目　录

大地电磁测深仪中的几个关键技术……张木生（1）
CGC-A型、CGC-B型磁感应传感器
……石油部物探局仪器厂研究所磁传感器研制组（10）
轻便宽频带AC-3电磁测深采集系统及其软件 ……徐常芳（19）
联邦德国MMS-02数字大地电磁测深仪的软件配置……孙　洁　江　钊　徐常芳（26）
实时大地电磁测深系统软件的设计与应用效果……邓前辉　张木生　张敏捷（37）
微机用于野外大地电磁测深数据的采集和记录……卢　军　周成炳　窦秦川（48）
国外大地电磁测深磁场接收器及其仪器装备的发展……张秀成（57）
加拿大凤凰公司大地电磁系统及其在我国的初步应用
……地质矿产部第一综合物探大队107队（64）
大地电磁测深资料反演中应注意的几个问题……刘国栋（76）
大地电磁测深反演问题综述……晋光文（84）
大地电磁测深资料的剥皮反演方法的应用……王宝钧（92）
大地电磁测深张量阻抗的程序设计……李文录（99）
我国西北部分地区大地电磁观测中的信噪比……张云琳　郭守年　司玉兰（105）
华北平原盆地地壳上地幔电性结构及上地幔的部分熔融
……赵国泽　刘国栋　王宝钧（115）
雪峰山及其两侧地区深部构造特征初探……周雪清等（123）
河西走廊及其附近地区的大地电磁测深
……国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组（138）
南北地震带北段地壳上地幔内的高导层与地震关系的研究
……国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组（145）
泉—汕地震带西南端沿海的大地电磁测深……广东省地震物探队测深组（151）
美国能源勘探应用大地电磁测深法简介……刘　任（155）
ZP-5型浅层频率测深仪方法效果实例 ……罗东山（170）
时域电磁测深方法及应用……牛之琏（177）

大地电磁测深仪中的几个关键技术

张 木 生

（国家地震局地质研究所）

近年来，微机广泛用于大地电磁测深仪中，用以完成仪器的操作、数据采集、资料处理乃至反演解释等功能，从而把仪器的自动化水平及工作效率提高了一大步。与此同时，人们对模拟信号的检测也下了很大的功夫，使得仪器的一些重要指标，如分辨率、抗干扰能力和应用频率范围都得到了明显的改善和提高。为此采用了一系列技术措施：如传感器的匹配技术；降低噪声、提高信噪比的技术；抑制工频电压干扰技术；屏蔽与接地技术等等。本文限于篇幅，略去了数学公式的推导，单纯从技术及其效果的角度来讨论这几方面的问题。

一、传感器的匹配技术

1. 磁场传感器的匹配技术

目前，大地电磁测深仪中所采用的磁场传感器大多是感应磁力仪，现以这种磁力仪为例谈谈它与前置放大器之间的匹配问题。

感应磁力仪通常是一个内含高导磁率磁芯的长螺旋管，外绕几万匝乃至几十万匝线圈，其电感量为几百H（亨利）甚至几千H。如此大的一个电感，在实际测量时，除接收有用的大地电磁信号外，其它干扰信号也一齐被接收，特别是50Hz工频干扰更为突出，为此，必须采取相应的抗干扰措施，其中最有效的办法是在传感器和前置放大器之间采取必要的匹配措施。

实验表明，根据天然电磁场谱的变化特征和所设计的仪器的频率范围来采取不同的匹配措施是最合适的。因为大地电磁信号谱在不同频段上的特征有差异，其强度相差很大，（如图1所示）。根据图中谱的特性，大致可将其分成A，B，C三个频段：A段0.1—0.0001 Hz；B段0.1—7Hz；C段＞7Hz。

A段为低频段，在此频段中，谱的特点是：随着频率降低(即周期加长)，其强度逐渐增强，大约每倍频程增加8—10dB，而且在某些频率点上出现极值；B段为中频段，在此频段中，谱的强度最弱，尤其在1 Hz附近，振幅很小，信噪比很低，形成所谓“噪声洞”。然而本段谱的强度相对比较平稳；C段为高频段，其频率大于7 Hz。此段中谱的强度总的说来比较高，只是在2 kHz附近出现一个局部极小值。总之，从图1中可看出，大地电磁场能量变化的动态范围很大。例如在1—0.0001Hz之间，其振幅谱的动态范围可达60—80 dB。

理论和实践都表明，不加任何措施，直接把磁场传感器与前置放大器联接起来是不能很好工作的，这种情况无论在A，B，C哪个频段都一样。主要原因是：第一，传感器的

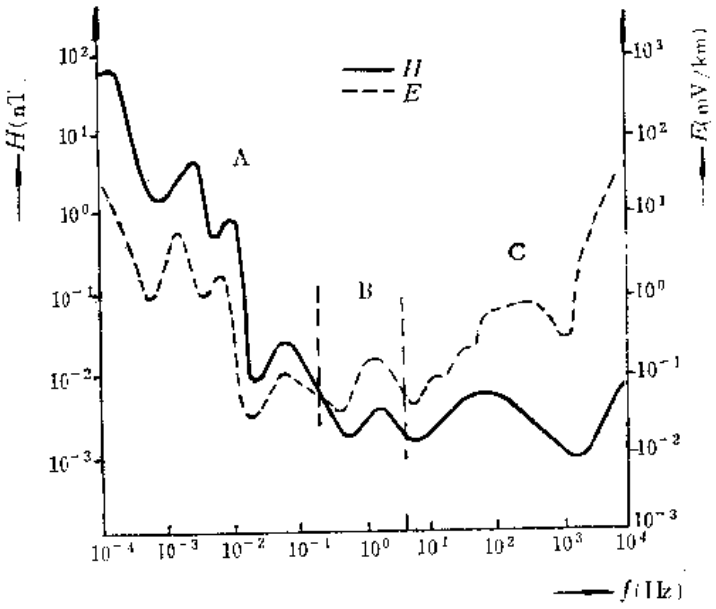


图 1　大地电磁场变化振幅谱

电感量太大，50 Hz 工频电压干扰很强，加上传感器到前置放大器之间有很长的引线，大幅度的工频干扰会使放大器饱和；第二，随着频率增加，磁场传感器的输出阻抗也增加，而前置放大器的输入阻抗不能无限大，致使传感器输出端的输出电压不能随频率增加而呈线性增长，到底前置放大器的输入阻抗选多大合适，要视仪器所处的频带范围、干扰程度而定。第三，由于大地电磁场谱的动态范围太大，而一般的放大器及记录器的动态范围很难满足要求，因此，需要采取一些措施，使得传感器在所设计的频段范围内有大致相等的输出幅度，即对信号实行所谓的“预白”。

如果所设计的仪器的频率范围只包含A段(只作深部大地电磁测深)，则匹配方式比较简单，只需考虑如何抑制 50 Hz 工频干扰就行了。这里最简单的办法是在传感器两端跨接一个电容C(如图 2 所示)。电容C与电感L形成一并联谐振网络，适当选取电容C的值，使得回路的谐振频率f_0高于A段的最高频率f_{max}，例如调整$f_0=1$Hz左右，这样整个使用频段范围处在谐振曲线的低频一侧的线性段。因而使得系统的幅频特性比较简单，而且对50Hz 工频电压有70dB左右的衰减。如果L为已知，选择好谐振频率f_0以后，C的大小便可按LC并联谐振回路公式算出。如果电容C过大，使得$f_0<f_{max}$，则会在信号频段内出现谐振峰，从而导致系统不稳定，这是我们最不希望的。上述既简单又适用的匹配方式，还能降低对前置放大器动态范围的要求。因为在此段内天然大地电磁场谱是随频率降低而呈 6 dB/倍频程升高的，而感应电动势则是随频率降低而呈6dB/倍频程下降，二者相乘，总的输出幅度趋于平坦。在这种情况下（由于应用频率很低），传感器回路的输出阻抗不高，所以前置放大器的输入阻抗也不宜设置太高，

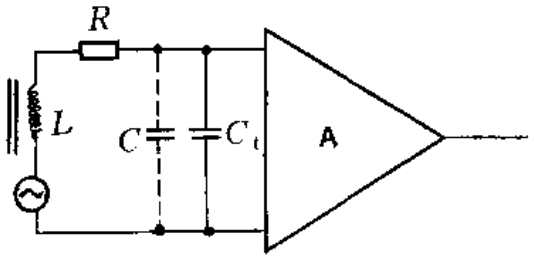


图 2　低频运用时的传感器匹配方式
L—传感器的电感；R—传感器的直流内阻；C—传感器的分布电容；C_t—外接电容

仅管高输入阻抗可以提高系统的灵敏度，但太高了会增大放大器的噪声。

如果所设计的仪器的频率范围既包括A段又包括B段，则匹配问题要复杂一些。这时要着重考虑两个问题：设法提高传感器在B段频率范围内的感应电压灵敏度，因为天然大地电磁场谱的强度在此段最弱，但又要避免在此段内出现尖锐的谐振峰；尽量抑制50Hz工频电压，不要让前置放大器饱和。解决这两个问题可以采用以下两种匹配方式：第一，类似于图 2 的匹配方式，但在传感器回路的输出端对地跨接一个适当值的电阻；第二，在传感器和前置放大器之间设置双T陷波网络。二者比较，前者比后者优越。但在采用第一种匹配方式时，要着重考虑如何选择谐振频率f_0，f_0的选择有两种，一种是$f_0>f_{max}$，另一种是$f_0=f_{max}$，经验表明，后者比前者好一些，因为它可以提高B段范围内的接收灵敏度，但此时一定要注意不要使它出现尖锐的谐振峰。解决的办法是设法降低回路的品质因素Q，具体作法是：把f_0定为7 Hz，根据L值的大小，按并联谐振公式，计算出电容C的值，此时回路在 7 Hz 处谐振，出现一个尖锐的谐振峰，这是所不希望的。为此，在传感器回路的输出端并联一个负载电阻R_t，逐渐调节负载电阻R_t，使Q值不断下降，直到看不出明显的谐振峰为止。这时的传感器传输特性曲线就相当于一个二阶的巴特沃斯滤波器的传输特性曲线，其角频率为 7 Hz，它是由LC的值来确定的，阻带上的衰减陡度为12dB/倍频程。它可对50Hz工频干扰电压实现 40dB 左右 的衰减，这就避免了前置放大器被50Hz工频电压所饱和。但值得注意的是，负载电阻 R_t 也不可 选择太小，太小了会影响系统的电压灵敏度。图 3 为这种匹配方式。

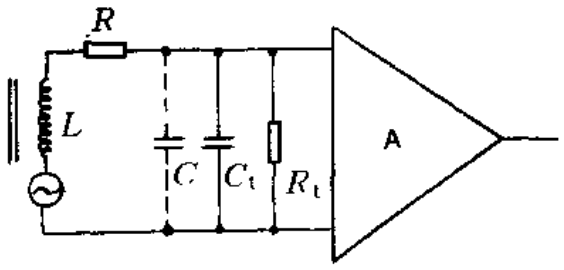


图 3　包含A、B频段时的传感器匹配方式

另一种匹配方式是在传感器和前置放大器之间设置无源双T陷波网络。这种方式对抑制 50 Hz 工频干扰电压有明显的效果。但不足的是，加了双T滤波器以后，会对系统产生一些其它不良后果。因为双T陷波器的加入改变了原谐振回路的参数，因而直接影响着回路的谐振频率。尤其是双T网络中的并臂电容，对谐振频率影响最大。若把此电容减小，而增大网络中的串臂电阻，以满足$f_0=\frac{1}{2\pi RC}=50$Hz，则对前置放大器来说，等于增大了信号源内阻，噪声势必增大。反之，若减小电阻，加大电容，则整个回路的谐振频率降低了，致使在应用频段内出现尖锐的谐振峰，这样一来，不但使系统在通频带内的幅频特性复杂化了，而且使整个系统都不稳定。当然，也可以在双T网络的输出端跨接一个适当值的电阻，以减小谐振峰，但那样会降低传感器的感应电压灵敏度。图 4 为设置双T网络时的匹配方式。

当仪器的频率范围包括A、B、C三个频段时，匹配问题就显得更复杂一些了。其原因是：（1）50 Hz 工频正好在C频段内；（2）随着频率增高传感器的输出阻抗增 加，而前置放大器的输入阻抗是有限的。很显然，像 图 4 那样在传感器和放大器之间设置 50 Hz 无源双T网络来抑制 50 Hz 工频干扰是不可能的，因为引入无源双T网络除了会引起上述一些不良后果外，由于无源双T网络的Q值不可能很高，且通频带又宽，因而严重影响整个系统的幅频特性。当然，也可以采用有源双T网络来抑制 50 Hz 工频电压，但那样做会

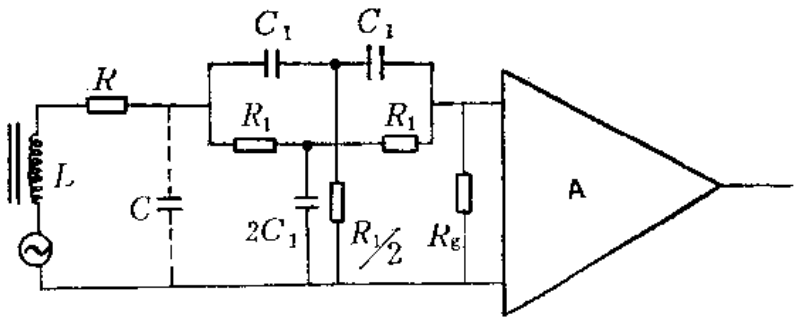


图 4　加双 T 陷波网络时的匹配方式

增大系统的噪声。比较成功的办法是仍像图 3 那样，采取在传感器两端并联电容、电阻的办法。适当选择电容C，使回路在预期的频率点上谐振，作出谐振曲线，然后在曲线的两侧找出由线性过渡到非线性的对应频率点A和B（图 5）。计算出传感器系统在A频率点的阻抗值Z_A，最后用一个等效电阻跨接在回路的输出端，这样就等于人为地降低了传感器的负载阻抗，并破坏了原谐振回路的品质因素。其结果是原谐振曲线上A到B之间的所有频率点的幅频特性趋于平坦，如图 5 所示。高于B点的频率点则呈现出 6 dB/倍频程的下降趋势。如此匹配以后，传感器系统由于不出现谐振峰而变得稳定，而且在A、B频段内幅

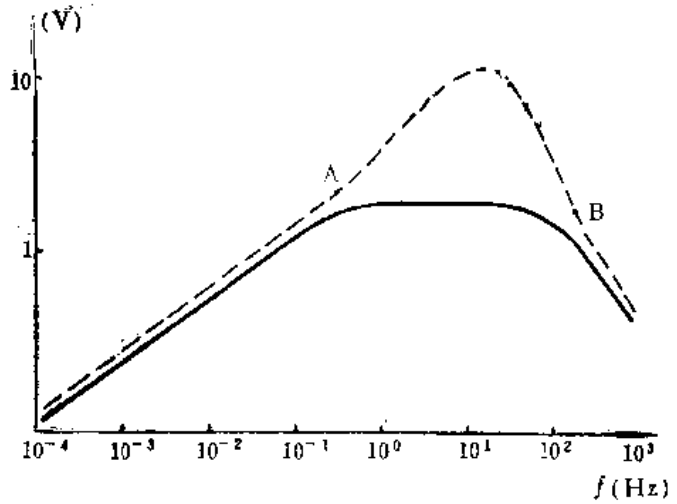


图 5　包含有A、B、C三个频段的传感器回路的输出特性曲线
（虚线为只接电容、不接电阻 R_t 时的谐振曲线）

频特性也显得简单，对 50 Hz 工频干扰电压也有相当大的抑制能力，从而避免了放大器被50Hz工频电压所饱和。但是这种匹配方式的不足之处在于回路的噪声加大了（因为输入端加了电阻R_t），并且灵敏度有所下降。

另一种与上不同的匹配方式是，在输入回路上不加任何元件，传感器输出的信号以差动方式直接送到前置放大器中，经过一、二级放大以后，再将此信号按一定的反馈深度加到反馈线圈中（图 6），并把信号线圈的中心抽头接地，反馈线圈另一端接地。

这种线路的优点是，整个高频段的幅频特性变得平坦，而且相移特性也极简单，但系统的低频灵敏度并未下降，噪声也不会增加。这种匹配方式的缺点是，反馈网络的参数很难选择，因为反馈深度、相移特性都要求严格计算和调整，搞得不好，将会变成正反馈，或在某些频率点上为负反馈，而在另一些频率点上变为正反馈，因而使得整个系统不稳

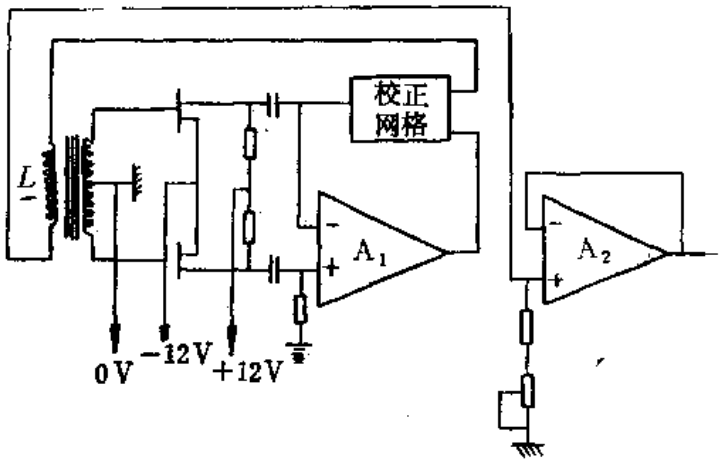


图 6　磁通负反馈耦合方式

定，甚至振荡。

总之，上述几种匹配方式，其设计中心思想是：要使系统稳定；系统幅频特性越简单越好；在传感器和前置放大器之间尽量少加或不加元器件，以减小系统噪声。

2. 电场传感器的匹配技术

目前用来检测电场信号的传感器有极化电极和不极化电极两大类。一般说来，前者接地电阻比后者小，但极化电位却比后者大很多。在考虑电极与放大器的匹配问题时，应着重考虑三个问题：第一，抗干扰问题（包括共模和差模干扰）；第二，接地电阻问题；第三，极化电位的补偿问题。就检测的电平而言，电场传感器两端的信号电压要比磁场传感器两端的信号电压大一个数量级以上，但干扰却比磁场传感器两端大得多。因此，抑制干扰问题应摆在第一位。抑制共模干扰的有效办法是采用平衡差动电路，即用差动放大器作为电场前置放大器，其共模抑制比至少在 80 dB 以上。为了使各个电极能拾检相同的干扰电平，电极严格按“十”字排列，电极引线对称、等长。对于差模干扰，一般是在放大器入口处设置 RC 滤波、或用无源双 T 网络（仪器频率低时用）。若所设计的仪器频率很高，则可用有源双 T 网络。也有把放大器的第一级接成 1:1 的方式或低增益方式，让差模干扰信号与电场信号一起进入第一级（条件是不使放大器饱和）。然后再加双 T 陷波网络。

电极的接地电阻实际上就是电场信号源内阻，它直接关系着前置放大器的输入阻抗到底设置多高，而放大器输入阻抗的高低和噪声有紧密联系。设置这个输入阻抗的原则是电极在各种接地条件下放大器的运算精度不变。在粘土地区，电极的接地电阻一般都小于 1 kΩ，而在干沙土地区，尤其在沙漠地区，接地电阻均在 1 kΩ 以上，这就要求放大器的输入阻抗至少大于 1 MΩ，否则电极异地以后，接地电阻变了，放大器的运算精度保证不了。但是放大器的输入阻抗也不宜过高，过高了除加大放大器的噪声外还会带来更大的干扰。为此，人们采取降低接地电阻的办法：即在沙漠地区，采用挖坑填土的办法，从别的地方运来泥土，并搅拌成泥浆的形式，使之充塞在电极周围，从而降低接地电阻。

极化电极的极化电位一般为几十毫伏，有时可达 200—300 mV。不极化电极的接触电位通常在 1 mV 左右，但在少数地区也可达几十毫伏。此电位必须补偿掉，否则会使放大器饱和。补偿的办法有：在放大器入口补偿，通常在入口加一个补偿网络。然而对于双端输入的差动放大器来说，在输入端补偿不大方便，在那种情况下，放大器的第一级增益都

设置很小，或接成1:1跟随器的形式，让极化电位进入第一级，然后在第二级再对极化电位进行补偿，通常补偿的办法是采用调整放大器的偏置来使之平衡。第三种方法是采用隔离的办法，即在放大器的输入端加隔离电容。把电容、电阻接成高通滤波器的形式，从而避免极化电位进入放大器。但那样做会延长放大器的稳定时间，因为高通节时间常数很大，电容充放电需要很长的时间。

为了仪器的安全，通常在电场放大器的输入端都加有避雷装置。

二、抑制工频干扰

前面论述匹配问题时，已经谈到了如何抑制工频干扰的问题。这里只简述总的原则。目前最有效的抑制共模干扰的办法是采用平衡差动技术。各国生产的大地电磁测深仪中，电场前置放大器几乎无一不采用差动放大器的形式（其共模抑制比都大于80dB）。尽管放大器的名称可能不一样，例如有的用双向斩波调制放大器，有的用隔离放大器，有的用一般的差动运算放大器等等，但有一点是共同的，即差动、平衡、抗共模。

磁场前置放大器的抗共模干扰问题，除了少数厂家采用差动双向斩波调制放大器以外，大多未采用什么有效措施，都是采用单端调制放大器。

从理论上讲，在放大器的入口抑制工频差模干扰是最理想的，就如同前面谈到匹配技术时所采取的措施一样。但由于种种原因，有时不能在入口处采取措施，即使采取了措施也不能抑制干净，因此要在放大器的某个环节采取抑制措施。例如把双T陷波网络以反馈形式接在放大器的第一级，或者把斩波放大器的增益压低，紧接着加有源陷波，然后再进行直流放大。但值得注意的是，为了使系统有良好的幅频特性，双T陷波网络的通频带不宜过宽，然而又不能不考虑工频电压频率漂移，从这个意义上讲，又希望陷波网络的通频带宽一点好，总之是矛盾的，原则是根据具体情况多方兼顾。在作资料处理时，要略去50Hz这一频点。

三、噪声抑制

前面所谈的是如何抑制外来噪声，本节仅仅谈“本地”噪声——放大器的噪声。在大地电磁测深仪中，噪声的突出矛盾表现在磁场前置放大器上。因为天然电磁场信号太弱，通过传感器拾检的信号电压大多在1 μV左右，有时甚至更小。因此，必须设法降低放大器的噪声，以提高信噪比。在众多的运算放大器中，斩波调制放大器被认为是理想的低频放大器，它噪声小，温度漂移也小。所以几乎全部厂家都采用这类放大器来作为磁场前置放大器。而在这种放大器中，调制器和放大器的第一级的噪声又是主要的。选择场效应管来作斩波管比选用其它类型的晶体管对降低噪声更有利，而在场效应管中，又以绝缘栅型场效应管为佳，因为场效应管的噪声来源之一是栅极漏电噪声，而绝缘栅型场效应管这项噪声可忽略。在我国，3DOZ场效应管是比较好的斩波器件。在调制放大器中，第一级运算放大器的噪声指标是关键，所以一般都选用输入级具有场效应管的运算放大器来作为前置放大器的第一级。如果没有此类放大器，也应挑选一对低噪声场效应管与晶体管运算放大器共同组成第一级。在实际应用时，把它接成同相放大的形式，以利于提高输入阻抗和

运算精度，还可降低噪声和漂移。因为若接成反相放大器形式，势必要求反相输入端串接大电阻，以满足信号源内阻的要求，而此电阻将引起反相电流漂移，同时反相放大器的输入噪声电流流经此电阻而增大噪声电压。更为严重的是，传感器的交流输出阻抗是随频率而变化的，它将影响第一级放大器的输入电阻和反馈电阻之间的比值，从而引起增益随频率变化。如果在前置放大器的入口对外来噪声抑制比较彻底，则第一级放大器的增益以高一点为宜，这样有利于提高信噪比。

实践证明，调制器与放大器之间采用变压器耦合要比一般的阻容耦合对降低噪声更有利，因为升压变压器可视为无噪声放大元件，根据放大器与传感器的阻抗关系，适当选择变压器的升压比，可大大降低放大器的噪声。但值得注意的是变压器的屏蔽与接地要十分讲究，否则适得其反。

最后谈谈信号源内阻及放大器输入阻抗对噪声的影响。大地电磁测深仪中，磁场传感器的内阻一经作好是不能变的，但在制作之前，要根据传感器的重量要求，尽量加粗绕组的线径，因为那样可降低信号源内阻，从而降低系统噪声。值得注意的是要尽量避免在传感器和前置放大器之间加进等效源内阻的网络。加双T陷波网络之所以不可取，重要原因之一也是出于这种考虑。而电场信号源内阻是因地而异的，所以要采取措施，最好变高内阻为低内阻。

由于放大器的输入阻抗越高，噪声越大，所以在前置放大器中，并不一味强调增加阻抗，而是把输入阻抗限制在一定的范围之内。

前置放大器中的每一级都进行电源去耦，也是消除干扰降低噪声的一项重要措施，在退耦电容的两端再并联一个小电容，以消除高频噪声，因为大的电解电容具有一定的电感值。

四、屏蔽与接地

1. 屏蔽

屏蔽与接地也是抑制噪声的两个主要手段。在大地电磁测深实际工作中，从磁、电传感器到前置放大器（或到采集系统）之间需要很长的传输导线，如不将其屏蔽，将会带来很强的干扰而影响前置放大器工作。只是在作低频检测时，电极线可以不作屏蔽。但是磁场传感器的引线无论是作低频检测还是高频检测都需要进行屏蔽。较经济又适应的屏蔽线是屏蔽双绞线。此种电缆在较大范围内具有均匀不变的低损耗特性阻抗。使用时，信号电流流经两根导线，而噪声电流仅流经屏蔽体，因此不存在公共阻抗耦合问题，而屏蔽体通过互感耦合到两根内导线上的电流，因其大小相等、方向相同而在回路上互相抵消。在野外工作时，把导线屏蔽体接在放大器的公共地端。另一种联接方式是：在十字对称电极的中心点打一个接地电极，磁电各道分别采用双绞屏蔽电缆，然后再将它们组合在一起，在外面包一层编织网，最后把所有导线屏蔽体在中心点接地，这种方式更适合于平衡差动电路。

磁场前置放大器及电场前置放大器用金属罩各自单独屏蔽起来，然后再在外面套一个金属箱体外壳，各自的屏蔽罩与各自的放大器的地端相接。如果放大器各道不能单独屏蔽，也最好把磁、电两部分分开屏蔽。最外层屏蔽罩最好与双绞双层屏蔽线的外层编织网相

联。

电源的屏蔽也不可忽视，因为磁、电场放大器是低电平放大器，它们对电源要求很高。为了防止道间串扰，各道最好单独使用电源，这就需要一个各自独立的多组稳压源。为达此目的，野外工作时，用一组电瓶供电，通过电源变换器的多个绕组，再稳出所需要的多组直流电压。但是这种换流器有一个缺点，即换流器中的振荡器会幅射出很强的方波，这种方波还能通过电源引线串入放大器中。因此必须把振荡器（振荡管及变压器）严格地屏蔽起来。此外，各道磁、电放大器在箱体中的位置最好并行独立排列，尤其线路引线要各自分开排线，不能相互交叉。否则各道之间的调制信号电压会相互影响。

2．接地

接地的目的主要是消除各电路电流流经一个公共地线阻抗时所产生的噪声电压，避免受磁场和地电位差的影响，不使其形成地环路。鉴于这两个目的，在大地电磁测深仪中应采用串并联一点接地为宜。由于仪器的模拟部分为低电平电路，而数字电路部分为高电平电路，因此各自应分别有一组共同的地线接地，最后再把它们都联接到一点，统一接地。金属件地线应单独分开（继电器架，电风扇的地线），最后才接到统一的地线上。

上述接地方式虽可使噪声耦合降到一定的程度，但从大地电磁测深仪对噪声要求严格、信号源特殊这两点出发，最好能把模拟地与数字地完全切断。切断的办法有：（1）采用光耦合器，由于用光来耦合，故把模拟地与数字地完全隔离。（2）采用变压器耦合。这种耦合方式不是完全地使模拟地与数字地隔离，而是把模拟部分的输入回路的地与其它线路的地隔开。例如前面所讲的双向斩波、变压器耦合的磁场前置放大器就属于这一类型。实际上，用隔离放大器来作电场前置放大器也属于这一类。虽然它们不能使整个模拟地与数字地隔离，但它把输入回路分开了。这一点对电场放大器尤为有用。因为电场接收器接收的是大地两点之间的电位差，而仪器的公共地线一旦接到大地就会与接收电极发生联系，如果输入回路（包括电场传感器和匹配级）的地是隔离的，则上述联系就不会发生。传感器所拾检的信号就不受仪器“地”上噪声串扰了。

结　束　语

本文所谈的几个技术问题均出现在模拟电路部分，至于数据采集系统中的问题，本文并未涉及，因为数字电路是在高电平条件下工作的，只要逻辑无误，其它问题不难解决。况且目前市场上已有多种类型的数据采集系统出售，只要合理选择，便可用作大地电磁测深仪的记录器，然而模拟部分却很难买到，必须自行设计和制造，以满足大地电磁测深法的特殊要求。

参　考　文　献

1. Snare, R. C., Peters, J. T., Digital data acquisition and processing from a remote magnetic observatory, IEEE Trans., on Geoscience electronics, Vol. GE-11, No. 3, 1973.

2. Serson, P. H., Instrumentation for induction studies on and, Physics earth planent, Interior, Vol. 7, PP. 313—322, 1973.

3. Gamble, T. D., Goubau, W. M. and Clarke, J., Magnetotelluric with a remote magnetic reference, Geophysics, Vol 1.44, No. 1, PP. 53—68, 1979.

4. Geotronics copporation, U. S.A., magnetotelluric services data acquisition system, 1980.

5. Meironix corporation., West Germany., Modular magnetotelluric measurement system MMM841 for realtime MT applications, 1985.

6. Compagnie Generale de Geophysique., Appareils de reception pour les methodes electriques de prospection a moyenne et grande profondeais, P. Ardrieux, 1980.

7. G. Clerc, J-P. Decriaud, G. Doyen., An automatic audio-Magnetotelluric equipment, Controlled by microprocessor, for the telesurveillance of the volcano momotombo., Geophysical surveys 6 PP. 291—304, 1984.

8. Metronix coppration. West Gemany., Induction coil magnetometer KIM 803 instruction manual. 5, 1984.

9. P. Andrieux, G. Clerc et p. Tort., Captur magnetometrique triaxial pour la prospection magnetotellurique artificielle entre 4Hz Et 4KHz, Revue de physique appliquee, PP. 757, 1974.

10. Allsopp, D. F., Burke, M. D., Rankin, D. and Reddy, I. K., A wideband digital magnetotelluric recording system, Geophysical prospecting, Vol. 22. No. 2, PP. 272—278, 1974.

11. Hill, I., K, and Bostick, F. X. Jr., Micropuzation sensor with laminated mu-metal cores, Univ. Texas, electr. Eng. res. lab. Rep.,126:1,1962.

12. Hopkins, G., Instrumentation for geofield measurements EERL Univ, Texas, Rep. No. 138, 1965.

13. A. F. Jepsen and R. L. Mojherron, Mobile geomagnetic observatory, IEEE Trans. on Geoscience Electronics, Vol. 7, No. 1, 1969.

