细节系数 D_1 ，然后再分解 A_1 为 A_2 和 D_2 ，再分解 A_2 为 A_3 和 D_3 。如此来推。然后再对细节系数和逼近系数进行重构。获得重构的细节系数和逼近系数 D_3 、 D_2 、 D_1 和 A_1 。其重构逼近系数 A_1 反映时间序列趋势周期，最高分辨率的重构细节系数 D_3 反应时间序列的次级周期， D_2 反映更短的周期，如此类推。

本文采用分辨率对电阻率数据 $f(k)$ 进行分解与重构，其算法示意图，如图 4-6 所示，重构公式为：

$$f(k) = A_n(k) + \sum_{i=1}^n D_i(k) \quad (4-40)$$

当 $n=3$ 时， $f(k) = A_3 + D_3 + D_2 + D_1 = a_3 + d_3 + d_2 + d_1$

从图 4-7 中可以看出，利用小波变换的正交分解性将单支电阻率测深数据分解成不同尺度下的记录。其中 a_3 是利用低通滤波器求取的逼近系数， a_0 是重构后的信号。从原始记录 s 和重建记录 a_0 的波形对比表明：单支电阻率测深数据按小波变换进行正交分解重建后具有很好的保真性；从低通滤波后的 a_3 与原始图 s 对比可以发现， a_3 经滤波后的曲线形态与原始图 s 具有较好的一致性，起到了平滑滤波的作用。于是利用重构 a_3 的方法便得到预期的目的。

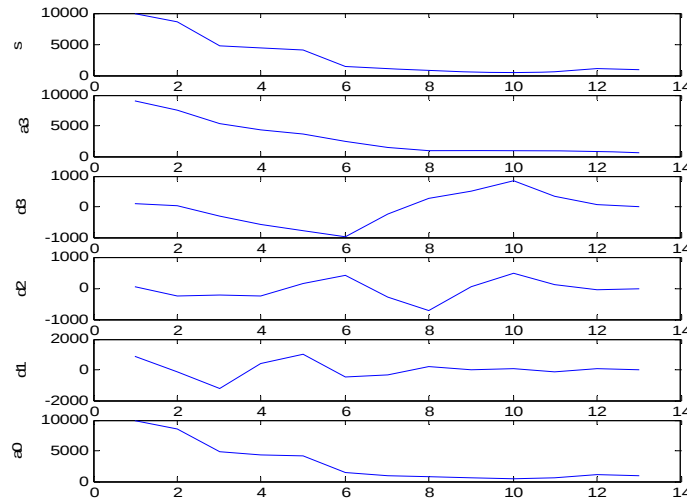


图 4-7 单支电阻率测深数据的分解与重构

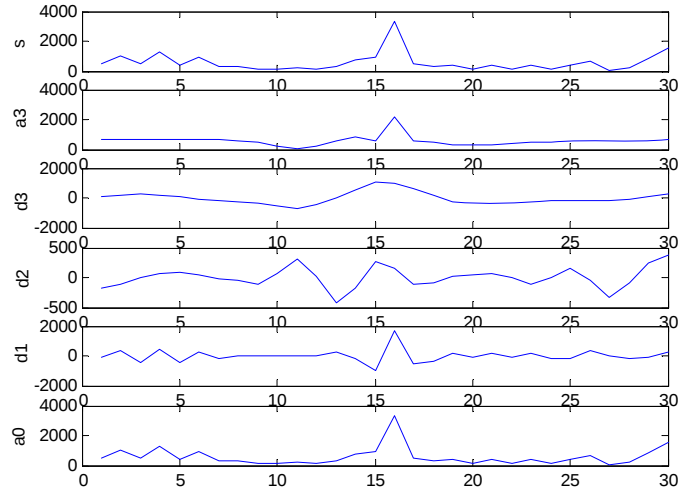


图 4-8 某测线同一测深点电阻率的分解与重构

由偶极-偶极剖面法所测的数据深度随 oo' 的增大而加深, 及探测深度 $h = oo'/2$ 。那么如果对于同一深度的数据采用同样的小波变换方法处理, 就能起到地形校正的作用。图 4-8 是某测区 30 个测量点, 偶极距为 20 米, 第一个测深点的电阻率曲线经小波变换分解和重构后的曲线图。对比原始图 s 和处理后的图 a_3 的数据曲线可以看出: 经小波处理后的数据曲线 a_3 中, 16 号点附近引起的较大局部跳跃得到了有效压制; 测线前端和后段的不规则波浪形曲线也得到了有效校正, 使其趋于平滑, 数据也得到了有效保真。经小波变换处理后的曲线也充分体现了, 同一深度相邻点电阻率的连续性和局部异常电阻率的存在性规律^[88-91]。

4.1.4.3 FIR 数字滤波

FIR 线性相位滤波不会导致信号的波形畸变, 在工程实践中有广泛应用^{[10][92-93]}。在直流电法和低频电法的信号处理中, 同样要求数字滤波器是 FIR 线性相位滤波器, 这样就不会引起电法勘探参数的计算误差, 同时压制测量结果中的干扰。

L 阶有限冲激响应滤波器的传递函数为

$$H(z) = B(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_L z^{-L} \quad (4-41)$$

它所对应的差分方程为:

$$y(k) = \sum_{n=0}^L b(n)x(k-n) \quad (4-42)$$

FIR 滤波器的设计方法主要有窗口法和等纹波逼近法。为了使设计的 FIR 滤波器满足线性相位的条件, 滤波器的系数必须是对称的, 也就是说:

$$b(n) = b(L-n), 0 \leq n \leq \frac{L}{2} \quad (4-43)$$

为了便于使用, FIR 线性相位滤波器的设计方法为窗口法, 低通滤波器的参

数设置对话框如图 4-9 所示。

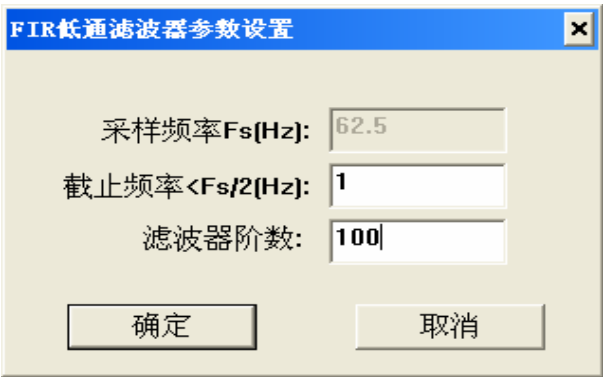


图 4-9 低通滤波器参数设置

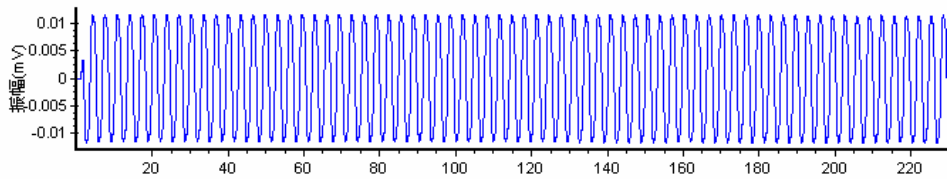


图 4-10 为图 4-15 所示双频波滤波后的波形

图 4-10 为双频波采用图 4-9 滤波器设置参数滤波后的波形。从图中可以看出，滤波器滤掉了双频波中高频成分。

FIR 数字滤波不会导致波形失真，是现代数字信号处理技术普遍推荐的一种滤波方法。软件提供高通滤波、低通滤波、带通滤波、带阻滤波四种滤波器。参数设置及滤波后输出波形如图 4-11 至图 4-14 所示。利用上述滤波器，有利于发现干扰的规律和特点。

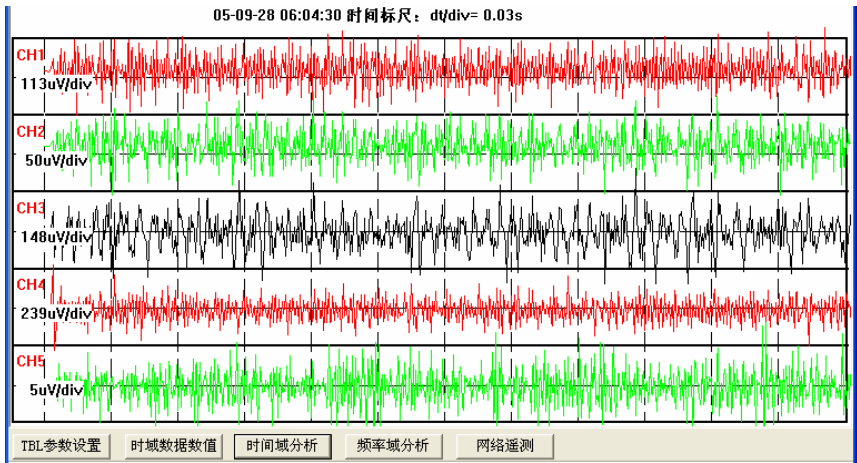


图 4-11 高通滤波结果

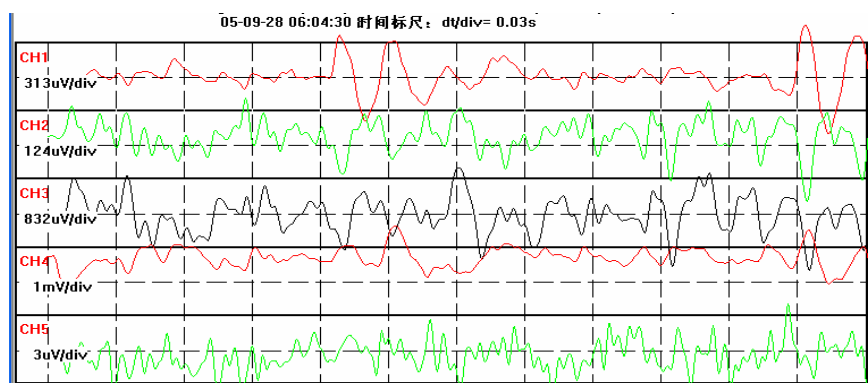


图 4-12 低通滤波结果

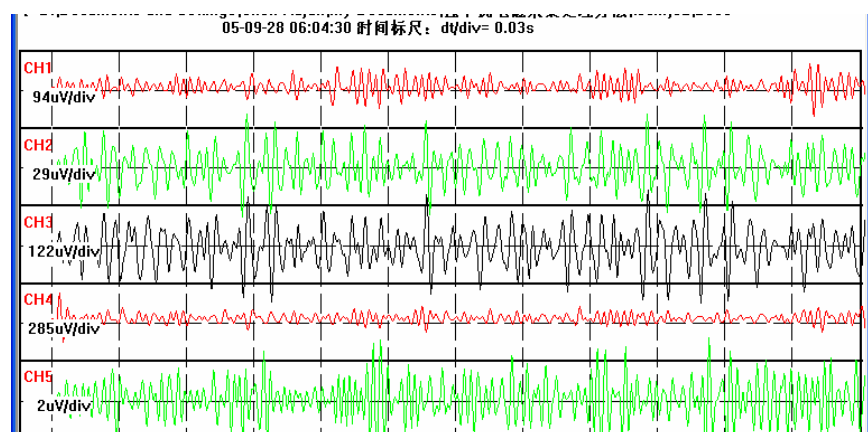


图 4-13 带通滤波结果

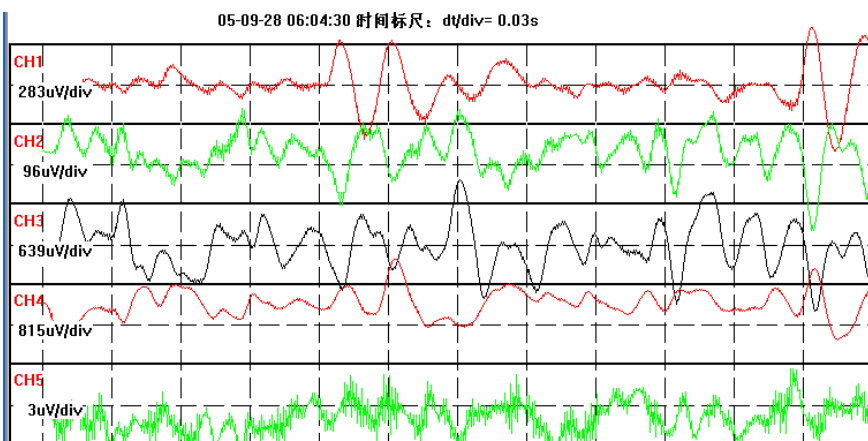


图 4-14 带阻滤波结果

4.1.5 趋势项消除

无论是伪随机信号，还是天然电磁场信号，它们的平均值均可看为零，也就是说，信号中没有直流分量。但由于电极极差变化、自然电位、放大器零漂、大地电流和其它不明低频干扰等各种原因的综合作用，使得测量结果的平均值不为零。这在信号处理中被称为趋势项，趋势项消除的目的就是为了除去测量数据

中趋势项。趋势项严重影响傅立叶变换结果，也影响大地电磁法、电阻率法、激电法中的有关参数计算。当信号很小时，即使仪器的输入端不存在直流分量，仪器内部的零漂也可能大大超过信号本身。因此，必须对数据进行趋势项消除，涉及的电法勘探方法有电阻率法、激发极化法(时间域与频率域)、电磁法(时间域与频率域)等^{[10][93]}。