14. 刘国栋、陈乐寿主编，大地电磁测深研究，地震出版社，1984。

15. 国家地震局地质研究所大地电磁测深组，国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组，大地电磁测深，地震出版社，1981。

CGC-A型，CGC-B型磁感应传感器

石油部物探局仪器厂研究所磁传感器研制组❶

CGC-A型，CGC-B型磁感应传感器是石油部物探局仪器厂最近研制的SD-Ⅱ型数字大地电磁测深仪的配套部件，分别做为该仪器的水平、垂直三个分量磁场接受器，用来接收大地磁场的变化信息。本文着重介绍这类传感器的设计思想及一些有关的问题。

一、引　　言

目前国内外用于地磁脉动观察和大地电磁测深等方面的仪器，大致有以下两种类型的磁传感器。一种是直接测量变化的磁场值，另一种是测量磁场的时间变化率。属于前一种类型的磁传感器基于不同的测磁原理，有光泵磁力仪，核旋磁力仪，磁通门磁力仪及超导磁力仪等等。属于后一种类型的一般统称为感应式磁力仪，它们虽然都出于电磁感应同一原理，但在线圈的结构上以及在铁芯材料的选择上也是千差万别的。由于感应式磁传感器制造工艺简单，使用方便，性能比较稳定，所以在国内外运用较为广泛。感应式磁传感器一般有空气芯和铁芯两种，早期使用的磁传感器都是空气芯的。为了获得足够的灵敏度，空气芯线圈面积大到100m×100m=10000m²，绕制几匝到十几匝，线圈埋设在地下一米深左右，体积庞大，使用安装都很不便。带有铁芯的传感器，大大减小了传感器的体积，安装和使用也很方便。传感器使用的铁芯目前大致有铁氧体铁芯，坡莫合金铁芯和非晶态铁芯。铁氧体铁芯传感器制造工艺简单，价格便宜，应用较为广泛。其缺点主要是铁氧体磁性材料机械变化和热应力变化都会改变其导磁特性，所以铁氧体磁传感器一般只使用于实验室内或固定不动的台站。坡莫合金属于高初始导磁率磁性材料，铁芯采用坡莫合金，大大提高了传感器的工作灵敏度和使用稳定性。其缺点主要是坡莫合金成本比较高，热处理工艺比较复杂。非晶态是一种新型的磁性材料，其初始导磁率μ_0值和应力特性较坡莫合金都有很大提高。所以可以预料，非晶体材料的出现会使感应式磁传感器更轻便、更稳定、效果更好些。但目前此材料价格较贵，所以使用不多。

二、感应式磁传感器的工作原理

感应式磁传感器是由一个电感线圈做为磁场接受器的。由电磁感应原理可知：当沿磁传感器主轴方向的磁场变化信号为

$$H(t)=H_0\cdot\cos\omega t \qquad (1)$$

则在磁传感器两端产生的感应电动势为

$$\varepsilon_i=-N\frac{d\phi}{dt}=-N\frac{d}{dt}(B\times A)=-NA\frac{d}{dt}(\mu_M\cdot H_0\cos\omega t) \qquad (2)$$

$$=10^{-9}2\pi fNA\mu_M H_0\sin\omega t\ (\mathrm{V})$$

式中：f为磁场变化频率（Hz）；N为感应线圈匝数（匝）；A为传感器线圈的有效截面积

❶ 执笔：宋效仁

(m^2)；μ_M为线圈相对磁导率；H_0为脉动磁场的最大振幅

感应式磁传感器，目前有两种基本类型，一种是高阻抗式，另一种是低阻抗式。高阻抗感应式磁传感器的主要特点是电感量大，电抗高，开路灵敏度高。但是它要求磁场前置放大器也必须是高输入阻抗的。高输入阻抗的前置放大器又必须达到一定的低噪声水平，这是一项比较困难的工作。低阻抗感应式磁传感器的主要特点是接收线圈为低阻抗，其直流内阻仅几百到几kΩ，电感量只有几百到几千H（亨利），其开路灵敏度比较低。它要求前置放大器要高增益，低噪音，低漂移。这类传感器允许磁前放输入阻抗低一些，这对提高磁前放增益降低磁前放的噪音和漂移是很有利的。

CGC-A，CGC-B型磁感应传感器是属于低阻抗磁传感器，与它相匹配的磁前置放大器是属于低输入阻抗，低噪音放大器。

图1是这种磁传感器的等效线路图：

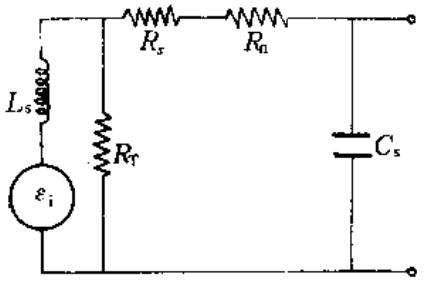


图 1　磁传感器等效线路

在磁传感器的等效线路里，L_s为磁传感器的电感，R_s为线圈的直流内阻，C_s为传感器的分布电容，R_T为传感器外壳的等效电阻，R_n为磁传感器铁芯由于涡流，磁滞以及线圈内由于各种集肤效应、邻近效应等引起的总损耗。

若与磁传感器相匹配的前置放大器的输入阻抗足够大的话，则以下几个因素将使其灵敏度减小。它们包括L-C回路里的循环电流，线圈内的涡流，铁芯材料的涡流和铁芯的磁滞。前三种因素由于产生相反磁场而使通过线圈内的交变磁通密度减小了，而最后一种因素则要求在磁滞回路里要有更大的磁化力。

R_n与R_s相比是很小的，一般在线路分析里可以忽略，但是在磁传感器设计中应该使它们尽量减小。

三、感应式磁传感器铁芯的选择

铁芯是感应式磁传感器的核心，衡量铁芯的标准是磁芯的单位磁矩。它可用下式表示：$M_0=\mu_e \cdot A$，其中μ_e为铁芯的有效磁导率，A为铁芯的等效截面积。

Plonsey，Couin在《电磁场的原理和应用》一书中给出了条状铁芯有效导磁率μ_e的表达式

$$\mu_e=\frac{\mu}{1+D(\mu-1)} \qquad (3)$$

式中，μ为铁芯材料的固有导磁率；D为去磁因子。

把去磁因子的倒数$1/D$定义为铁芯的几何导磁率μ_G，这是一个仅仅和铁芯的几何尺寸有关，而与选用材料导磁率无关的参数。假设将条状铁芯近似看做椭球状，则它的消磁系数可用下式计算

$$\frac{1}{\mu G}=\frac{1}{m^2}[\ln(2m-1)] \qquad (4)$$

其中，m为椭球长轴与短轴之比，我们将它近似看做铁芯的长径比，将（4）式代入（3）式得

$$\mu_e=\frac{\mu}{1+\frac{1}{m^2}[\ln(2m-1)](\mu-1)} \qquad (5)$$

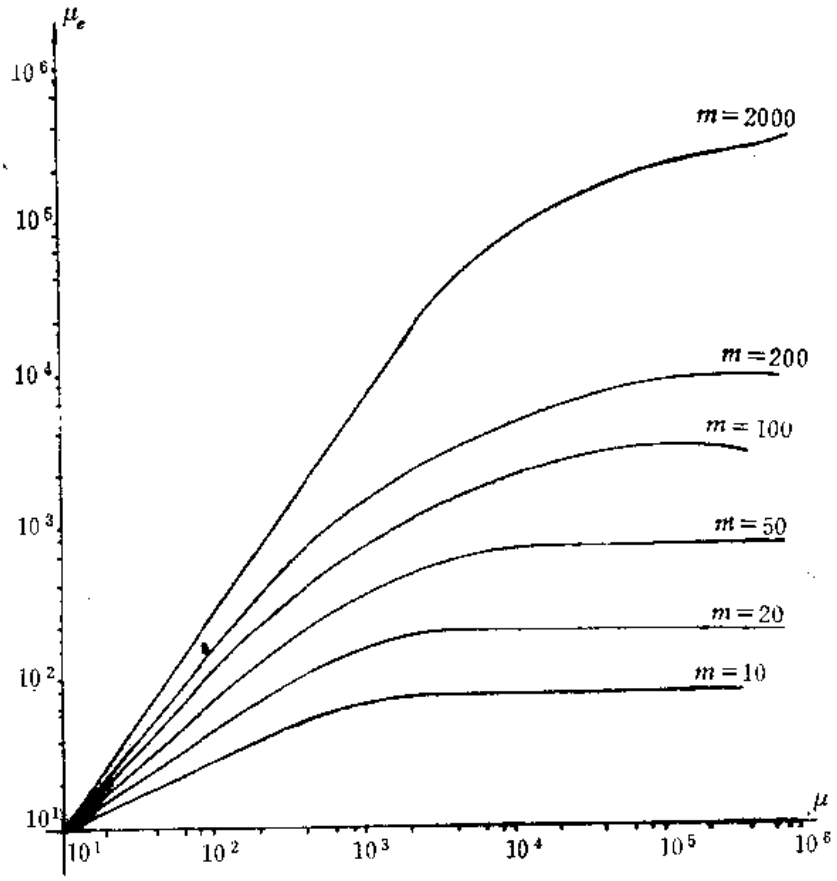


图 2　以m为参量μ与μ_e的关系曲线

图2是Bozorth和Chapin所做的磁性材料以长径比m为参量的固有导磁率μ和有效导磁率μ_e的关系曲线。

由式（5）可以看出，要想增大铁芯的有效导磁率μ_e，一方面要提高铁芯材料的固有导磁率μ，另一方面要增加铁芯的长径比m。从图 2 给出的关系曲线看出，在曲线的起始端有效导磁率随着μ值的增加而迅速增大，但从曲线中部开始再增加μ值，μ_e值增加很小，最后随μ值趋近无穷大，而μ_e值仅仅趋近于一个固定的值。这就是说，单纯用增加μ值的办法来加大μ_e是不可能的。从图 2 中可以看出，增大μ_e最有效的办法是加大铁芯的长径比。

铁芯的单位磁矩$M_0=\mu_e \cdot A$，从此可见，似乎有效导磁率μ_e越大M_0就越大。但实际上μ_e与面积A是两个相互制约的参数。

图 3 是在不同铁芯长度与不同横截面积的单位磁矩示意图。从图中可以看出在长度一定的条件下，增大了铁芯面积，即减小了长径比，虽然有效导磁率降低了，但由于截面积增大了，反而单位磁矩M_0值更大了。

由此可知，我们在选择铁芯时应遵循以下几项原则：

1．选择铁芯首先应该根据设计要求，确定铁芯的有效导磁率，从而初步选定长径比。

2．选择铁芯材料的固有导磁率要根据所选长径比来决定，在μ_e和μ特性曲线上，要保证在曲线的平坦部分即可。不需选的过高，过高了一方面增加了热处理的难度，另一方面因为磁芯材料导磁率与应力特性是矛盾的，在满足固有导磁率的前提下，要考虑材料的应力特性。当然，固有导磁率μ值也不能选得过低，即不能选在曲线的斜坡段，这样得到的

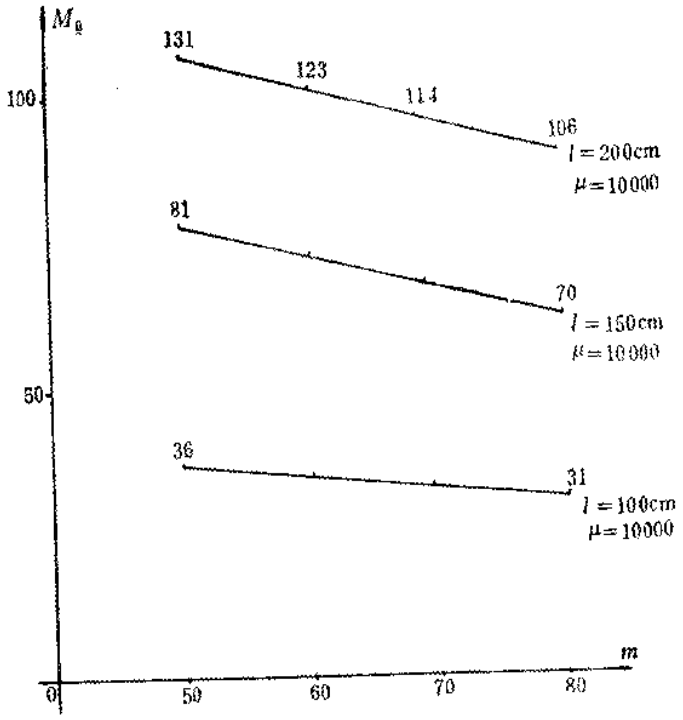


图 3　长径比和单位磁矩之间关系

μ_r值是不稳定的。

3．在选定长径比长度的基础上，可以适当地增加其截面积，使其长径比下降，一方面提高了铁芯的单位磁矩，使其灵敏度提高，另一方面使其有效导磁率的稳定性提高。

4．选用铁芯时还必须考虑铁芯的涡流和磁滞损耗，这就要求采用片状结构，在允许的条件下片子越薄越好。另外在片子间必须要有良好的绝缘性能，以便尽量减小涡流和磁滞损耗。

四、感应式磁传感器的结构

感应式磁传感器在结构上主要考虑以下几点：

1．感应式磁传感器要求以最小的电感量获得最大的灵敏度。我们要求线圈的电感最小，为的是提高接受线圈的谐振频率，使其接受信号频带加宽。我们知道线圈的电感值与其匝数的平方成正比，而灵敏度也与匝数成正比关系。这也就是说，要在给定的谐振频率下使其线圈匝数尽可能多，以获得更高的灵敏度。这一点与线圈的结构有关。当线圈匝数一定的情况下，仅从减小电感量考虑线圈的长度l_a与铁芯长度l之比应$\geqslant 0.3$，即$l_a/l\geqslant 0.3$，而线圈的直径对电感量的影响极小，这就是说，仅从减小电感量而言线圈在铁芯上分布越厚越好。另一方面对灵敏度而言，l_a与l的比值应$\leqslant 0.5$，即$l_a/l\leqslant 0.5$。这里需要指出的是线圈直径对灵敏度影响较大，直径越大使灵敏度减小，直径越小使灵敏度增大，就这一点而言似乎是线圈的厚度越薄越好，即线圈布满整个铁芯为好。根据理论推导和实际要求

及材料的情况，我们把 l_a/l 定在 0.5～0.6 之间。从实物测量结果看，这一比值还是可行的。

2．减少接受线圈的分布电容，采用分段窄绕结构。减少接受线圈的分布电容，目的是提高磁传感器的谐振频率，采用的办法是分段绕制，利用多层窄绕组结构。分布电容一般来说是一个难以预先规定的参数，原则上是尽量使其减小。这样可以在谐振频率一定的条件下，意味着可以提高电感值，即可以增加线圈匝数，以求提高传感器的灵敏度。

3．减小接受线圈的热噪音。磁传感器的噪音有两种，一种是机械噪音，来自铁芯的机械振动与导磁率特性的不稳定性。这一方面要求我们要选用机械应力特性较好的磁性材料，另一方面在决定铁芯长径比时要保证铁芯的导磁率处于曲线的平缓段。传感器的另一种噪音就是来自接受线圈的热噪音，它主要决定于线圈的直流电阻 R_r。直流电阻越大产生的热噪音也就越大。所以在绕制传感器时，提高传感器的灵敏度不宜采用无限制地增加匝数的办法，另一方面，在导线的选择上尽量选用直径较粗的导线，当然要考虑到外壳的直径，也要考虑到线圈直径增大对灵敏度的影响。

4．做好各部分的密封工作，保证整个传感器的防水，防潮性能。磁传感器工作在野外，为了防止传感器因日晒，风吹及温度变化而引起的性能变化，往往要把磁传感器埋入地下一尺深，另外在有湖泊沼泽地带或遇上阴雨绵绵的季节，要求传感器具有极好的防水、防潮、防腐蚀性。我们采用线圈真空浸漆，铁芯与线圈骨架间，线圈与外壳间硅橡胶灌封，心脏部分环氧树脂封装，外壳为奥氏体不锈钢密封。采用这些措施保证了传感器的三防特性。

下面是磁传感器的结构简图。

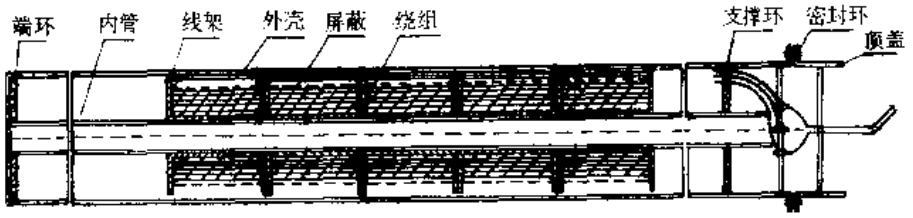


图 4　磁传感器的结构简图

5．磁传感器的不锈钢外壳封装。CGC-A型和CGC-B型磁传感器采用$1Cr_{18}Ni_9Ti$不锈钢外壳。这除了保证传感器具有良好的防潮防水、防腐蚀等特性外，更主要的是为抑制50Hz工频干扰。$1Cr_{18}Ni_9Ti$属于奥氏体系不锈耐酸钢。这种材料做为磁传感器外壳对外磁场有一定的削弱，其削弱程度随外磁场的变化频率升高而加大，在20Hz以下的频段内，削弱程度很小，而在20Hz以上的频段内则有6dB/倍频程以上的衰减。

图 5 是在带2mm外壳和不带外壳两种条件下测得 CGC-A 型磁传感器两端感应信号的幅频特性曲线。从曲线可以看出，加了不锈钢外壳以后使传感器在中频段的输出特性变得平坦了，也就是说大大降低了传感器在中高频段的开路灵敏度，从而有效地抑制了50Hz工频干扰。不锈钢外壳的这一特性在磁传感器等效电路里用外壳等效电阻 R_T 来表示，这一技术指标是在300Hz的频率下测试的。CGC-A型 $R_T=60k\Omega$ CGC-B 型 $R_T=300k\Omega$。值得指出的是由于磁前置放大器采用低阻抗输入形式，输入电阻 $R_r(3.6k\Omega)$ 和外壳等效电阻是并联关系，所以外壳等效电阻在磁前置放大器输入回路里可以忽略。

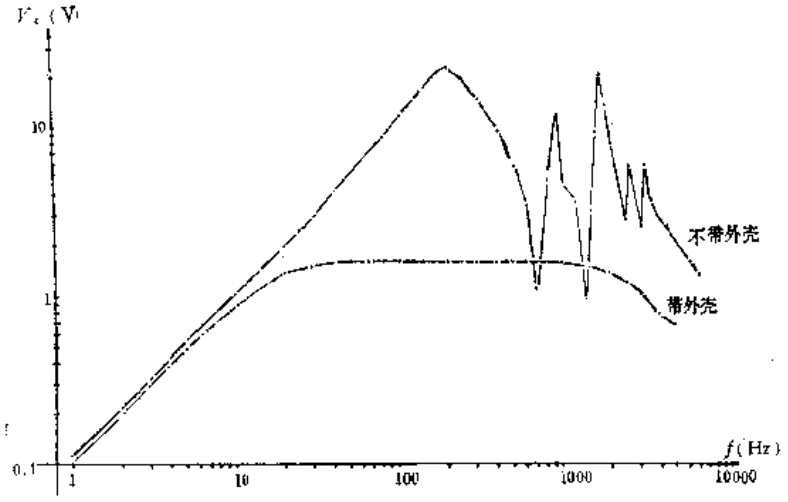


图 5　带与不带外壳传感器感应信号幅频特性

五、磁前置放大器

天然磁场脉动频率范围很宽，但其强度很弱，一般只有百分之几到千分之几nT。由磁传感器检拾到的最小信号仅有0.1μV，如此小的信号必须经过放大才能被记录下来，这样就存在一个传感器与磁前放的匹配及磁前放本身的结构问题。

观察地磁脉动仪器的磁场放大器从前受元件与技术条件限制，噪音水平较高，所以只能通过增加磁传感器灵敏度的手段来提高仪器的输入信号。为了获得传感器的高工作灵敏度，一方面增加感应线圈的匝数，另一方面磁前放采用高阻抗输入，以保证工作频段落在幅频特性曲线线性段。为了消除50Hz工频干扰，采用在传感器输出端跨接一个大电容的办法。这种手段只能适用于记录频段低于10Hz的情况。SD-Ⅱ型大地电磁测深仪记录频段高达250Hz，采用以上办法显然是不行的。SD-Ⅱ-H磁前置放大器属于低噪音带屏蔽的双端输入放大器。线路采用调制，放大，解调形式。图6是它的简单方框图。

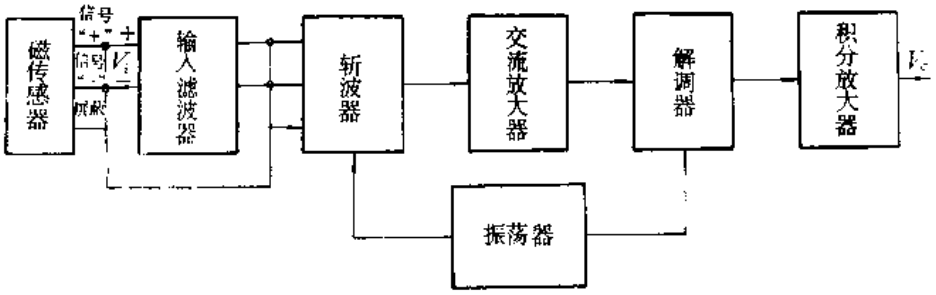


图 6　SD-Ⅱ-H磁前置放大器方框图

SD-Ⅱ-H磁场前置放大器由输入滤波级，斩波器，交流放大器，解调器，积分放大器及振荡器组成。输入滤波级是一个简单的*RC*并联电路，它可以滤去外界高频干扰，输入信号经过滤波级由MOSFET桥式斩波器调制成2kHz的交流脉冲，再经过一个升压变压器

和交流放大器，放大后的交流信号经输出变压器加到解调器上，经解调还原成低频信号，最后经积分放大器输出。由运算放大器组成的多谐振荡器产生 2kHz 的方波，作为调制及解调的驱动信号源。

天然磁场功率谱要求磁前置放大器在0.01Hz—30Hz的频段内噪音水平小于 0.1μV。另外由于交流放大器的漂移可以忽略不计，调制器和解调器的漂移也很小，所以磁前置放大器能较好地完成长时间连续放大微弱信号的任务。低噪音小漂移放大器使 CGC-A 型与 CGC-B型磁传感器与前放采用低阻抗匹配成为可能。这种匹配方式也就是前面提到的R-C并联输入滤波级。外接的R-C并联滤波级与磁传感器的电感L_r，分布电容C_r及外壳等效电阻R_T形成的输入迴路，使大于0.8Hz的高频信号有6dB/倍频程的衰减，这种匹配方式大大降低了磁传感器在中高频段的工作灵敏度，使得整个系统在中高频的幅频特性变得更平坦了。

图7是CGC-A，CGC-B型磁传感器与SD-Ⅱ-H磁前置放大器的传输函数。

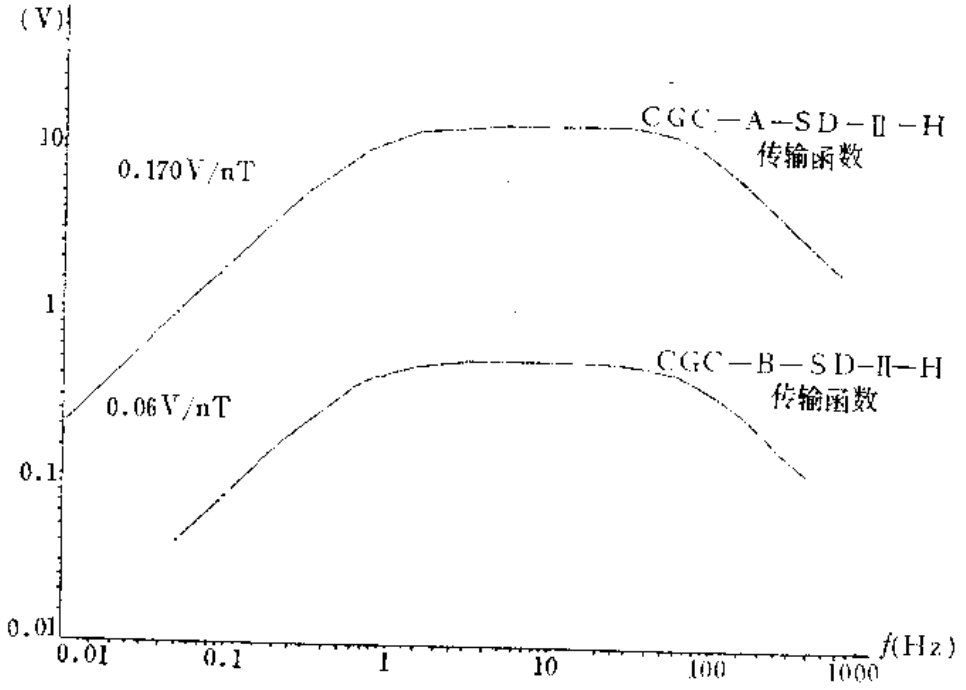


图 7 CGC-A-SD-Ⅱ-H / CGC-B-SD-Ⅱ-H传输函数

六、CGC-A型，CGC-B型磁传感器部分技术指标

CGC-A型水平磁传感器

开路灵敏度：140μV/Hz·nT

配接SD-Ⅱ-H磁前置放大器工作灵敏度：

大于70μV/nT

直流内阻：430Ω

电感值　：650H

分布电容：550pF

外壳等效电阻：60kΩ

CGC-B型垂直磁传感器

开路灵敏度：65μV/Hz·nT

配接SD-Ⅱ-H磁前置放大器工作灵敏度：

大于30μV/nT

直流电阻：1.39kΩ

电感值：1050 H

分布电容：200pF

外壳等效电阻：300kΩ

七、CGC-A型,CGC-B型磁传感器野外实验情况

CGC-A型，CGC-B型去年在野外与美国进口的大地电磁测深仪进行了串试，并与美国同类型磁传感器进行了各频段标定对比及平行记录天然磁场脉动信号对比，结果吻合很好。在同一个测点上所得到的视电阻率曲线与使用美国磁传感器的结果基本一致。两种磁传感器今年又在野外与SD-Ⅴ-H磁前置放大器进行了平行记录天然磁场脉动信号，从模拟监视观察，三道信号基本吻合。

图8是中美同类传感器在美国进口仪器上平行同时接收天然磁信号的监视记录。

图9是两根CGC-A型，一根CGC-B型磁传感器在SD-Ⅱ型仪器上同时平行接收天然磁信号的监视记录：

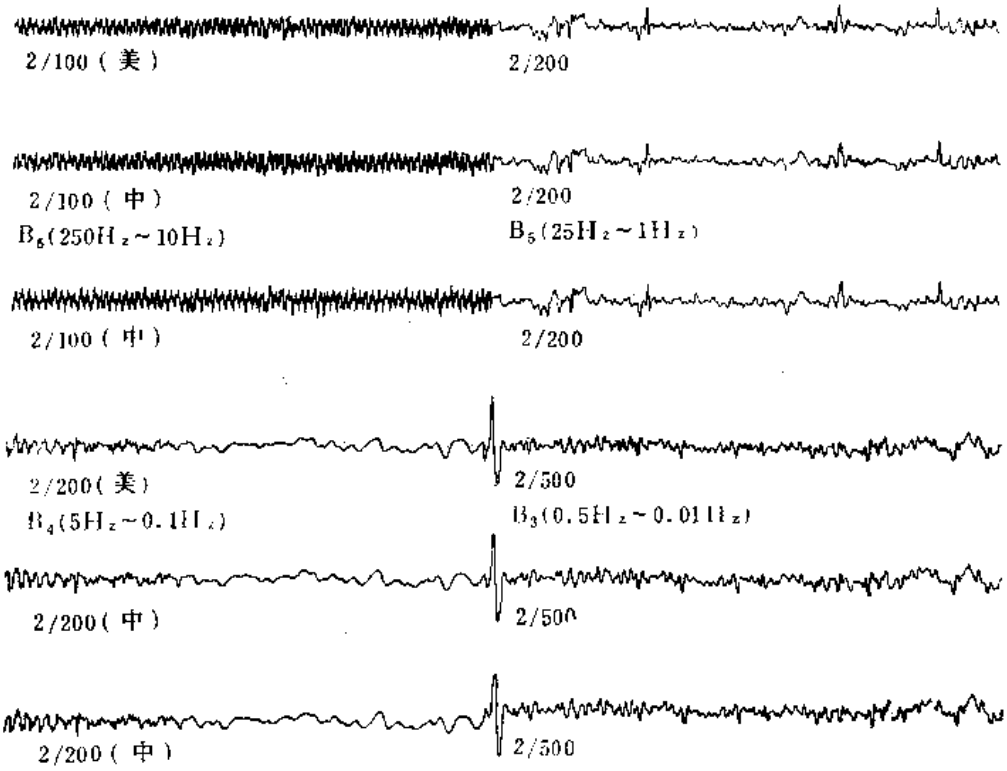


图 8　中美磁传感器平行对比监视记录

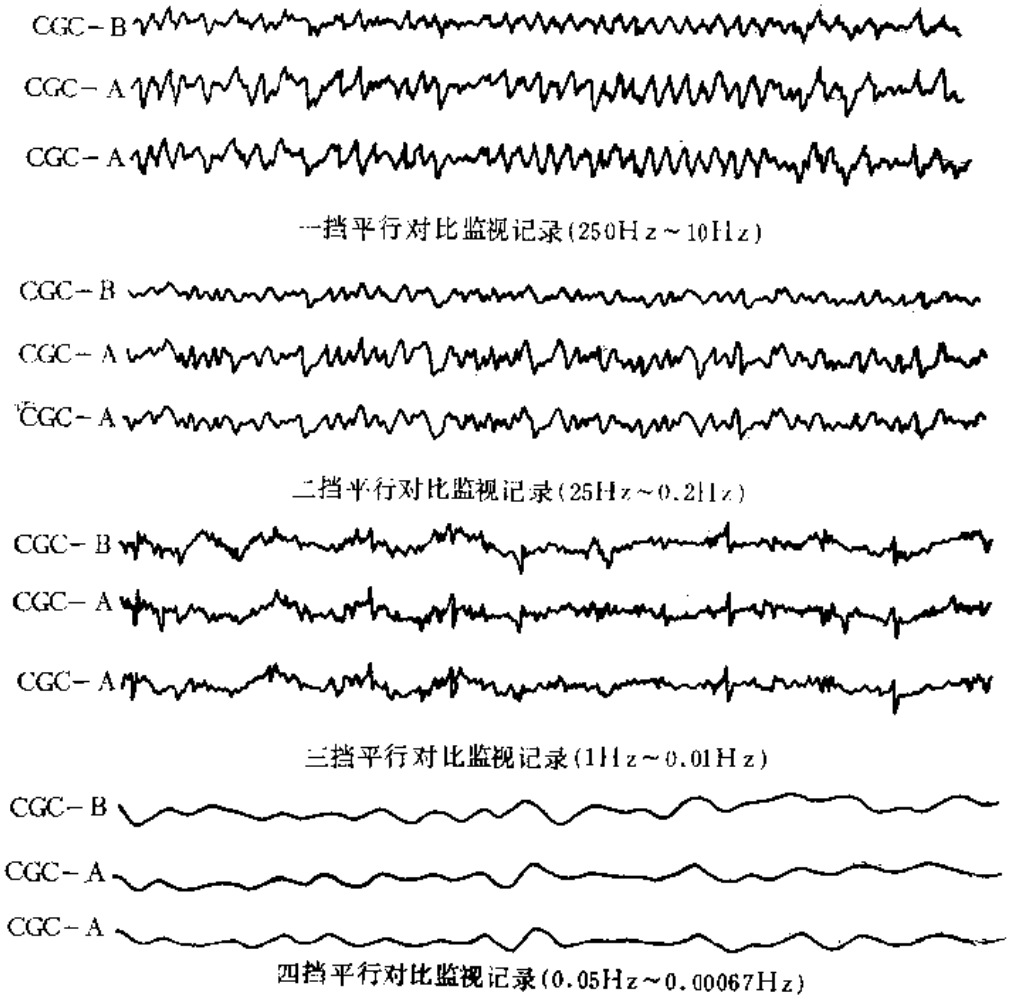


图 9 $\frac{\text{CGC-A}}{\text{CGC-B}}$型磁传感器平行对比监视记录

参 考 文 献

〔1〕 黄礼镇：电磁场原理 人民教育出版社，1981年6月。

〔2〕 赵凯华；陈熙谋 电磁学 人民教育出版社，1978年4月。

〔3〕 国家地震局地质所电磁组 国家地震局兰州地震所电磁组 大地电磁测深 地震出版社，1981。

〔4〕 张平、史美光 标定感应式磁力仪探头绝对灵敏度的新方法 地球物理学报，1984—5。

〔5〕 Micropulsation sensors with laminated mumetal cores A. D 276124 1962年5月

〔6〕 Hayshi K Oguti. T. watanabe. T. Absolute. sensitivity of a high μ metel core solenoid as a magnetic sensor. J. G. G., vol. 30, 619—630, 1978

〔7〕 Zambrasky, L, F., Fguivalent circuit of a magnetic sensor coil and simple filter for reiection of 60HZ man-made noise. J. G. G., vol. 32, 6, 325, 1980。

轻便宽频带AC-3电磁测深采集系统及其软件

徐 常 芳

（国家地震局地质研究所）

在澳大利亚昆士兰大学物理系进修期间，（1981年11月至1984年7月）在导师海斯提博士（Dr.L.M.HASTIE）的指导下，本人参加了一项宽频带、低功耗MTS（大地电磁测深）数据采集系统的研制工作。这套系统是在原低频MTS数据采集系统的基础上发展起来的。其传感器和模拟线路基本上袭用了原来的设计。逻辑控制和数据现场处理软件是新研制的。整个设计有如下考虑：

1．低功耗

以往大部分MTS数据采集系统结构复杂，体积庞大，因而配备了发电机。而发电机不可避免地带来噪音、降低高频数据的质量，另外，给运输和操作增添了不少麻烦。为了降低功耗，除了记录器外、AC-3几乎全部使用了CMOS集成电路块。只用两组12V的蓄电瓶供电，通过DC—DC转换器得到各种模拟和5V逻辑电平。

2．小型、轻便

AC-3由传感器、模拟箱体、逻辑箱体、记录和控制终端等五部分构成。除了传感器外、其余几个箱体的总体积大约为0.1m^{3}左右总重不到10kg，易于携带和安装。

3．宽频带

采样频率为10kHz到0.01Hz。分成7个频段，既可用于深部地球物理研究、又可用于生产性的地球物理勘探工作。

4．数据现场处理

根据以往经验证明必须在野外对数据进行适当处理以确定其是否可靠，为此在AC-3配上了苹果牌微型计算机，在野外进行数据的现场处理。

5．提高自动化程度

为了便于操作，设计时，我们尽量提高AC-3的自动化程度。操作人员只要预先置好时间、数据段长度及其它一系列初始参数，采集系统到时可自动开机、记录和停机。

限于篇幅，本文仅简单介绍AC-3的硬件及其数据处理软件。

一、AC-3数据采集系统

1．硬件

AC-3由模拟和逻辑两部分构成（图1）。四道电场信号和三道磁场信号，分别经过前放、陷波器、后放、有源去假频滤波器而进入十二位A/D转换器。

逻辑部分包括CPU1805CE、18k RAM、2k ROM、佳能（CANON）袖珍计算机和

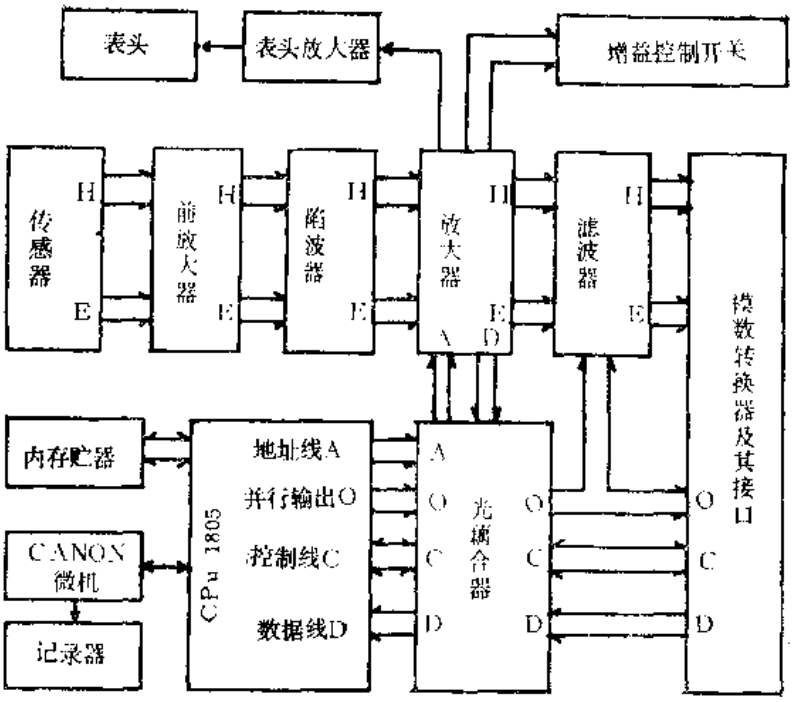


图 1　数据采集系统框图

盒式模拟磁带机。模拟信号和逻辑信号通过光藕合器把地分开。

1805CE是美国RCA计算机公司生产的单板机CDP18S607的核心部件。CDP18S607采用了低功耗的静态CMOS电路，功耗为40mW，配有并行和串行接口线路，工作温度为－40—80℃。

佳能微机是一台独立的袖珍计算机。内存已扩展到了20k。它通过RS-232标准接口板和CDP18S607相连。

2．逻辑控制软件

AC-3逻辑控制软件分两部分。一部分是用佳能BASIC语言写的输入、输出控制程序（见图2）。它的作用有四个。

（1）编辑磁带记录头。在磁带头编辑时，将测点名、说明、电极对长度、记录段长度、记录频段号码和记录时间从佳能键盘敲入并进行编辑。

（2）控制数据的传送。当每道的采样个数等于预先设置的采样个数时，数据便自动地从CDP18S607的内存中读出、并写入佳能的数据文件中。当读写完了一个数据段后，佳能便启动磁带机、将带头文件和数据文件写入盒带。

（3）监视采集系统的运行状态，把采集系统工作状态信息显示在佳能的小屏幕上。

（4）利用佳能的输入键盘启动1805CE机器指令应用程序。此应用程序可用来读写CDP18S607的内存，并对整个采集系统进行验测。

AC-3逻辑功能控制软件的第二部分是用1805CE扩展机器指令编写的。这些程序的工作方式如下。

在记录状态下，机器处在无限的循环状态，等待从佳能送过来的信息，例如，频段和数据段长度等信息。一旦收到这些信息，CDP18S607便把这些信息存放起来，并立即读出面板上所置的增益信息，接着把增益信息送给佳能微型计算机，此后便启动采集系统的逻

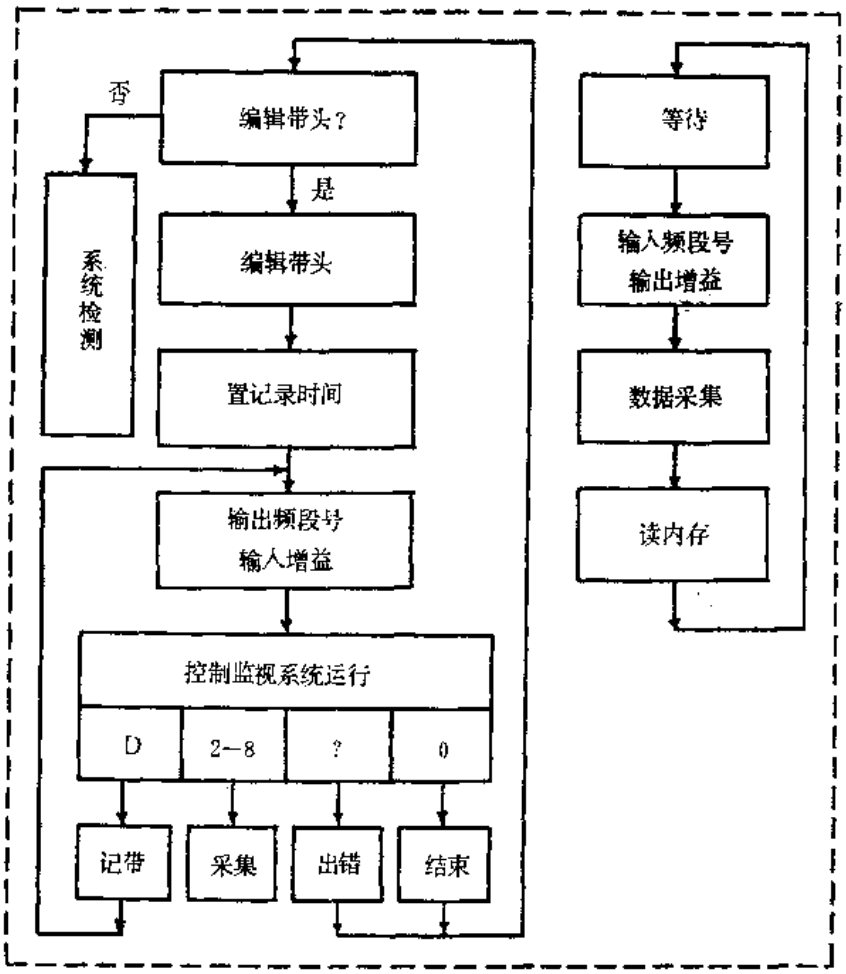


图 2 输入输出逻辑控制流程图

辑部件，开始对输入信号进行模数转换，并把转换后的数据按DMA方式（直接内存存取方式）写到内存中去。在记录过程中、佳能小屏幕上显示频段号码。一个数据段记满后，CDP18S607向佳能微机输出准备数据传送的信息。此后两个微机便运行数据传输子程序。数据传输完毕，CDP18S607又回到等待状态。如果采集系统出现任何故障，CDP18S607将向佳能微机送出字符“？”。当所有记录结束时，佳能屏幕将显示字符“⊖”。

在数据采集过程中，采集系统运行用1805CE机器指令编写的程序（图3）。这些程序装在EPROM中。

采集系统首先判断输入的频段号码。举例来说，假定输入频段号是2，即采样频率10000Hz，控制程序则调用“INPUTI”子程序。与此同时，控制程序通过并行接口把控制指令加到解码器上。控制指令经解码后被送到多路转换器的控制端上，从而选择相应的去假频滤波器。另外，还有一个码被用来选择时钟频率，从而获得相应的采样频率。除此之外，还有一个码选择记录道个数。对于10000Hz的记录，采集系统选择两个电信号道和三个磁信号道进行记录。当一个记录段记满后，运行格式子程序“FORMAT”，对数据进行格式处理。此后，控制程序向佳能微处理机送出字符“D”，并运行输出子程序“OUTPUT”，从而执行数据的传输。

频段号码为3、4、5和6的情况分别对应采样率是1000、100、10和1Hz的记录。

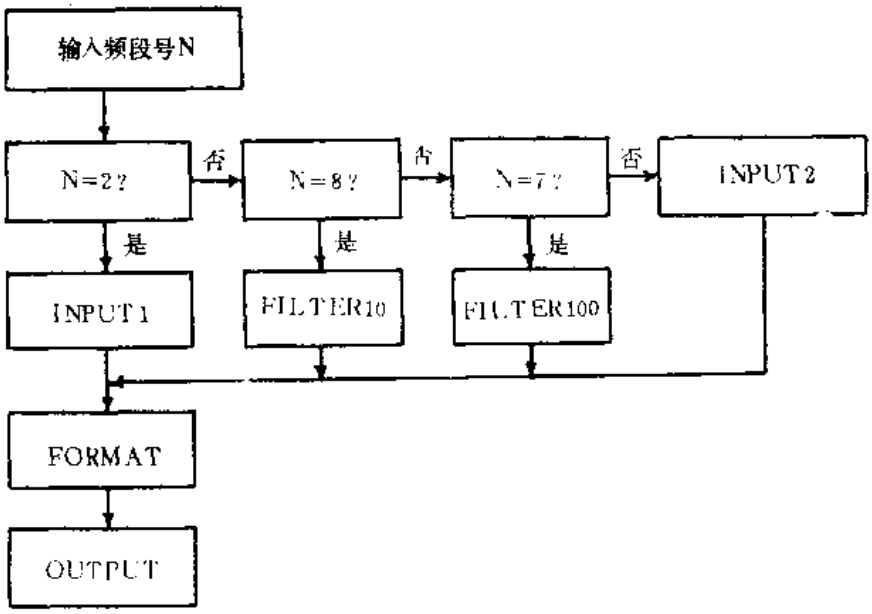


图 3 CDP18S607控制功能流程图

其数据采集过程与上述过程类似。

频段号码 7 代表采样率为10s的记录。由于低频模拟滤波器制作困难，所以 AC-3采用了数字低通滤波器，即在一秒采样率的情况下，利用相邻两轮采样的CPU空闲时间调用数字滤波器子程序“FILTER10”对数据进行低通滤波。经过滤波后的数据10个保留 1 个便得到了10s采样率的信号。

同样，100s的采样率是通过调数字滤波器子程序“FILTER100”对采样率为1Hz的数据进行滤波得到的。其过程是：“FILTER100”调用“FILTER10”子程序，从而获得采样率为10s的信号，然后继续对采样率为10s的信号进行数字滤波，从而实现 100 个样保留一个数据的目的。考虑到一共7个信号道，每道都要扣除模数转换时间，所以留给滤波器进行滤波的时间对每道而言仅有0.1s左右。尽管滤波器是用机器指令编写的，但程序设计仍需十分精心，应选择适当的滤波因子个数，并需要合理地利用 1805CE 指令及其独特的16个寄存器。

AC-3采用了AD578 12位模数转换器组件。每个数据在内存中占两个字节。第一个字节的最高4位存放信号道信息。第一个字节剩下的4位和第二个字节存放数据。

二、MTS数据处理软件

MTS的数据处理占内存大、耗费机时长、因而成本高。要实现数据的现场处理，要求机器价格低、轻便、功能强。在做了大量调研，对几十种台式机及其语言进行对比后，斯提博士选用了苹果牌台式机，并选用了一种较有效的适用微型计算机的语言—FORTH语言。

考虑到读者或许对FORTH语言不太了解，现分两部分介绍AC-3数据处理软件。第一部分介绍FORTH语言的特点及其发展。第二部分，通过一个实例介绍FORTH语言在MTS方法上的应用。

1. FORTH语言

FORTH语言是一种高级语言，但同时还包含了低级的汇编语言。它既是一种操作系统，又是一种发展软件的工具。作为一种操作系统，FORTH语言可以做解码、编译、组合、虚记忆操作、输入、输出和编辑等。所有这些功能都是由定义的词汇来完成的。由于FORTH操作系统比一般的计算机操作系统简单得多，所以FORTH程序运行快、占内存少。

在同一台机器上，用FORTH语言编写的程序比其它任何高级语言编写的同一程序都运行快。仅比汇编语言慢百分之二十到百分之五十。低级的FORTH指令能以计算机的全速运行。举例来说，在苹果牌微机上，1024个数据，用BASIC语言写的快速傅立叶变换程序耗机时32min，而用FORTH语言仅耗机时30s钟。

经过编译的FORTH程序十分紧凑。整个FORTH操作系统及其标准指令集只占8千个字节。对微型机来说，这个特点是十分重要的，可使我们用小机器算大题目。

FORTH语言采用了交谈式操作法。这个特点可用在过程控制、屏幕画图和文字处理工作上。

因为FORTH具有模块结构，所以FORTH程序易于调试和检错。

目前，FORTH语言已广泛应用到天文、航天、数据采集、数据处理、数字图象处理、数据库管理以及过程控制等领域。

2. MTS FORTH 程序

对于计算机软件工作者来说，FORTH是一种最容易学的语言。FORTH语言的核心是由一百多个最基本的词汇构成的。利用这些基本词汇可进一步定义出各种各样的词汇，从而能充分利用计算机的所有功能。

在MTS方法中，我们用FORTH语言编写了苹果机与佳能袖珍机的接口驱动程序。首先对数据进行转换和解编。然后用FORTH语言编写的MTS数据处理程序进行数据处理。MTS野外现场处理软件包括去倾、快速傅立叶变换、格值校正、计算谱密度、频带平均值、阻抗、走向方向和视电阻率等。

以上这些计算，在中小型计算机上可使用覆盖功能一次完成。使用内存常驻覆盖，可提高运算速度，但占内存大。使用磁盘常驻覆盖可节省内存但耗机时长。我的办法是在苹果机上加了128k的扩存板，使其内存扩展到208k。苹果机的直接寻址能力只有64k。如果用其它语言对扩展的内存进行管理，那还是相当麻烦的。而用FORTH语言解决这个问题则相当容易，其作用相当于使用了内存常驻覆盖，既简化了程序，也提高了计算速度。

MTS数据处理、快速傅立叶变换是最耗时间的一步。为了给读者一点有关FORTH语言的感性认识，下面把这个程序列出来，并略加说明。

在这个程序中，两个圆括号或者两个斜线之间的内容是程序的说明成分，介绍这个程序的作用及使用时的注意事项。在编译过程中这部分不被编译。

第二个斜线以后至第一个冒号之间的内容相当于FORTRAN语言的说明语句、其作用是对程序中用到的变量和数组进行说明，并在内存中分配空间。例如，“SCR 257 1 ZARRAY WEIGHT”定义了一个一维复数数组。数组的起始地址由SCR12给出。SCR12是一个常量，它由扩展的FORTH词汇给出。当FFT程序运行时，SCR12将把一个数放到数栈上，这个数被用来确定复数数组在内存的初始位置。“257”代表了数组的长度，即它

```
   FFT

SCR# 1053
  FFT PROGRAM - SANDY TUKEY METHOD BEGIN)
   Input requirements: CFA of input array must be placed in
   SERIESZ ( ' <name> CFA IS SERIESZ ), & length must be placed
   in NFT ( n IS NFT ). The working space occupies the 1st 6168
   bytes of the HIRES area (SCR10 thru SCR17). \
 SCR10 257 1 ZARRAY WEIGHT LOC 1 WEIGHT CONSTANT WT
 VPOINTER SERIESZ   QUAN SER
 SCR12 8 + 257 1 ZARRAY NEW1 SCR14 16 + 257 1 ZARRAY NEW2
 LOC 1 NEW1 CONSTANT N1  LOC 1 NEW2 CONSTANT N2
 QUAN II  QUAN IE QUAN P QUAN NFT
 FQUAN 2*PI/N  REAL 2 FCONSTANT 2.0
: FIND.P ( n --  )
     0 SWAP BEGIN 2/ ?DUP WHILE SWAP 1+ SWAP REPEAT ;
: FFTIN ( fg  -- fg n/4 n/2)  LOC 1 SERIESZ IS SER  NFT DUP
     FIND.P IS P  DUP PI FDUP F+ ROT 0 FLOAT F/ IS 2*PI/N
     2/ DUP 2/ SWAP ;


SCR# 1054
( FFT PROGRAM CONTINUED)
CODE A.Z ( n addr1 -- addr2) ( SWAP 8 * +)
     3 # LDY, 1 L: CLC, SEC ASL, SEC 1+ ROL, DEY, 1 L# BNE,
     CLC, SEC LDA, BOT ADC, SEC STA, SEC 1+ LDA, BOT 1+ ADC,
     SEC 1+ STA, INX, INX, NEXT JMP, END-CODE
  TRANSFORM ( N/2 --  ) 1  P  0
   DO ( ND2,INC) 0 IS II  OVER IS IE  DUP 0
     DO ( ND2,INC) 0  IE  II  ( ND2,INC,IP)
       DO I SER A.Z  DUP Z@  I 9 PICK + SER A.Z  DUP >R Z@
        ZOVER ZOVER Z+  13 ROLL Z!  Z-  5 PICK 2DUP
        IF WT A.Z Z@ Z* THEN
        R> Z!  OVER +  LOOP  DROP ( ND2,INC)
     OVER 2* II + DUP >R  IS II  OVER R> + IS IE LOOP ( ND2,INC)
   2* SWAP 2/ SWAP LOOP 2DROP ;



SCR# 1055
( FFT PROGRAM CONTINUED)
: WEIGHTS ( FG N/4 N/2 -- N/2 : Form table of twiddle fctrs.
    ROT ROT 1.0 0 0 0 WT A.Z Z!
    OVER 0 0 ROT DUP 0< IF -1 ELSE 0 THEN FLOAT 5 PICK WT A.Z Z!
    1 DO ( N/2 FG) DUP 2*PI/N  I 0 FLOAT F* ROT FEXP 2DUP I
         WT A.Z Z! FSWAP FNEGATE FSWAP 6 PICK 1 - WT A.Z Z!
         LOOP DROP ;
: REORDER \ Place FFT output in natural order - I & J are
           indices of values to be exchanged \
     NFT  DUP 2/ OVER 1- 1  ( N,J on stack)   DO DUP I >
     IF DUP ( J) SER A.Z Z@ I SER A.Z Z@ 9 PICK ( J) SER A.Z Z!
        I SER A.Z Z! THEN       OVER ( N,J,M on stack)
     BEGIN 2/ DUP 3 PICK > NOT WHILE SWAP OVER - SWAP REPEAT
     + ( N,J on stack)                          LOOP   2DROP ;
```

由257个复数构成。"1"被用来说明数组的维数，即它是一维数组。"ZARRY" 用来说明数组的类型。字母"Z"表示这个数组是复型的。最后一个词 "WEIGHT" 是这个数组的名字。

"; FIND.P" 表示定义一个字，其作用类似于FORTRAN中的子程序。它的名字叫

“FIND.P”。它的内容是其后面第一个分号之前所包括的内容。这个字的功能如下：在程序运行时，如果这个字的前面有一个数字n，则它将对n进行计算处理，从而得到另一个数P。P等于以2为底n的对数取整。

“FFFIN”是FFT程序定义的第二个字，它要求在运行时，数栈上必须有一个数。如果此数是－1，则进行傅立叶正变换。如果该数是1，则进行傅立叶反变换。

“CODE A·Z”是FORTH的另外一种定义方法。这里一个叫“A·Z”的字被定义了。这种定义用了FORTH汇编语言。这种字运行快，但占内存大，而且编写起来费时间。“A·Z”这个字的作用是计算数组元素在内存中的位置。

“TRANSFORM”被用来作傅氏变换，但变换后的结果尚未乘权系数，也未进行2进制逆序排列。后面的两个字“WEIGHTS”和“REORDER”将分别完成这两项工作。

以上的字经过编译后就可以运行了。运行时，只要在键盘上敲入“FFTIN TRANSFORM WEIGHTS REORDER”，然后回车就行了。如果要求在运行时操作简单、也可以另外再定义一个叫“FFT”的字，其内容是上面四个字的名字。这样一来，在运行时，只要打入“FFT”，然后再回车就行了。

从上面的例子可以看出，FORTH程序是由FORTH字组成的。每个FORTH字又由前面已定义过的其它FORTH字组成。这种程序结构编写和使用都比较灵活。

三、结束语

当前，电子技术发展很快，新材料、新器件、新设备不断涌现。大地电磁测深仪是一种生产批量小，生产难度较大，而研制周期较长的电子仪器。在研制过程中，我们发现，有时费了很长时间和精力搞出来的某一部件，在新产品市场上却能以较便宜的价格买到。有时候，某一种有广泛用途的产品稍经改造就能为我所用。为此，我们在设计AC-3时，尽量利用了市场上可以买到的部分。这样做，可以降低生产成本，缩短研制周期。因而易于设备的更新换代。我们选用CDP18S607单板机和佳能袖珍计算机正是基于这种考虑。当AC-3的整机组装接近尾声的时候，市场上出现了FORTH单板机。FORTH单板机用于数字采集系统将极大地缩短研制时间。海斯提博士已决定把它用到下一代的MTS数据采集系统上。

数字采集系统沿着小型化，低功耗的方向发展很快。MA2000系列就是这样一种新型产品。它是由集成度很高的模块组成。例如，MA2016是16k的CMOS随机存取器模块，MA2301是FORTH语言模块等等。每个模块的两边是公共走线的插腿和插孔。根据具体要求选择几个模块插在一起就构成了一个数字采集系统的核心部分，而它的体积只有两三个火柴盒那么大。

本人在澳大利亚进修期间，已基本完成了整机的安装和调试。今后的任务是使AC-3系统能尽快获得野外观测结果。

联邦德国MMS-02数字大地电磁测深仪的软件配置

孙 洁　　江 钊　　徐常芳

（国家地震局地质研究所）

一、引　言

1984年初，我们从联邦德国Metronix公司引进了一套MMS-02型的数字大地电磁测深仪。它包括三个低噪声斩波放大器和2.5s低通滤波器与传感器相匹配的三分量感应磁力仪；四个低漂移氯化亚汞电极和两个低噪声差动放大器组成的一套电场装置系统；具有80dB动态范围并由中央处理机实时程序控制的数字记录器；具有16位并行计算机接口和数字系统的模拟输出装置以及能显示各种时标信息的磁带读出器（每英时读出615位数）。仪器的频率范围为2.5—3000s，共分六个频段。该套仪器体积小，功耗低，野外携带方便，操作灵活，可直接由程序控制信号检测，并可用键盘随时输入操作参数。该系统收集一个测点的全频段野外数据约需两天时间。

我们自行设计编写了这套数字仪的数据处理及资料反演的软件。软件在PDP-11/23微计算机上运行，我们主要解决了以下问题：

1．编写接口程序，解决了PDP-11/23机系统不支持盒式磁带机，不能直接把DR772读出器作为计算机外部设备的问题。

2．编写了大地电磁资料预处理程序，解决了MMS-02数字仪记录格式复杂，编码C字为非ASCⅡ码标准格式的问题。

3．用覆盖结构程序解决了PDP-11/23机处理大地电磁资料时内存容量不足的问题。

日前，已初步建立了一套在PDP-11/23计算机RSX-11M和RT-11操作系统下的全套MT资料处理软件（图1）。

用这套软件对河北固城，河南濮阳，辽宁田庄台等测点的资料作了处理。处理结果与石油部从美国地球电子公司引进的数字大地电磁测深在同一测点获取的野外数据所处理的视电阻率曲线对比，结果表明在相同的频率段上电阻率完全一致。

下面将就这套软件系统做一简单介绍。

二、软　件

1．DR772读出器与PDP-11/23机接口程序

野外数据由中央处理机(cpu)实时程序控制的数字记录仪EMF772采集，并以二进制码的形式记录到盒式数字磁带上。数字磁带内记录的数据可由DR772读出器回放出来，也

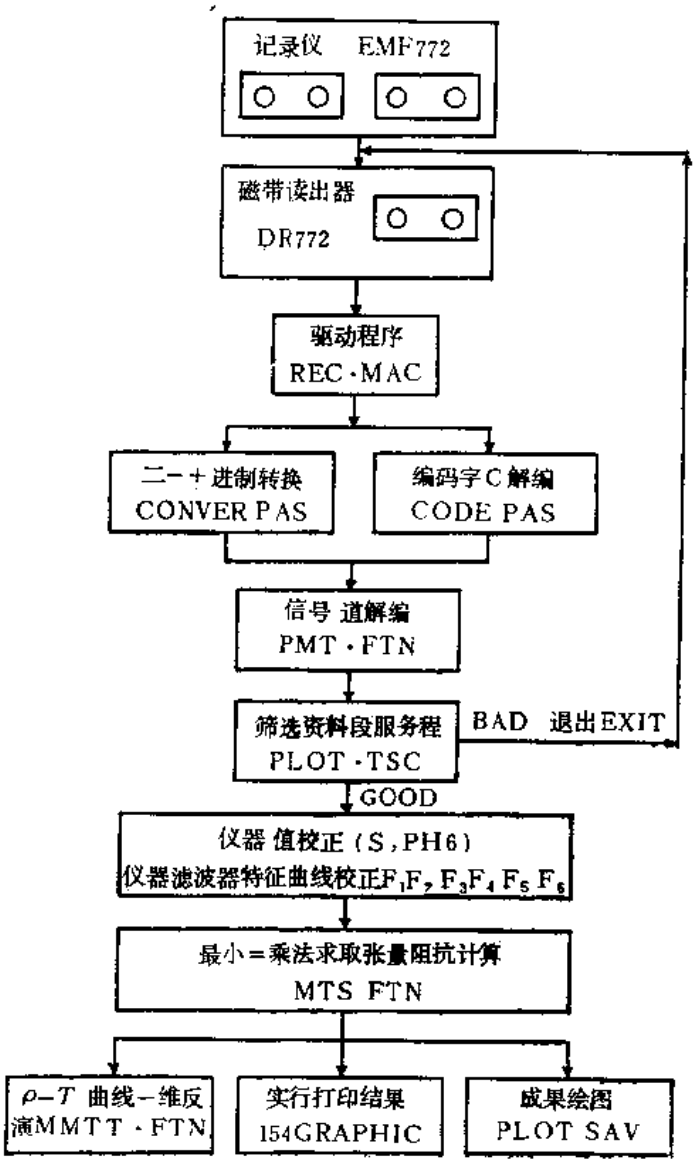


图 1 MMS-02数据处理流程图

可以与计算机相连接。为了将所采集的数据直接输入到PDP-11/23机内进行处理，我们做了以下两方面的工作：

1）硬件加工。使DR772并行输出端上的信号线、数据地址线与 PDP-11/23 机的 Q-BUS总线上部分传输线一一对应相连。

2）编写了一个读盒带驱动程序REC·MAC，该程序在PDP-11/23计算机的 RT-11 操作系统下，通过主控制台发出命令后自动启停读出器，用一套MACRO汇编指令对各寄存器的状态进行判断和控制，实行初始，启动，延迟，采样保持，检查，接收，传送及存放数据等一系列过程，最后将所读出的数据以文件的形式存入软盘。该驱动程序可将盒带上记录的272块，约14万个数据一次读入，并通过DR772读出器的面板监视，对原始数据的某些干扰信号进行初步筛选。该程序框图见图2。

2．大地电磁测深数据预处理程序

MMS-02型大地电磁测深数字仪具有自身独特的记录格式。虽然格式较为复杂，但给

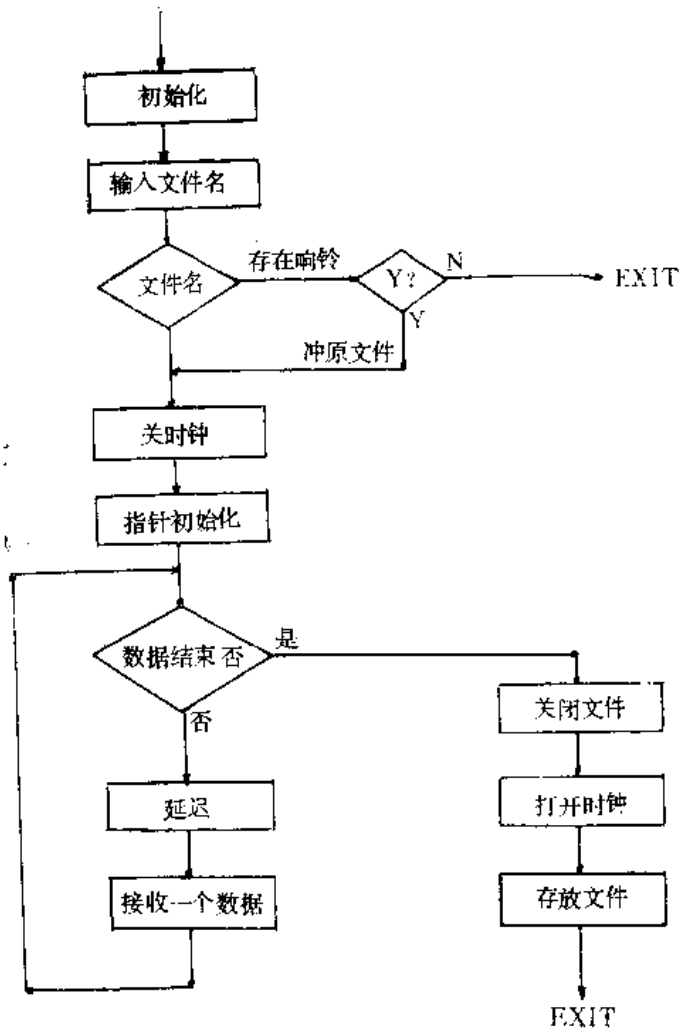


图 2 驱动程序REC、MAC框图

研究人员提供了完备的信息。除了采集野外五道电、磁信号之外，还保留记录时的工作状态和各项测试指标，为确保资料的可信度提供了依据。

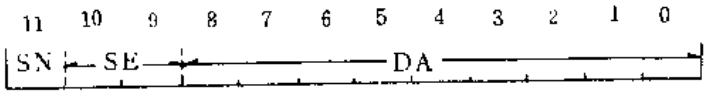
记录是以字、块结构方式呈现（图3）。记录在盒式磁带上的数据，其字长为12比特，每个字之间有3个比特长的间隙。每8个字组成一个子块，64个子块组成一个数据块。一个数据块内有512个字，数据块与数据块之间有一个字长的间隙。此外，每二个子块内占有一个编码C字，即每个数据块含有32个编码C字。其含义见表 1 。

每盒数字磁带的容量为272块数据字，每份资料段的结尾可由操作人员在野外操作STOP停机键来控制。

根据上述记录格式，我们采用分步解编野外数据。

1）编写了CONVER·PAS程序，将野外记录的电磁信号按规定的格式作二-十进制转换。保留二进制的编码C字。

数据的原码格式如下：



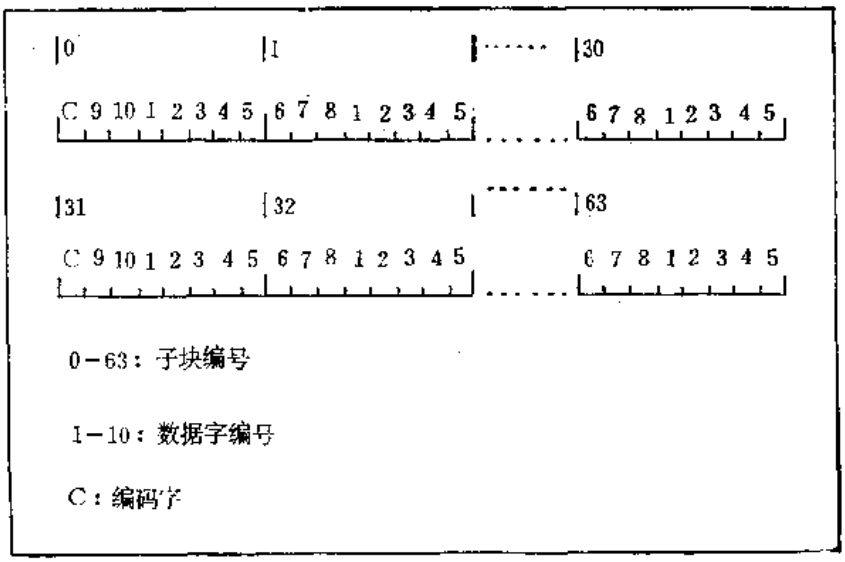


图 3 字、块结构

表 I 编码C的内容

子 块 号	内 容	记 录 格 式
0	逻辑设备号和信息组编号	2
2	左记录器块数	4
4	右记录器块数	4
6	程序版本号	4
8	分/秒	3
10	日/小时	3
12	年/月	3
14	记录的状态	5
16	感应式磁力仪温度(H_1)	1
18	电场放大器盒内温度	1
20	补偿式磁力仪温度(L_0)	1
22	块-极限数	4
24	负电瓶电压	1
26	正电瓶电压	1
28	信号检测输出	1
30	－1	4
32	逻辑设备与块码	2
34	左记录器块数	4
36	右记录器块数	4
38	－1	4
40	分/秒	3
42	日/小时	3
44	年/月	3
46	Pc-计算	4
48	感应式磁力计温度(H_1)	1
50	电场前放盒温度	1
52	补偿式磁力计温度(L_0)	1
54	Pt-计数	4
56	负电瓶电压值	1
58	正电瓶电压值	1
60	信号检测输出	1
62	－1	4