趋势项消除主要有三种方法，平均值法、线性拟和法、多项式拟和法。平均值法最简单，就是在测量数据中减去测量数据平均值，该方法可以消除测量数据中的直流成分^{[10][93]}。线性拟和法首先对测量数据用一条直线来拟和，得出表示直线的参数后，在测量数据中减去拟和直线对应的值，该方法可以去除测量数据中的直流和低频成分。多项式拟和法用一个多项式来拟和测量数据，然后在测量数据中减去多项式对应的值，主要用在某些特殊场合。在实践中用得最多的是前两种方法。图 4-17 和图 4-18 分别为图 4-15 所示数据消除趋势项后的波形和傅立叶变换结果。从图 4-14 可以看出消除趋势项的双频波振幅谱。

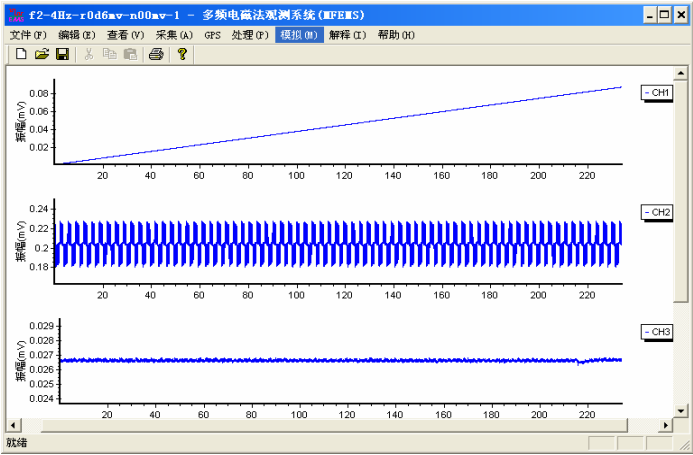


图 4-15 数据测量中的趋势项

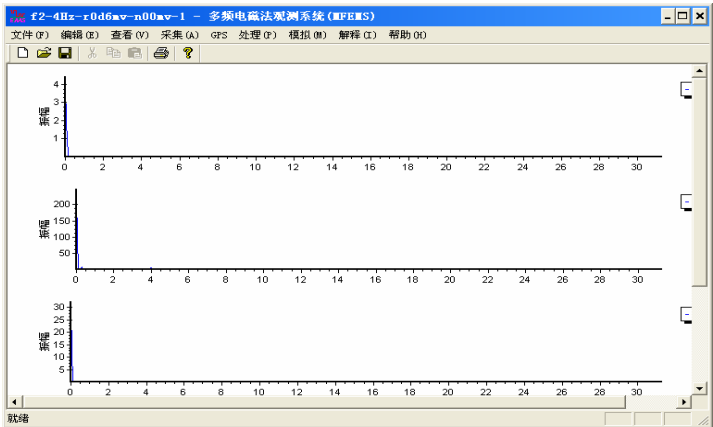


图 4-16 图 4-15 所示数据数据傅立叶变换结果

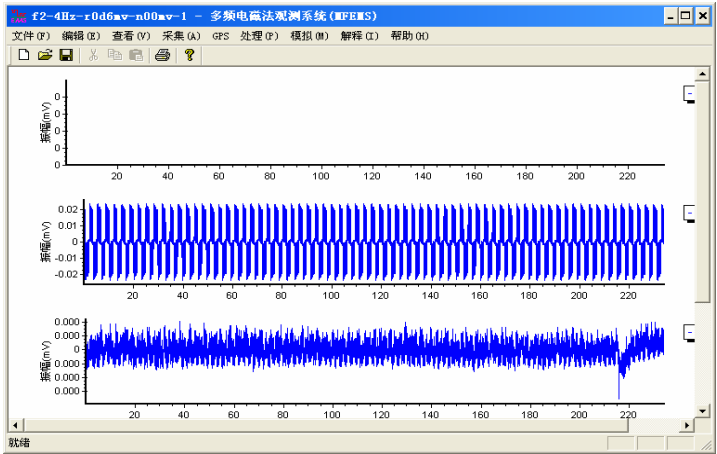


图 4-17 消除趋势项后测量数据波形

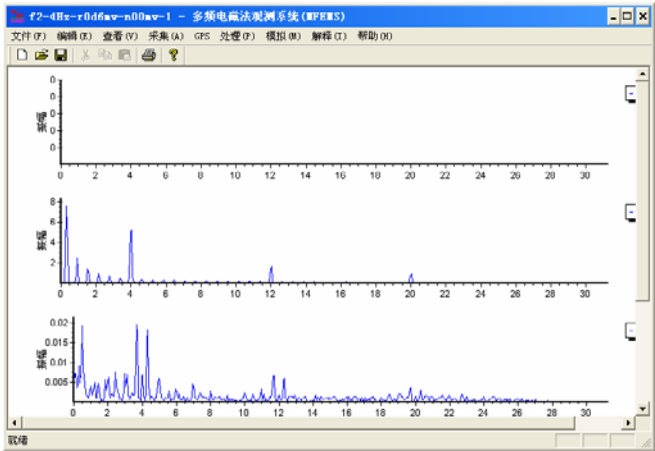


图 4-18 消除趋势项后傅立叶变换结果

趋势项分析压制测量数据中的直流和低频分量，对压制电极漂移和仪器零点漂移有良好效果。图 4-20 所示数据波形为图 4-19 所示数据波形压制趋势项后的曲线，可发现趋势项分析对波形曲线没有明显影响。

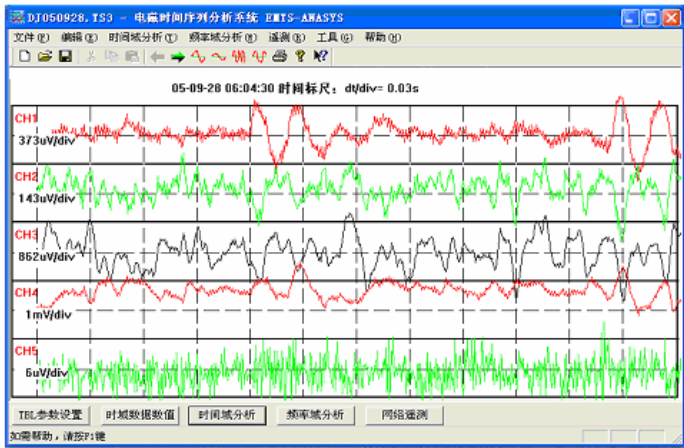


图 4-19 原始波形曲线

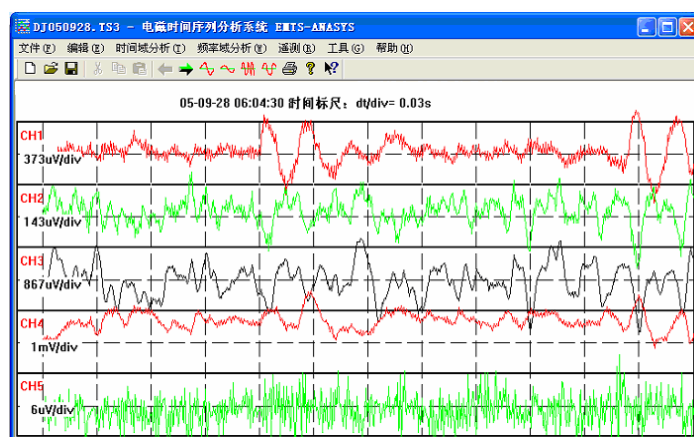


图 4-20 趋势项分析后波形

4.2 混合语言编程在数据处理系统中的应用

为了更有效地开发伪随机激电法数据处理系统，并充分利用已有的伪随机激电法的数据处理源代码，故在开发伪随机数据处理系统中采用了混合编程的方法，充分利用原有的 FORTRAN 源代码，从而能提高开发效率^[94-105]。

混合语言编程是一种创建程序的过程，在这个程序里，源代码用两种或多种计算机语言写出。使用混合语言编程有以下好处^[94-96]：

- 1) 当用某种语言很难实现一个处理过程时，可以用别的语言实现，然后在这种语言里调用它。
- 2) 提高数据处理速度。
- 3) 可充分利用已有的源代码资料，提高程序开发效率。

要想正确地创建混合语言程序，必须建立一些规则来命名变量和子程序，这些规则是为了能够使用堆栈和在不同的计算机语言程序之间进行参数传递。总的来说，这些规则就是调用的约定。

一个调用的约定包括：

- 1) 堆栈的考虑：一个程序是否收到参数的一个不同类型和混合数据；调用以后哪个程序清除堆栈。
- 2) 命名的约定：对大小写字母是否敏感；名字是否作为装饰
- 3) 参数传递协议：参数是通过值传递还是通过引用传递；在不同的语言之间数据类型和结构是如何对应的。

基于客观因素，笔者选择了 Visual Basic(VB)与 FORTRAN 的混合编程。Visual Basic 是一种可视化的编程工具，其界面设计、数据库管理等功能十分强大，且简便快捷^[97-100]。而 Fortran 是擅长计算的高级语言，拥有优秀的计算机软件包和数学模型，自带特殊数学库 IMSL，并提供了大量的特殊数学函数，但在界面设计、图形管理等方面的能力很弱。比如：在对多维空间的激电相位进行数值模拟时，

VB 就很难有效地解决复数计算问题,即使能勉强解决,其运行效率也不高,而 Fortran 却能很好地解决各种科学计算问题,并且其运行效率与精度都很高。但在设计现在流行的 WINDOWS 界面时, Fortran 却很难解决,虽然目前有面向对象功能的 VISUAL FORTRAN 编程工具,但其在设计 WINDOWS 界面时还是不尽如人意,相反 VB 却在设计友好界面、图形管理等方面具体其很强的优势,故如果能把 FORTRAN 与 VB 这两种互补的编程语言结合起来使用,将在开发科学计算与成图系统中发挥重要的作用,也能大大加速系统的开发^[101-105]。

Fortran 和 VB 采用同样标准的调用约定,它们都是用堆栈传递例程系数,且传递方向是从左到右,也就是说,在执行例程调用时,调用程序将参数从右到左依次压入堆栈,被调用例程在接收参数时,将参数从左到右依次从堆栈弹出。

VB 和 Fortran 语言大致上采用了同样的命名约定,它们把名称的每一个字母都转换成大写字母,在 VB 中还把这些变量带有的类型说明符自动去掉,然后放入对应的目标文件。

参数的传递方式主要有四种,即:传值(call by value)、传址(call by reference)、传名(call by name)、传结果(call by result),其中前两种最常用,前者将参数值压入堆栈,后者将参数地址压入堆栈。也就是说,如果在例程中改变了参数,当调用执行完毕、控制返回到调用程序时,值传递参数仍保持调用前的值,而引用传递参数则取改变后的值。Fortran 与 VB 之间常用的是传址方式。

在混合语言间进行参数传递时,应考虑 Fortran 语言与 VB 语言参数类型的对应。两种语言参数类型的对应关系见表 4-1。

表 4-1 Fortran 语言与 VB 语言的参数类型对应关系

Fortran	VB
INTEGER(2)	Integer
INTEGER(4)	Long
REAL(4)	Single
REAL(8)	Double
CHARACTER(*)	String
所有的 LOGICAL 类型	使用整数类型

根据 Fortran 与 VB 程序之间参数传递的多少,这两种编程语言之间可以采用不同的混合编程方式:当参数传递的较少时,两者语言间的数据交换由参数传递实现。用 VB 设计界面及控制程序,将 Fortran 程序编译成动态连接库,并由 VB 程序调用之;当传递的参数很多时,为提高数据传输效率及数据处理速度,可选用 VB 和 Fortran 间的所有数据交换均通过磁盘文件进行。而用 VB 设计界面,将 Fortran 应用程序编译成可执行的应用程序,在适当的时候由 VB 应用程

序启动, 计算结束后, 最终结果显示在 VB 界面上。整个运行过程中, Fortran 应用程序均在后台运行。

对于科学计算程序而言, 一般情况下参数传输量和产生的中间数据量都较大, 故大多选择通过磁盘文件进行数据交换。对于这种交换方式, 可以利用 VB 中的 Shell 函数来启动 Fortran 应用程序, 以便对数据文件进行相应的操作。但 Shell 是以异步方式执行的, 这种执行方式不会等待 Fortran 程序结束而是调用 FORTRAN 程序后, 又继续执行后续的 VB 程序, 从而使 VB 得不到最终的数据结果而出错。另一方面, 由于 VB 是直接运行于 Windows 平台的, 而 Fortran 程序是一种基于 DOS 平台的应用程序, 在 Windows 平台运行 DOS 应用程序, 会退出 Windows 而进入 DOS 界面, 因此会出现“黑屏”现象。此外, 在通常情况下, 在 Windows 平台运行的 DOS 程序即使已终止, 也不能自动关闭 DOS 而返回 Windows。对于这些问题, 可以采用下面的方法进行解决: 在 VB 中用 API 函数如: 可以用 Creat-Process 函数建立外壳进程(Fortran 程序)句柄, 然后通过 WaitForSingleObject 函数等待外壳进程终止, 用 CloseHandle 函数关闭打开的进程对象, 从而实现对 FORTRAN 外壳程序进行同步调用; 或采用 VB 中的 Shell 函数, 结合利用 API 函数 OpenProcess 和 CloseHandle 或 OpenProcess 和 GetExitCodeProcess 来实现等待 Shell 程序的执行, 从而解决 SHELL 函数异步执行的问题, 使其异步执行同步化^[94-105]。