SN：数据字的符号位；

SE：A/D非线性转换器的区段号（0—3），即数据的阶码位；

DA：数据位。

由于被记录的天然电磁场信号具有很大的动态范围，本机采用了非线性模/数转换器，其特征曲线见图4。对于不同区段的测量值y，计算公式如下：

$$y=SN\times[2^{SE}\times DA+(2^{SE}-1)\times 400]$$

$$SN=\begin{cases}+ & SN=0\\ - & SN=1\end{cases}$$

单位为 0.5mV。

将转换后的电磁场测量值在RT-11操作系统下存入软盘，以便随时调用处理。

2）解编编码C字

编码 C字的解编较为复杂，内容多，格式多变，各种不同的信息以非ASCⅡ码的形式分布在数据字的高、低位字节中。

编码 C字，共有五种记录格式：

格式 1　与记录电、磁信号道数据字原码格式相同。如表1所示，第 9、10、11、13、14、15、25、26、27、29、30、31位编码C字均用此格式。

格式 2　提供了数据信息组中主要的特征参数。格式如下（第1和32个编码C用此格式）：

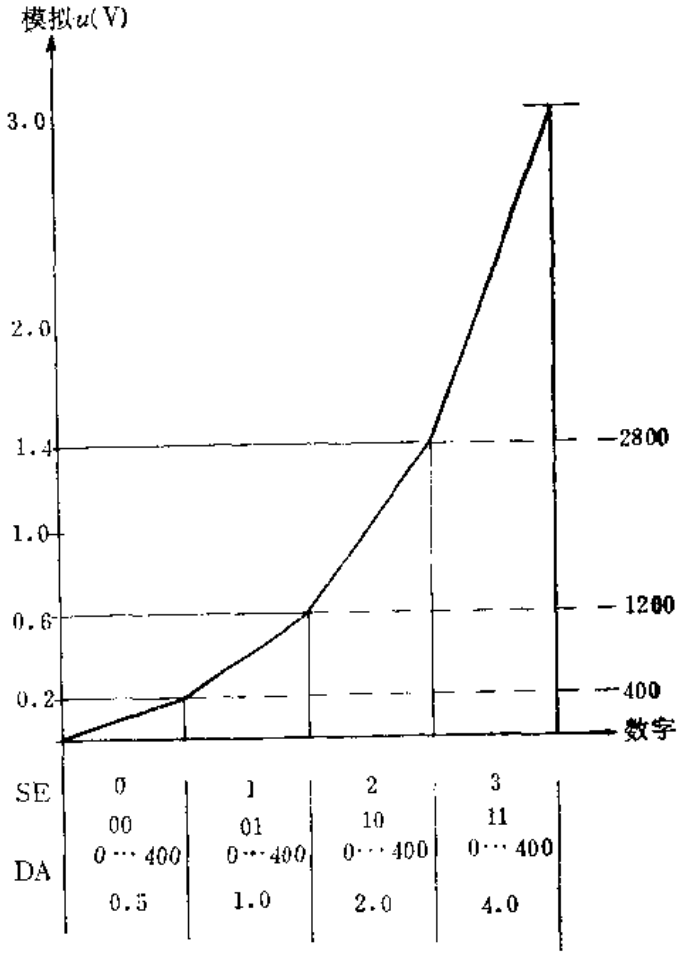
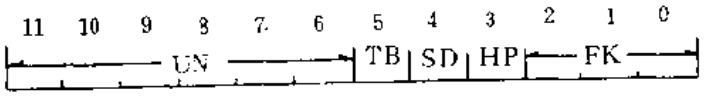


图 4　非线性模/数转换器的特征曲线



UN：单元号；

TB：测试块（0：不测试，1：测试）；

SD：信号检测（1：检测）；

HP：高通（1：测高通信号）；

FK：滤波器的挡号（0—6挡）。

格式3　记载了记录信号道时的日期和时间。

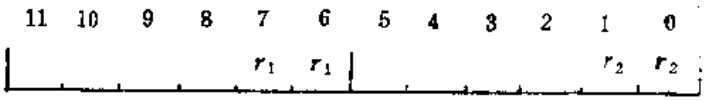
第5、6、7及21、22、23个编码C字，其前6位(T_2)分别表示“分”、“日”、“年”、后6



位(T_1)分别表示“秒”、“时”、“月”。

格式4　记录了左、右记录器的块数；记录仪的程序版本号和块-极限数。格式为全二进制数。

格式5　表示了记录器的工作状况。



r_1r_1：1号记录器的状态；

r_2r_2：2号记录器的状态；

格式5共有四种状态：00：准备态；01：记满；10：忙态；11：卸下。

根据以上格式，用高级语言解编比较困难。为此我们采用了兼有高级语言和汇编语言功能，可按位处理的Pascal语言编写了CODE·PAS程序，实现了编码C的解编，生成新的信息文件，提供了分析处理时用的各种有用的特征参数及信息，并将部分信息编排在数据处理结果文件的首页上。

3）电、磁信号道的解编

MMS-02数字大地电磁测深仪，分高频段和低频段记录电磁信号。6—10道为低频段，1—5道为高频段。高频段分六挡采样，截止周期为2.5—128s，各挡的截止周期见表Ⅱ。在记录高频段信号时，3000s高通滤波器不关闭，可同时记录到低频信号，排列格式如图3所示。这种记录方式可大大提高野外工作效率。此外，可以用零挡专门记录低频信号，在记录方式里又称零方式。

由于它们是高、低频段同时记录又是混合排列，解编时就需要按不同的时段和采样点位做出正确解编。PMT，FTN道解编程序在PDP-11/23机上用FORTRAN—4语言编制而成。

表 2　各挡滤波器及其截止周期

滤波器挡号	采样率 (s)		截止周期 (s)	数据块结构
	高频	低频		
0	—	32	128	1
1	16	32	64	2
2	8	32	32	4
3	4	32	16	8
4	2	32	8	16
5	1	32	4	32
6	1	32	2.5	32

数据预处理后，我们编制了PLOT．TSC选图程序将各道信号快速通过彩色图象显示仪（VT241）屏幕上显示，对资料进行取舍，并在MT-1000绘图仪上绘出原始图形，从而大大提高了数据的信噪比。

3．大地电磁测深数据的处理程序

经过解编后的野外数据均用整数表示，它是经过仪器放大后的电、磁场的振动幅度，记录的磁信号还是未经积分的磁场信号。需要通过与一定比例系数相乘（俗称道的格值纠正），将电、磁信号换算成实际的电场和磁场强度并同时校正电、磁信号的相位。本仪器磁探头的灵敏度采用了静态标定和用相关观测技术作动态标定，并对校正值作了精密的测试和计算。磁力仪灵敏度S_M由下式计算：

$$S_M=\frac{2\pi U_M}{\dot{H}}=2\mathrm{V/nT\cdot Hz}(伏/纳特\cdot 赫兹)$$

式中U_M为观测电压值；$\dot{H}$为微分磁场值，它们分别为：

$$U_M(\mathrm{V})=0.5\times E-3\times Y\quad(\mathrm{V})$$

$$\dot{H}=1.57\times E-3\times Y\quad \mathrm{nT\cdot Hz}$$

式中Y为观测值。磁场强度由下面的积分式计算：

$$H=\int_0^t \dot{H}\mathrm{d}t\qquad(\mathrm{nT})$$

电场的换算公式为：

$$E=500\times\frac{Y}{Ve\times L}\quad(\mathrm{mV/km})$$

其中Ve为电场放大器的增益600；L为氯化亚汞电极的极距，一般为50m。

数据的处理方法采用了最小二乘法原理求取张量阻抗，ρ-T曲线的解释应用了马夸特和博斯蒂克一维反演方法。

图5为最小二乘法求取张量阻抗要素的程序框图。

4）大地电磁测深成果绘图程序

我们利用绘图指令自行设计，编写了一套绘图程序。该程序能绘制：

（1）电、磁信号的原始图（见图6）；

（2）视电阻率曲线及主轴方位图（见图7）；

（3）各种参数图（包括全信息矢量相干度、二维偏离度、椭率、电场预测度和倾角）（见图8）；

（4）视电阻率随深度变化剖面图（见图9）。

三、结　　果

目前，这套软件于正常运用了大地电磁测深数据处理。现将其中三个测点的处理结果做一介绍（表3）。

河北固城共记录了18个小时，处理了15段高频资料（2.5s—400s），3段低频段资料（128s—3200s）。

河南濮阳测点共记录了20个小时，处理了14段高频资料，3段低频资料。

辽宁田庄台测点共记录了23个半小时，处理了6组多段平均高频资料，3段低频资料。

由于我们刚开始使用该仪器，缺乏经验，获取的野外记录不够完善，尤其是缺少低频的资料，再加上处理这几个测点时资料的筛选程序尚未完善，故未加选择。处理后的部分

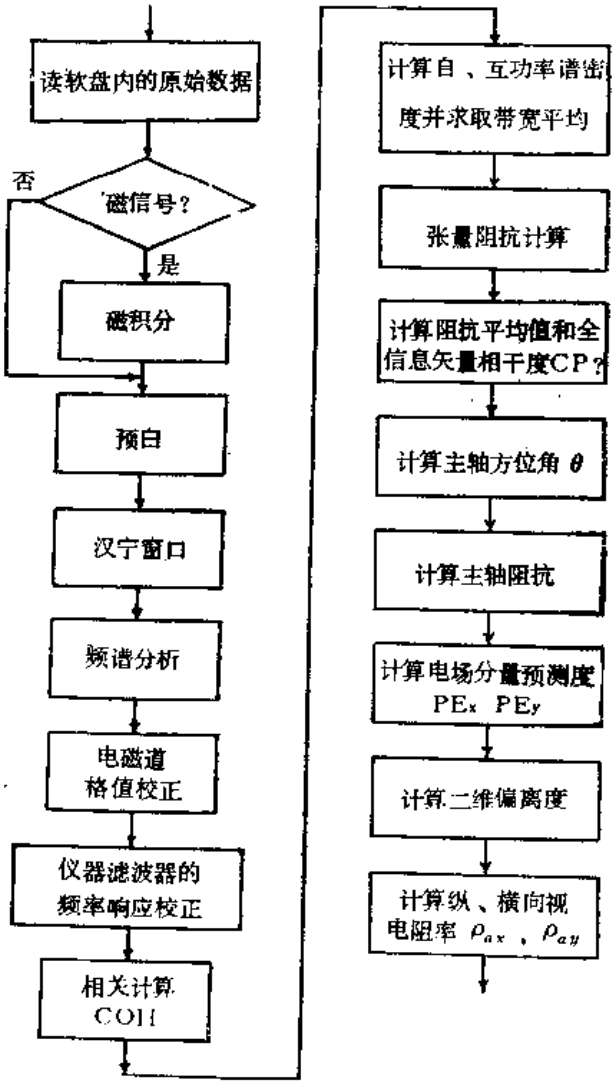


图 5 最小二乘法求取张量阻抗流程图

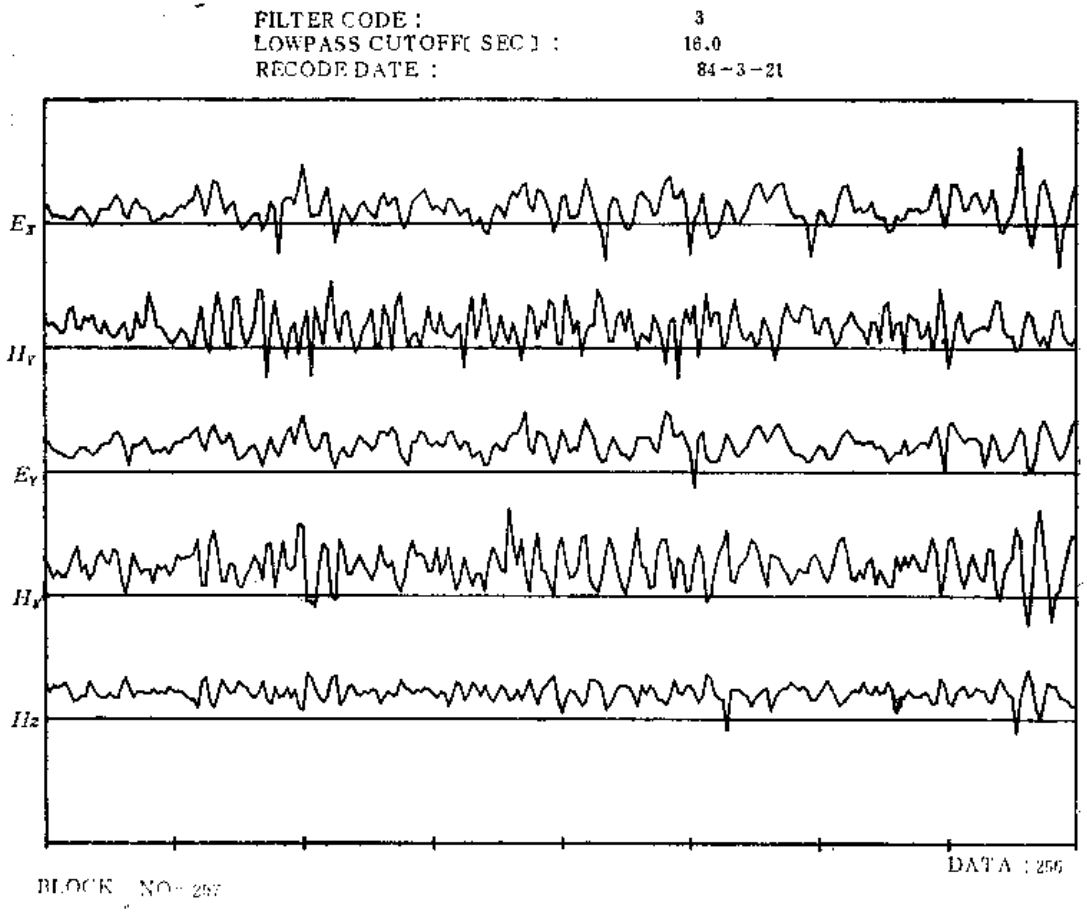


图 6 电、磁信号原始图

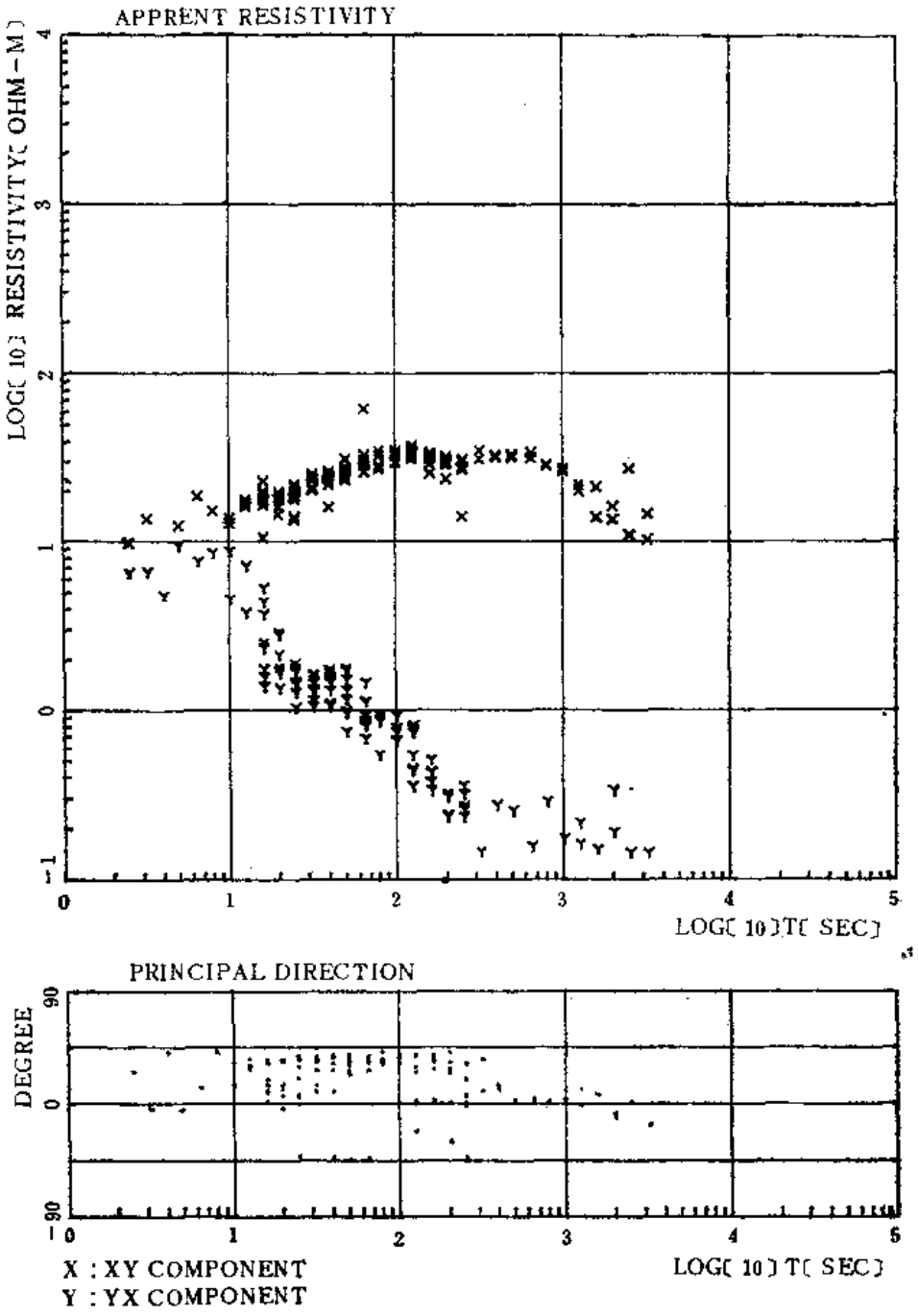


图 7　河北固城视电阻率曲线和主轴方位（据石油部资料）

结果见图6—9。

从处理结果可以看出：凡是全信息矢量相干度（CP_{xy}, CP_{yx}）和电场分量（E_x, E_y）的预测度大于 0.7 的视电阻率值都比较集中、并呈带状分布。主轴方位角变化平稳的、连续性好的资料段可信度高。

其中河北固城的资料与石油部从美国引进的数字仪在同一测点上获取的数据并用美国全套软件处理出来的视电阻率曲线作了对比（图7）。结果表明在相同频段上电阻率值基本一致。

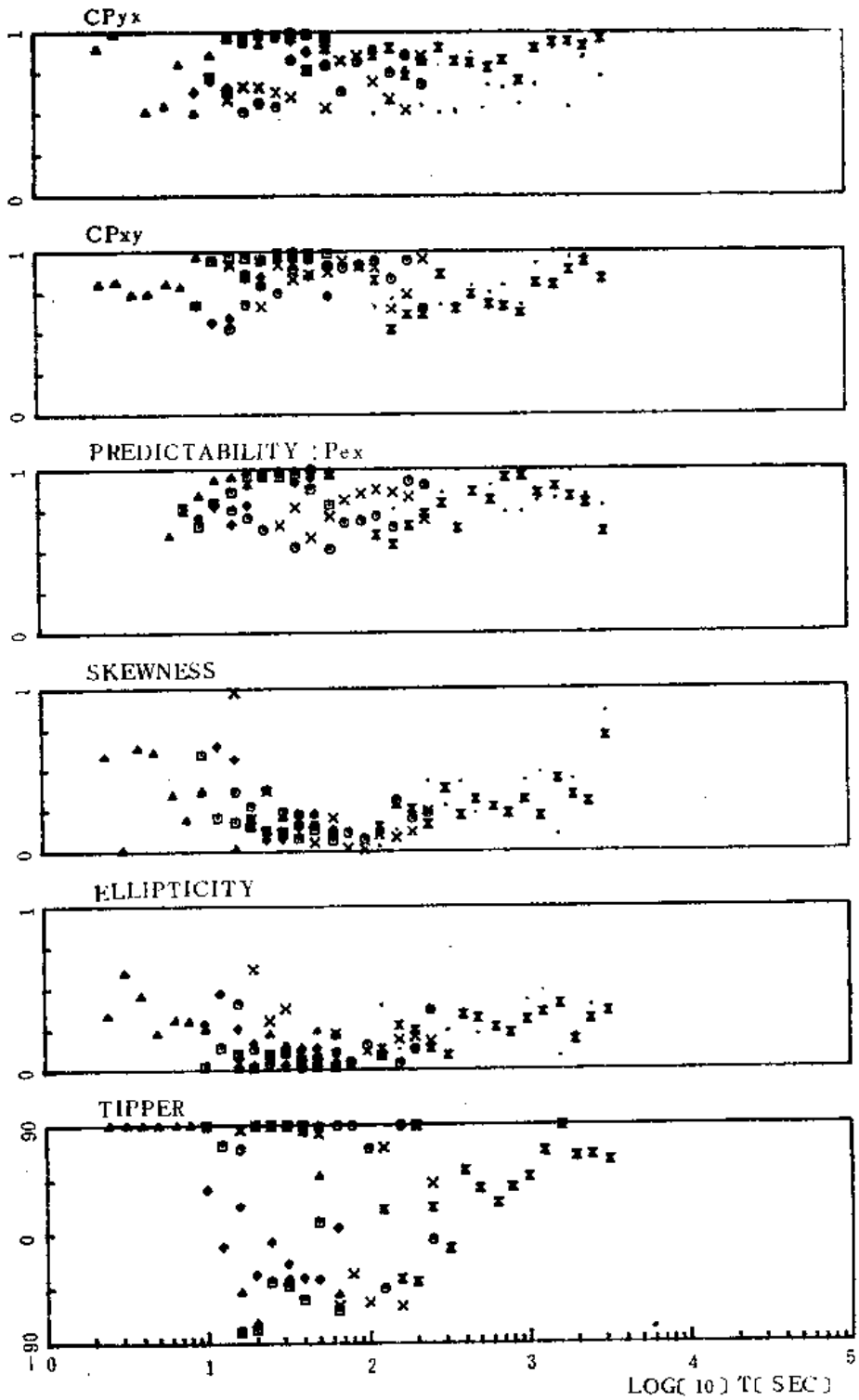


图 8　河北固城各种参数图

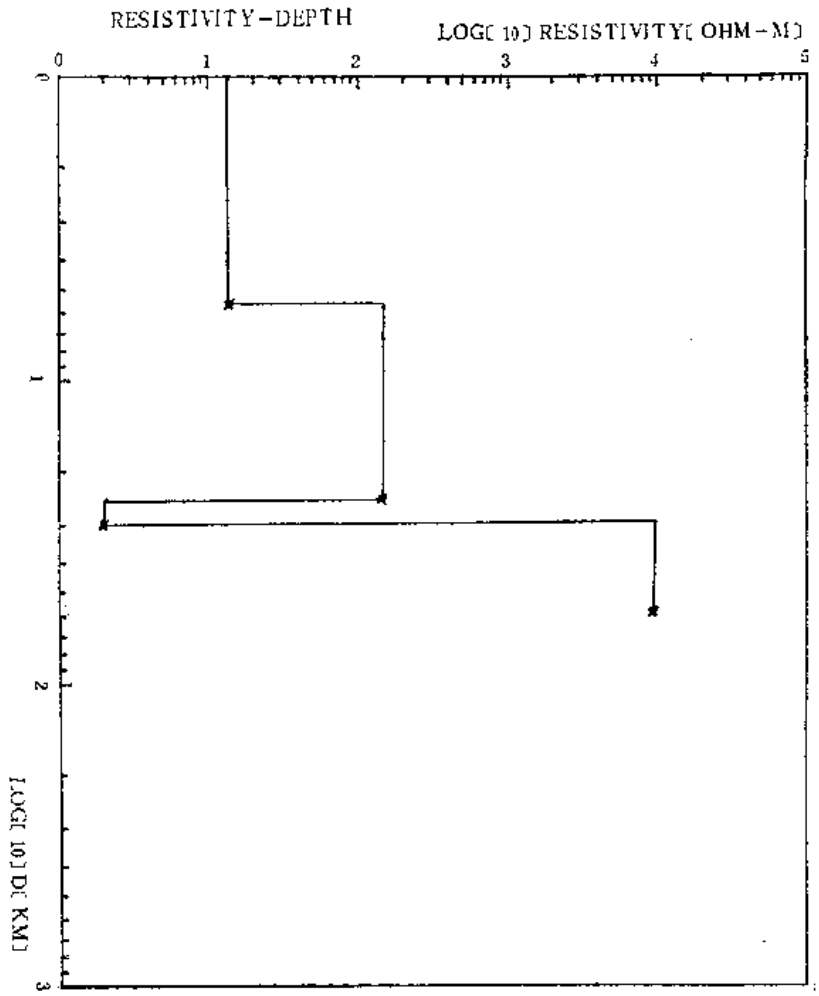


图 9　河北固城视电阻率-深度剖面图

表 3　三个测点的实际记录情况

测点位置	测点编号	记　录　日　期	滤波器号	采样周期(s)		记录块数
				高　频	低　频	
河北固城	No.03—1	84,3.21,16:52—3.22,7:31	3	4	32	207
	No.03—2	84,3.22,7:48—8:48	6	1	32	56
	No.04	84,3.22,10:20—12:04	6	1	32	98
河南濮阳	No.16—1	84,5.17,16:20—17:20	5	1	32	57
	No.16—2	84,5.17,17:28—5.18,10:00	2	8	32	117
	No.16—3	84,5.18,10:05—12:20	4	2	32	64
辽宁田庄台	No.22—1	85,4.9,10,13—14:48	6	1	32	258
	22—2	85,4.9,14:55—4.10　6:46	2	8	32	112
	22—3	85,4.10, 6:50—9:40	5	1	32	160

从视电阻率曲线图上可以看到，高频2.5 s 到8 s 这段资料中信噪比高的数据不多。我们认为有二种可能性：一种可能是这段信号高空场本身就弱，另一种可能是记录的时间太短，资料不够充分。我们准备在处理方法上作进一步改进。

实时大地电磁测深系统软件的设计与应用效果

邓前辉　张木生　张敏捷

（国家地震局地质研究所）

一、引言

大地电磁测深（MT）实时系统在国外80年代初已应用于实际勘探，而国内建立这种系统仅是一种初步尝试。该系统硬设备大部分由联合国资助，故系统属于联合国开发署CPR/80/040/A/01/13计划的一部分。系统的微计算机、数据采集系统和模拟器件（运算放大器和滤波器）均由联合国资助；电、磁接收器系采用我们研制的电、磁传感器。系统的建立、模拟箱体电路的设计与组装、整套大地电磁测深系统软件的设计与编写均由我们承担。

该系统硬设备主要由四大部分组成。第一部分是HP-9845B选择280台式计算机。该机容量为576k字节，字长为16位。有两个盒式磁带机，一个热敏打印机，机器只配有BASIC语言。带有绘图ROM和HP-98035A实时钟；第二部分是HP-3052A数据采集系统。数据采集系统由一只$3\frac{1}{2}$位系统电压表3437A、一只$5\frac{1}{2}$位的数字电压表3455A和一台60道的扫描器3495A组成；第三部分是电、磁模拟箱体。电、磁模拟箱体分三个频带，每个频带有三个磁道、二个电道和一个标准道组成。三个频带的带宽为30—0.2Hz，1—100 s和20—1000 s；第四部分是电、磁场接收器。电场接收器使用不极化电极或铅板电极，磁场接收器使用感应式铁芯线圈，铁芯为坡莫合金。整机电道噪声为0.155μV（微伏），磁道噪声为0.012μV。总体结构图见图1。

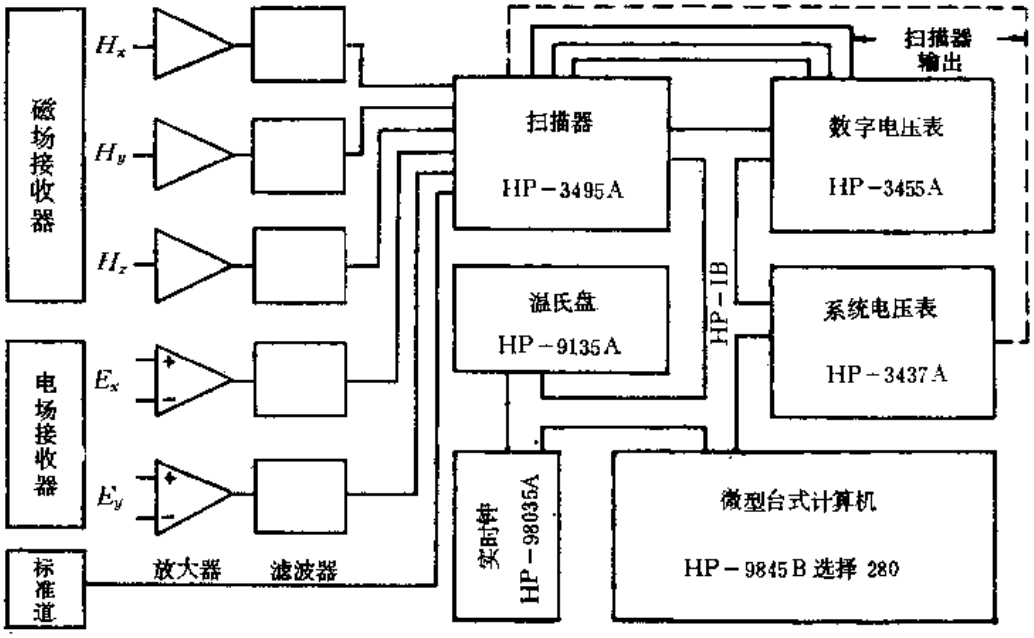


图 1　硬设备总体结构图

根据该系统某些设备的通用性和特点，在主要完成大地电磁测深工作外，还可作直流电法勘探仪使用；在室内可作其它测量、试验的实时处理用（比如热偶测试，温度测试，音频分析等），限于篇幅，本文只简单介绍大地电磁测深软件的有关原理、简单数学模型、程序功能结构和应用效果。

二、软件设计的几点考虑

系统软件是在设备到齐后，根据设备的特性和可实现性拟定出总体实施方案（图2），然后分别设计完成。其中部分是新研制的，部分是根据我们过去研制的软件（SD-1型MT数字仪软件）改进编写的。在软件设计时有以下几点考虑。

1．充分发挥设备的能力和特长。该系统的设备并非MT勘探仪的专用设备，不可能按通常的MT设备软件设计思路来应用它。只能在了解其特性后，通过实验，使其软件充分发挥设备的能力和特长。比如HP-3052A数据采集系统的应用，就经过了多次试验，多方咨询。

2．提高自动化程度，减少操作人员负担。程序设计时尽量使设备在程控下自动运行。这样大大减小野外人员的劳动强度，提高了工作效益。

3．节省内存，提高运算速度。该机内存虽有576k字节，但可寻址内存却只有70k字节。而整个资料处理程序（从数据采集到获得视电阻率估算值）按过去的设计超过了70k

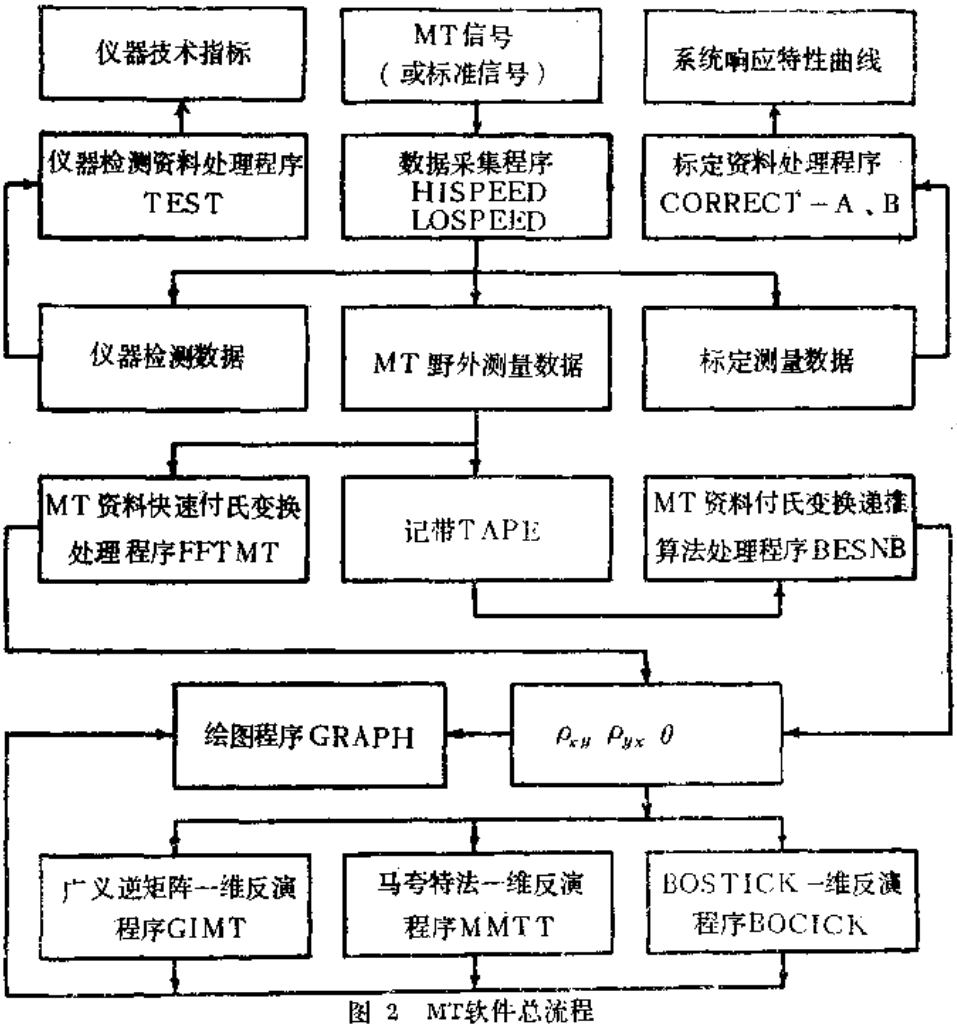


图 2　MT软件总流程

可寻址内存。因此，程序设计时尽量节省内存，语句结构尽量优化，提高程序运行速度。

4．显示必须信息，实时指导操作人员的工作。程序运行过程中，显示必要信息，随时指导操作人员的工作方向，保证整个工作过程的正常实施，提高工作质量。

5．充分利用CRT的绘图功能，随时了解信息状态，建立直观感。便于人工判断信息的好坏，作出选择。

三、基本原理和数学模型

有关大地电磁测深法的理论，资料处理、资料解释的方法，在许多文献中都有较详细的论述，但为便于叙述，这里仍将本系统有关程序中涉及部分作一些简述。

1．数据采集。在把连续信号离散化的过程中，空间或时间-空间中的单位面积内，必须获得足够的数据，数字处理才能获得最好的应用。有时候，人们把足够的采样速率看做是具有足够的带宽[1]。按尼奎斯特（Nyquist）判别准则规定，对于频率f，每一个周期上必须至少有两个子样，则该频率可被辨认。为此，根据该系统的特点，数字化间隔的选择原则是：不完全根据要测定的频率来选择数字化间隔，而是使所选择的数字化间隔能够区分出时间函数中包含的所有频率。因此，该系统在数据采集时采用了可变化的数字化间隔，并将其间隔Δt记录在这段资料的末尾，供以后重新作处理时应用。这正是和其它的MT系统的不同之处。

2．系统响应。在大地电磁测深资料处理中，无论采用何种处理方法，都必须进行道的校准。因野外获取电、磁信号是经仪器放大后的电、磁信号的振动幅度，而计算阻抗时，需要的是野外电、磁场分量的强度大小，电场分量以mV/km为单位，磁场分量以nT为单位。这样就必须把记录的电、磁振动幅度换算为实际的场强值，同时对记录到的电、磁信号进行相位改正。为此，首先要求取仪器系统的频率响应特性和相位特性曲线，即对系统进行标定。标定过程和有关注意问题详见参考文献[2]。

系统标定时，用超低频信号发生器产生各种需要频率的正弦信号，然后将仪器记录的离散信号进行数字处理。在处理时，主要应用直接求解法[2]和曲线拟合法[2]。其基本公式分别为

$$A_i=\sqrt{((y_{j+1}-y_j\cos\omega\Delta)/\sin\omega\Delta)^2+y_j^2},\quad j=1,2,\cdots,N \tag{1}$$

$$\varphi_i=\mathrm{tg}^{-1}[(y_j\sin\omega(j+1)\Delta-y_{j+1}\sin\omega j\Delta)/(y_{j+1}\cos\omega j\Delta-y_j\cos\omega(j+1)\Delta)$$

和

$$\Phi(A_i,\varphi_i)=\sum_{j=1}^{N}[y_j-A_i\sin(\omega j\Delta+\varphi_i)]^2 \tag{2}$$

式中，A_i, φ_i为第i个标定频率的振幅和初相位，y_j为抽样值，Δ为采样间隔。

3．大地电磁测深资料处理　MT野外观测资料处理过程主要提供视电阻率等信息。它的工作量不亚于野外资料的收集。而实时系统则是将资料收集和资料处理合二为一。资料处理的基本方程为

$$\begin{aligned}E_x&=Z_{xx}H_x+Z_{xy}H_y\\E_y&=Z_{yx}H_x+Z_{yy}H_y\end{aligned} \tag{3}$$

式中，E_x、E_y和H_x，H_y分别为频域中电、磁场强度的正交分量。而Z_{xx}等是描述电场和磁场分量的阻抗。这一方程用张量的符号可记为

$$E_i=Z_{ij}H_j \qquad i,\ j=x,\ y \tag{4}$$

MT资料处理过程和所有地球物理资料处理一样，都是在计算机上进行的，因而，要始终留意资料和所获得结果的质量往往是很困难的。因此，在资料处理中着重注意三方面的问题。

（1）减小截断效应　MT野外观测记录为真实MT信号在某一有限持续时间范围内被抽样，即相当于用一个“窗口”$D(\omega)$乘以原始连续函数，使真实信号被截断。对于截断的时间函数，频谱分析就得出了不真实的谱曲线，即所谓的截断效应。为获得尽可能真实的频谱，资料处理时采用取了三种措施：a增长记录长度；b使用平缓边缘的窗口[2]；c使用零相移数字预白滤波器[3]。

（2）减小资料噪声　MT资料同所有地球物理资料一样，数据中包含有噪声，为提高阻抗要素的精度，一般不直接求解方程（3），而是采用一些能克服某种类型噪声干扰的方法。比如最小二乘法[2]、互功率法[4]、窄带滤波选段法[5]、循环运算法[6]、近参考道法[7]和远参考道法[8]等。在该系统中，目前只采用了最小二乘法，其阻抗求解的方程为

$$\begin{aligned}
Z_{xx}&=\frac{\langle E_xA^*\rangle\langle H_yB^*\rangle-\langle E_xB^*\rangle\langle H_yA^*\rangle}{\langle H_xA^*\rangle\langle H_yB^*\rangle-\langle H_xB^*\rangle\langle H_yA^*\rangle}\\
Z_{xy}&=\frac{\langle E_xA^*\rangle\langle H_xB^*\rangle-\langle E_xB^*\rangle\langle H_xA^*\rangle}{\langle H_yA^*\rangle\langle H_xB^*\rangle-\langle H_yB^*\rangle\langle H_xA^*\rangle}\\
Z_{yx}&=\frac{\langle E_yA^*\rangle\langle H_yB^*\rangle-\langle E_yB^*\rangle\langle H_yA^*\rangle}{\langle H_xA^*\rangle\langle H_yB^*\rangle-\langle H_xB^*\rangle\langle H_yA^*\rangle}\\
Z_{yy}&=\frac{\langle E_yA^*\rangle\langle H_xB^*\rangle-\langle E_yB^*\rangle\langle H_xA^*\rangle}{\langle H_yA^*\rangle\langle H_xB^*\rangle-\langle H_yB^*\rangle\langle H_xA^*\rangle}
\end{aligned} \tag{5}$$

式中，A^*和B^*为四个场分量中任意两个场分量的共轭复数；角括号〈 〉表示n组数据的平均，通常采用频带平均。程序设计中A、B分别取H_x，H_y；E_x、H_y；E_x、E_y和E_y、H_x对应的四种独立的不同算法。

（3）提高频谱分析的速度　处理MT资料所涉及的主要计算量是把时间域的场函数变换为功率密度谱或复振幅谱。实现傅立叶变换有时间函数自相关或互相关、把得到的相关函数变换为频域的功率密度函数或能量密度函数形式的方法[1]、有傅立叶变换的快速傅立叶变换法，傅立叶变换的递推算法和实时变换法[3]。我们主要采用了快速傅立叶变换法，同时也采用了傅立叶变换的递推算法。

a FFT变换　在处理存储的时间域函数方面，最重要的发展是快速傅立叶变换。快速傅立叶变换的性质和计算公式由下式决定

$$X(n)=\sum_{n=0}^{N-1}x_0(k)\mathrm{e}^{-2j\pi nk/N},\quad n=0,\ 1,\ 2\cdots N-1 \tag{6}$$

式中，$x_0(k)$是与一抽样时间函数相对应的数字串。对于N个数字值，方程（6）表示着N个方程的计算。例如$N=4$，并让$W=\mathrm{e}^{-2j\pi/N}$则整个方程集是

$$\begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(0) \\ x_0(1) \\ x_0(2) \\ x_0(3) \end{bmatrix} \tag{7}$$

方程（7）的计算需作N^2次复数乘法和$N(N-1)$次复数加法。对于该例而言，在推导FFT算法时首先要承认方程（7）可改写成下面的形成

$$\begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 \\ W^0 & W^2 & W^0 & W^2 \\ W^0 & W^3 & W^2 & W^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(0) \\ x_0(1) \\ x_0(2) \\ x_0(3) \end{bmatrix} \tag{8}$$

矩阵方程（8）是利用三角恒等式$W^{nk}=W^{nk\bmod(N)}$从（7）得来的，式中〔$nk\bmod(N)$〕指的是用N去除nk后的余数。因此，如果$N=4$，$n=2$，$k=3$，则

$$W^6=W^2 \tag{9}$$

这是因为

$$W^{nk}=W^6=\exp\left[6\cdot\left(-\frac{j2\pi}{4}\right)\right]=\exp(-j3\pi)$$

$$=\exp(-j\pi)=\exp\left[2\cdot\left(-\frac{j2\pi}{4}\right)\right]=W^2=W^{nk\bmod(N)}$$

下一步是把方程（8）中的方阵分解成下面的形式

$$\begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & W^0 & 0 & 0 \\ 1 & W^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & W^1 \\ 0 & 0 & 1 & W^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & W^0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^0 \\ 1 & 0 & W^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(0) \\ x_0(1) \\ x_0(2) \\ x_0(3) \end{bmatrix} \tag{10}$$

这种分解方法是基于FFT算法理论中Brigham（1974）的论述。重排方程的序列是为获得较为简单的矩阵形式。计算方程（10）时的总运算次数是4次复数乘法和8次复数加法。在该例中，矩阵分解为两个稀疏矩阵而不是全阵，乘法次数就减少了一半。

分解过程要求$N=2^q$，因此，这种完整的系数矩阵可分解成$N\times N$阶的矩阵，以便复数的乘法次数减到最小。如果一个时间函数的抽样数目不是2的幂次，可以增加虚构的抽样，使抽样数添凑到2^q的较大值。为了使频谱的畸变减到最小，这些增添的子样应该是实际子样的平均值。为了获得N个点的数据集的真振幅，而不是2^q个点的数据集的振幅，在算得的频谱中，其振幅必须乘以因子$1/N$。用该种算法编制的程序，在HP-9845B微机上作512个样点的频谱分析时间约需1分钟。

b 傅立叶变换的递推算法　有关频谱分析的递推算法公式详见参考文献[2]。

4．大地电磁测深曲线的反演　把视电阻率值变换为更有意义的电阻率的过程中，最后一步是用一维电阻率函数来“解释”视电阻率-周期曲线。通常，这种一维电阻率函数是层电阻率和厚度的一个系列，它表征了电阻率随深度变化的特征。求取最佳电阻率-深度剖面的过程称为反演运算。它是由已知的测量结果（即大地电磁测深曲线）来确定这种结果的起因（即地球的电阻率分布）。

MT曲线自动反演方法很多。目前较常用的一维反演方法有BOSTICK简易法、马夸特

反演法、广义逆矩阵反演法和连续介质反演法等。该系统应用了前三种方法。

（1）三次样条平滑和BOSTICK一维反演　在作BOSTICK一维反演之前，首先要对视电阻率曲线作三次样条平滑[10]，然后用平滑后的视电阻率曲线作BOSTICK变换，将视电阻率曲线变换成真电阻率随深度变化的曲线，并可用变换后曲线的导数的极值点位置确定分界面的深度。它可为一维模型作进一步反演提供深度参数和剖面随深度变化的电阻率值。BOSTICK[11][10]的基本变换公式为

$$\sigma=-\frac{1}{\rho_a}\left(\frac{1+d\log\rho_a/d\log\omega}{1-d\log\rho_a/d\log\omega}\right) \tag{11}$$

$$H=\left(\frac{\rho_a}{2\pi f\mu}\right)^{1/2}$$

式中，σ为电导率；ρ_a为实测视电阻率；H为深度；ω为圆频率。

（2）马夸特(Marquardt)法[2]一维反演　马夸特法克服了高斯-牛顿叠代法求解时，因法方程中系数矩阵奇异或病态时的困难。马夸特法叠代求解的方程为

$$(A^TA+\alpha I)\Delta\lambda=A^T\Delta R \tag{12}$$

式中α是阻尼系数。由于α的引入，降低了条件数，改善了法方程的条件，增加了解的稳定性。通过α的变化，可获得最佳收敛方向，快速达到极小点。对于MT曲线，是一种对数比例尺曲线。此曲线与模型参数的绝对值$\Delta\lambda_j$无关，而与相对变化的$\Delta\lambda_j/\lambda_j$有关。因此，对于MT问题，把方程（12）修改为

$$(U^TU+\alpha D)\Delta\lambda=U^T\Delta L \tag{13}$$

式中，U是要素为$\left(\frac{1}{\rho_{ci}}\,\partial\rho_{ci}/\partial\lambda_j\right)$的$n\times m$阶矩阵，$\Delta L$是要素为$\ln(\rho_{ai}/\rho_{ci})$的列向量，$D$是对角元素为$1/\lambda_{j,0}^2$的对角矩阵。这种修改，使其在MT曲线的反演中获得了非常成功的应用。

（3）广义逆矩阵反演方法[12]　广义逆矩阵法不从法方程出发，而是直接求解超定方程

$$A\Delta\lambda=\Delta R \tag{14}$$

这时，系数矩阵A的条件数相对于A^TA的条件数缩小了$|\sigma_{max}|/|\sigma_{min}|$倍，因而条件得以改善，提高了解的稳定性。其中$\sigma_{max}$和$\sigma_{min}$为矩阵$A$的最大和最小特征值。解方程（14）可以通过求$A$的广义逆矩阵来确定参数改正量$\Delta R$，故这种方法称为广义逆矩阵法。

广义逆矩阵的求解方法很多，这里采用了奇异值分解法，其优点是计算量小、收敛快、精度较高。在反演过程中能提供分辨矩阵、信息密度矩阵和方差等有利于评价反演结果的参数。

从理论上讲，采用广义逆矩阵方法即使在包含有零奇异值的情况下，也能得到唯一的解。但实际计算时，奇异值大多数的数值很小，这些小奇异值会使相应的模型参数改正量变得很大，以至超出线性近似所允许的范围，使模型参数沿着错误方向变化，导致叠代发散。为此，对广义逆矩阵法进行了修改，使其在反演过程中能抑制小奇异值的作用。程序设计中采用了截除小奇异值和阻尼小奇异值的影响，控制相应的参数改正量。把这两种改进统一在改进的广义逆矩阵法的反演中，这时改进后的广义逆矩阵为

$$B^+=V_rT_r\Sigma_r^{-1}U_r^T \tag{15}$$

式中，V_r是$n\times r$阶矩阵，Σ_r为$r\times r$阶对角矩阵，U_r是$m\times r$阶矩阵，T_r是对角矩阵，其对

角元素为

$$f_i^{(N)}=\sigma_i^{2N}/(\sigma_i^{2N}+\mu^{2N}),\ i=1,\ 2,\ \cdots,\ r \qquad (16)$$

其中μ是阻尼系数（小正数），N为任意正整数。由（16）可见，当$N=1$时，改进的广义逆矩阵方法相当于阻尼最小二乘法，当$N\to\infty$时，就相当于奇异值截除法，当$\mu=0$时，即为一般广义逆矩阵法。

5．仪器检测　仪器检测对不同类型的设备，检测的项目不尽相同。该系统主要检测噪声和串音两项指标。当仪器输入端短路时，输出信号的大小，即所谓仪器的噪声水平；漂移即各道信号的直流分量，串音即仪器的道间感应，有关计算公式均较简单，在有关资料中都可查找，这里不再赘述。

四、系统程序的主要功能和应用效果

系统主要程序由图2可见。现就其主要功能和应用效果作一简单介绍：

1．数据采集程序HISPED和LOSPED。该程序的主要任务是将连续信号离散化，获得离散的数字记录。HISPED程序用于收集1—0.01Hz频段的资料，LOSPED程序用于收集0.05—0.001Hz频段的资料。它们由一系列子程序构成。图3是离散化的电、磁分量信号。

2．标定资料处理程序CORRECT-A、B。程序CORRECT-A是用曲线拟合法求各道记录的振幅A_i和初相位φ_i，CORRECT-B是用直接求解法求各道记录的振幅A_i和初相位φ_i，然后计算各道的格值和相位移。1—0.01Hz频段的格值曲线由程序CORRECT-A计算，0.05—0.001Hz频段的格值曲线由CORRECT-B计算。图4为磁系统格值曲线，图5为电系统格值曲线。图6、图7分别为电、磁系统的相位响应曲线。表1和表2分别为格值和相位的数值列表。由图可见，曲线圆滑，两种处理方法均获得较好的处理结果。

3．MT资料处理程序FFTMT（和BESNB）。程序FFTMT是用快速傅立叶变换法作谱分析，用最小二乘法原理求取张量阻抗要素和视电阻率等信息，它是作为野外实时处理时的程序。图8为河北宝坻史各庄测点获得的ρ_{xy}方面的视电阻率，图9为该测点1985年7、8、9三日对相同频段三次记录处理的结果。由图可见，结果另人满意。BESNB程序是该系统资料处理的一个辅助程序，它不作为野外实时处理用。它仅用于脱机时在室内作一些实验处理。

4．MT曲线一维反演程序BOSTICK、MMTT和GIMT。BOSTICK程序主要获得电阻率随深度变化的曲线线。它包括三次样条平滑、BOSTICK变换、三次样条插值和绘图等步骤，用该程序获得了下辽河30个测点的剖面随深度变化的电阻率图❶。MMTT和GIMT一维反演程序在改编时，充分利用了该系统HP-9845B计算机的绘图功能，每作一次叠代求解都在CRT上绘理论和实测视电阻率值的对比图，从而了解曲线的拟合程度和反演的叠代过程，通过人机对话选择最佳拟合和较为符合地质模式的结果。这种功能在大型计算机上是不能实现的。按程序设置的条件终止程序运行往往因解的非唯一性不能获得满意的结果，从而使反演解释要经过多次反复而使人乏味，而在微机上加上人工判别拟合程度和与地质模式吻合程度的判别后，反而提高了反演解释工作的效率和增添了极大的灵活性。同

❶北京地震科学技术开发公司，下辽河地区大地电磁测深资料，1985年9月

FREQUENCY RESPONSE SECOND AND THIRD BAND

F#	PERIOD	Hx	Hy	Hz	Ex	Ey
+.10E+01	+.10E+01	+.29E-02	+.29E-02	+.35E-02	+.39E-02	+.39E-02
+.20E+01	+.13E+01	+.21E-02	+.21E-02	+.14E-02	+.21E-02	+.21E-02
+.30E+01	+.16E+01	+.21E-02	+.21E-02	+.17E-02	+.21E-02	+.21E-02
+.40E+01	+.20E+01	+.21E-02	+.21E-02	+.22E-02	+.21E-02	+.21E-02
+.50E+01	+.25E+01	+.21E-02	+.21E-02	+.27E-02	+.21E-02	+.21E-02
+.60E+01	+.32E+01	+.21E-02	+.21E-02	+.35E-02	+.21E-02	+.21E-02
+.70E+01	+.40E+01	+.20E-02	+.20E-02	+.44E-02	+.20E-02	+.20E-02
+.80E+01	+.50E+01	+.20E-02	+.20E-02	+.54E-02	+.20E-02	+.20E-02
+.90E+01	+.64E+01	+.20E-02	+.20E-02	+.69E-02	+.20E-02	+.20E-02
+.10E+02	+.80E+01	+.20E-02	+.20E-02	+.86E-02	+.20E-02	+.20E-02
+.11E+02	+.10E+02	+.20E-02	+.20E-02	+.11E-01	+.20E-02	+.20E-02
+.12E+02	+.13E+02	+.20E-02	+.20E-02	+.13E-01	+.20E-02	+.20E-02
+.13E+02	+.16E+02	+.20E-02	+.20E-02	+.17E-01	+.20E-02	+.20E-02
+.14E+02	+.20E+02	+.20E-02	+.20E-02	+.22E-01	+.20E-02	+.20E-02
+.15E+02	+.25E+02	+.20E-02	+.20E-02	+.27E-01	+.20E-02	+.20E-02
+.16E+02	+.32E+02	+.20E-02	+.21E-02	+.33E-01	+.20E-02	+.21E-02
+.17E+02	+.40E+02	+.20E-02	+.21E-02	+.44E-01	+.20E-02	+.21E-02
+.18E+02	+.50E+02	+.21E-02	+.21E-02	+.53E-01	+.21E-02	+.21E-02
+.19E+02	+.64E+02	+.21E-02	+.22E-02	+.68E-01	+.21E-02	+.22E-02
+.20E+02	+.80E+02	+.22E-02	+.24E-02	+.10E+00	+.22E-02	+.24E-02
+.21E+02	+.10E+03	+.26E-02	+.27E-02	+.13E+00	+.26E-02	+.27E-02
+.10E+01	+.20E+02	+.42E-02	+.40E-02	+.42E-01	+.42E-02	+.40E-02
+.20E+01	+.25E+02	+.24E-02	+.24E-02	+.31E-01	+.24E-02	+.24E-02
+.30E+01	+.32E+02	+.21E-02	+.21E-02	+.35E-01	+.21E-02	+.21E-02
+.40E+01	+.40E+02	+.20E-02	+.20E-02	+.43E-01	+.20E-02	+.20E-02
+.50E+01	+.50E+02	+.20E-02	+.20E-02	+.56E-01	+.20E-02	+.20E-02
+.60E+01	+.64E+02	+.20E-02	+.20E-02	+.70E-01	+.20E-02	+.20E-02
+.70E+01	+.80E+02	+.20E-02	+.20E-02	+.88E-01	+.20E-02	+.20E-02
+.80E+01	+.10E+03	+.20E-02	+.20E-02	+.10E+00	+.20E-02	+.20E-02
+.90E+01	+.13E+03	+.21E-02	+.21E-02	+.13E+00	+.21E-02	+.21E-02
+.10E+02	+.16E+03	+.21E-02	+.21E-02	+.17E+00	+.21E-02	+.21E-02
+.11E+02	+.20E+03	+.21E-02	+.21E-02	+.21E+00	+.21E-02	+.21E-02
+.12E+02	+.25E+03	+.20E-02	+.20E-02	+.26E+00	+.20E-02	+.20E-02
+.13E+02	+.32E+03	+.20E-02	+.20E-02	+.33E+00	+.20E-02	+.20E-02
+.14E+02	+.40E+03	+.21E-02	+.21E-02	+.41E+00	+.21E-02	+.21E-02
+.15E+02	+.50E+03	+.21E-02	+.21E-02	+.51E+00	+.21E-02	+.21E-02
+.16E+02	+.64E+03	+.23E-02	+.22E-02	+.65E+00	+.23E-02	+.22E-02
+.17E+02	+.80E+03	+.24E-02	+.24E-02	+.81E+00	+.24E-02	+.24E-02
+.18E+02	+.10E+04	+.28E-02	+.29E-02	+.12E+01	+.28E-02	+.29E-02

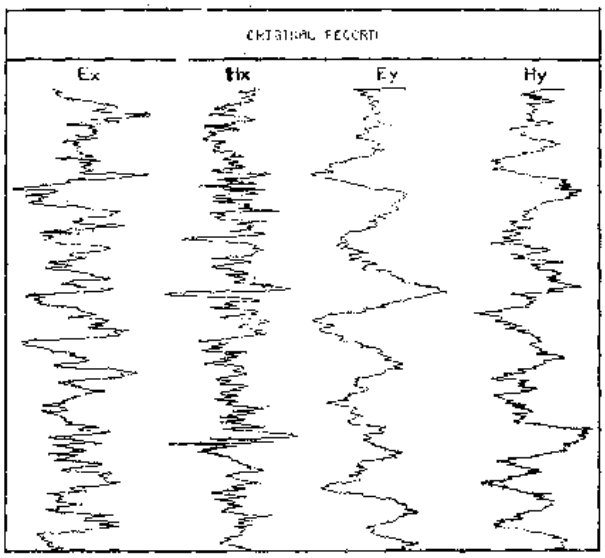


图 3 电、磁分量信号记录图

样用MMTT和GIMT解释了下辽河30个测点的MT曲线❶，获得了较好的地质解释。

❶北京地震科学技术开发公司，下辽河地区大地电磁测深资料，1985 年 9 月

表 2

PHASE RESPONSE SECOND AND THIRD BAND

F#	PERIOD	Hx	Hy	Hz	Ex	Ey
+.10E+01	+.10E+01	+.10E+03	+.10E+03	+.25E+03	+.10E+03	+.10E+03
+.20E+01	+.13E+01	+.82E+02	+.81E+02	+.16E+03	+.82E+02	+.81E+02
+.30E+01	+.16E+01	+.17E+02	+.18E+02	+.94E+02	+.17E+02	+.16E+02
+.40E+01	+.20E+01	-.26E+02	-.27E+02	+.52E+02	-.26E+02	-.27E+02
+.50E+01	+.25E+01	-.61E+02	-.61E+02	+.20E+02	-.61E+02	-.61E+02
+.60E+01	+.32E+01	-.89E+02	-.89E+02	-.80E+01	-.89E+02	-.89E+02
+.70E+01	+.40E+01	-.11E+03	-.11E+03	-.28E+02	-.11E+03	-.11E+03
+.80E+01	+.50E+01	-.13E+03	-.13E+03	-.46E+02	-.13E+03	-.13E+03
+.90E+01	+.64E+01	-.14E+03	-.14E+03	-.58E+02	-.14E+03	-.14E+03
+.10E+02	+.80E+01	-.15E+03	-.15E+03	-.68E+02	-.15E+03	-.15E+03
+.11E+02	+.10E+02	-.16E+03	-.16E+03	-.77E+02	-.16E+03	-.16E+03
+.12E+02	+.13E+02	-.17E+03	-.17E+03	-.88E+02	-.17E+03	-.17E+03
+.13E+02	+.16E+02	-.17E+03	-.17E+03	-.53E+02	-.17E+03	-.17E+03
+.14E+02	+.20E+02	-.18E+03	-.18E+03	-.11E+03	-.18E+03	-.18E+03
+.15E+02	+.25E+02	-.19E+03	-.19E+03	-.11E+03	-.19E+03	-.19E+03
+.16E+02	+.32E+02	-.20E+03	-.20E+03	-.12E+03	-.20E+03	-.20E+03
+.17E+02	+.40E+02	-.20E+03	-.21E+03	-.13E+03	-.20E+03	-.21E+03
+.18E+02	+.50E+02	-.22E+03	-.22E+03	-.14E+03	-.22E+03	-.22E+03
+.19E+02	+.64E+02	-.23E+03	-.23E+03	-.15E+03	-.23E+03	-.23E+03
+.20E+02	+.80E+02	-.25E+03	-.25E+03	-.17E+03	-.25E+03	-.25E+03
+.21E+02	+.10E+03	-.26E+03	-.27E+03	-.19E+03	-.26E+03	-.27E+03
+.10E+01	+.20E+02	-.25E+03	-.26E+03	-.78E+02	-.26E+03	-.26E+03
+.20E+01	+.25E+02	+.19E+03	+.18E+03	+.27E+03	+.19E+03	+.18E+03
+.30E+01	+.32E+02	+.97E+02	+.92E+02	+.18E+03	+.97E+02	+.92E+02
+.40E+01	+.40E+02	+.23E+02	+.19E+02	+.10E+03	+.23E+02	+.19E+02
+.50E+01	+.50E+02	-.23E+02	-.27E+02	+.57E+02	-.23E+02	-.27E+02
+.60E+01	+.64E+02	-.58E+02	-.61E+02	+.22E+02	-.58E+02	-.61E+02
+.70E+01	+.80E+02	-.88E+02	-.90E+02	-.78E+01	-.88E+02	-.90E+02
+.80E+01	+.10E+03	-.11E+03	-.11E+03	-.28E+02	-.11E+03	-.11E+03
+.90E+01	+.13E+03	-.13E+03	-.13E+03	-.46E+02	-.13E+03	-.13E+03
+.10E+02	+.16E+03	-.14E+03	-.14E+03	-.61E+02	-.14E+03	-.14E+03
+.11E+02	+.20E+03	-.15E+03	-.16E+03	-.75E+02	-.15E+03	-.16E+03
+.12E+02	+.25E+03	-.17E+03	-.17E+03	-.86E+02	-.17E+03	-.17E+03
+.13E+02	+.32E+03	-.18E+03	-.18E+03	-.98E+02	-.18E+03	-.18E+03
+.14E+02	+.40E+03	-.19E+03	-.19E+03	-.11E+03	-.19E+03	-.19E+03
+.15E+02	+.50E+03	-.20E+03	-.20E+03	-.12E+03	-.20E+03	-.20E+03
+.16E+02	+.64E+03	-.21E+03	-.21E+03	-.13E+03	-.21E+03	-.21E+03
+.17E+02	+.80E+03	-.23E+03	-.23E+03	-.15E+03	-.23E+03	-.23E+03
+.18E+02	+.10E+04	-.24E+03	-.24E+03	-.17E+03	-.24E+03	-.24E+03