4.3 数据成图子系统

为使解释系统处理的数据能更直观地得到反映, 就需要对处理后的数据进行成图操作, 从而使数据以一种更形象的方式展现出来。对于一维、二维数据成图, GOLDEN SOFTWARE 公司开发的 GRAPHER、SURFER 能很好地解决。数学模型是二维成图系统绘制等值线的核心, 数学模型就是成图系统中的网格化方法。格网化是指采用一定的格网化方法(即数学模型)对不规则分布的原始数据点进行插值, 生成在原始数据分布范围内规则间距的数据点分布。在 SURFER 系列软件中选用了常用的、用途广泛的距离倒数乘方法(Inverse Distance to Power)、克里金法(kriging)、最小曲率法(Minimum Curvature)、改进的谢别德法(Modified Shepard's Mothod)等 9 种网格化方法^[106-109]。

GOLDEN SOFTWARE 公司生产的 GRAPHER 与 SURFER 产品均提供了一种类似于 Visual Basic 的脚本语言(GS Scripter)。采用 GRAPHER 与 SURFER 成图系统有一个很大的优点, 就是利用其自带的脚本语言能批量的处理大量图件的绘制工作, 从而大大提高绘制图件的效率。但该语言的功能有限, 仅能完成一些简单的图形控制, 且面向对象的编程模式不强, 故可借助于功能更强大、交互性更友好

的高级编程工具如: Visual Basic 等, 结合该脚本语言对 GRAPHER 与 SURFER 程序进行更自由方便的交互绘图, 就能解决更复杂图件的绘制^[108]。

GRAPHER、SURFER 与 Visual Basic 之间的通信是借助于 ActiveX 自动化协议。该协议是一种允许一个应用程序(控制端)去控制另一个应用程序(服务器端)的协议。GRAPHER、SURFER 软件提供了 ActiveX 自动化对象, 因而允许支持自动化的如 Visual Basic 等编程工具调用 GRAPHER、SURFER 的每个功能^[109]。

VB 与 GRAPHER、SURFER 混合编程能实现地学图件更好的显示与控制, 既借助了 VB 这一可视化语言具有强大的图形用户界面和编译的特点, 又很好地利用了 GRAPHER、SURFER 完美的绘图功能。因此, 通过面向对象的高级编程语言和现有地学绘图软件之间的 ActiveX 自动化连接, 能充分挖掘现有互补软件的一些功能, 而不是重新编写这些软件已能很成熟地实现的可视化功能的算法程序。既能很好地解决地学图件的显示与处理等问题, 又能更经济的达到目的。

GOLDEN SOFTWARE 公司开发的 Grapher 和 Surfer 系列一维和二维成图软件不论在成图功能上还是在人机交互上有着比较显著的优势, 因而在物探界得到广泛的应用。但该软件在三维成图方面除了可作三维地形图外, 在目前版本中再无其它三维功能, 难以胜任当今三维图件的绘制。虽然 Surfer 能很好地处理纵剖面, 由于现今大多是多条长、深剖面的综合, 在后期数据成图解释中往往需要对某深度的地层属性数据进行提取, 作相应的横断面成图, 在这方面虽然 Surfer 可通过先对纵剖面数据进行网格化, 再对某深度的属性数据进行手工提起, 综合后, 再作相应的横断面图。但这样作图的效率与精度很难达到工作的要求, 而且其灵活性很差, 不方便对深度数据进行随意提取; 而且在计算某范围内地质异常体体积和结合已知钻孔资料指导后期钻探工作等方面都不具备相应功能, 从而限制了其在三维成图方面的应用^[106-109]。

国内有些 GIS 软件中附带了三维成图功能, 但由于只是作为一种次要功能, 其成图方法与效果都不是很理想, 而且对计算机的性能要求较高, 故限制了其在矿产勘探界的应用与推广^[110]。

ROCKWORKS地质建模软件系美国ROCKWARE公司的旗舰成图软件。其底层所采用的是可靠度高、移植性好、可伸缩、灵活、容易使用的OpenGL, OpenGL是个专业的2D和3D程序接口, 是一个功能强大、调用方便的底层2D与3D图形库, 是一个独立于窗口系统和操作系统的开放式三维图形标准, 得到了众多计算机厂商的支持。作为一个优秀的三维图形接口, OpenGL提供了丰富的绘图命令, 利用这些命令能够开发出高性能、交互式的三维图形应用程序^[111-115]。

地学三维建模软件很多如: GEO3D、SURPAC、PETROL 等, 各自有其特殊的优势, 也能解决不同的地学成图问题, 但借助于这些成图软件成图, 不能使伪

随机激电法解释数据得到直接地、快捷的显示,不便于及时观察和分析计算结果,为了使计算程序计算的结果由数据立即转化为图形,并指导高维数据的解释处理等工作,可在解释系统中添加高维成图子系统。

为此,笔者尝试采用 VB 调用 OpenGL 这一专业的 2D 和 3D 图形库,来实现解释数据的初步的图形显示。

由于 Visual Basic 没有提供对 OpenGL 图形函数的直接调用,故为了实现调用,必须采用其他方法:一是在其他编程语言下设计三维图形控件,然后在 VB 中选择这一控件实现调用控件中的三维图形模块;二是建立 OpenGL 类型库。类型库是一个编译的目标定义语言脚本,它包含有相应动态链接库、控件和可执行文件中的数据类型和目标的描述,类型库的源代码经过 MIDL(Microsoft Interface Definition Language)编译最后生成 tlb 文件,tlb 文件使用 regsvr32.exe 注册并在 VB 中设置 tlb 文件的引用后,即可在 VB 程序中使用 OpenGL 的所有图形函数和模块了。

目前支持 VB 等开发工具的 OpenGL 开发库也开始出现。如 VBOpenGL (vbogl.tlb) 库,这是一个可免费使用的第三方库,它封装了大量的底层 OpenGL 库函数,很大程度上简化了开发工作。在 VB 中建立图形环境之前,首先要在“工程”菜单下通过“引用”子菜单下加入 VBOpenGL 库,然后在窗体上加入一个 PictureBox 控件作为图形模型的显示和操作区域^{[104][116-118]}

第五章 结论与建议

5.1 本文主要研究成果

本文系统总结了激电法的现状和发展趋势,并对激电法的各种激电参数作了详细的分析,在双频激电和伪随机多频激电系统研究的基础上提出了伪随机激电多参数谱法,提出了频率域充电率、相频率两个激电参数,并进行了系统研讨。主要的研究工作和研究成果如下:

1. 借鉴已有的激电参数的定义,提出了频率域中充电率和相频率两个激电参数,并对其在区分激电异常源性质方面进行了详细地分析与比较。
2. 在总结前人对岩矿石时间常数的影响因素研究基础上,指出在影响因素划分上的错误,故在衡量岩矿石的影响因素对时间常数影响程度没有可比性,无法区分那种因素更重要,这种比较也是不合理的,所得出的结论也是片面的,不科学的;
3. 基于对激电法各种激电参数的研究基础上,笔者提出了伪随机激电多参数谱法的概念,并对其发展思路作了分析与探讨;
4. 基于对双频激电法与相位激电法的综合分析基础上,提出了双频激电相位法,运用该方法既能测量激电异常体的激电效应强弱,还能反映异常源的时间常数大小,进而区分激电异常源性质,而工作量与双频激电法一样;
5. 首次详细研究了伪随机多频激电相对相位法在区分激电异常源性质上的基本原理,为相对相位法区分激电异常源提供理论上的支持;
6. 对伪随机激电多参数谱法进行了中梯装置的数值模拟,并提供了部分计算结果与代码;
7. 研究了伪随机激电多参数谱法的数据处理,对原始数据预处理、感应耦合校正、小波压躁与滤波、趋势项消除、FIR 滤波、相关分析等数据处理技术作了一定的分析与研讨,并应用于伪随机激电多参数谱法的数据处理中;
8. 对激电法数据预处理进行了研究,实现了数据格式转换、电磁耦合

校正、数据拼接、数据插值、滤波处理等，以提高激电法数据的质量，进而提高后期数据解释效果；

9. 为提高伪随机激电多参数谱法数据解释系统的开发效率，同时充分利用数据处理的成熟算法的源代码，笔者借鉴混合语言编程方法开发激电数据解释系统。
10. 为使解释系统的数据处理结果能更直接、更方便、更形象地得到显示，笔者对采用 VB 与 OpenGL 相结合的方法进行分析研究，试探性的开发解释系统的高维成图部分。

5.2 不足之处及后继工作

伪随机激电多参数谱法是一种新的激电解释方法，在解决激电异常性质区分等问题上具有其独特的优势，如何充分发挥其独特的优势，还需要作更多的努力与研究。

本人认为还要从如下几个方面进行深入的研究与完善：

1. 在谱激电法中出现一个问题：要采用多个 COLE-COLE 模型来拟合实验结果。那么是否是到了对 COLE-COLE 模型进行大幅修改或完全抛弃的时候了？是否还有一个或多个不被人所知的新参数需要添加到模型中去或完全采用新的模型？正如天文学史上对太阳系模型修改的情况一样？我个人觉得这个问题值得作深层次的研究。
2. 在采用激电法研究勘探区的地质情况时，最终目的是了解勘探区中异常体的各种物理参数或特性，如矿物含量、矿物种类、产状、埋深等情况，而目前测量的激电参数只是这些物理参数或特性的综合反映，如何建立起现有激电参数与异常体的物理参数或特性的量化关系，是否有这个可能？
3. 对于伪随机激电多参数谱法，则还需要研究更多不同装置下、更多有代表性的标本等情况下的异常分布，建立更多的正演数据库，为后期数据解释提供充分的数据资料，研究并提出更适合该方法的数据解释系统等；
4. 对于多种金属硫化物形成的混合矿体如何进行区分？是否能通过现有研究成果达到这个目的或该采用什么方法和手段来研究？

5. 对于频率域的充电率和相频率、相对相位这些激电参数还需要作更进一步的分析研究,充分挖掘其对区分激电异常源性质方面的特性;
6. 研究伪随机多功能电法解释系统,可考虑研究或借鉴高维电阻率法、激电法、大地电磁法、频率域电磁法相应的数据解释系统,并且加强相互之间的数据共享与约束,达到联合反演的目的;
7. 可否借鉴与信息管理系统中的专家解释系统的办法,开发与改进伪随机电法解释系统,并且在解释系统中添加更多的地质、化探等资料,以使解释结果更符合具体的实际情况,并使解释结果更明了,更形象具体,从而使非专业人士也能对明白解释结果,并指导后续工作。
8. 借助 OpenGL 等绘图函数接口,运用高效的高级开发工具,进一步研究更适合物探数据显示的高维成图系统。
9. 电磁信号中是否能提取激电信息?如能的话,能在多大程度上获取激电信息,有些什么前提条件?
10. 不管哪种激电参数在识别激电异常方面的能力如何,但各种参数都是一个间接参数,而不是岩矿石的直接参数如:矿物成分、含量、矿体的形态等,是否能够通过某种方法或处理手段,把间接参数与直接参数联系起来,从而达到对岩矿石直接参数的直接描述?
11. 激电参数有很多,但这些参数是相互联系,相互作用,有些也是相互等效的,那么这些参数是否能分出不同的级别来,等级高的某个参数是否能包含其他的一些激电参数的反映特性?研究一个激电参数就能替代其他的激电参数。这些问题在伪随机多参数谱的数据解释中如何解决?如何进一步加强多参数谱在数据解释中的相互作用,提高解释精度与效果?
12. 石墨化岩石的时间常数通常是很大的,如在张赛珍的研究报告中就提出当岩石中所含石墨的体积百分比从 10%到 80%变化时,所测得的时间常数值都是很大,而且相对变化不大,那么可以设想在石墨体积百分比从 0%到 10%变化时,其时间常数必然有一个变化过程,那么这个变化情况是怎样的?在这 0%到 10%的范围内必然存在某个体积含量范围内的石墨引起的时间常数与其他金属硫化物引起的

时间常数相互混淆，那么这种情况下如何识别是石墨还是其他金属硫化物引起的？

13. 激电法中当供电极周围存在电阻率与极化率不均匀体时，将产生激电法中被称之为电极效应的现象，其根本原因是浅层的电性不均匀体的存在引起一次场局部畸变。故激电法的电极效应与电磁法中的静态效应在产生原因上很雷同，是否可以借用电磁法中静态校正的方法来对电极效应进行校正？