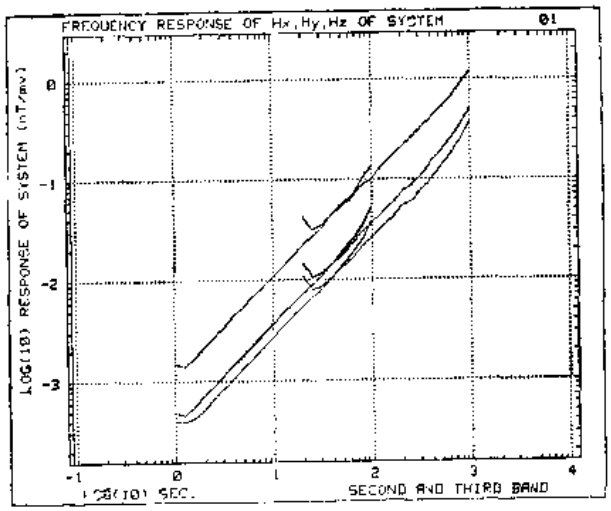


图 4 磁系统格值曲线

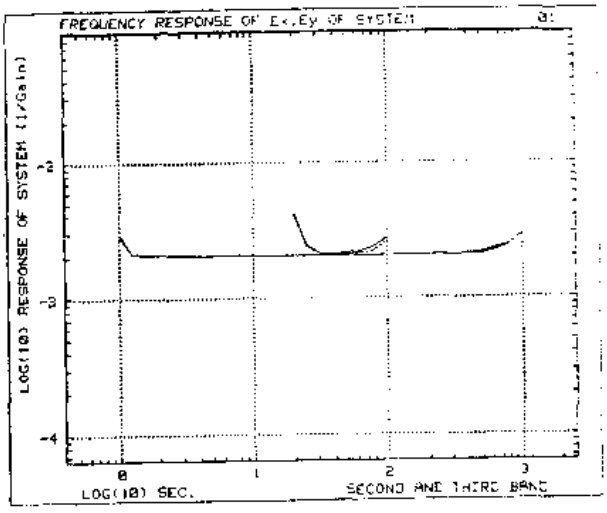


图 5 电系统格值曲线

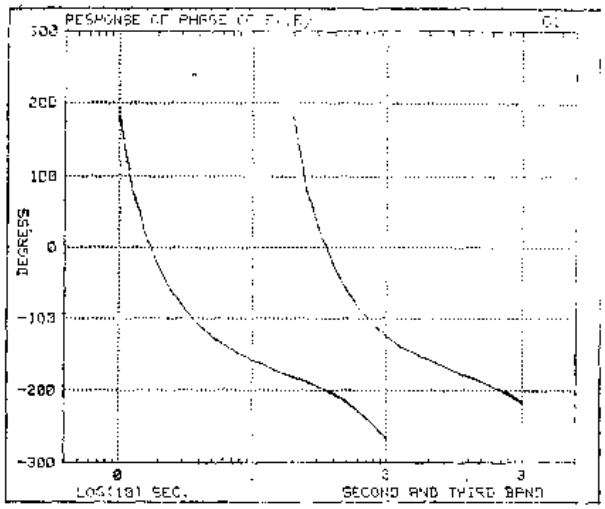


图 6　电系统相位响应曲线

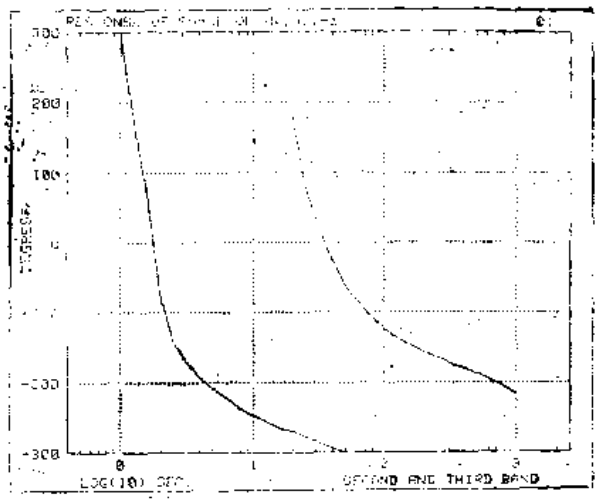
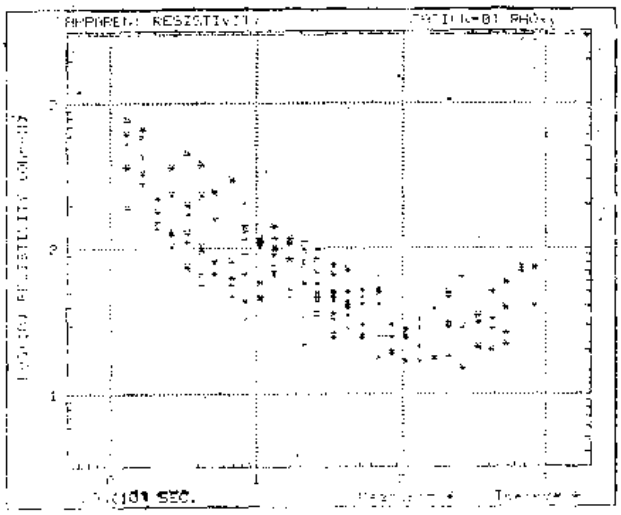


图 7　磁系统相位响应曲线



Figure

图 8　河北宝坻史各庄测点ρ_{xy}方向视电阻率。

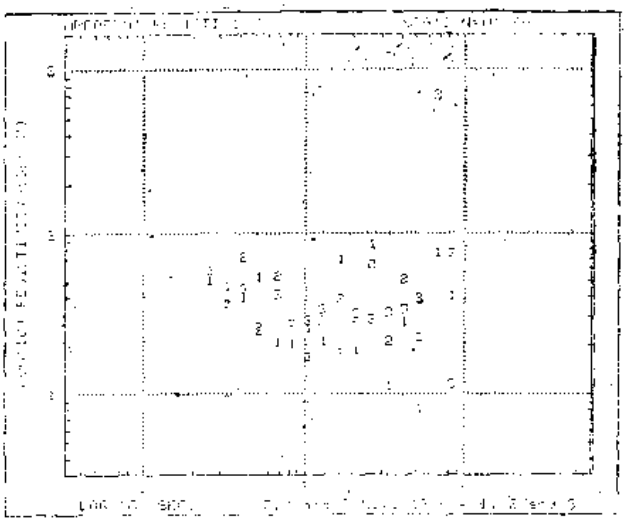


图 9　河北宝坻史各庄测点，1985年11月7、8、9日
相同频段，三次记录处理结果

5．仪器检测资料处理程序 TEST。它的主要任务是计算仪器的某些技术指标。并通过它们来评价仪器的优劣。

6．综合绘图程序 GRAPH。该程序包括一套绘图程序。主要用于绘制MT中的各种所需图件和数据表格。

由上述结果认为：软件能适应实时处理，获得各种有用的信息和结果；发挥了设备的某些功能和优点，在该系统中是适用的。

在工作中曾得到王天生、马涛同志的帮助，在此表示感谢。

参考文献

〔1〕 Alexander A. Kaufman and George V. Keller, The magnetotelluric Sounding method, Elsevier Scientific Publishing company Amsterdam-Oxford-New York, 1981

〔2〕 MT协作组 大地电磁测深资料处理与解释 《石油地球物理勘探》No. 5，59—70，1982。

〔3〕 邓前辉，白改先 互功率法在大地电磁阻抗张量估算中的应用 《石油地球物理勘探》No. 4，57—64，1982。

〔4〕 晋光文等 一种大地电磁张量阻抗的计算法 《地球物理学报》Vol. 25，650—659，1982，12。

〔5〕 Kao, D. W. and Rankin, D.,Enhancement of signal-to-noise ratio in magnetotelluric data,Geophysics, Vol. 42, 103—110, 1977

〔6〕 Goubau, W. M., Gamble, T. D. and Clarke, J., Magnetotelluric data analysis; removol of bias, Geophysics, Vol. 43, 1155—1169, 1976

〔7〕 邓前辉 大地电磁测深研究第四章 地震出版社，1984。

〔8〕 D. E. Wight, F. X. Bostick, Jr., and H. W. Smith, Real time Fourier transformation of magnetotelluric data, FINAL TECHNICAL REPORT No. 208, December 15. 1977.

〔9〕 中国科学院沈阳计算研究所等 电子计算机常用算法 科学出版社，1976。

〔10〕 Goldberg, S. and Rotstein, Y., A simple form of presentation of magnetotelluric data using the Bostick transform, Geophysical prospecting, Vol. 30, No. 2, 211—216, 1982

〔11〕 陈乐寿、王天生 几种简易有效的大地电磁一维反演方法 《石油地球物理勘探》Vol. 20, No. 3,1985. 279—292。

〔12〕 陈明生等 用改进广义逆矩阵方法解释大地电磁测深及电测深资料 《地球物理学报》Vol. 26, No. 4, 1983。

微机用于野外大地电磁测深数据的采集和记录

卢军　周成炳　窦秦川

（中国科学院地球物理研究所）

一、数字记录

中国科学院地球物理研究所电磁组研制的CTM-302型磁通门磁力仪工作在直流到1s频段时的分辨率可达 0.2nT，曾用于西藏大地电磁测深，现由芜湖无线电一厂加以改进并投入批量生产，实验表明其分辨率优于0.1nT。

1984年秋，中国科学院地球物理研究所电磁组承担了攀西地区大地电磁测深的课题，时间紧，任务重，原用模拟信号记录方法已不能适应要求，因而决定采用微型计算机进行野外数字记录。

1983年底，我们选定中国科学院声学研究所 DPS-85 数据采集和分析系统作为数据采集和记录用计算机。

DPS-85机可配备12 比特，8 通道（单端16通道），模拟输入电压 ±2V（−2.048—+2.047V）的A/D转换板。还附有 3 通道D/A 输出，可供监测模数转换情况。DPS-85 机采用Z80A型微处理器，节拍频率4MHz，内存ROM13k 字节，RAM48k 字节，有两个单面双密度软盘，每片容量为200k 字节。该机还配有 GPIB（IEEE-488），RS232，DI/DO 等接口，可与其它数字仪器或计算机联接，也可选用盒式磁带机作为存储装置。DPS-85 机配有 BASIC、FORTRAN、ASSEMBLER 等语言。其体积为 $430\times270\times193mm^3$，重量为20kg，所需电源约为200VA。

我们初定采样周期为20s和 2s，采用巴特沃斯（Buttworth）6 极抗假频滤波器，其转折频率定为100s和10s，希望能记录3000s～10s的电、磁场信号。CTM-302仪输出灵敏度定为10mV/nT，所以输出每比特代表0.1nT，这也与仪器的分辨率相适应。总动态范围为 ±200nT，在我国中低纬度地区，即使碰上一般磁暴也不致于饱和，这一动态范围（72dB）是满足要求的。

DPS-85 机提供一些供采样记录用的软件，可进行 1Hz—10kHz 的采样工作。但由于大地电磁测深用于深部探测时需要作低频长时间记录，而原软件过于繁杂，又未提供详细的文字资料，直接加以利用有不少困难。为此，我们在原机提供的软件基础上，自行用BASIC语言编写了进行采样记录和回放打印曲线的程序。

采样记录程序定名为“ADDAT9/BAS”，能任选采样周期，记录通道数，采样数据数。可在数据记录上写入各种有关数据，如测量地点，仪器编号，各通道代表的物理量，仪器放大倍数等，对于现场记录及随后数据处理都极为方便。该程序用软盘进行记录，如

果采样周期为2s，记录短周期信号，一片软盘可记录10h；如采样周期为20s，即记录长周期信号，每片可记录4天多，显然，大大减轻了野外工作的劳动强度。程序清单如下：

```
10  'ADDAT9/BAS
20  'A/D  CALL  ADDRESS  :  F800H
30  'DEFUSR0=&HF800
40  'STATION  NAME=FILE  NAME
50  'START  TIME  (TIME$)
60  'CH  :  CH.  SIZE
70  'DS  :  DATA  STZE
80  'RA% (0, 0) = (SAMPLING  PERIOD  SEC)
82  INPUT "CORRECT  TIME  (Y-N)" ; Y1$
84  IF  Y1$="Y"  ELSE  STOP
85  INPUT "CORRECT  FILTER  (Y-N)" ; Y2$
86  IF  Y2$="Y"  ELSE  85
87  INPUT "CHANGE  DISK  (Y-N)" ; Y3$
88  IF  Y3$="Y"  ELSE  87
90  DEFINT  C, D, I
100  CLEAR  1000
110  CLS
120  DEF  USR0=&HF800
130  INPUT  "CH.  SIZE  ,  DATA  SIZE" ;  CH  ,  DS
140  INPUT  "SAMPLING  PERIOD " ;  SP
150  INPUT "AMP.  FACTOR  OF  E" ; CF
160  DK=INT (127/CH)
170  DR=INT ((DS) /DK) +1
172  DIM  RA% (CH-1, 1)
174  RA% (0, 0) =SP
180  FOR  I=1  TO  CH
190  PRINT  "CH" ; I; "AS" ;
200  INPUT  X$ (I)
210  NEXT
220  INPUT  "INSTRUMENT  NO." ; DN
230  INPUT  "A/D  DATA FILE  NAME  (STATION  NAME)" ; FM$
240  CC=LEN (FM$)
250  IF  CC=0  THEN  PRINT "**  NO  FILE  NAME  !  "  :GOTO
     230
260  IF  CC>8  THEN  DF$=LEFT (FM$, 8)  ELSE  DF$=FM$
262  INPUT  "INTERNAL, EXTERNAL  (I, E)" ; S$
264  IF  S$="I"  THEN  DA=0  : GOTO  278
```

```
266 IF S$="E" THEN DA=1 ELSE 262
268 N=INT (SP*1000)
270 NH=INT (N/256) : NL=N-NH*256
272 OUT &HE5, 1
274 OUT &HE3, NL : OUT &HE4, NH
276 OUT &HE5,&H43
278 PRINT "** FILE OPEN **"
280 OPEN "R", 1, DF$+"/DAT: 1"
290 C=1
300 FIELD 1, 2 AS CU$, 12 AS FF$, 2 AS DD$, 2 AS CC$,
    2 AS FQ$, 2 AS DP$, 18 AS TI$, 2 AS Y1$, 2 AS
    Y2$, 2 AS Y3$, 2 AS Y4$, 2 AS Y5$, 2 AS DQ$,2 AS
    CF$, 202 AS NO$
310 LSET CU$=MKI$ (0)
320 LSET FF$=DF$
330 LSET DD$=MKI$ (DS)
340 LSET CC$=MKI$ (CH)
350 LSET FQ$=MKI$ (SP)
360 LSET DP$=MKI$ (DR)
370 LSET TI$=TIME$
380 LSET Y1$=X$ (1)
390 LSET Y2$=X$ (2)
400 LSET Y3$=X$ (3)
410 LSET Y4$=X$ (4)
420 LSET Y5$=X$ (5)
430 LSET DQ$=MKI$ (DN)
435 LSET CF$=MKI$ (CF)
440 LSET NO$=""
450 PRINT "HEADING RECORD"
460 PUT 1, 1
465 FIELD 1, 2 AS CU$, 254 AS AD$
500 'A/D START
510 FOR I=1 TO DR
515 B$=""
520 FOR I1=1 TO DK
525 CLS
540 Z1=USR0 (DA)
550 IF Z1<0 THEN 700
552 X%=VARPTR (RA%(0, 1))
```

```
553 CK=CH : IF CK>3 THEN CK=3
554 FOR I2=0 TO 2*CK-1
556 POKE 14120+I2, PEEK (X%+I2)
558 NEXT
560 FOR C1=0 TO CH-1
580 B$=B$+MKI$ (RA%(C1, 1))
590 NEXT
600 NEXT I1
620 LSET AD$=B$
630 LSET CU$=MKI$ (I)
640 PRINT "** DATA RECORD NO."; I
650 PUT 1, I+1
660 NEXT I
670 CLOSE
680 PRINT "** CLOSE **"
690 END
700 PRINT "** A/D ERRQR **"
```

除直接用D/A监测外，我们还编写了回放打印程序“GETPCUR6/BAS”，可将记录数据调入内存并在打印机上打印出有关曲线。曲线的位置、比例尺、打印时间段的起始点及长度均可自由选择，也能打印出记录时写入的各种参数。这既便于在野外检查记录结果，也便于回到研究所后分析记录质量和选择最佳数据段。该程序清单如下：

```
10 'FILE NAME : GETPCUR6/BAS
20 'A/D FILE READ AND PRINT CURVES
30 CLEAR 1000
40 DEFINT C, D
60 INPUT "READ A/D FILE NAME "; FM$
70 CLS
80 PRINT "FILE NAME: "; FM$
90 PRINT "** FILE OPEN **"
100 OPEN "R", 1, FM$+"/DAT: 1"
120 'READ FILE RECORD
130 FIELD 1, 2 AS CU$, 12 AS FF$, 2 AS DD$, 2 AS CC$,
    2 AS FQ$, 2 AS DP$, 18 AS TI$,2 AS Y1$,2 AS Y2$,
    2 AS Y3$, 2 AS Y4$, 2 AS Y5$, 2 AS DQ$,2 AS CF$,
    202 AS NO$
140 GET 1, 1
150 FO$=FF$
160 DS=CVI (DD$)
170 CH=CVI (CC$)
```

```
180 SP=CVI (FQ$)
190 DR=CVI (DP$)
200 TM$=TI$
210 X$ (1) =Y1$
220 X$ (2) =Y2$
230 X$ (3) =Y3$
240 X$ (4) =Y4$
250 X$ (5) =Y5$
260 DN=CVI (DQ$)
265 CF=CVI (CF$)
270 PRINT §64, ""
280 PRINT "A/D CH. SIZE : "; CH
290 PRINT "A/D DATA SIZE : "; DS
300 PRINT "DATA RECORD SIZE : "; DR
305 PRINT "SAMPLING PERIOD : "; SP; "SEC."
310 PRINT "MEA. START TIME : "; TM$
312 DK=INT (127/CH)
314 DH=DK*CH*2
320 PRINT "WHOLE DATA (Y-N)"; : INPUT Y$
330 IF Y$="Y" THEN DB=1 : DL=DR : GOTO 370
340 INPUT "FROM RECORD NO."; DB
350 INPUT "TILL RECORD NO."; DL
360 IF DL<DB GOTO 350
370 DV=0 : DM=DL
380 IF DL-DB>120 THEN DL=DB+119 : DV=DV+1
390 C=0 : D=1
410 DS= (DL-DB+1) *DK
430 CC=DB+1
440 DIM RA% (CH-1, DS)
450 DC=CH*DS
460 'READ DATA RECORD
470 PRINT §640, "READ DATA RECORD NO.";
480 FIELD 1, 2 AS CU$, 254 AS AD$
490 GET 1, CC
500 PRINT §660, CC-1;
510 CC=CC+1
520 FOR DE=1 TO DH STEP 2
530 RA% (C, D) =CVI(MID$ ((AD$), DE, 2))
540 IF C=CH-1 THEN D=D+1: C=0 ELSE C=C+1
```

```
550 DC=DC-1
560 IF DC=0 THEN 590
570 NEXT
580 GOTO 490
590 CLOSE
600 PRINT ""
610 PRINT "** CLOSE **"
620 PRINT "PRINT CURVES"
625 IF DV>1 THEN 920
630 H%=VAL (MID$(TM$, 10, 2))
640 M%=VAL (MID$(TM$, 13, 2))
650 S%=VAL (MID$(TM$, 16, 2))
660 L=DK* (DB-1) *SP
670 Q=3600*H%+60*M%+S%+L
690 CK=0
700 A$=STRING$ (137, "")
710 C$=A$
720 FOR C1=1 TO CH
730 PRINT "CH", C1; " (Y OR N)";
740 INPUT Y$
750 IF Y$="Y" THEN CK=CK+1 : CC (CK)=1C-CK ELSE
    800
760 INPUT "AXIS POSI. (20-100)", D (CK)
770 IF D (CK) >100 OR D (CK) <20 GOTO 760
780 MID$ (A$, D(CK), 2) =X$ (C1)
790 MID$ (C$, D(CK), 1) = "!"
794 INPUT "DEVIATION (CHA)", DD (CK)
798 INPUT "SCALE (MV/CHA)", S (CK)
800 NEXT
820 LPRINT "      MEA. START TIME :  "; TM$
830 LPRINT "      MEA. PLACE      :  "; FO$
840 LPRINT "      SAM. PERIOD     :  "; SP
842 LPRINT "      M SENSITIVITY : 10 MV/NT"
845 LPRINT "      AMP. FACTOR OF E    :  "; CF
850 LPRINT "      INSTRUMENT NO. :  "; DN
855 FOR I=1 TO CK: LPRINT "      "; X$ (I+CC(I)) ;
    "SCA      (MV/CHA) : "  ; S(I): NEXT
860 LPRINT "      DATA BLOCK NO. FROM "; DB; " TILL
    "; DM
```

```
865 LPRINT
870 LPRINT CHR$(15);
880 LPRINT A$
890 FOR I=1 TO 3
900 LPRINT C$
910 NEXT
920 FOR D1=1 TO DS
925 B$=STRING$ (137, " ")
930 FOR C1=1 TO CK
940 CA (C1) =CINT(RA% (C1+CC(C1)-1, D1) /S (C1)) +D (C1) +DD
    (C1)
950 IF CA (C1) >135 THEN CA (C1) =135
960 IF CA (C1) <1 THEN CA (C1) =1
1000 MID$ (B$, CA (C1), 1) = "."
1010 NEXT
1020 Q=Q+SP
1030 IF Q>=86000 THEN Q=Q-86000 : GOTO 1030
1040 H%=INT (Q/3600): R%=Q-H%*3600
1050 M%=INT (R%/60) : K%=INT (R%/600)
1055 IF SP<5 THEN 1070
1060 IF (R%-K%*600) <SP THEN 1090 ELSE 1110
1070 IF (R%-M%*60) <SP ELSE 1110
1090 T$=STR$ (H%) + ": " +STR$ (M%)
1100 MID$ (B$, 131, 7) =T$
1110 LPRINT CHR$ (27); "A"; CHR$ (2);
1120 LPRINT B$
1130 NEXT
1140 IF DV>0 THEN DB=DL+1 : DL=DM : GOTO 380
1145 LPRINT CHR$ (27); "2";
1150 FOR I=1 TO 3
1160 LPRINT C$
1170 NEXT
1180 LPRINT A$
1200 LPRINT CHR$ (18);
1202 INPUT "ONCE MORE"; Y$
1204 IF Y$="Y" THEN 620
1210 END
```

图 1 是回放打印曲线的一例。图 2 是设备配置方块图。

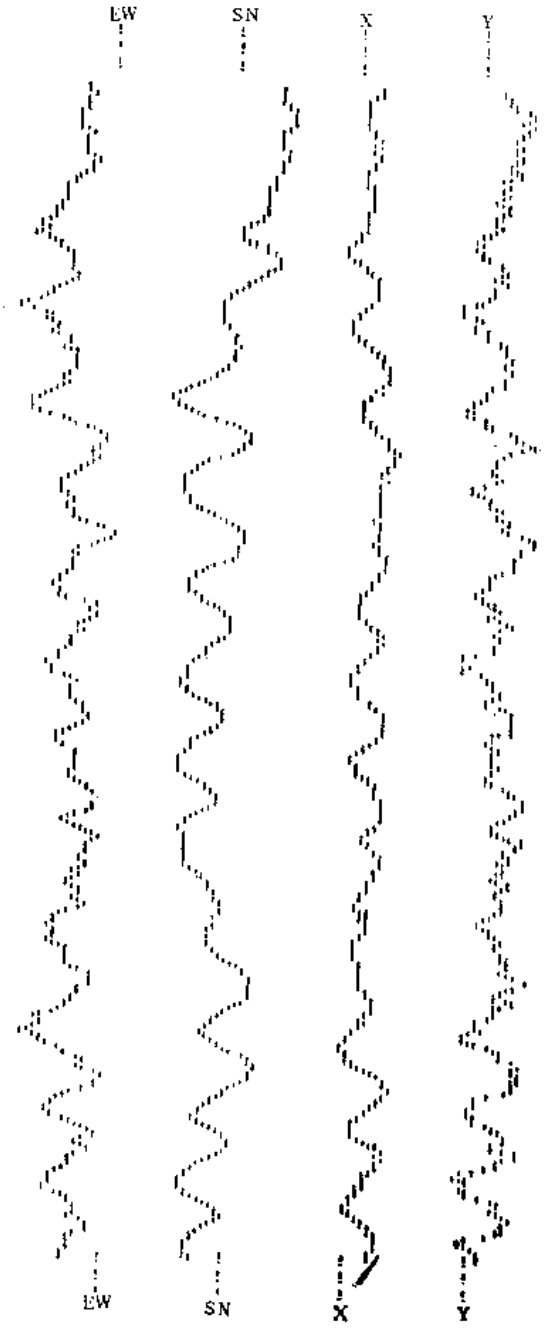


图 1　回放打印曲线。测量地点：永胜；测量日期：1984年11月19日；采样周期：1 s

二、实时数字处理的初步设想和试验

用一台通用的微计算机进行数据采集工作远没有充分发挥计算机的潜力。即以DPS-85这种性能不太高的微机来说，其内存RAM约有30k字节在数据采集过程中是不使用的。另外，如果采样速度比较慢，大部分工作时间是在等待触发信号；再有，一个通用微机有自己的操作系统，可使用几种高级语言，还备有若干应用程序，是可以进行不少实时处理和野外数据加工工作的。

从电磁测深工作的特点来看，由于数据量较大，记录时间长，信号背景复杂，很希望

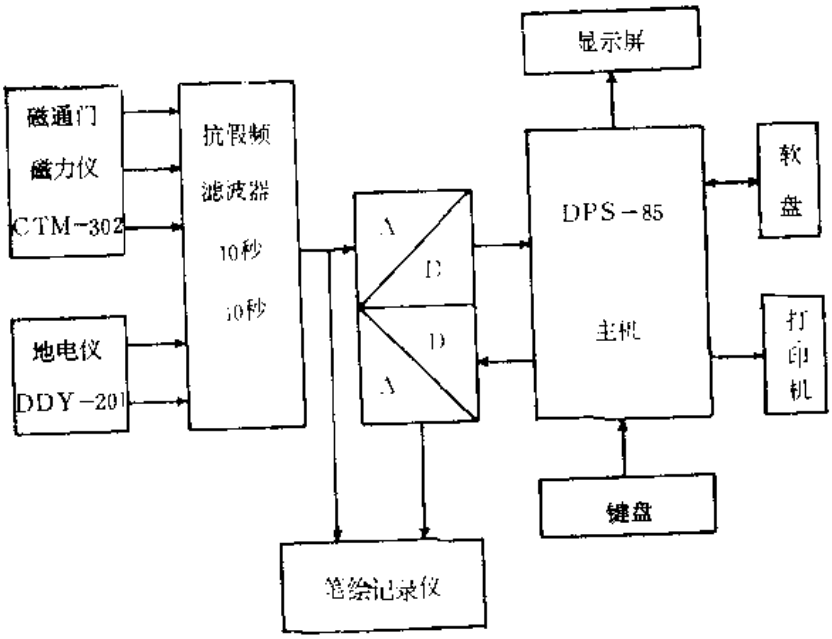


图 2　设备配置方块图

仪器有野外实时数据处理的能力。因为对测量点的选择、测量数据是否满足要求的判断、仪器工作是否正常的检验、野外工作计划的实施和变更，都希望在野外实时地对一些数据作数字处理。

在数字实时处理方面，我们只作了初步探索。例如，考虑用数字滤波代替多频段抗假频滤波器。因为如果在较大范围变更采样频率，必然使频段划分档次较多，这不仅使滤波器更为复杂，而且手动调整常常发生差错。若用计算机控制频段选择，硬件工作量也较大，实施也不容易。若能固定一个较高的采样频率，其它频段实时数字滤波来实现就比较好，如果用递归滤波，一个简单的二极数字巴特沃斯滤波器可用下式描述

$$y_n = a_0 X_n + a_1 X_{n-1} + a_2 X_{n-2} - b_1 X_{n-1} - b_2 X_{n-2}$$

式中 x_1，x_2，x_3，……，x_n 是输入信号的时间序列，y_1，y_2，y_3，……，y_n 是滤波后的输出信号序列。a_0，a_1，a_2，b_1，b_2 是滤波参量，如转折频率、采样周期等确定的系数。如上式以输入信号的当前值x_n及前两个值x_{n-1}和x_{n-2}和输出量的前两个值y_{n-1}和Y_{n-2}进行 5 次乘法和 4 次加法运算即可计算出输出的当前值y_n，从而达到予期的滤波效果。

这一运算过程很易插入数据采集程序中，我们所作实验表明，在 5 通道采样时，用BASIC语言编写的数字滤波程序每次只需0.3s的运算时间，对间隔为2s 的采样周期是没有问题的。若用运行速度快的汇编语言或机器语言编写程序，效果将会更好。

中国科学院地球所电磁组刘士杰、苏先英先后参加了这一工作。

参 考 文 献

刘士杰等，三分量磁饱和式磁力仪　《地球物理学报》　第23卷第 3 期，1980年 7 月。

国外大地电磁测深磁场接收器及其仪器装备的发展

张秀成

（长春地质学院仪器系）

大地电磁测深方法（Magneto-Telluric Method，简称MT法）产生于50年代初期，由法国地球物理研究中心前所长路易斯·卡尼尔（Louis Cagniard）和苏联吉洪诺夫(Тихонов)首先同时提出。在60年代和70年代，它得到进一步完善和发展。目前，它与地震勘探方法一起，已成为深部地球物理勘探的重要手段，它能解决一些地震方法难以解决的问题。最近几年来，在勘测油气田、火山地质、地热等方面得到广泛应用，从而发现了一些没有大地电磁测深的应用而不可能发现的有益地质构造和矿床。在功率和实用性方面，没有任何一种人工源方法可与之相比。在许多地震方法不能应用的地区，而大地电磁测深方法却可有效地被应用。

随着大地电磁测深方法的发展，其所使用的仪器装备也得到相应的迅速发展。近几年来，欧美几家主要地球物理仪器制造公司，为了改进大地电磁测深仪器装备的性能，在仪器装备系统的产品结构设计、制造工艺、磁性材料和电子器件的选择等方面，进行了大量的探索与研制，本文将要从以下几个方面介绍和讨论大地电磁测深磁场接收器及其仪器装备的目前状态及发展趋势。

一、磁场接收器的发展概况

大地电磁测深所用探头包括两部分：电场接收器和磁场接收器。电场接收器一般是普通的不极化极罐（内装硫酸铜溶液或氯化镉溶液），本文不加详述。文章将着重讨论大地电磁测深用探头的主要部分——磁场接收器。

大地电磁测深用磁场接收器主要有三种类型：感应式磁场接收器、超导式磁场接收器和磁饱和式磁场接收器。目前，国外主要应用的磁场接收器是感应式磁场接收器，其次是超导式磁场接收器。超导式磁场接收器可在某些情况下和感应式磁场接收器配合使用。超导式磁场接收器的特点是：在所测磁场微变频率范围较低的情况下（例如，约低于10Hz的情况），超导式磁场接收器的信噪比要比感应式磁场接收器高些，但是，超导式磁场接收器的不利之处是要耗费氦气和携带不便，因此，仅做为一种在某些情况下使用的大地电磁测深仪磁场接收器。至于饱和式磁场接收器就更少使用，因为它不适宜于高频情况，一般它的高频响应在4Hz左右，而大地电磁测深信号的频谱范围要比这个频率高得多，通常达几百赫兹以上。故经常使用的是感应式磁场接收器。

目前，国际上存在两种基本类型的感应式磁场接收器。高阻抗感应式磁场接收器和低阻抗感应式磁场接收器。高阻抗感应式磁场接收器的主要特点是接收线圈的电感量大，阻

抗高，因而，线圈本身的接收灵敏度较高，它的电感量达几十万H（亨利）(直流电阻达几百kΩ以上)，因而，信噪比也较高。但是，它要求前置放大器也必须是高输入阻抗、低噪声的。这要求前置放大器要在低噪声方面采取一定的措施。低阻抗感应式磁场接收器的主要特点是接收线圈为低阻抗，电感量一般为几千H，相应地，灵敏度和信噪比也低。但它要求有高增益的前置放大器和低漂移的特性，其优点是输入阻抗较低，从而降低了噪声和干扰的影响。

从前置放大器线路的结构来分，还可分为磁通反馈式磁场接收器和非磁通反馈式磁场接收器。磁通反馈的优点是可使磁场接收器频率响应展宽，灵敏度稳定。再从磁场接收器的机械结构观点来看，磁场接收器还有三分量组合一体式磁场接收器和三分量分立式磁场接收器。

二、国外MT法中常用的几种磁场接收器

为了较具体的了解国外大地电磁测深用磁场接收器的发展情况，现将几种主要磁场接收器介绍如下：

1．西德感应式磁场接收器KIM803

此种磁场接收器是专用于大地电磁测深方法中测量地磁场变化的一种磁场接收器。

（1）结构特点：

它有三个相互垂直的接收线圈，三个线圈都固定在一个中心固定架上，是一个三分量组合式磁场接收器。特点是体积小、重量轻、适用于移动式测量。为了承受机械压力，三个接收线圈都被密封在一个筒形塑料壳中。其中心固定架中组装了所有用于放大和滤波的电子线路。

每个分量的接收器都有两个主线圈和一个测试线圈组成。线圈的磁心是由坡莫合金细丝构成，这些细丝被镶入灌有硅橡胶的细铜管中。从而使之有优良的金属稳定性。

（2）技术数据：

磁芯长度：60cm；

磁芯内径：10mm；

线圈外径：34mm

灵敏度：20μV/nT·Hz；

接收线圈电感：350H；

接收线圈电阻：1.2kΩ；

线圈固有频率：1800Hz；

频范围：约响应到350Hz；

噪声密度：约为0.5pT（皮（可）特斯拉）/$\sqrt{Hz}$（在1Hz时）。

（3）性能特点：

尽管此种感应式磁场接收器体积小，重量轻，但线圈灵敏度较低，是一个低阻式感应磁场接收器。但是，它具有较宽的频率响应。

2．法国感应式磁场接收器CM11

此种磁场接收器是用于测量大地磁场微变'微变频率（一般是千分之几到几十赫兹），

用来解决地质构造和大的沉积盆地勘探等问题。

（1）结构特点：

它是一种三分量测量分立式磁场接收器。接收线圈，反馈线圈和一个前置放大器都被装在一个密封的长筒形塑料壳中。它是一个高阻抗感应式磁场接收器，接收线圈和前置放大器之间是直接耦合。