参考文献

- [1] J. S 萨姆纳(美)著. 陈文华, 译. 地球物理勘探的激发极化原理. 北京: 地质出版社. 1981
- [2] 何继善. 双频激电法. 北京: 高等教育出版社, 2005.
- [3] 傅良魁主编. 激发极化法. 北京: 地质出版社, 1982
- [4] 何继善等著. 双频道激电法研究. 长沙: 湖南科学出版社, 1989
- [5] 罗延钟, 张桂青. 频率域激电法原理. 北京: 地质出版社, 1988
- [6] 刘崧. 谱激电法. 武汉: 中国地质大学出版社, 1998
- [7] 慕文斋, 龙占奎, 刘静. 相位激电法中相角测量方法纵横谈. 维普资讯
- [8] 何继善. 伪随机三频电法研究. 中国有色金属学报, 1994, 4 (1): 1~7
- [9] 何继善. 2ⁿ 系列伪随机信号及应用. 见: 中国地球物理学会年刊. 北京: 地震出版社, 1998. 199
- [10] 陈儒军. 伪随机多频电磁法观测系统: [博士学位论文]. 长沙: 中南大学, 2003
- [11] 何继善等. 伪随机电磁法及多功能仪器研究报告(内部交流). 长沙: 中南大学地球物理勘查新技术研究所, 1999
- [12] 吴汉荣. 激电相对相位测量及其地质效果[A]. 吴汉荣, 谢婷婷, 等. 勘查地球物理勘查地球化学文集第3集—激发极化法专集[C]. 北京: 地质出版社, 1985. 295~300
- [13] 陈儒军, 何继善, 白宜诚, 汤井田. 多频激电相对相位谱研究. 中南大学学报(自然科学版). 2004. 35 (1): 106~111
- [14] 张友山, 何继善. 多频组合波激电法的去耦研究. 中南矿冶学院学报, 1994, 25 (5): 113~115
- [15] 张宪润, 陈儒军. 激电相对相位法区分矿与非矿异常的成功实例. 物探与化探, 1998, 22 (4): 251~254
- [16] 张友山, 何继善. 三频激电相对相位观测法. 中南矿冶学院学报, 1994, 25 (4): 417~421.
- [17] 张友山, 何继善. 伪随机三频波激电法. 中南大学学报, 1995, 26 (2): 157~161
- [18] 何继善. 多参数双频激电研究. 地球与空间科学观测技术进展. 北京: 地震出版社, 1995, 413~421
- [19] 陈儒军等. 高精度多频电法数据采集系统. 物探与化探, 2003, 27 (5): 375~378
- [20] 何继善, 柳建新. 伪随机多频相位法应用简介. 中国有色金属学报, 2002, 12 (2): 374~376
- [21] 鲍光淑, 何继善. 多参数频域激电观测系统的研究. 地学仪器, 1995, (2): 5~

10

- [22] 何继善, 白宜诚, 浦慧如等. 伪随机电磁法及多功能仪器研究科研报告[R]. 长沙: 中南大学地球物理勘查新技术研究所, 1999
- [23] 何继善. 电法勘探的发展和展望. 地球物理学报, 1997, 40(增): 308~316
- [24] 柳建新. 广西泗顶铅锌矿及外围地球物理研究. 长沙: 中南大学地球物理勘查新技术研究所, 2003
- [25] 何继善, 柳建新. 双频激电法矿产普查工作手册. 长沙: 中南大学, 2002
- [26] 柳建新, 何继善, 等. 一种区分矿与非矿的有效方法—伪随机多频相位法原理及其应用. 中国地质, 2001, 28(9): 41~46
- [27] 何继善. 提取和利用 EM 效应和 IP 效应的方波相干法. 见: 中国地球物理学会年刊. 北京: 地震出版社, 1994
- [28] B. A. 柯马罗夫. 激发极化法勘探, 阎立光等译. 北京: 地质出版社, 1983
- [29] 何继善, 李大庆, 汤井田. 频谱激电非线性效应的理论模型. 地球物理学报 1995. 38(5): 662~670
- [30] I. M., Spectral IP parameters derived from time-domain measurements, in Ward, S. H., Ed., Induced polarization: Soc. Of Expl. Geophys., 1990, 57~78
- [31] Lewis, R. J. G. and Bishop, J. R., Target discrimination with time-domain spectral IP inversion, 57th Ann. Internat. Mtg: Soc. Of Expl. Geophys., 1987, Session: MIN1.6.
- [32] Seigel, H. O., Vanhala, H. and Sheard, S. N., Some case histories of source discrimination using time-domain spectral IP. Geophysics, 1997, 62: 1394~1408
- [33] Seigel, H. O., Ehrat, R. and Brcic, I., A microprocessor based multichannel time-domain IP receiver, in Ward, S. H., Ed., Induced polarization: Soc. Of Expl. Geophys., 1990, 91~103
- [34] Seigel, Harold O., The magnetic induced polarization (MIP) method. Geophysics, 1974, 39: 321~339
- [35] 周安昌, 杨冠鼎. 激发极化相对相位测量在两个矿床上的实验结果[A]. 吴汉荣, 谢婷婷, 等. 勘查地球物理勘查地球化学文集第3集—激发极化法专集[C]. 北京: 地质出版社, 1985: 291~294
- [36] 何继善. 电法勘探的发展与展望. 地球物理学报. 1997, 40: 308~315
- [37] 张赛珍, 等译. 地球物理勘探专辑第7辑—电法勘探(激发极化法). 北京: 中国工业出版社. 1965
- [38] 张赛珍等. 我国几个金属矿区岩(矿)石的低频相位频率特性及影响因素. 地理物理学报, 1984, 27(2)

- [39] Pelton, W. H. , Ward, S. H. , Hallof, P. G. , Sill, W. R. , and Nelson, P. H. Mineral discrimination and removal of inductive coupling with multi-frequency IP. *Geophysics*, 1978, 43(3): 588~609
- [40] 日丹诺夫 M C. 电法勘探. 潘玉玲, 王守坦 译. 武汉: 中国地质大学出版社, 1990. 397~405
- [41] 中国地质大学(武汉)应用地球物理系组编. 应用地球物理学进展. 武汉: 中国地质大学出版社, 1996
- [42] 王书民. 激电相位的一种近似解释方法与应用效果. *物探与化探*. 2004, 28(4): 317~319
- [43] 王书民, 雷达. 相位激电法(偶极—偶极)单频电磁耦合校正方法. *物探与化探*. 2002, 26(1): 57~63
- [44] 张美玲, 王艳, 孙宏智. 利用相位差与电阻率曲线反演介电常数的方法研究. *大庆石油地质与开发*. 2000, 19(3): 46~48
- [45] 王自力, 张赛珍. 实测视复电阻率振幅谱换算相位的可行性. *物探与化探*, 1989, 13(6): 453~457
- [46] 罗延钟, 吴之训, 频谱激电中频率相关系数的应用, *地球物理学报*, 1992, 35(4)
- [47] 张赛珍, 王庆乙, 罗延钟. 中国电法勘探发展概况. *地球物理学报*, 1994, 37(增): 408~424
- [48] 罗延钟, 熊宗厚, 吴之训, 崔先文. 频谱激电的异常规律. 勘查地球物理勘查地球化学文集(20), 罗延钟, 史保连, 朴化荣主编. 北京: 地质出版社, 1996.
- [49] 吴之训, 崔先文, 罗延钟. 频谱激电法在金属矿和油气藏勘查中的应用. 勘查地球物理勘查地球化学文集(20), 罗延钟, 史保连, 朴化荣主编. 北京: 地质出版社, 1996
- [50] 罗延钟, 孟永良, 熊宗厚. 频谱激电法的模拟准则. 勘查地球物理勘查地球化学文集(20), 罗延钟, 史保连, 朴化荣主编. 北京: 地质出版社, 1996
- [51] 林长佑, 武玉霞, 罗东山, 等. 频率测深中单分量视电阻率—相位联合反演. *煤田地质与勘探*. 1993, 21(3): 46~52
- [52] 黄力军, 刘瑞德, 陆桂福. 相位激电测深在有色金属矿产勘查中的应用. *物探化探计算技术*. 2006, 28(1): 22~25
- [53] 罗延钟. 频谱激电法及其在近几年的发展, 勘查地球物理勘查地球化学文集(20), 罗延钟, 史保连, 朴化荣主编. 北京: 地质出版社, 1996
- [54] 鲍光淑, 张碧星, 敬荣中, 等. 三维电磁响应积分方程法数值模拟. *中南工业大学学报*. 1999, 30(5): 472~474
- [55] 张碧星, 鲁来玉, 鲍光淑, 等. 电张量格林并矢与三维电磁模拟. *中南工业大学学报*. 1999, 30(6): 575~577
- [56] 夏训银, 张宪润, 张碧星. 均匀半空间三维体的三频激电相对相位法积分方

- 程模拟. 桂林工学院学报. 2004, 24 (4) : 422~425
- [57] 夏训银. 相对相位法数值模拟和物理模拟研究: [硕士学位论文]. 长沙: 中南大学, 2000
- [58] 朴化荣, 薛爱民, 金东和, 等. 积分方程求解三度极化体的激发极化效应. 物化探计算技术. 1985, 17 (3)
- [59] 雷照银, 马信山. 均匀半空间导体的并矢格林函数解析式. 地球物理学报. 1997, 40 (2)
- [60] 米萨克, 纳比吉安. 电磁法 (理论部分). 赵经祥等译. 北京: 地质出版社, 1992
- [61] 唐章洪, 薛赛男, 冯峰 等编著. Visual Fortran 程序设计. 北京: 人民邮电出版社. 2000
- [62] 郑咸义 编. 数值计算方法与FORTRAN语言. 北京: 电子工业出版社. 1985
- [63] 钱乐秋, 陈增荣, 朱扬勇 编著. FORTRAN 语言程序设计与数值计算. 上海: 复旦大学出版社. 1997
- [64] 徐士良 编. FORTRAN常用算法程序集. 北京: 清华大学出版社. 1992
- [65] 廖秀英. 基于激发极化数据处理的系统研究: [硕士学位论文]. 长沙: 中南大学, 2006
- [66] Zonge, K. L. and Wynn, I. C. Recent advances and applications in complex resistivity measurement, Geophysics, 1975, 40 (5)
- [67] ZONGE INC. GDP MANUAL. 2003
- [68] 何继善, 汤井田, 王少武. 直接同时提取激电效应的方波相干法. 地球物理学报. 1994 年, 2: 516~523
- [69] 刘海飞. 高密度数据处理方法研究: [硕士学位论文]. 长沙: 中南大学, 2004
- [70] 罗延钟, 张桂青 编著. 电子计算机在电法勘探中的应用. 武汉: 武汉地质学院出版社. 1987
- [71] 李庆扬, 王能超, 易大义. 数值分析, 武汉: 华中理工大学出版社, 1982
- [72] 李棋, 物探数值方法导论, 地质出版社, 1991
- [73] 李庆扬等, 数值分析, 华中理工大学出版社, 1982
- [74] 胡家赣, 线性代数方程组的迭代解法, 科学出版社, 1991
- [75] 汤井田, 宋守根, 何继善. 小波变换与阻抗函数的奇性分析及其应用 (摘要). 中南矿冶学院学报. 1994, 25 (5): 29
- [76] 宋守根, 汤井田, 何继善. 小波变换与电磁法勘探中高维地质体的特征刻划. 中国有色金属学报. 1993, 3 (4) : 1
- [77] 杨福生. 小波变换的工程分析与应用. 北京: 科学出版社, 2000: 178~179
- [78] 宋国乡, 甘小冰. 数值泛函及小波分析初步. 郑州: 河南科学出版社, 1993

- [79] 邓东素, 彭立中. 小波分析. 数学进展, 1991, Vol. 20(3), 294~310
- [80] 孙延奎. 小波分析及其应用. 机械工业出版社, 2005
- [81] 解海军, 陈明生, 阎述. 利用小波分析压制静态效应. 煤田地质与勘探. 1998, , 26(4)
- [82] 秦前清, 杨宗凯. 实用小波分析. 西安: 西安电子科技大学出版社. 1995
- [83] 侯遵泽, 杨文采. 小波分析应用研究. 物探化探计算技术. 1995, 17(3)
- [84] Alexandrescu M Gibert D. Detection of geomagnetic jerks using wavelet analysis. Journal of Geophysical Research. 1995; (B7):12557~12572
- [85] Mallat S Hwang WL. Singularity detection and processing with wavets IEEE trans. On Information Theory, 1992; 38:617~643
- [86] Daubechies I. Orthonormal bases of compactly supported wavelets. Communicationson Pure and AppliedMathematics, 1988; XLI:909~996
- [87] 宋守根, 汤井田, 何继善. 小波分析与电磁测深中静态效应的识别、分离及压制. 地球物理学报. 1995, 38(1)
- [88] 林春丽, 王克成, 黄轶. 小波变换与傅立叶变换在信号消噪中的对比研究华北科技学院学报. 2005, 12(4)
- [89] 柳建新, 韩世礼, 马捷, 等. 小波分析在地震资料去噪中的应用. 物探化探计算技术. 2005, 3
- [90] 牛全营, 王长丰, 杨宗岭. 小波分析在信噪分离中的应用原理. 焦作大学学报. 2006, 03
- [91] 韩世礼. 时间域多参数联合测深法的应用研究: [硕士学位论文]. 长沙: 中南大学, 2006
- [92] 林彦杰. 基于 MATLAB 的 FIR 数字滤波器的设计. 电子工程师. 2005, 01
- [93] 董绍平, 陈世耕, 王洋. 数字信号处理基础(修订版). 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1996.
- [94] 刘乃琦 编著. IBM PC 混合语言编程技术. 北京: 电子工业出版社. 1999
- [95] 张超锋, 黄芑. Visual Basic 6.0与Visual Fortran的混合编程. 研究生论丛. 2003, No. 2:69~72
- [96] 中国科学院数学研究所主编. BASIC语言常用算法程序汇编. 北京: 中国铁道出版社, 1981
- [97] Francesco Bslena 著. Visual Basic 6编程技术大全, 翔实翻译组译, 北京: 中国机械工业出版社, 1981
- [98] 李兰友, 万振凯, 等编著. Visual Basic 6图像处理开发与实例. 北京: 电子工业出版社. 2000
- [99] 黄嘉辉, 黄悦珊 编著. Visual Basic与Windows API程序设计高手. 北京: 清华大学出版社. 2001