接收线圈的磁芯是层状坡莫合金片组成的棒式磁芯。磁芯被牢牢的固定在磁芯架上，机械性能稳定。

（2）技术数据：

磁芯长度：小于110.5cm；

磁场接收器直径：9.9cm；

灵敏度：50mV/nT（包括前置放大器在内）；

频率范围：5mHz～50Hz；

噪声密度：约为0.16pT/$\sqrt{\text{Hz}}$（在1Hz时）；

线圈电感量：约300kH。

（3）性能特点：

此种磁场接收器体积较小，重量轻，只有13.3kg重，便于搬运。它的灵敏度较高、噪声较小，因此，信噪比较高，具有很高的分辨率。响应频率也较高，可达50Hz。但因是三分量分立测量，给野外布线带来一些工作不便。

3．美国感应式磁场接收器MTC-4SS（或MTC-6SS）

此种磁场接收器是一种多用途磁场接收器，测量的频带较宽。它可用于地质构造测量，也可用于找矿勘探。

（1）结构特点：

这是一种绕在片状坡莫合金芯上的磁场接收器。整个线圈由304类不锈钢金属套屏蔽，然后密封在聚氨基甲酸酯橡胶制成的外套中。在外壳和线圈间有一层静电屏蔽层。

（2）技术数据

磁芯长度：185cm（MTS-6SS为90cm）；

壳外径：7.5cm；

灵敏度：137±3μV/nT·Hz；

线圈电感：605H；

直流电阻：438Ω；

频率范围：响应到300Hz；

噪声密度：约1.5pT/$\sqrt{\text{Hz}}$。

（3）性能特点：

它是一个低阻抗感应式磁场接收器。它的特点是适应频率范围较宽（可达300Hz），适用范围较广。但它是一种三分量分立式的磁场接收器，每个磁场接收器重达30多公斤，给野外测量带来不便。

4．加拿大磁感应磁场接收器

这里介绍的是用于与凤凰地球物理有限公司的16道张量大地电磁测深系统配套的感应式磁场接收器。

（1）结构特点：

线圈分两种类型：磁芯线圈和空心环路线圈。磁芯线圈测量两个水平分量H_x和H_y，而空心线圈为边长6.25m的正方形，适用于测量垂直分量H_z。

磁芯线圈的磁芯是高导磁坡莫合金，磁芯线圈被装在坚固的塑料管中，在管中的末端，有一个斩波前置放大器。

（2）技术数据：

磁芯长度：152cm；

外径：11.4cm；

线圈电感：1300H；

线圈直流电阻：1900Ω；

灵敏度：100mV/nT（包括前置放大器在内）；

频率范围：0.55mHz～384Hz；

噪声密度：约0.3pT/$\sqrt{\text{Hz}}$。

（3）性能特点：

此种磁场接收器的特点是频率范围较宽，因此可用于多种类型的勘探工作。但是，它有一个转折频率F_c，F_c=0.23Hz，对高于转折频率的信号，系统中采用了电流放大方案，于是对于磁场，磁场接收器的综合增益保持常数；对于低于F_c的信号，线圈与前置放大具有电压放大性能，电压增益是常数，对于磁场，它的增益与频率成正比，即增益随频率的降低而减小。

5．美国超导式磁场接收器GMP-45

这种磁场接收器是美国SHE公司生产的超导磁力仪的配套探头，是一种三分量分立式磁场接收器。尽管它不是专门用于大地电磁测深的磁场接收器，但它可以应用于大地电磁测深系统。同时，它也代表着美国的超导磁场接收器目前的技术水平。

（1）结构特点：

这是一个三轴向磁场接收器。其轴向正交性优于1°。可同时测量三个磁场分量。

（2）技术数据：

场量子数（H_o）所核算的磁场：

	X轴	Y轴	Z轴
分流	1.357nT	1.356nT	1.185nT
不分流	0.283nT	0.290nT	0.298nT

磁场灵敏度：

	X轴	Y轴	Z轴
分流	20.4mV/nT	20.4mV/nT	23.9mV/nT
不分流	97.7mV/nT	95.1mV/nT	95.0mV/nT

噪声密度：

	X轴	Y轴	Z轴
分流	0.125pT/$\sqrt{\text{Hz}}$	0.13pT/$\sqrt{\text{Hz}}$	0.126pT/$\sqrt{\text{Hz}}$
不分流	0.026pT/$\sqrt{\text{Hz}}$	0.028pT/$\sqrt{\text{Hz}}$	0.03pT/$\sqrt{\text{Hz}}$

频率范围：可响应到200Hz。

（3）性能特点：

此种磁场接收器的特点是噪声较小，灵敏度高，但容易受射频干扰，所以，一般应用加有分流电阻，以便降低射频的干扰。特别是在高频段时，更容易引起噪声干扰。而且，它要消耗液氮和需超低温条件，给野外工作带来不便。

除上述几种主要磁场接收器之外，还有多种大地电磁测深用磁场接收器，但是基本类型仍如上所述，只是频带、尺寸和灵敏度等略有不同，这里不一一介绍。

三、MT法中仪器装备的发展

大地电磁测深法的理论基础是基于对大地电磁场微变的测量。由于信号很弱，变化又比较复杂，故测量大地电磁场微变的仪器不但要求灵敏度高，还需要对信号有进行各种处理的功能，以便获得较高的信噪比和较好的稳定性。因而，MT方法的发展，必然促进仪器的发展。目前，世界上一些主要地球物理公司都在抢先使用新材料、新工艺和新器件等新技术。结合MT法中的信号特点，仪器装备的发展特点是：

1．实时数据处理

在野外工作现场，随着数据的测量进行实时的处理回放，画出视电阻率曲线和所有解释图件；

2．用相关处理方法提高信噪比（即所谓远参考道法）

在测量一个点的同时，以远离测点之外的另一点作参考测量，以便进行相关处理，降低相关噪声。

3．增大动态范围和频带范围

尽量采用多位数的模-数转换器和增益的调节范围，从而增大测量的动态范围。例如：加拿大凤凰公司的16道张量大地电磁测深系统就是采用了16位A/D转换；法国的高级地质矿校的应用地球物理和大地构造实验研究室（I.A.G.A.S）的大地电磁测深系统测量频率范围号称是：DC-1000Hz。

4．利用计算机控制，使操作处理简便化和自动化

大地电磁测深系统多采用坚固耐用的通用计算机作为野外工作的控制部件，同时也便于室内处理时可利用世界范围内通用的HP服务网。在程序设计方面，尽量使操作简便易懂，便于操作员掌握和仪器的自动化。

5．一机多用，增强设备的适应性

这可给野外测量设计带来很大的灵活性。仪器可用于进行单点测量，也可多点同时测量；可进行电磁法，大地电磁测深测量，又可进行电法勘测；既可配用感应式磁场接收器，又可配用超导磁场接收器。例如加拿大的16道MT系统和CSAMT系统和法国的TELMAG3系统都属于这种类型的系统。

6．尽量达到便携式包装

尽管系统功能越来越完善和复杂，但在研制时，还力求便携，耗电省、重量轻。野外的工作系统，特别是一些小的便携系统，在电器件选用方面，尽量采用耗电省的CMOS微处理机；而在结构设计方面多采用集装箱式结构。例如法国地球物理研究中心最新研制的用于预测火山活动状态的“微机控制全自动大地电磁测深仪”就是选用了CMOS1802微处

理机作为控制器件，从而达到了高度自动化，轻便和低功耗。

近几年来，欧美一些工业先进国家都研制出自己的新型大地电磁测深系统。例如，美国乔特尼克斯公司（Geotronix）研制的MT系统，法国地球物理总公司（C.G.G）的M3T大地电磁系统，法国地球物理应用和大地构造实验室（I.A.G.A.S）的8道MT系统，西德的KIM系统，加拿大凤凰公司的16道张量大地电磁测深系统等。本文不对这些系统一一讨论。仅以法国的8道MT系统为例讨论如下。

法国的8道MT系统是由法国应用地球物理和大地构造实验室研制的一种大型机载大地电磁测深装备。它适应于数字化记录，其主要特点是：

(1)有很大的动态范围，采用了伪随机字符式记录方法，且有很宽的频带范围：DC-1000Hz；

(2)信噪比高，噪声为80nV/$\sqrt{\text{Hz}}$（在1Hz时），且采用了三个磁分量的双迹记录，通过相关处理来提高信噪比；

(3)对五道大地电磁分量实行实时的张量处理，可在二维或三维空间进行结构解释。实时现场回放可纠正测量误差；

(4)微机控制，操作简便且自动化；

(5)集装式包装，运输方便。

该系统有八个模拟输入道，采用差分输入，而且还有一个“有源”屏蔽输出端，在转换器件的安装方面也采取了一定的措施，大大降低噪声及各种干扰。

Intel8085是本系统的中心控制器件。这个微处理机用来操纵处理八个模拟道送来的测量数据。八个模拟道首先被转接到一个12位的A/D转换器上，经转换后，测量数据被送到缓冲存储器中，然后，由微处理机操纵进行各种处理。经处理之后，数据由这些缓冲储存器送入计算机的外围设备中。进行记录存储及阅读的外围设备可以连接磁带机，还可连接超小型盒式数字磁带记录及阅读器（Tektronix4924）。它也可以用标准的国际商业通用计算机（IBM）的带盘记录和回收器。由于野外的测量环境，最适用的记录、阅读外围设备是超小型盒式数字磁带记录、阅读器，因为，与一般盒式磁带相比，它有存容量大，使用手续简便等优点。这些超小型数字盒式磁带都是装在微计算机Tektronix中的带盒中。所以该系统就选用了这种微计算机组成现场实时处理系统。这种超小型盒式数字磁带还可由记录系统中拆下来，直接利用大的计算中心对它进行详细精确的处理解释。

另外，这个MT系统还可以配用一个超导式磁场接收器，从而使测量更加完善。可配用的超导磁场接收器是三轴分量超低温超导磁场接收器——GMS45（美国SHE公司生产的一种超导磁场接收器）。这个超导磁场接收器的灵敏度在10^{-4}nT。在DC-100Hz范围内，其灵敏度是感应式磁场接收器的100倍，动态范围是134dB。它是由浸入液氦中的三个定向磁场接收器组成的。液氦溶器如果绝缘很好，可以连续使用三个星期。

目前，该系统已研制完毕，正准备向国际市场上出售。

结　论

由上述情况看来，为了能赶上世界先进水平，我们必须迅速努力掌握制造高水平磁场接收器的技术，以便根据自己的需要，设计制造出适合我国自己要求的磁场接收器。在繁

机设计方面，必须迅速研制出高质量性能稳定的关键器件，设计出先进的，标准统一的、系列化的功能部件，逐步实现积木插件、组合包装式仪器，向一机多用和综合测量系统方向发展和进一步向智能化仪器发展，力争在尽快的时间内，制造出我国自己的具有世界先进水平的大地电磁测深系统。

本文编写中，承蒙曾孝箴教授和程庆云付教授的大力支持，在此，表示深切的谢意。

参考文献

〔1〕 Louis Cagniard, Principe de la méthod magnétotellurique, nouvelle méthod de prospection géophysique. Ann. de Géophys. 9, 1953, p. 95—125.

〔2〕 Louis Cagniard, Théorie et pratigue de la prospection magnéto-tellurique. 1967.

〔3〕 Rankin, D., On the interpretation of Continuous resistivity distributions in the magnetotelluric method. Geophysics. J. R. 45, 89—95.

〔4〕 Phan Van ngoc, Appareillage magnéto-tellurique concu et realise Par le LAGAS. 1984.

〔5〕 Pierre Therme, Appareillage magnéto-tellurique, Paris, 31 Mai 1983.

〔6〕 Phanr Van Ngoc et D. Boyes, Resultats de magnéto-tellurique miniere obtenus au canada, en France et au portugal. Paris, 31, 5, 1983.

〔7〕 Gerard Clerc, Prospection magnéto-tellurique superficielle à partir des variations électromagnétiques de fréquences comprises entie 8Hz et 16KHz. Géophys. Appl. 1970.

〔8〕 P. Andrieux, G. Clere at P. tort, Capteur magnétométrique triaxial pour la prospection magnéto tellurique artibicielle entre 4Hz et 4KHz, Revue de phys. appl. Tome 9, 1974, p. 757.

〔9〕 Mitsuru Yamashita, CSAMT Coutrolled, Source audio magnetotellurics. July, 1984.

〔10〕 Gerard Clerc, Magnetometric autonas with fluxfeedback made by C. R. G. or by licences' manufacturers. 8, 1981.

〔11〕 Phoenix geophysics limited, 16 Channel tensor magneto-telluric system, 1983.

〔12〕 Metronix GMBH, Instruction manual for induction coil magnetometer KIM 803, 7. 1984.

〔13〕 Geotronics corporation, Instruction manual for magneto-telluric system analoy data acquisition section. 12. 1971.

〔14〕 Compagnie Générale de Geophysique, CGG World, Volume 11, January 1984.

〔15〕 J. P. Recroi etc, An E. M. Method applied to hydrocarbon exploration. TKANSIEL., No. 529, 5, 1982.

〔16〕 Compagnie général de geophysique, Magnéto-tellaric, 1980.

加拿大凤凰公司大地电磁系统及其在我国的初步应用

地质矿产部第一综合物探大队107队

我队于1984年8月份从加拿大凤凰地球物理公司引进了一套实时大地电磁系统。同年9—12月公司派专家对我队技术人员进行培训并进行仪器验收，培训后期我队即投入了试生产，取得了满意的资料。现将该系统的特点和应用情况作一介绍。

一、系统的功能

凤凰地球物理公司实时大地电磁系统（Phoenix Geophysics Real—time magnetotelluric System）是一个综合系统，能在野外采集和处理大地电磁勘探的数据。其功能如下：

1．同时最多可以采集5个测点上的大地电磁勘探数据，其中在两个测点上可能测得5个分量（两个电道E_x和E_y以及三个磁道H_x、H_y和H_z），在另外三个测点上只能测量二个电道分量（图1，图2）。

2．在采集数据的同时，系统对数据进行实时处理，使操作员能实时地获得结果，并在记录进行过程中监视数据的质量。操作员可以选择远参考大地电磁勘探，本地参考大地电磁勘探或其他特殊排列形式的大地电磁勘探。

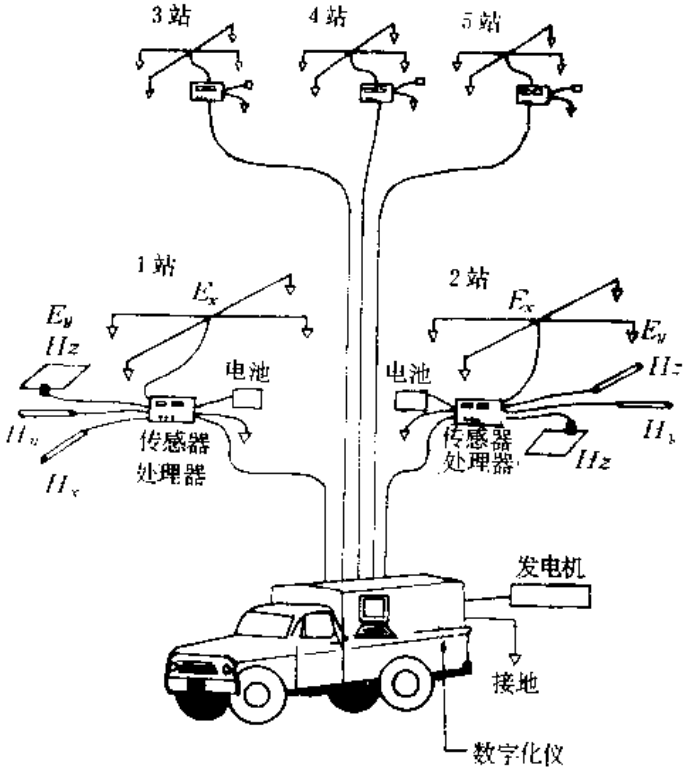


图1 野外测站布置图

3．操作员可以预先设置系统的参数，系统将按所给出的参数完全自动地进行大地电磁测深记录。

4．系统软件可以实时地执行数据编辑，连续地监视数据的质量，认识和剔除质量差的数据序列。在一次记录完成之后，还可以手控地进行一些附加的数据编辑。

5．记录过程中，可以每隔相等时间把记录下的功率谱作为数据存贮下来，这种记录方式可供以后手控编辑和停电后

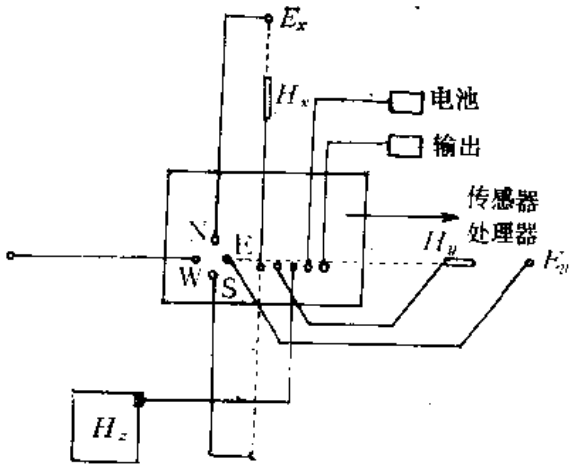


图 2　野外单站布置示意图

重新启动。

6．可以以原始时间序列或傅氏变换系数的形式把数据存贮起来。

7．除了可以做实时远参考大地电磁勘探外，还可以在相距很远的测点上做单站大地电磁勘探，用时钟同步采集数据。处理同步测深记录下的时间序列或离散傅氏变换数据，可以给出远参考测深的结果。

二、硬件系统

硬件系统简图见图 3 的硬件框图。

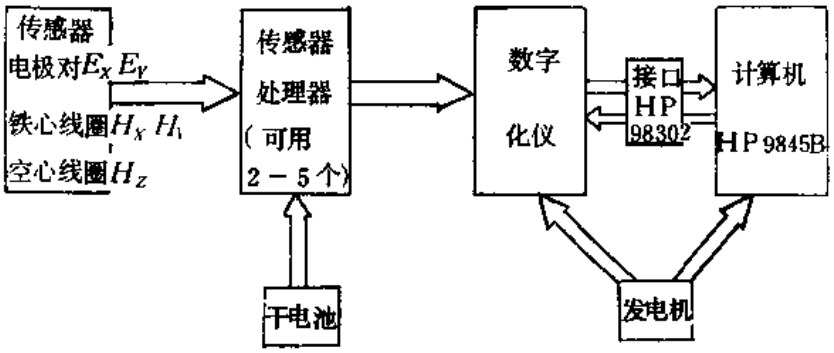


图 3　硬件框图

用感应式磁力仪（线圈）测量地磁场的天然波动，测量H_x、H_y和H_z三个分量。用放在传感器内的非常灵敏的斩波放大器把信号放大，然后将放大后的信号通过电缆传输到传感器处理器。

传感器处理器（图 4）包括有磁场信号和电场信号的放大器和滤波器。电场信号是用直接连到传感器处理器的一对电极（Pb—PbCl不极化电极）测量的。该传感器处理器用来放大信号并消除供电线频率的谐波。传感器处理器的电源是干电池，放在测点位置处。放大后的信号用电缆传输到仪器车。

电缆由各个测点接到仪器车，仪器车的交流电源是轻便发电机，仪器车中放置有大地电磁数字化仪箱体（图 5）。Hewlett—Packard台式计算机和一台调试用的示波器。

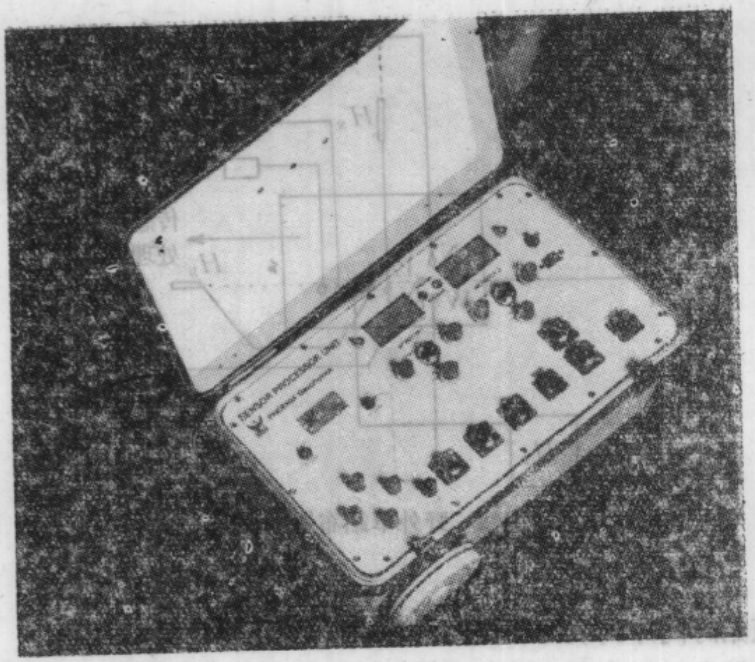


图 4　传感器处理器

数字化仪中有程序可控的去假频滤波器和一个16位的数字化仪。滤波器频率和采样速率是由计算机控制的，来自传感器处理器的多达16道的数据可以通过数字化仪转换为二进制的数，这些数可由计算机进行处理。

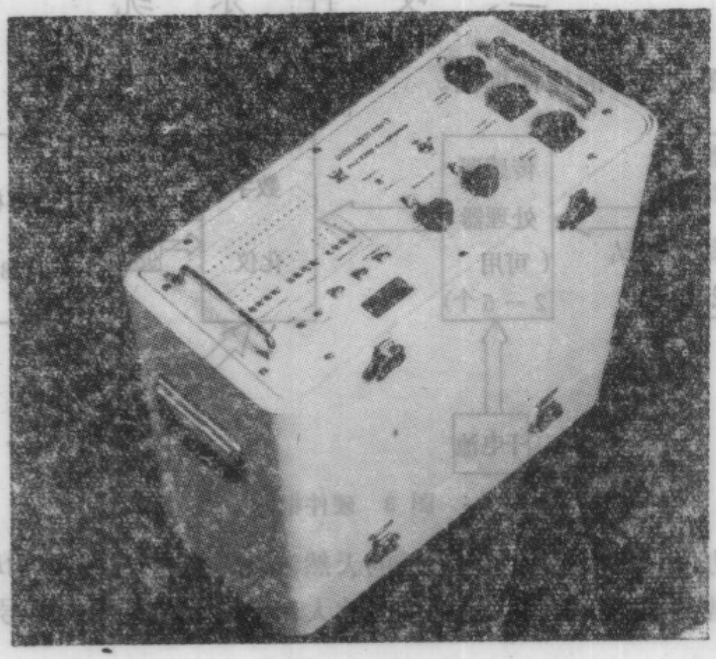


图 5　数字化仪

所用Hp-9845B 微型计算机是一种集合装置，它包括两个处理器单元，键盘、阴极射线管显示器，热打印机以及两个盒式磁带驱动装置。该计算机用于运行系统的标定、数据采集和处理以及生成测量报表所使用的所有软件。

三、软件系统概述

凤凰实时大地电磁系统由三个程序组成，都是用Hewlett—Packard 扩展 BASIC语言写成的。程序可以和用户之间进行“对话”。

进行数据采集和处理的主要程序称为“MTS”。野外操作的过程 大体如图 6 所示。该程序用于数据采集和实时处理，数据编辑，数据的重新处理以及处理用时钟进行同步测量

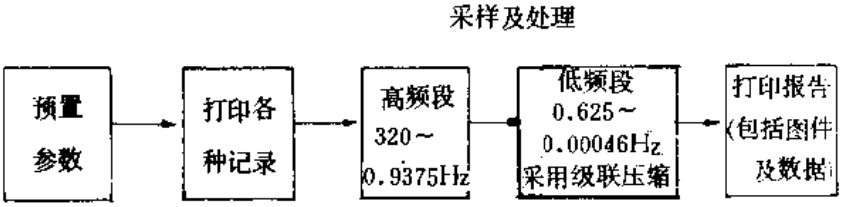


图 6　系统操作程序MTS简易框图

的数据。它约由5000个记码区组成，其中98％是用 BASIC 语言写成的，2％是用汇编语言写成的。它需要大约550k个RAM存贮器，输入/输出（I/O）绘图（GRAPHICS）和汇编执行ROM（ASSEMBLY EXECUTION ROM）的字节。

MTP绘图程序根据MTS程序产生的绘图文件提供质量图表，程序中设置了一些常数，用它们确定所得到的18张图和10张表格的所有的量。它还可以用来人为地控制曲线圆滑和走向方向。MTP约由2000个记码区组成，全部用BASIC编写，它需要约318k个RAM存贮器，输入/输出和绘图ROM的字节。

系统标定的程序“MTC”是用于在计算机控制下自动标定大地电磁系统的程序。它可提供所有传感器（线圈）复传输函数的文件以及一个系统电子线路的复传输函数文件。这些文件由大地电磁系统程序MTS读入，组合在一起产生总的系统响应。通过对数据校正，剔除这一系统响应。

四、MTS程序概述

该程序用于大地电磁的数据采集和实时处理。时间序列数据是在MTS程序控制下运行的数字化仪数字化以后得到的。在时间序列数据上进行32点的离散傅氏变换，产生出凤凰大地电磁系统使用的40个频率（见表 1）中的每一个实傅氏系数和虚傅氏系数。

在高于1Hz的频段，一次分析两个频率。这一范围内的频率称为“高频区”。Hp-9845B计算机选置数字转换器上的采样速率和去假频滤波器后，取 n 段32点的记录。对每一段记录计算出第六和第八次基波的实傅氏系数和虚傅氏系数。计算时是将时间序列数据乘以第六和第八次谐波周期的正弦和余弦波，然后，将32点上的数据相加。按这种方式计算出所有道的离散傅氏变换。从离散傅氏变换系数中除去系统响应，然后计算上述两个频率的自功率谱和互功率谱矩阵。计算出的谱加到中间叠加结果上，后者代表短时间内的平均谱。

在平均了这样几个独立的谱估计值后，自动地由那一组谱叠加结果计算出那一组频谱的质量指标，用这一质量指标求出短时期频谱的加权平均了的分量，加到总的频谱叠加结

表 1

频　点	频率/周期	频　点	频率/周期
1	320Hz	21	3.2s
2	240Hz	22	4.27s
3	160Hz	23	6.4s
4	120Hz	24	8.53s
5	80Hz	25	12.8s
6	60Hz	26	17.07s
7	40Hz	27	25.6s
8	30Hz	28	34.13s
9	20Hz	29	51.2s
10	15Hz	30	68.27s
11	10Hz	31	102.4s
12	7.5Hz	32	136.53s
13	6Hz	33	204.8s
14	3.75Hz	34	273.07s
15	2.5Hz	35	409.6s
16	1.87Hz	36	546.13s
17	1.25Hz	37	819.2s
18	94Hz	38	1092.27s
19	1.6s	39	1639.34s
20	2.13s	40	2173.91s

果中。这一过程称为频谱的“质量加权”，是抑制劣质量数据段影响的一种非常有用的方法，在叠加值加到总的频谱上后，就计算出相应各测点上该两个频点上的新值。

在从数字化仪读出 n 段32点的记录并按上述方式处理，计算出所有图件上对应该采样速率的两个频率处的新值后，计算机就结束了该频带的处理，转到下一个频带。计算机控制数字化器，将其采样速率和去假频滤波的衰减频率减至一半，然后对两个新的频率重复上述过程。按照这种方式继续下去，一次处理两个频率，直到从320Hz 到 1Hz之间的频率全部处理完。然后，过程重新开始。连续的频率扫描一直进行到预先设置的门坎值，使计算机开始处理“低频区”（低于1Hz的频率）的数据时为止。

由于每一个相邻频带的采样速率是它前一频带采样速率的一半，所以每一新的频率的采样时间加长了一倍。在高频处，计算和平均频谱所需的时间比采样时间长很多。但是，在某一点，系统开始受到采样时间的限制，而不是计算时间的限制，于是采用一种新的策略，它采用同上述相同的过程，但同时处理许多频带。用一个速率进行采样，但是用数字滤波器可以在软件中生成一些数据序列，它们与用许多不同采样速率同时采样时得到的数据相同，这一技术称为级联分样。

对每一个测点，操作员总能得到17张图：

1）视电阻率幅值；2）视电阻率相位；3）倾子幅值；4）倾子相位；5）电场幅值谱；6）电场信号/（信号＋噪声）；7）磁场幅值谱；8）磁场信号/（信号＋噪声）；9）本地相干度（E_X-H_Y，E_Y-H_X）；10）远相干度（H_XL-H_XR，H_YL-H_YR）；11）E 预测相干度；12）H 预测相干度；13）倾子相干度；14）走向（Z 和 T）；15）偏离度（Z 和 T）；16）椭圆率（Z 和 T）；17）Bostick一维反演。

五、系统所生成的各类图件

1．视电阻率

系统得到的最重要的资料是视电阻率-频率曲线图。该图有两条曲线，标以 RHO_{xy}和 RHO_{yx}（图7），各数据点是用误差棍（error bar）以及误差棍中点的视电阻率估计值表示的。误差棍的长度为±0.67倍离差。

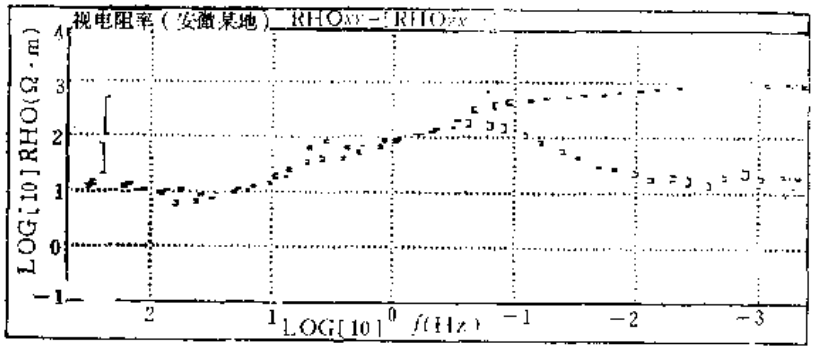


图 7　视电阻率曲线

两条视电阻率曲线，一条为 TE（平行于走向的电阻率）一条为 TM（垂直于走向的电阻率），通常图上用不同的符号可作区分，但在许多情况下要结合旋转方向（Rotation Direction）图进行区分。

通常两视电阻率曲线的方向同地下埋设的测量装置的方向并不相同，因此，为获得如图 7 所示的曲线而进行数据处理时必须在数学上进行旋转。

2．阻抗张量的相位

阻抗相位-频率曲线（图 8）表示用于计算阻抗张量要素的电分量和磁分量的相位差，这是阻抗张量的相位而不是视电阻率的相位，视电阻率是阻抗平方的一个函数。通常 Z_{xy}的相位在45°左右，而Z_{yx}的相位约－135°。

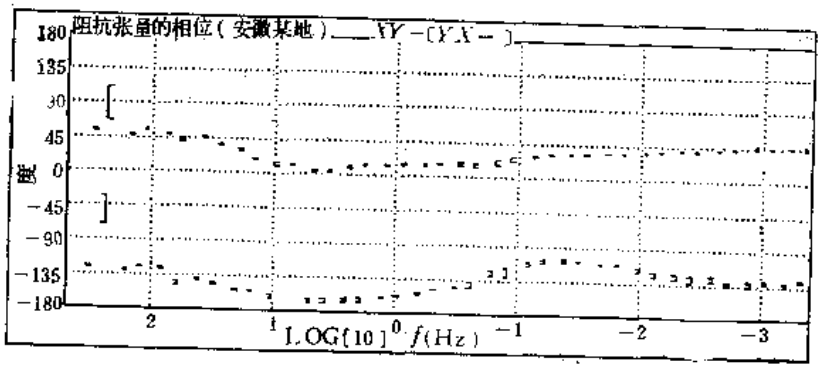


图 8　阻抗张量的相位

阻抗相位和视电阻率曲线在数学上是有关的。如果视电阻率随着频率的减小而增大，则相位应当小于45°（或－135°），而当随着频率的降低电阻率减小时，则相位应大于45°（或－135°）。如果阻抗相位同视电阻率斜率之间的关系不一致则说明所得资料中混有噪声，图 9 就是江苏某城市附近所得的相位曲线，反映了很强的噪声。所以相位在指示数据