- [100] John Paul Mueller 著. Visual Basic COM+编程宝典. 刘建军, 卢刚, 宋江洪等译. 北京: 电子工业出版社. 2001
- [101] 汤洪志, 周华中, 胡文平, 周亚中. VB 与 Visual Fortran 混合语言编程及其在物探化探数值计算中的应用. 物化探计算技术. 2002, 24(1): 71~76
- [102] 张学胜. 用 VB 和 Fortran 混合编程开发科学计算软件. 计算机应用. 2003, 23: 11~12
- [103] 朱从旭, 邓宏贵. 用 VB 和 Fortran 混合编程开发科学计算与作图软件. 计算机应用. 2000, 20(4): 65~67
- [104] 王峰. 用 VISUAL BASIC 实现 OpenGL 三维地形显示. 测绘与信息工程. 2000. 13(3): 13~16
- [105] 肖晓玲等. VC 与 Fortran 混合编程及其在大地电磁测深中的应用. 物探化探计算技术. 2000(2), 22(1)
- [106] 白世彪, 陈晔, 王建. 等值线绘图软件 SURFER7 中九种插值法介绍. 物探化探计算技术. 2002, 24(2): 157~162
- [107] 张二勇, 李云峰, 王玮. Surfer 软件绘图接口的开发及应用. 地下水. 2005, 27(3): 212~214
- [108] the golden software Inc. the manual of surfer 8.0. 2001
- [109] 刘川宁. GRAPHER、Surfer32与CorelDRAW10在物探成图中的应用. 矿产与地质. 2003, 17(1), 62~64
- [110] 武汉中地信息工程有限公司. MAPGIS操作手册, 2005
- [111] 贾志刚 编著. OpenGL 编程: 入门与提高. 北京: 中国环境科学出版社. 1999
- [112] 和平鸽工作室 编著. OpenGL高级编程与可视化系统开发(系统开发篇). 北京: 中国水利水电出版社. 2002
- [113] The Rockware Inc. the manual of the rockworks 2004. 2004;
- [114] 藤蔓 等. 最新石油地下数据形象化软件 Rock Works2004. 石油工业计算机应用. 2004, 12(3), 23~25
- [115] 童艳光, 刘春明等. ROCKWORKS 三维成图在物探找矿工作中的应用研究. 物化探计算技术, 2006(待刊)
- [116] 郝永鸿. 地质成图方法研究. 黑龙江国土资源. 2005, 5, 42~43
- [117] 唐令广. CAD 成图软件在矿山生产中的应用. 矿业工程. 2004, 2(2), 56~58
- [118] 高淑芳. 地质找矿过程中如何提高物探工作质量. 地球物理学进展. 2005, 20(1), 97~103

论文附录

附录 1:

激电多参数谱数值计算部分源代码【注】

【注】代码作了一些保密处理

```

PROGRAM IP
C   This program calculate the phase spectrum of 3D
IP in frequency domain.
      IMPLICIT                                DOUBLE
PRECISION(A-B,D-H,O-Z)
      IMPLICIT DOUBLE COMPLEX(C)
      REAL MN
      PARAMETER(M1=450,M2=606)

NAMELIST/OBJECT/H1,H2,H3,X0,Y0,Z0,ALFA,N1,
N2,N3
      NAMELIST/PARA1/QI,AB,MN,KK

NAMELIST/PARA2/NW,W,RES1,AM1,TOU1,AC1,RE
S2,AM2,TOU2,AC2

COMMON/PA1/DRS(3),R,RS,DEL(3),DEL2(3),S(3),V,
A,PAI,PAI4,CI,CIK
5
COMMON/PA2/N,N1,N2,N3,X0,Y0,Z0,H1,H2,H3,ALF
A
      COMMON/PA3/QI,H,AB,MN

COMMON/PA4/CK2,CKA,CKR,CKS,CIKA,CIKR,CI
KS

COMMON/PA5/XYZ(3,M2),CEN(M1),CEW(M2)
      DIMENSION
CR(3,3),CG1(M1,M1),CG2(M2,M1),CT(M1),W(3)
      DIMENSION
CEWT(M2),DR(3),CVOL1(3,200),CVOL2(3,200),XX(
200)

OPEN(10,FILE='DAT.IN',STATUS='OLD')
READ(10,OBJECT)
READ(10,PARA1)
READ(10,PARA2)
N=N1*N2*N3
NT=3*N
MT=3*KK
IF(NT.GT.M1.OR.MT.GT.M2)THEN
PRINT*,'OK! THE NUMBER IS WRONG'
STOP
ENDIF
CALL CPAB
PAI=3.1415926535897D0
PAI2=2*PAI
PAI4=4*PAI
DO 5 I=1,3
DEL2(I)=DEL(I)/2.
CI=(0,1)
V=DEL(1)*DEL(2)*DEL(3)
A=(3*V/PAI4)**(1./3.)
DO 40 L=1,NW
W(L)=W(L)*PAI2
PRINT*,'L=',L,'      f=',W(L)/PAI2
PRINT*,'Wavelength=',PAI2/CK
CIK=CI*CK
CKA=CK*A
CIKA=CI*CKA
CALL TRANS(KK,DEL,DX)

CALL EIN2(W(L),KK,N)
CSS=CRES1/CRES2-1
PRINT*,'NK=',N+KK

```

```

DO 100 I=1,N+KK
PRINT277,I,(XYZ(J,I),J=1,3)
DO 100 J=1,N
DRS(1)=XYZ(1,I)-XYZ(1,J)
DRS(2)=XYZ(2,I)-XYZ(2,J)
DRS(3)=XYZ(3,I)+XYZ(3,J)
DR(1)=DRS(1)
DR(2)=DRS(2)
DR(3)=XYZ(3,I)-XYZ(3,J)
XR2=DRS(1)*DRS(1)+DRS(2)*DRS(2)
R =DSQRT(XR2+DR(3)*DR(3))
RS=DSQRT(XR2+DRS(3)*DRS(3))
CKR=CK*R
CKS=CK*RS
CIKR=CI*CKR
CIKS=CI*CKS
CALL RAMA(CK,DR,CR)
DO 20 I1=1,3
DO 20 J1=1,3
J2=3*(J-1)+J1
IF(I.LE.N)THEN
I2=3*(I-1)+I1
IF(I2.EQ.J2)THEN
CG1(I2,J2)=1-CR(I1,J1)*CSS
ELSE
CG1(I2,J2)=-CR(I1,J1)*CSS
ENDIF
ELSE
I2=3*(I-N-1)+I1
CG2(I2,J2)=CR(I1,J1)*CSS
ENDIF
20 CONTINUE
100 CONTINUE
PRINT*,'INV'
CALL INV(CG1,NT)
DO 77 I=1,NT
CT(I)=0
DO 77 J=1,NT
CT(I)=CT(I)+CG1(I,J)*CEN(J)
77 CONTINUE
DO 90 I=1,KK
II=1+3*(I-1)
CEWT(II)=CEW(II)
DO 90 J=1,NT
CEWT(II)=CEWT(II)+CG2(II,J)*CT(J)
90 CONTINUE
IF(L.EQ.1)OPEN(1,FILE='F1.DAT',STATUS='Un
known')
IF(L.EQ.2)OPEN(2,FILE='F2.DAT',STATUS='Un
known')
IF(L.EQ.3)OPEN(3,FILE='F3.DAT',STATUS='Un
known')
DO 40 I=1+IMN,KK-IMN
XX(I)=DX*(I-0.5)
CVOL1(L,I)=0
CVOL2(L,I)=0
J1=I-IMN
J2=I+IMN
DO 45 J=J1,J2
JJ=1+3*(J-1)
CVOL1(L,I)=CVOL1(L,I)+ CEW(JJ)*DX
L(CAA))/PAI
WRITE(L,22)XX(I),AA,-A2,-A1
40 CONTINUE
IF(NW.EQ.3)THEN
OPEN(4,FILE='F4.DAT',STATUS='Unknown')
DO 46 I=1+IMN,KK-IMN
CC1=CVOL1(1,I)/CVOL2(1,I)
46 CONTINUE
ENDIF
22 FORMAT(7(2X,E11.4))
277 FORMAT(I7,3(4X,f10.3))
END
SUBROUTINE RAMA(CK,DR,CRFPS)
IMPLICIT DOUBLE
PRECISION(A-B,D-H,O-Z)
IMPLICIT DOUBLE COMPLEX(C)
COMMON/PA1/DRS(3),R,RS,DEL(3),DEL2(3),S(3),V,
A,PAI,PAI4,CI,CIK

```

```

COMMON/PA4/CK2,CKA,CKR,CKS,CIKA,CIKR,CI
KS
      DIMENSION
CRFPS(3,3),DR(3),DX(2),DY(2),DZ(2),CF(3),DD(3)
      DO 17 I=1,3
      DO 17 J=1,3
      IF(I.EQ.J)THEN
        IF(R.EQ.0)THEN

CRFPS(I,J)=(1-CIKA)*CDEXP(CIKA)-1
      ELSE
CRFPS(I,J)=CDEXP(CIKR)*(CDSIN(CKA)-CKA*CD
COS(CKA))/CKR
      ENDIF
      ELSE
CRFPS(I,J)=0
      ENDIF
17    CONTINUE
      DX(1)=DR(1)-DEL2(1)
      DX(2)=DR(1)+DEL2(1)
      DY(1)=DR(2)-DEL2(2)
      DY(2)=DR(2)+DEL2(2)
      DZ(1)=DR(3)-DEL2(3)
      DZ(2)=DR(3)+DEL2(3)
      DO 40 L=1,2
      IL=(-1)**L
      CRFPS(3,1)=CRFPS(3,1)-IL*CC*S(3)/4.
      CRFPS(2,3)=CRFPS(2,3)-IL*CC*S(2)/4.
40    CONTINUE

      DO 70 I=1,3
      DO 70 L=1,2
      IL=(-1)**L
      DO 60 JJ=1,3
      IF(JJ.EQ.I)THEN
        DD(JJ)=DRS(I)+IL*DEL2(I)
      ELSE
        DD(JJ)=DRS(JJ)
      ENDIF
60    CONTINUE
      CALL RFS(CK,2,DD,CF)

      DO 70 J=1,3
CRFPS(I,J)=CRFPS(I,J)+IL*CF(J)*S(I)/PAI4
70    CONTINUE
      CALL RFS(CK,10,DRS,CF)
      END

      FUNCTION CQ(DX,DY,DZ)
      IMPLICIT DOUBLE PRECISION(A-B,D-H,O-Z)
      IMPLICIT DOUBLE COMPLEX(C)
      COMMON/PA1/DRS(3),R,RS,DEL(3),DEL2(3),S
(3),V,A,PAI,PAI4,CI,CIK
      RR=DSQRT(DX*DX+DY*DY+DZ*DZ)
      CQ=(CIK*RR-1)*CDEXP(CIK*RR)/(PAI4*RR**
3)
      END

      SUBROUTINE RFS(CKK,II,DX,CF)
      IMPLICIT DOUBLE
PRECISION(A-B,D-H,O-Z)
      IMPLICIT DOUBLE COMPLEX(C)
      DIMENSION CI(0:4),CK(0:4),DX(3),CF(3)

      COMMON/PA1/RR1(8),DEL2(3),RR2(6),PAI4,CII,CIK
COMMON/PA4/CK2,CKA,CKR,CKS,CIKA,CIKR,CI
KS
      CGM=(0,-0.5)*CKK
      CGM2=CGM*CGM
      CGM3=CGM2*CGM
      CGM4=CGM3*CGM
      RR=DX(1)*DX(1)+DX(2)*DX(2)
      RG=DSQRT(RR)
      R=DSQRT(RR+DX(3)*DX(3))
68    CKR=CKK*R
      CR=CDEXP(CII*CKR)
      CP=CR/R
      R1=R
      R2=R1*R
      R3=R2*R
      ZR=DX(3)/R
      ZRR=ZR*ZR

```

```

ZR1=ZR+1
ZR2=ZR-1
CZ1=CGM*(R+DX(3))
CZ2=CGM*(R-DX(3))
CA1=CII*CKR
CA2=CA1*CA1
CA3=CA2*CA1
CPR1=(CA1-1)*CP/R
CPR2=(2-2*CA1+CA2)*CP/R2
CPR3=(-6+6*CA1-3*CA2+CA3)*CP/R3
CALL DCBES(CZ1,2,CK)
  IF(R.EQ.DX(3))THEN
    CI(0)=1
    CI(1)=0
    CI(2)=1
    CI(3)=0
    CI(4)=2
  ELSE
    CALL DCBES(CZ2,1,CI)
  ENDIF
IF(II.EQ.10)THEN
  CPZ2=RR*CPR1/R3+ZRR*CPR2
  CPRZ=DX(3)*(R*CPR2-CPR1)/R2
  CNXZ2=DX(1)*CNRZ2/R
  CNYZ2=DX(2)*CNRZ2/R

CF(1)=-2*(CNZ1+(CNZ3+CPZ2)/CK2)+CP)
  CF(2)=-CP
  CF(3)=2*(CPRZ+CNRZ2)
ELSE
  CPX=DX(1)*CPR1/R
  CPY=DX(2)*CPR1/R
  CPZ=DX(3)*CPR1/R

CC1=CGM*( ZR1*CK(2)*CI(0)+ZR2*CI(2)*CK(0)+2
*ZR*CI(1)*CK(1) )

CC2=DX(3)*( CI(0)*CK(1)+CI(1)*CK(0) )/R2
  CC=CGM*(CC1-CC2)/R
  CNXZ=DX(1)*CC
  CNYZ=DX(2)*CC

CF(1)=-2*CNXZ-CPX
CF(2)=-2*CNYZ-CPY
CF(3)=-CPZ
ENDIF
67  CONTINUE
END

SUBROUTINE EIN(KK,N,AB,QI,CRES)
  IMPLICIT DOUBLE
PRECISION(A-B,D-H,O-Z)
  IMPLICIT DOUBLE COMPLEX(C)
  PARAMETER(M1=450,M2=606)
  COMMON/PA1/RRR(16),PAI,PAI4,CI,CIK
COMMON/PA5/XYZ(3,M2),CEN(M1),CEW(M2)
  DO 100 II=1,N+KK
    X=XYZ(1,II)
    Y=XYZ(2,II)
    Z=XYZ(3,II)
    R1=X*X+Y*Y+Z*Z
    R2=(X-AB)*(X-AB)+Y*Y+Z*Z
    R1=R1*DSQRT(R1)
    R2=R2*DSQRT(R2)
    E1=X/R1-(X-AB)/R2
    E2=Y/R1-Y/R2
    E3=Z/R1-Z/R2
    CA=2*QI*CRES/PAI4
    IF(II.LE.N)THEN
      JJ=3*(II-1)
      CEN(JJ+1)=CA*E1
      CEN(JJ+2)=CA*E2
      CEN(JJ+3)=CA*E3
    ELSE
      JJ=3*(II-N-1)
      CEW(JJ+1)=CA*E1
      CEW(JJ+2)=CA*E2
      CEW(JJ+3)=CA*E3
    ENDIF
  100 CONTINUE
END
SUBROUTINE TRANS(KK,DEL,DX)

```

IMPLICIT	DOUBLE	L=1
PRECISION(A-B,D-H,O-Z)		DO 100 K=1,N
IMPLICIT DOUBLE COMPLEX(C)		D=0.0
PARAMETER(M1=450,M2=606)		DO 10 I=K,N
		DO 10 J=K,N
COMMON/PA2/N,N1,N2,N3,X0,Y0,Z0,H1,H2,H3,ALF		IF(CDABS(CA(I,J)).GT.D) THEN
A		D=CDABS(CA(I,J))
		IS(K)=I
COMMON/PA5/XYZ(3,M2),CEN(M1),CEW(M2)		JS(K)=J
DIMENSION DEL(3)		END IF
*X0,Y0,and Z0 are the coordinates of the highest point	10	CONTINUE
in centre section.'		IF(D+1.0.EQ.1.0) THEN
D1=DCOS(ALFA)		L=0
D2=DSIN(ALFA)		WRITE(*,20)
DO 10 I=1,N+KK		STOP
IF(I.LE.N)THEN		RETURN
I3=(I-1)/(N1*N2)+1		END IF
K=I-(I3-1)*N1*N2	20	FORMAT(1X,'ERROR**NOT INV')
IF(K.EQ.0)K=N1*N2		DO 30 J=1,N
I2=(K-1)/N1+1		CT=CA(K,J)
I1=K-(I2-1)*N1		CA(K,J)=CA(IS(K),J)
IF(I1.EQ.0)I1=N1		CA(IS(K),J)=CT
IF(XYZ(3,I).LT.0)THEN	30	CONTINUE
PRINT*,'Z < 0'		DO 40 I=1,N
STOP		CT=CA(I,K)
ENDIF		CA(I,K)=CA(I,JS(K))
XYZ(2,I)=Y0-H2/2.+X2		CA(I,JS(K))=CT
ELSE	40	CONTINUE
XYZ(1,I)=DX*(I-N-0.5)		CA(K,K)=1./CA(K,K)
XYZ(2,I)=0		DO 50 J=1,N
XYZ(3,I)=0		IF(J.NE.K) THEN
ENDIF		CA(K,J)=CA(K,J)*CA(K,K)
10 CONTINUE		END IF
END	50	CONTINUE
		DO 70 I=1,N
SUBROUTINE INV(CA,N)		IF(I.NE.K) THEN
IMPLICIT	DOUBLE	DO 60 J=1,N
PRECISION(A-B,D-H,O-Z)		IF(J.NE.K) THEN
IMPLICIT DOUBLE COMPLEX (C)		CA(I,J)=CA(I,J)-CA(I,K)*CA(K,J)
PARAMETER(M1=450,M2=606)		END IF
DIMENSION CA(M1,M1),IS(M1),JS(M1)	60	CONTINUE

```

      END IF
70    CONTINUE
      DO 80 I=1,N
      IF(I.NE.K) THEN
      CA(I,K)=-CA(I,K)*CA(K,K)
      END IF
80    CONTINUE
100   CONTINUE
      DO 130 K=N,1,-1
      DO 110 J=1,N
      CT=CA(K,J)
      CA(K,J)=CA(JS(K),J)
      CA(JS(K),J)=CT
110   CONTINUE
      DO 120 I=1,N
      CT=CA(I,K)
      CA(I,K)=CA(I,IS(K))
      CA(I,IS(K))=CT
120   CONTINUE
130   CONTINUE
      RETURN
      END
      SUBROUTINE DCBES(CZ,N,CIK)
      IMPLICIT DOUBLE COMPLEX (C)
      IMPLICIT      DOUBLE      PRECISION
      (A-B,D-H,O-Z)
      DIMENSION CI(0:1),CK(0:1),CIK(0:4)

      COMMON/BESDAT/AA1(5),AA2(5),AA3(5),AA4(5),
      BB1(5),BB2(5)

      COMMON/BESJAN/G0(100),G1(100),H0(100),H1(100
      )
      AM=CDABS(CZ)
      IF(AM.GE.6) GO TO 200
      CZ2=CZ/2.
      CX=-CDLOG(CZ2)
      CT=CZ*CZ/144.
      CTK=(1.,0.)
      CI(0)=(1.,0.)
      CI(1)=(1.,0.)

      CK(0)=(0.,0.)
      CK(1)=(0.,0.)
      NK=100
      DO 11 K=1,NK
      CTK=CTK*CT
11    CONTINUE
      CI(1)=CI(1)*CZ2
      CA=CDLOG(CZ2)+0.5772156649
      CK(0)=CK(0)-CI(0)*CA
      CK(1)=0.5*(1./CZ2-CZ2)+CA*CI(1)-CK(1)*CZ2
      GO TO 300
200   CONTINUE
      pai=3.1415926535897932384626d0
      cp=cdsqrt(pai/(2*c2))
      cc=cdexp(-cz)*cp
      c1=1/(8*c2)
      c2=1/(128*c2**2)
      c3=1/(1024*c2**3)
      c4=1/(32768*c2**4)
      ck(0)=cc*(1- c1+ 9*c2- 75*c3+3675*c4)
300   CONTINUE
      CX=1/CZ
      CC=CX*CX
      CX1=1+2*CC
      CX2=1+3*CC
      CX3=2*CX*(1+3*CC)
      IF(N.EQ.1)THEN
      CIK(0)=CI(0)
      CIK(1)=CI(1)
      CIK(2)=CI(0)-CX*CI(1)
      CIK(3)=-CX*CI(0)+CX1*CI(1)
      CIK(4)=CX2*CI(0)-CX3*CI(1)
      ELSEIF(N.EQ.2)THEN
      ELSE
      STOP'The value of n is wrong!'
      ENDIF
      END
      SUBROUTINE CPAB
      IMPLICIT      DOUBLE      PRECISION

```

```

(A-B,D-H,O-Z)
COMMON/BESJAN/G0(100),G1(100),H0(100),H1(100)
)
    A0=1.
    A1=1.
    B0=0.
    DO 10 K=1,100
    AK=FLOAT(K)
    AK1=AK+1.
    GK=36./AK
    G0(K)=A0*GK/AK
    A0=A0*GK/AK
    G1(K)=A1*GK/AK1
    A1=A1*GK/AK1
    B0=B0+1./AK
    H0(K)=A0*B0
    H1(K)=A1*(B0+0.5/AK1)
10  CONTINUE
    RETURN
    END
    SUBROUTINE EIN1(KK,N)
    IMPLICIT DOUBLE
PRECISION(A-B,D-H,O-Z)
    IMPLICIT DOUBLE COMPLEX(C)
    PARAMETER(M1=450,M2=606)
    COMMON/PA1/RRR(16),PAI,PAI4,CI,CIK

COMMON/PA5/XYZ(3,M2),CEN(M1),CEW(M2)
    DO 100 II=1,N+KK
    X=XYZ(1,II)
    Y=XYZ(2,II)
    Z=XYZ(3,II)
    CA=1
    IF(II.LE.N)THEN
    JJ=3*(II-1)
    CEN(JJ+1)=CA
    CEN(JJ+2)=0
    CEN(JJ+3)=0
    ELSE
    JJ=3*(II-N-1)
    CEW(JJ+1)=CA
    CEW(JJ+2)=0
    CEW(JJ+3)=0
    ENDIF
100 CONTINUE
    END
    SUBROUTINE EIN2(W,KK,N)
    IMPLICIT DOUBLE
PRECISION(A-B,D-H,O-Z)
    IMPLICIT DOUBLE COMPLEX(C)
    PARAMETER(M1=450,M2=606)
    COMMON/PA1/RRR(16),PAI,PAI4,CI,CIK
    DIMENSION R(4),CP(4),CA(4),CB(4)
    COMMON/PA3/QI,H,AB,MN

COMMON/PA4/CK2,CKA,CKR,CKS,CIKA,CIKR,CI
KS
COMMON/PA5/XYZ(3,M2),CEN(M1),CEW(M2)
    REAL MN
    EPSL=PAI4*1.D-07
    H=3
    DO 100 II=1,N+KK
    X=XYZ(1,II)
    Y=XYZ(2,II)
    Z=XYZ(3,II)
    CW=CI*QI/(W*EPSL*PAI4)
    IF(II.LE.N)THEN
    JJ=3*(II-1)
    CEN(JJ+1)=CE1
    CEN(JJ+2)=CE2
    CEN(JJ+3)=CE3
    ELSE
    JJ=3*(II-N-1)
    CEW(JJ+1)=CE1
    CEW(JJ+2)=CE2
    CEW(JJ+3)=CE3
    ENDIF
100 CONTINUE
    END

```

附录 2:

伪随机激电法数据预处理部分源代码【注】

【注】代码作了一些保密处理

```

// EMDeNoiseView.h : interface of the CEMDeNoiseView class
//
///////////////////////////////////////////////////////////////////

#ifndef AFX_EMDENOISEVIEW_H__EE8F22AE_7F41_11D9_99C0_00D059D7BE06__I
NCLUDED_
#define
AFX_EMDENOISEVIEW_H__EE8F22AE_7F41_11D9_99C0_00D059D7BE06__INCLUDED_

#include "CorrelateDlg.h"    // Added by ClassView
#ifdef _MSC_VER > 1000
#pragma once
#endif // _MSC_VER > 1000

class CEMDeNoiseView : public CScrollView
{
protected: // create from serialization only
    CEMDeNoiseView();
    DECLARE_DYNCREATE(CEMDeNoiseView)

// Attributes
public:
    CEMDeNoiseDoc* GetDocument();

// Operations
public:
    CBrush brushBlue;
    CBrush* pOldBrush;

    // Create and select a thick, black pen.
    CPen penGreen2,penGreen1,penRed1;
    CPen* pOldPen;
    CRect plotWnd;
    CRect rect;
    CRect recttxt;
    CPen penRed,penYellow,penGreen,penWhite,penGray,penBlack;
    int height ;
    int width ;
    int nCurve;    // for EX,EY,HX,HY
    float nDheight ;    // height for each data colommn

// Overrides
    // ClassWizard generated virtual function overrides
    //{{AFX_VIRTUAL(CEMDeNoiseView)
public:
    virtual void OnDraw(CDC* pDC);    // overridden to draw this view
    virtual BOOL PreCreateWindow(CREATESTRUCT& cs);
    virtual void OnPrepareDC(CDC* pDC, CPrintInfo* pInfo = NULL);

```

```

protected:
virtual void OnInitialUpdate(); // called first time after construct
virtual BOOL OnPreparePrinting(CPrintInfo* pInfo);
virtual void OnBeginPrinting(CDC* pDC, CPrintInfo* pInfo);
virtual void OnEndPrinting(CDC* pDC, CPrintInfo* pInfo);
virtual void OnUpdate(CView* pSender, LPARAM lHint, CObject* pHint);
virtual void OnPrint(CDC* pDC, CPrintInfo* pInfo);
//}AFX_VIRTUAL

// Implementation
public:
    CCorrelateDlg m_CorrelateDlg;
    void FreeBuffer();
    void ChangePlotData(int DataType);
    bool m_bDraw;
    bool m_bDataOK;
    void PutRawTimeData();
    void GetRawTimeData();
    int nch,length;
    Mm xt,yt; //xt raw data,yt=h(t)*x(t)
    int m_nSeg; // current Seg
    int m_nTSeg; // Total Seg
    bool m_bPenCreated;
    double xtScale,ytScale;
    double xtDiv,ytDiv;
    int m_nDataSel;
    int m_nSinglePlot;
    double tdv[MaxNCH];
    int nGrid;
    void ZoomOut();
    void ZoomIn();
    double dv[MaxNCH],mid[MaxNCH];
    double dt,Freq;
    double vscale,tscale;
    float mmin[MaxNCH],mmax[MaxNCH];
    float *buf;

    void MinMax(float array[],int len,float &mmin,float &mmax);
    void PlotDataInfo(CDC* pDC);
    void UpdateAllDataCurve(CDC* pDC);
    void UpdateSingleDataCurve(CDC* pDC);
    void PlotAllDataCurve(CDC* pDC);
    void PlotSingleDataCurve(CDC* pDC);
    virtual ~CEMDeNoiseView();
#ifdef _DEBUG
    virtual void AssertValid() const;
    virtual void Dump(CDumpContext& dc) const;
#endif

protected:

// Generated message map functions
protected:
   //{{AFX_MSG(CEMDeNoiseView)
    afx_msg void OnAnaMean();
    afx_msg void OnAnaCorr();
    afx_msg void OnAnaFiltering();

```

```

    afx_msg void OnAnaTrend();
    afx_msg void OnAnaWavelet();
    afx_msg void OnAnaHstatis();
    afx_msg void OnTzoomIn();
    afx_msg void OnTzoomOut();
    afx_msg void OnUpdateTzoomIn(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnUpdateTzoomOut(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnVzoomIn();
    afx_msg void OnVzoomOut();
    afx_msg void OnUpdateVzoomIn(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnUpdateVzoomOut(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnViewRawTsData();
    afx_msg void OnUpdateAnaCorr(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnUpdateAnaFiltering(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnUpdateAnaHstatis(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnUpdateAnaMean(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnUpdateAnaTrend(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnUpdateAnaWavelet(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnUpdateViewRawTsData(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnAnaApply();
    afx_msg void OnUpdateAnaApply(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnAnaChangeRawData();
    afx_msg void OnUpdateAnaChangeRawData(CCmdUI* pCmdUI);
    afx_msg void OnAnaWavedenoiseBatch();
    afx_msg void OnUpdateAnaWavedenoiseBatch(CCmdUI* pCmdUI);
    //}AFX_MSG
    DECLARE_MESSAGE_MAP()
};

#ifdef _DEBUG // debug version in EMDeNoiseView.cpp
inline CEMDeNoiseDoc* CEMDeNoiseView::GetDocument()
{ return (CEMDeNoiseDoc*)m_pDocument; }
#endif

////////////////////////////////////

//{{AFX_INSERT_LOCATION}}
// Microsoft Visual C++ will insert additional declarations immediately before the previous line.

#endif
// !defined(AFX_EMDENOISEVIEW_H__EE8F22AE_7F41_11D9_99C0_00D059D7BE06__IN
// CLUDED_)

#include "matlib.h"

#include "stdafx.h"
#include "EMDeNoise.h"

#include "EMDeNoiseDoc.h"
#include "EMDeNoiseView.h"
#include "MainFrm.h"

#include "StatisticDlg.h"
#include "detrend.h"
#include "fir1.h"
#include "fftfilt.h"

```

```

#include "detrnd.h"
#include "hamming.h"
#include "hann.h"
#include "blackman.h"
#include "spectrum.h"
#include "xcorr.h"
#include "wavedec.h"
#include "daubechies.h"
#include "waveletfilter.h"
#include "waverec.h"
#include "wrev.h"

#ifdef _DEBUG
#define new DEBUG_NEW
#undef THIS_FILE
static char THIS_FILE[] = __FILE__;
#endif

#define MaxLevel 11

////////////////////////////////////
// CEMDeNoiseView

IMPLEMENT_DYNCREATE(CEMDeNoiseView, CScrollView)

BEGIN_MESSAGE_MAP(CEMDeNoiseView, CScrollView)
   //{{AFX_MSG_MAP(CEMDeNoiseView)
    ON_COMMAND(ID_ANA_MEAN, OnAnaMean)
    ON_COMMAND(ID_ANA_CORR, OnAnaCorr)
    ON_COMMAND(ID_ANA_FILTERING, OnAnaFiltering)
    ON_COMMAND(ID_ANA_TREND, OnAnaTrend)
    ON_COMMAND(ID_ANA_WAVELET, OnAnaWavelet)
    ON_COMMAND(ID_ANA_HSTATIS, OnAnaHstatis)
    ON_COMMAND(ID_TZOOM_IN, OnTzoomIn)
    ON_COMMAND(ID_TZOOM_OUT, OnTzoomOut)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_TZOOM_IN, OnUpdateTzoomIn)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_TZOOM_OUT, OnUpdateTzoomOut)
    ON_COMMAND(ID_VZOOM_IN, OnVzoomIn)
    ON_COMMAND(ID_VZOOM_OUT, OnVzoomOut)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_VZOOM_IN, OnUpdateVzoomIn)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_VZOOM_OUT, OnUpdateVzoomOut)
    ON_COMMAND(ID_VIEW_RAW_TS_DATA, OnViewRawTsData)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_ANA_CORR, OnUpdateAnaCorr)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_ANA_FILTERING, OnUpdateAnaFiltering)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_ANA_HSTATIS, OnUpdateAnaHstatis)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_ANA_MEAN, OnUpdateAnaMean)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_ANA_TREND, OnUpdateAnaTrend)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_ANA_WAVELET, OnUpdateAnaWavelet)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_VIEW_RAW_TS_DATA, OnUpdateViewRawTsData)
    ON_COMMAND(ID_ANA_APPLY, OnAnaApply)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_ANA_APPLY, OnUpdateAnaApply)
    ON_COMMAND(ID_ANA_CHANGE_RAW_DATA, OnAnaChangeRawData)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_ANA_CHANGE_RAW_DATA,
OnUpdateAnaChangeRawData)
    ON_COMMAND(ID_ANA_WAVEDENOISE_BATCH, OnAnaWavedennoiseBatch)
    ON_UPDATE_COMMAND_UI(ID_ANA_WAVEDENOISE_BATCH,
OnUpdateAnaWavedennoiseBatch)

```

```

    //}AFX_MSG_MAP
    // Standard printing commands
    ON_COMMAND(ID_FILE_PRINT, CScrollView::OnFilePrint)
    ON_COMMAND(ID_FILE_PRINT_DIRECT, CScrollView::OnFilePrint)
    ON_COMMAND(ID_FILE_PRINT_PREVIEW, CScrollView::OnFilePrintPreview)
END_MESSAGE_MAP()

////////////////////////////////////
// CEMDeNoiseView construction/destruction

CEMDeNoiseView::CEMDeNoiseView()
{
    // TODO: add construction code here
    m_nTSeg=3;
    m_nSeg=1;
    m_bDataOK=false;
    vscale =1;
    tscale =1;
    m_nDataSel = 1;
    m_nSinglePlot =1;
    buf=NULL;
    m_bDraw= false;
    m_bPenCreated = false;
}

CEMDeNoiseView::~CEMDeNoiseView()
{
}

BOOL CEMDeNoiseView::PreCreateWindow(CREATESTRUCT& cs)
{
    // TODO: Modify the Window class or styles here by modifying
    // the CREATESTRUCT cs

    return CScrollView::PreCreateWindow(cs);
}

////////////////////////////////////
// CEMDeNoiseView drawing

void CEMDeNoiseView::OnDraw(CDC* pDC)
{
    CEMDeNoiseDoc* pDoc = GetDocument();
    ASSERT_VALID(pDoc);
    m_bDataOK = pDoc->m_bDataOK;
    if(!m_bDataOK)
        return;
    nch = pDoc->pV5DataScan->NCH;
    length = pDoc->length;
    Freq = pDoc->pV5DataScan->Freq;
    // Create and select a solid blue brush.
    pOldBrush = pDC->SelectObject(&brushBlue);

    // Create and select a thick, black pen.
    pOldPen = pDC->SelectObject(&penGreen2);

    // Get the client rectangle.

```

```

    GetClientRect(rect);
    CSize szTotal = GetTotalSize();
// define window for data curve
    plotWnd.left = 2;
    plotWnd.right = szTotal.cx-3;
    plotWnd.top = 45;
    plotWnd.bottom = rect.bottom-3;
    pDC->Rectangle(plotWnd);

    if(m_nSinglePlot == 0) // draw single data curve
        PlotSingleDataCurve(pDC);
    if(m_nSinglePlot == 1) // draw all data curve
        PlotAllDataCurve(pDC);
    PlotDataInfo(pDC);
// Put back the old objects.
    m_bDraw = true;
    pDC->SelectObject(pOldBrush);
    pDC->SelectObject(pOldPen);
}

void CEMDeNoiseView::OnInitialUpdate()
{
    CScrollView::OnInitialUpdate();

    CSize sizeTotal,sizePage,sizeLine;
    // TODO: calculate the total size of this view
    sizeTotal.cx = 5000;
    sizeTotal.cy = 600;
    sizePage.cx = sizePage.cy = 100;
    sizeLine.cx = 20;
    sizeLine.cy = 20;
    SetScrollSizes(MM_TEXT, sizeTotal,sizePage,sizeLine);
    CEMDeNoiseDoc* pDoc = GetDocument();
    ASSERT_VALID(pDoc);
    m_bDataOK=pDoc->m_bDataOK;
    if(!m_bPenCreated){
        brushBlue.CreateSolidBrush(RGB(255, 255, 255));
        penGreen2.CreatePen(PS_SOLID, 2, RGB(0, 0, 0));
        penGreen1.CreatePen(PS_DASH, 1, RGB(0, 0, 0));
        penRed1.CreatePen(PS_DASH, 1, RGB(255, 0, 0));
        penRed.CreatePen(PS_SOLID, 1, RGB(255, 0, 0));
        penYellow.CreatePen(PS_SOLID, 1, RGB(0, 255, 0));
        penGreen.CreatePen(PS_SOLID, 1, RGB(0, 0, 0));
        penWhite.CreatePen(PS_SOLID, 1, RGB(255, 0, 0));
        penGray.CreatePen(PS_SOLID, 1, RGB(0, 255, 0));
        penBlack.CreatePen(PS_SOLID, 1, RGB(0, 0, 0));
        m_bPenCreated = true;
    }
}

////////////////////////////////////
// CEMDeNoiseView printing

BOOL CEMDeNoiseView::OnPreparePrinting(CPrintInfo* pInfo)
{
    // default preparation

```

```

        return DoPreparePrinting(pInfo);
    }

void CEMDeNoiseView::OnBeginPrinting(CDC* /*pDC*/, CPrintInfo* /*pInfo*/)
{
    // TODO: add extra initialization before printing
}

#ifndef __dyadup_h
#define __dyadup_h

Mm dyadup();
Mm dyadup(Mm x);
Mm dyadup(Mm x, Mm varargin);

#endif // __dyadup_h

#include "matlib.h"
#pragma hdrstop

#include "dyadup.h"
#include "errargn.h"
#include "errargt.h"

Mm dyadup(Mm x, Mm varargin) {
    begin_scope
    x.setname("x"); varargin.setname("varargin");
    dMm(y); dMm(def_evenodd); dMm(nbin); dMm(r); dMm(c); dMm(evenLEN); dMm(dim);
    dMm(p); dMm(rem2); dMm(addLEN); \
        dMm(l); dMm(o); dMm(nc); dMm(nr);

    call_stack_begin;
    // nargin, nargsout entry code
    double old_nargin=nargin_val; if (!nargin_set) nargin_val=1+varargin.size();
    nargin_set=0;
    double old_nargout=nargout_val; if (!nargout_set) nargout_val=1.0;
    nargout_set=0;

    // translated code

    //DYADUP Dyadic upsampling.
    //  DYADUP implements a simple zero-padding scheme very
    //  useful in the wavelet reconstruction algorithm.
    //
    //  Y = DYADUP(X,EVENODD), where X is a vector, returns
    //  an extended copy of vector X obtained by inserting zeros.
    //  Whether the zeros are inserted as even- or odd-indexed
    //  elements of Y depends on the value of positive integer
    //  EVENODD:
    //  If EVENODD is even, then  $Y(2k-1) = X(k)$ ,  $Y(2k) = 0$ .
    //  If EVENODD is odd, then  $Y(2k-1) = 0$ ,  $Y(2k) = X(k)$ .
    //
    //  Y = DYADUP(X) is equivalent to Y = DYADUP(X,1)
    //
    //  Y = DYADUP(X,EVENODD,'type') or

```

```

// Y = DYADUP(X,'type',EVENODD) where X is a matrix,
// return extended copies of X obtained by inserting columns
// of zeros (or rows or both) if 'type' = 'c' (or 'r' or 'm'
// respectively), according to the parameter EVENODD which
// is as above.
//
// Y = DYADUP(X) is equivalent to
// Y = DYADUP(X,1,'c')
// Y = DYADUP(X,'type') is equivalent to
// Y = DYADUP(X,1,'type')
// Y = DYADUP(X,EVENODD) is equivalent to
// Y = DYADUP(X,EVENODD,'c')
//
// Examples : X =  $\begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 3 & 4 \end{bmatrix}$ , DYADUP(X,'c') =  $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 4 & 0 \end{bmatrix}$ 
//
// DYADUP(X,'r',0) =  $\begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & 0 \\ 3 & 4 \end{bmatrix}$ , DYADUP(X,'m',0) =  $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 4 \end{bmatrix}$ 
//
// See also DYADDOWN.

// M. Misiti, Y. Misiti, G. Oppenheim, J.M. Poggi 12-Mar-96.
// Last Revision: 01-May-1998.
// Copyright (c) 1995-98 by The MathWorks, Inc.
// $Revision: 1.7 $

// Check arguments.
if
(istrue(errargn(mfilename(),nargin()),(BR(colon(1.0,1.0,4.0))),nargout(),(BR(colon(0.0,1.0,1.0))))))
{
    display( error(TM(" ")) );
}

// Special case.
if (istrue(isempty(x))) {
    y = nop_M;
    goto return_from_dyadup;
}

def_evenodd = 1.0;
nbin = nargin()-1.0;
/*[r,c] = */size(x,i_o,r,c);
evenLEN = 0.0;
if (istrue(min(r,c)<=1.0)) {
    dim = 1.0;
    mswitch (nbin) {
        beginmswitch {
            break;
        }
        mcase (1.0) {
            if (istrue(isstr(varargin.br(1.0)))) {
                dim = 2.0;
            }
            break;
        }
        mcase (2.0) {

```

```

        if (istruer(isstr(varargin.br(1.0)))||istruer(isstr(varargin.br(2.0)))) {
            dim = 2.0;
        }
    }
} endmswitch;
} else {

    dim = 2.0;
}
if (istruer(dim==1.0)) {
    mswitch (nbin) {
        beginmswitch {
            break;
        }
        mcase (0.0) {
            p = def_evenodd;
            break;
        }
        mcase ((CL(1.0),2.0)) {
            p = varargin.br(1.0);
            if (istruer(nbin==2.0)) {
                evenLEN = 1.0;
            }
            break;
        }
        otherwise {
            errargt(mfilename(),TM("too many arguments"),TM("msg"));
            error(TM("*"));
        }
    } endmswitch;
    rem2 = rem(p,2.0);
    if (istruer(evenLEN)) {
        addLEN = 0.0;
    } else {

        addLEN = 2.0*rem2-1.0;
    }
    l = 2.0*length(x)+addLEN;
    y = zeros(1.0,l);
    y(colon(1.0+rem2,2.0,l)) = x;
    if (istruer(r>1.0)) {
        y = ctranspose(y);
    }
} else {

    mswitch (nbin) {
        beginmswitch {
            break;
        }
        mcase (0.0) {
            p = def_evenodd;
            o = TM("c");
            break;
        }
        mcase (1.0) {
            if (istruer(isstr(varargin.br(1.0)))) {
                p = def_evenodd;
            }
        }
    }
}

```

```

        o = lower(varargin.br(1.0)(1.0));
    } else {

        p = varargin.br(1.0);
        o = TM("c");
    }
    break;
}
otherwise {
    if (istruer(isstr(varargin.br(1.0)))) {
        p = varargin.br(2.0);
        o = lower(varargin.br(1.0)(1.0));
    } else {

        p = varargin.br(1.0);
        o = lower(varargin.br(2.0)(1.0));
    }
}
} endmswitch;
if (istruer(nbin==3.0)) {
    evenLEN = 1.0;
}
rem2 = rem(p,2.0);
if (istruer(evenLEN)) {
    addLEN = 0.0;
} else {

    addLEN = 2.0*rem2-1.0;
}
mswitch (o) {
    beginmswitch {
        break;
    }
    mcase (TM("c")) {
        nc = 2.0*c+addLEN;
        y = zeros(r,nc);
        y(c_p,colon(1.0+rem2,2.0,nc)) = x;

        break;
    }
    mcase (TM("r")) {
        nr = 2.0*r+addLEN;
        y = zeros(nr,c);
        y(colon(1.0+rem2,2.0,nr),c_p) = x;

        break;
    }
    mcase (TM("m")) {
        nc = 2.0*c+addLEN;
        nr = 2.0*r+addLEN;
        y = zeros(nr,nc);
        y(colon(1.0+rem2,2.0,nr),colon(1.0+rem2,2.0,nc)) = x;

        break;
    }
    otherwise {
        errargt(mfilename(),TM("invalid argument value"),TM("msg"));
    }
}

```

```

        error(TM("*"));
    }
} endmswitch;
}

return_from_dyadup: call_stack_end;

// nargin, nargout exit code
nargin_val=old_nargin; nargout_val=old_nargout;

// function exit code
x.setname(NULL); varargin.setname(NULL);
return y;
end_scope
}

Mm dyadup() {
    begin_scope
    double old_nargin=nargin_val; nargin_val=0.0; nargin_set=1;
    dMm(x); dMm(varargin); varargin=cell(0);
    dMm(ret1a);
    ret1a=dyadup(x, varargin);
    nargin_val=old_nargin;
    return ret1a;
    end_scope
}

Mm dyadup(Mm x) {
    begin_scope
    double old_nargin=nargin_val; nargin_val=1.0; nargin_set=1;
    dMm(varargin); varargin=cell(0);
    dMm(ret1a);
    ret1a=dyadup(x, varargin);
    nargin_val=old_nargin;
    return ret1a;
    end_scope
}

#ifdef __wconv_h
#define __wconv_h
#include "matlib.h"

Mm wconv();
Mm wconv(Mm type_);
Mm wconv(Mm type_, Mm x);
Mm wconv(Mm type_, Mm x, Mm f);

#endif // __wconv_h

#include "stdafx.h"
#include "matlib.h"
#pragma hdrstop

#include "wconv.h"

```

```
#include "errargn.h"
Mm wconv(Mm type_, Mm x, Mm f) {
  begin_scope
  type_.setname("type_"); x.setname("x"); f.setname("f");
  dMm(y);

  call_stack_begin;
  // nargin, nargout entry code
  double old_nargin=nargin_val; if (!nargin_set) nargin_val=3.0;
  nargin_set=0;
  double old_nargout=nargout_val; if (!nargout_set) nargout_val=1.0;
  nargout_set=0;
```

致 谢

1993 年还处于懵懂中的我从南岳衡山脚下来到省城的中南工业大学开始自己的大学生涯。那时的我对于大学还是一无所知，当初之所以选择物探作为自己的专业，就是看到中南工业大学的校长是物探所的何继善院士，那时没有想过自己能成为何老师的学生，虽然多次想过自己要成为一个博士。

2000 年 9 月，走了许多弯路的我终于来到了中南大学，来到了物探所，成为了柳建新教授的硕士生，在这里我又开始追寻自己的梦想。

2003 年 9 月，我终于圆了博士生的梦，更有幸的是成为了当初无形中指引我从事物探事业的何继善院士的学生。

首先我要感谢的是导师何继善院士，是您把我引入地球物理勘探行业，是您指引着我坚定地从事地球物理勘探行业，更是您严肃地指正我在学习上、生活中、思想上存在的缺点与错误。可能目前在老师眼中我还不是一个优秀的学生，但在以后的工作与学习中，我会以十二分的热情与决心坚定地据守地球物理勘探行业，来回报似海情深的恩师情！

我衷心感谢我敬爱的导师何继善院士和黎阿姨，同时也希望听到老师更多的批评与指正！

千言万语也无法表达柳建新教授和师母林凡对我学习上、生活上、思想上的关爱，是他们严肃地批评我思想上的错误，是他们严厉地指出我学习上的不足，是他们热情地帮助我生活上的困难，更是他们给我提供了许多实践的机会，使我能更快地成长！

在此我深深地谢谢柳老师与林师母！

戴前伟老师对我的论文提出了很多好建议，给予了不少的帮助，在此向戴老师表示诚挚的谢意！

师兄陈儒军副教授、何兰芳师兄、夏训银师兄、814 队的叶景艳师兄、石油五处的陶德强和刘平生给我提供了相关资料，在此对他们一并表示感谢：谢谢你们关心与帮助！

桂林工学院的阮百尧老师及其硕士生朱光萍给我提供了很多帮助，虽然与阮老师只有一面之缘，而与其学生朱光萍素昧平生，能得到他们热心的帮助，很是

感谢！

信息物理工程学院的老师：温佩琳教授、汤井田教授、白宜诚教授、瓮晶波教授、朱自强教授、陈绍裘教授、鲍光淑教授、张宗岭教授、张宪润教授、张友山教授、席振殊教授、孔勤根副教授、赵于前副教授等给予了我关心、帮助和热情鼓励，在此我深深地感谢你们！

师兄邹声杰、熊斌、王恒中给予了我无私的帮助，我深深地向你们表示感谢！

师弟郭荣文、王贵财、韩世礼、胡厚继、谢维、程云涛给予我许多帮助，我非常感谢你们！

我要感谢我妻子汪衡珍，是她为我挑起了家庭的重担，是她鼓励我坚定自己的事业，是她严肃地指出我的缺点与错误，是她帮助我度过难关，是她包容了我的幼稚与无知。对于妻子为我所作出的牺牲，我要对她说“对不起，辛苦你了！我会以自己的成就来回报你！”。

我的岳父母、父母为我的成长付出了种种辛劳，亲人的关心、理解、支持和鼓励是我学习的重要动力，我要向他们表示感谢！

我也必须向我的女儿甜甜道歉，因这几年来我没有尽到做父亲的责任！五年来，我与她呆在一起的时间总共没有一年，有时我看着她时，会奇怪的想，她怎么就长成这么大了？

最后，向所有给予我指导、关心、帮助和鼓励的人们表示诚挚的感谢！

刘春明

2006年10月10日

博士生期间发表的论文、参加科研和获奖情况

一、发表论文情况

- 1、 双频激电法在西藏某铜多金属矿带的应用, 地质与勘探, 2004 年第 2 期, 第二作者
- 2、 强场源瞬变电磁仪在某铜矿的试验性应用, 物探与化探, 2004 年第 2 期, 第二作者
- 3、 EH4 野外工作方法的研究与应用, 地质与勘探, 2006 年第 4 期, 第一作者
- 4、 V5-2000 大地电磁测深仪文件头数据格式研究, 物探化探计算技术, 2007 年第 5 期, 第一作者 (已录用, 待刊)
- 5、 高速公路锚杆检测技术研究进展, 工程地球物理学报, 2005 年, 第一作者
- 6、 The Study and Application of High-Frequency Magnetotelluric Method, 中南大学学报, 2006, 第一作者 (已录用, 待刊)
- 7、 ROCKWORKS 三维成图在物探找矿工作中的应用研究, 物化探计算技术, 2006 年, 第二作者 (已录用, 待刊)
- 8、 双频激电法在特殊地区的试验性研究, 物探与化探, 第二作者
- 9、 多功能 ASTATIC 软件的改进与开发, 物探化探计算技术, 2006 年第 4 期, 第三作者
- 10、 综合物探方法在深部接替资源勘探中的应用, 地质与勘探, 2006 年第 4 期, 第三作者
- 11、 CSAMT 法在西北深部探矿中的应用, 矿产与地质, 第三作者
- 12、 EH4 电磁成像系统在广西罗城地区的应用研究, 矿产与地质, 第三者
- 13、 基于相关系数的海底大地电磁阻抗 Robust 估算方法, 地球物理学报, 2003 年 2 期, 第四作者

二、参加科研情况

- 1、 青海锡铁山深部接替资源勘查, 青海省重点研究项目, 2005~2007
- 2、 湖南省桂阳县黄沙寺地球物理勘探, 湖南省有色地勘局, 2005
- 3、 湖南省永兴县新生矿区地球物理勘探, 湖南省有色地勘局, 2005

- 4、 广西泗顶铅锌矿田地地质地球物理研究，省委托项目，1999～2002
- 5、 西南三江成矿带中高山区电法快速普查示范与方法优选，中国地质调查局 200120120072，2001～2003
- 6、 西藏冈底斯多金属矿带以电法为主 1: 5 万物探方法普查示范，中国地质调查局，200214100022，2002～2003
- 7、 大型矿山接替资源探查技术与示范，十五攻关，2001BA609A-07-03，2001～2005
- 8、 2003 年 11 月负责常宁水口山 CSAMT 勘探项目；
- 9、 2004 年 6 月参与云南某铅锌矿的地球物理勘探项目；
- 10、 2004 年 9 月-11 月参与新疆石油大地电磁法勘探项目；
- 11、 2005 年 1 月参与福建闽侯钼矿地球物理勘探项目；
- 12、 2005 年 3 月参与贵州中石化大地电磁法勘探项目；
- 13、 2005 年 4 月负责双频激电在特殊地区的实验工作；
- 14、 2005 年 9 月负责福建龙岩学堂坑矿区 EH4 实践与研究；
- 15、 2005 年 11 月在吉林从事 CEMP 实践与研究；
- 16、 2006 年 3 月—5 月参与中石化江南 MT 勘探项目；

三、获奖情况

- 1、 2005 年度获校优秀博士生
- 2、 2005 年度获校二等奖学金
- 3、 2005 年度获继善基金优秀奖学金
- 4、 参与《西部特殊地貌景观区激电法方法技术与示范研究》，本人排名第七