质量方面是很有用的。

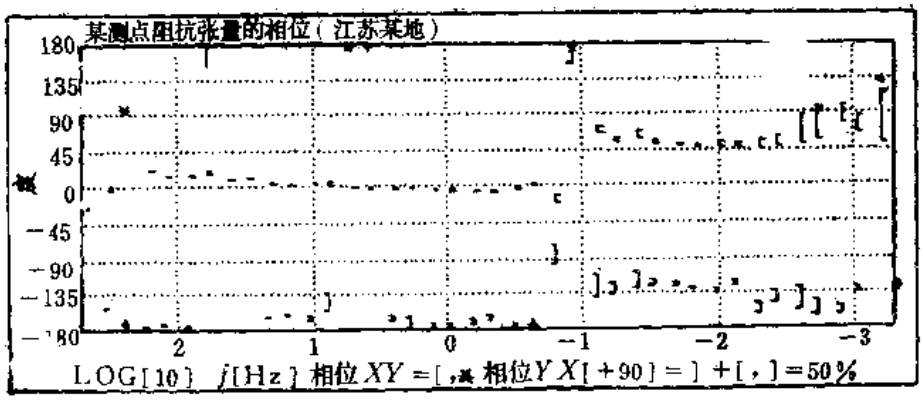


图 9　江苏某城市附近所得的相位曲线

3．Bostick反演

通过对电阻率曲线进行光滑后再行 Bostick 反演，对TE、TM两条曲线均进行反演，但是解释时通常使用TE曲线。

4．倾子振幅曲线

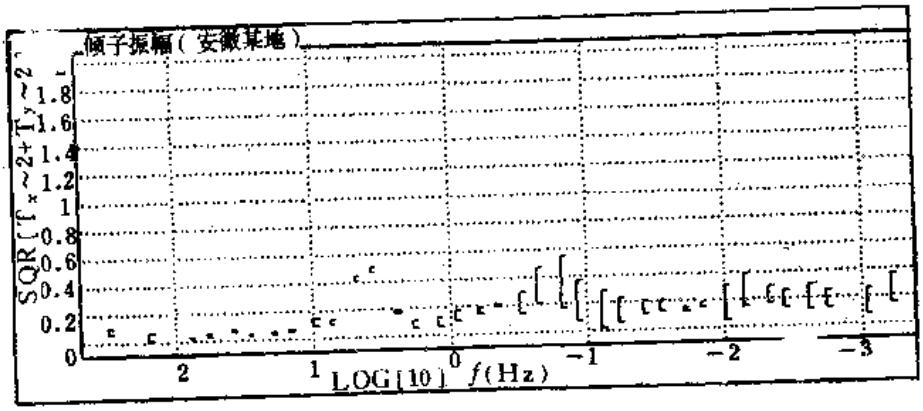


图 10　倾子振幅曲线

倾子振幅曲线（图10）表示随频率而改变的垂直磁场振幅同水平磁场振幅之比。由于垂直磁场比水平磁场小得多，测量这些场时常常包含相当强的噪声，故在资料解释前要检查倾子资料的质量。凤凰公司提供两种图件以指示倾子资料的质量-倾子相干 度 曲线和磁场信噪比。

倾子幅度计算公式为

$$T=|A|^2+|B|^2$$

式中A和B分别为H_z和H_x以及H_z和H_y的复比例常数。

5．倾子相位

当导体为简单的几何形状时，倾子相位在确定其方向方面是很有用的。凤凰公司计算倾子相位的公式为

$$\phi_r=\frac{(A_r^2+A_i^2)\tan^{-1}(A_i/A_r)+(B_r^2+B_i^2)\tan^{-1}(B_i/B_r)}{A_r^2+A_i^2+B_r^2+B_i^2}$$

式中角标 r 和 i 分别代表实部和虚部。

6．偏离度（Skew）

偏离度（α）用来测量构造的三维性，通常在比较各点的时候只考虑偏离度的相对变化。偏离度和阻抗张量的旋转角无关。$|\alpha|=0$是二度体的必要而非充分的条件。

7．椭率

椭率（β）是另一种三度性的度量值。通常也只是在对比测点时考虑其相对变化，不过它同旋转方向有关，如果阻抗张量旋转到基本轴，则$|\alpha_z|=0$，$|\beta_z|=0$是二度体的必要和充分的条件。

8．旋转方向

为了得到两条电阻率曲线（平行于电走向方向和垂直于电走向方向），张量阻抗方向分别以北-南和东-西两种方向进行计算。通过在数学上旋转其张量，使两对角元素（Z_{xy}、Z_{yx}）最大。这时一条曲线是平行于走向的电阻率而另一条则是垂直于走向的电阻率。阻抗旋转方向曲线表示 RHO_{xy} 与地理北方之间的夹角。旋转方向图上的第二组数据点显示倾子走向。

单凭阻抗资料不能确定两条视电阻率曲线中哪一条平行走向哪一条垂直走向。因为利用阻抗资料确定走向时有 90° 的不确定性，而在二维情况下可以利用倾子走向的资料，因为它没有90°的不确定性，如果阻抗旋转方向同倾子走向一致，则RHO_{xy}就正好是走向方向，RHO_{xy}就是TE曲线。不过，实际中很少有二度体，在任何的MT测量中总是有一定的噪声，复杂构造可以使情况复杂化。因此，尽管凤凰系统企图区分两种方式的曲线，但是这种区分不总是正确的。解释资料时应注意这一点。

9．相干度

相干度可以用来指示资料质量。凤凰公司生成普通相干度和预测相干度两种类型的图件。普通相干度只度量两个场之间的相关程度。预测相干度是一个场同另一个预测场（由磁场预测电场，由电场预测磁场以及由电场和水平磁场预测垂直磁场等）的相关程度。普通相干度的图通常是E_x-H_y和E_y-H_x，也常常绘制本地磁和远磁（H_xL-H_xr和H_yL-H_yr）之间的普通相干度。计算普通相干度的一般公式为：

$$r^2_{AB}=\frac{|AB^*|}{AA^*+BB^*}$$

式中AB^*为平均互功率谱，AA^*为平均自功率谱。

预测相干度所用的一般公式为

$$r_{I_1I_2-O}=\frac{|I_2O^*|^2(I_1I_1^*)+|I_1O^*|^2(I_2I_2^*)-2\mathrm{Re}[(I_1^*O)(I_2O^*)(I_1I_2^*)]}{OO^*[(I_1I_1^*)(I_2I_2^*)-|I_1I_2^*|^2]}$$

其中I_1=第一输入场，I_2=第二输入场，O=输出场。

10．大地电流和磁振幅谱

振幅谱图显示由野外传感器测量的电场和磁场的振幅。当传感器没有布置在N-S和E-W方向时，振幅已经旋转到N-S和E-W。这些图是振幅图而不是功率（振幅的平方）图。

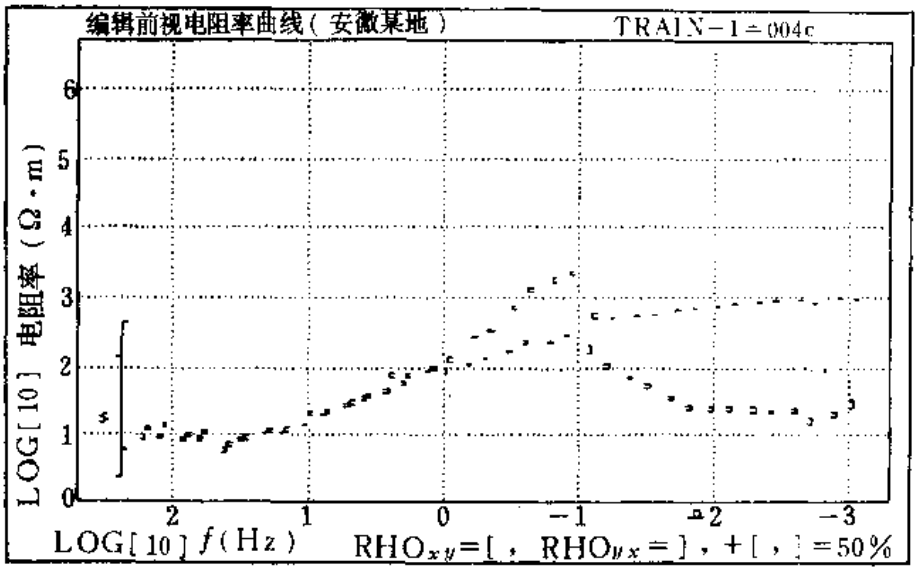
11．大地电流和磁场的信噪比

图上的信噪比值为

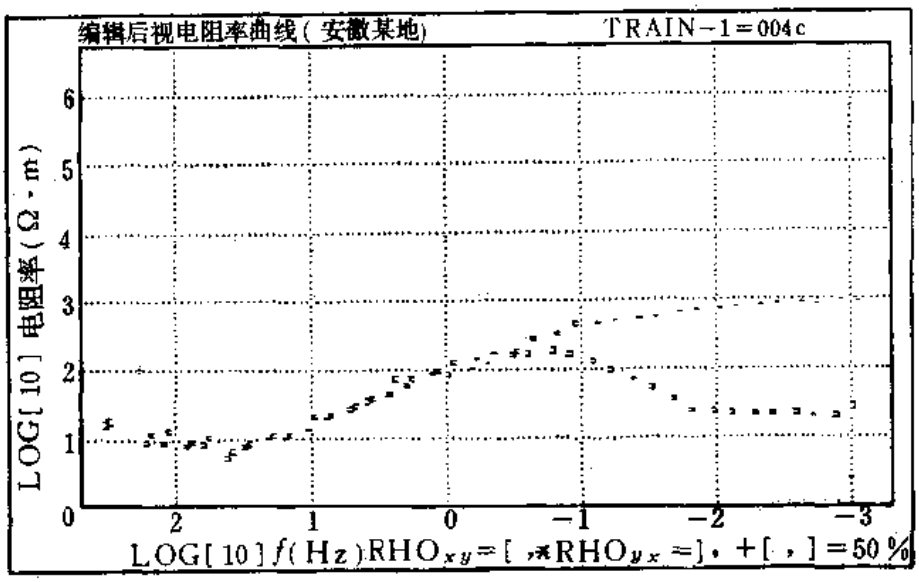
信噪比＝信号/(信号＋噪声)。

六、凤凰系统在我国的初步应用

该系统引进我国以后，经过不同地区的试验和生产，证明系统较为稳定，实时处理可以使我们在野外结束观测前得到一系列原始图件以至Bostick一维反演图件。编辑程序(MTE)可以使我们高效地去除质量较差的功率谱，保存质量较好的功率谱，使编辑后的曲线得以较好地用于资料解释。图11为编辑前后资料的对比。



(a)

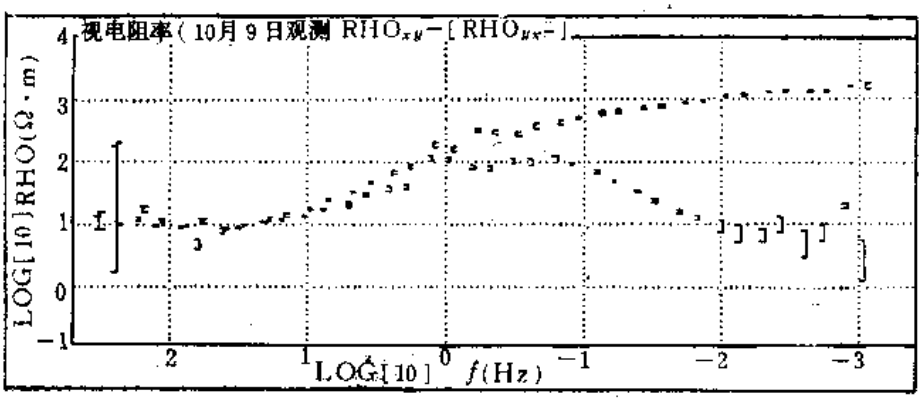


(b)

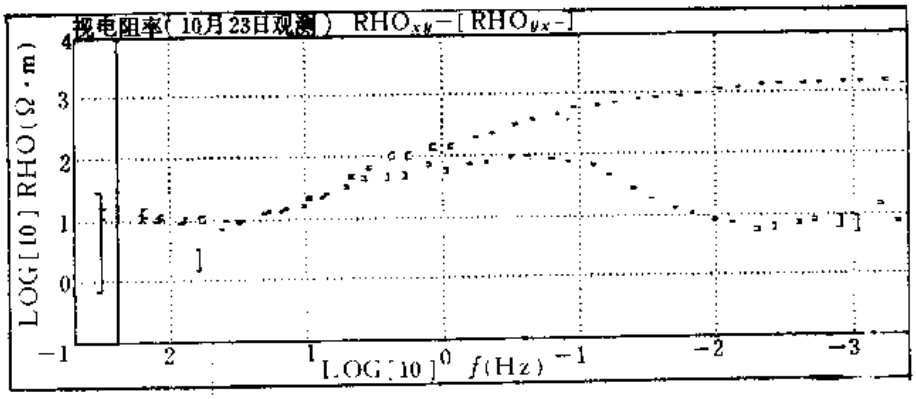
图 11　编辑前后的视电阻率曲线

我们在同一测点进行了重复观测，两次观测的一致性是令人满意的（图12）。

实时处理大大提高了工作效率，可以使操作员及时发现数据质量不高的功率谱，从而增加迭加次数，正常情况下，在高频区工作1—2小时，低频区工作7—8小时。此外，本系



(a)



(b)

图 12　初次观测和重复观测的视电阻率曲线

地层 界	系		分层深度(m)	分层假深度(m)	岩性特征
新生界	第四纪		214.26	244.26	第四系浮土层为亚粘土，流砂层，下部含石英岩砾石。
中生界			669.82	425.56	以砂岩为主 粉砂质泥岩次之。
下元古界		下五河五群	778.04	108.22	混合岩，片麻岩和混合花岗岩

图 13　安徽省某地大地电磁测深点附近钻孔柱状图

统的 Pb—PbCl 不极化电极性能良好，可以在布极后立即进行观测，而不必等候其稳定。工作过程中该电极的稳定性也是令人满意的。

仪器引进后，我队已在南方碳酸盐岩地区做了一定数量的测点，目前正在进行资料的解释。

在安徽某地区取得的大地电磁测深资料，其浅层同钻孔所揭露的地层较为一致。由图

13可见新生界和中生界地层的分界面在244.26m处，*TE*曲线Bostick 反演结果（图14、图15），200m以上的电性层电阻率小于 10Ω·m，而200m以下电阻率为10—100Ω·m 之间的电性层和中生界的砂岩地层相对应，700—800m 以下为高阻层，电阻率大于100Ω·m，该

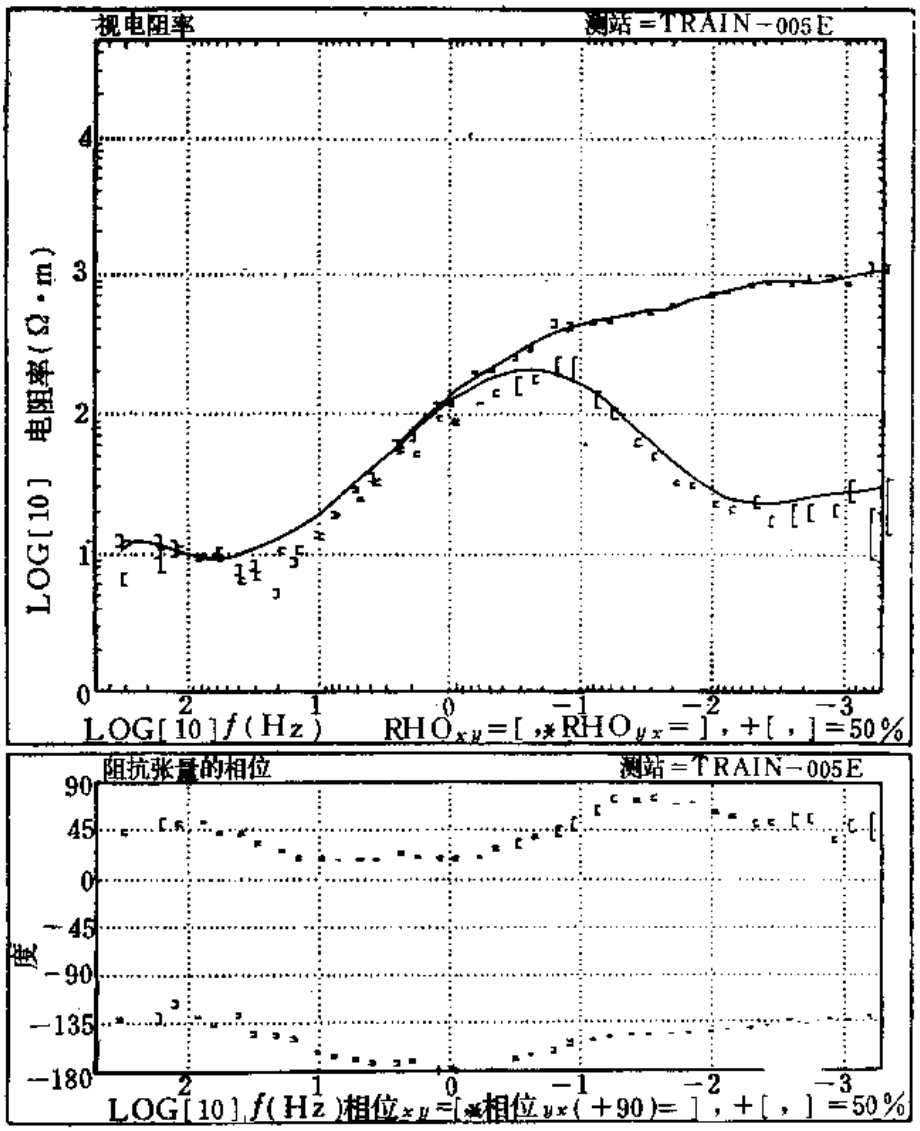


图 14　安徽某地大地电磁测深视电阻率和相位曲线

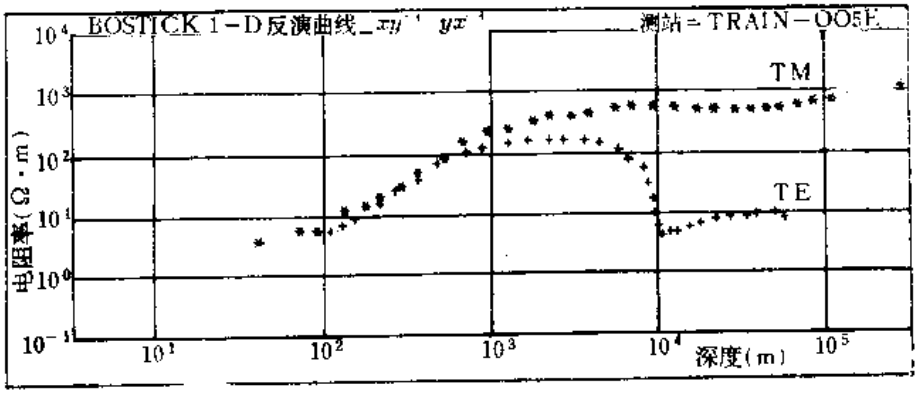


图 15　安徽某地大地电磁测深Bostick一维反演结果

深度同中生界和下元古界的界面大致对应。

10000m以下为导电层，电阻率不大于10Ω·m，该层较为稳定，在相当大的区域范围内出现。

由于正式的生产任务刚刚开始，目前正在进行野外的剖面测量，对于已取得的资料也正在整理和解释之中，我们希望不久将能向同行们介绍剖面测量所取得的地质成果。

大地电磁测深资料反演中应注意的几个问题

刘 国 栋

（国家地震局地质研究所）

大地电磁测深资料反演是大地电磁测深工作中最关键也是最困难的一环。因为大地电磁测深工作的最终成果集中体现在反演结果上，一切地质结论都是从反演结果上引伸出来的；而大地电磁测深反演本身又存在着强烈的多解性，任何疏忽都会导至反演结果的错误、甚至完全失败，使反演结果与客观实际大相径庭。

虽然一维地质构造在实际工作中是很少遇到的，但目前一维反演方法仍在大地电磁测深中广泛应用。这是因为一维反演方法简单、快捷、比较成熟，如果运用得当仍能给出比较接近于客观实际的反演结果；而二维反演方法很复杂、大量耗费机时，也不够完善，目前仍在研究和改进当中；同时一维反演结果也是二维反演的基础。

大地电磁测深的一维反演方法很多，固有的多解性是反演中共有的弊端。本文不拟探讨这些问题，而把主要精力集中在实际反演工作中应注意的几个问题。

一、如何区分纵向和横向视电阻率曲线

在每个大地电磁测深点上都可获得两条视电阻率曲线——纵向曲线和横向曲线。前者是电场沿走向方向极化的曲线，后者是电场沿倾向方向极化的曲线。如果地下构造是一维的，纵向和横向曲线完全重合，无论对哪条曲线做反演都会给出相同的结果。如果地下构造是非一维的，纵向曲线和横向曲线不重合，往往曲线类型都不一样，所以两者给出的一维反演结果差异很大。因此，如何区分纵向曲线和横向曲线以及选取那条曲线的一维反演结果就显得非常重要了。但应注意，既不能把纵向曲线看做是测点下沿走向方向电性分层的反映，也不能把横向曲线看做为测点下沿倾向方向电性分层的反映。纵、横曲线之间的差异，主要是地下构造的侧向不均匀性造成的。

根据大地电磁张量阻抗表达式，我们有：

$$Z_{xx}(\theta)=\frac{Z_{xx}+Z_{yy}}{2}-\frac{Z_{yy}-Z_{xx}}{2}\cos2\theta+\frac{Z_{xy}+Z_{yx}}{2}\sin2\theta \qquad (1)$$

$$Z_{yy}(\theta)=\frac{Z_{xx}+Z_{yy}}{2}+\frac{Z_{yy}-Z_{xx}}{2}\cos2\theta-\frac{Z_{xy}+Z_{yx}}{2}\sin2\theta \qquad (2)$$

$$Z_{xy}(\theta)=\frac{Z_{xy}-Z_{yx}}{2}+\frac{Z_{yy}-Z_{xx}}{2}\sin2\theta+\frac{Z_{xy}+Z_{yx}}{2}\cos2\theta \qquad (3)$$

$$Z_{yx}(\theta)=-\frac{Z_{xy}-Z_{yx}}{2}+\frac{Z_{yy}-Z_{xx}}{2}\sin2\theta+\frac{Z_{xy}+Z_{yx}}{2}\cos2\theta \qquad (4)$$

其中Z_{ij}[1]是测量轴上的张量阻抗元素，$Z_{ij}(\theta)$是测量轴在平面上旋转θ角后相应的张量阻抗元素。逐渐改变θ，当$\theta=\theta_0$时，有$Z_{xx}(\theta_0)=Z_{yy}(\theta_0)=0$存在，该$\theta_0$角的方向就是张量阻抗主轴方向。从方程(1)、(2)可见，当$\theta_0\pm90°$时，也有$Z_{xx}(\theta_0\pm90°)=Z_{yy}(\theta_0\pm90°)=0$存在，所以有两个主轴方向，它们分别相当于构造的走向方向和倾向方向。但谁属走向、谁属倾向是不明确的，因而也就无法判断纵向视电阻率曲线和横向视电阻率曲线了。

解决这个问题有三种办法。

1．计算倾子走向：当地下构造为非一维时，三个磁场分量之间有下列关系：

$$H_z=AH_x+BH_y \tag{5}$$

式中的A和B称为倾子。

如果在平面上旋转测量座标轴并从北向的x轴算起，当转至与构造走向方向一致时，会有$AH_x=0$，$H_z=BH_y$出现。我们知道，只有在x测量轴与构造方向重合时，才会出现这种情况。因此，此时的转角φ_0就是构造走向方向，也叫倾子走向。如果主阻抗$Z_{xy}(\theta_0)$的主轴方位$\theta_0=\varphi_0$，那么$\rho_{xy}=0.2|Z_{xy}(\theta_0)|^2$就是纵向视电阻率曲线；如果$\theta_0=\varphi_0\pm90°$，那么$\rho_{xy}$就是横向视电阻率曲线。

应用倾子判断纵向和横向视电阻率曲线时，应注意一些问题。例如，要注意倾子振幅的大小，如果振幅较小可能表明不是典型二维构造，没有明显走向；要注意H_z的信噪比，若信噪比太低，其结果不可靠；计算倾子利用的是磁场分量，而磁场分量主要受区域性构造影响，计算阻抗主轴方位利用的电磁场分量，而其中的电场分量容易受浅层电性不均匀的影响，所以往往会出现阻抗主轴方位在整个频带上比较一致，而倾子走向方位则随频率而变化。

2．根据已知资料判断：大地电磁测深工作的地区，往往都有一定的已知资料，例如重力图、磁力图和地质图等。这些资料都能清楚显示地下的构造方向。如果主阻抗$Z_{xy}(\theta_0)$的主轴方位角θ_0，接近于已知的构造方向，那么ρ_{xy}就是纵向视电阻率曲线，而ρ_{yx}是横向视电阻率曲线。

3．根据两条视电阻率曲线的相互关系判断：在非一维构造地区，纵、横视电阻率曲线差异很大。在有较厚低阻沉积盖层的平原区，横向视电阻率曲线往往处于纵向视电阻率曲线之下，特别是随着周期的加大横向曲线明显的下跌。这是因为在平原区横向曲线的边缘畸变效应常居主导地位。但在隆起构造上，横向曲线常在纵向曲线之上，这是横向曲线遭受S畸变的结果。

二、选取哪种视电阻率曲线的反演结果

在非一维构造地区，纵、横视电阻率曲线总是不重合的，其差异大小主要取决于低阻沉积盖层横向不均匀性的程度。此时，如果用一维反演方法，纵、横视电阻率曲线的反演结果会完全不同。究竟如何处理这个问题呢？理论研究表明[1]：无论在何种构造上，纵向视电阻率曲线总能给出比较真实的深部电性层深度，而横向视电阻率曲线总是不真实的反映深部构造；在地堑上方，纵向曲线的一维反演结果，使高阻基底深度偏浅，横向曲线也

[1] $i,j=x,y$

是这样；在地垒上方，横向曲线一维反演结果能比较真实地反映高阻基底深度，同样纵向曲线也是比较真实的。由此看来，纵向视电阻率曲线比横向视电阻率曲线优越。但应特别指出，在地堑外围或地垒上方的纵向曲线的S上升枝上，往往会有假极小或假拐点出现，这是感应畸变效应的结果，其反演结果是在地壳内部出现假的高导层。我们用图1和图2表示上述情况：

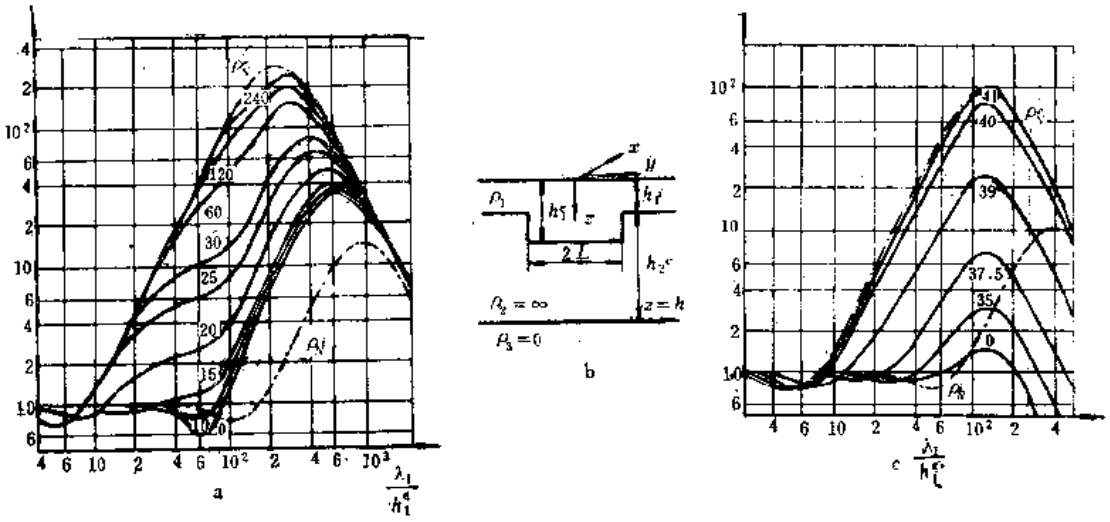


图 1　地堑区（b）的纵向（a）和横向（c）视电阻率曲线

图1a中的模型参数是$\rho_2/\rho_1=\infty$，$\rho_3/\rho_1=0$，$h_1^1/h_1^e=20$，$h_2^e/h_1^e=600$，$L/h_1^e=20$；曲线上的数字表示$|y|/h_1^e$，在地堑边界处$L/h_1^e=20$。图1c中的模型参数是$\rho_2/\rho_1=\infty$，$\rho_3/\rho_1=0$，$h_1^1/h_1^e=10$，$h_2^e/h_1^e=200$，$L/h_1^e=40$，在地堑边界处$|y|/h_1^e=40$。ρ_N^e为地堑外围地区的一维视电阻率曲线，ρ_h^e为地堑之上的一维视电阻率曲线

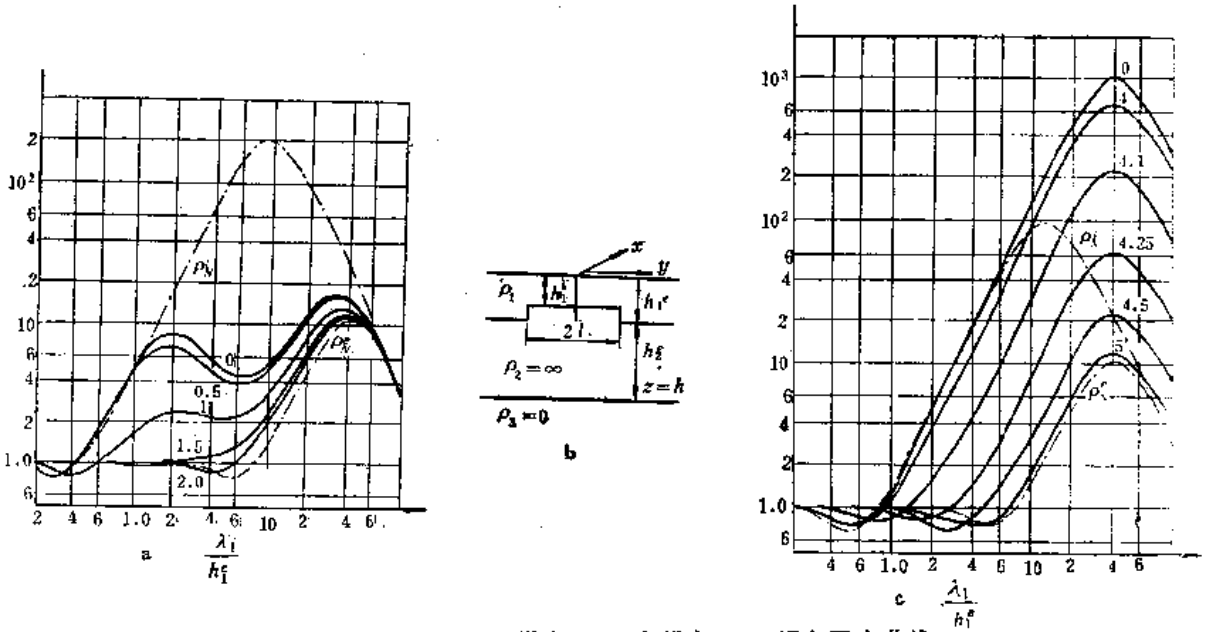


图 2　地垒区（b）的纵向（a）和横向（c）视电阻率曲线

图1a中的模型参数是$\rho_2/\rho_1=\infty$，$\rho_3/\rho_1=0$，$h_1^1/h_1^e=0.05$，$h_2^e/h_1^e=20$，$L/h_1^e=1$，在地垒边界处$|y|/h_1^e=1$。
图1c中的模型参数是$\rho_2/\rho_1=\infty$，$\rho_3/\rho_1=0$，$h_1^1/h_1^e=0.1$，$h_2^e/h_1^e=20$，$L/h_1^e=4$，在地垒边界处$|y|/h_1^e=4$

由于在纵向视电阻率曲线的S上升枝上可能会出现假极小，所以有人主张在反演浅部

构造时用横向曲线的高频段，在反演深部构造时用纵向曲线的低频段，两者接合起来组成一个基本上不遭受畸变影响的、完整的大地电磁测深曲线。但很多实际结果表明，在高频段纵、横视电阻率曲线常常重合的很好，这意味着浅部构造比较平缓，但随着频率的降底，曲线开始畸变两者逐渐分离，因而在何处接合很难断定。所以在多数情况下人们仍偏向于采用纵向视电阻率曲线的一维反演结果。此时，重要的问题是如何判断纵向曲线S上升枝上极小值的真伪（如果存在这种极小值的话）。这个问题我们将在下面讨论。

在有些大地电磁测深点上，纵、横视电阻率曲线形态一致，但两者的视电阻率值沿纵向坐标轴发生移动。这类曲线经常出现在三维构造上。此时，可计算它们的等效视电阻率曲线，对其作一维反演也能得到较好的结果。等效视电阻率曲线按下式计算：

$$\rho_{eff}=\sqrt{\rho_{xy}\ \rho_{yx}} \qquad (6)$$

三、纵向视电阻率曲线S上升枝极小值真伪的判断

1．纵向曲线S上升枝上的假极小值，是由于沿低阻拗陷走向方向流动的过剩电流所产生的感应畸变效应。它们出现在低阻拗陷、地堑的边缘和外围地区以及隆起和地垒的上方，并随着远离拗陷该极小值的幅度变小、周期变长（见图1b和图2b）。如果在拗陷或地堑内部以及外围地区都是这种极小值出现，那么一般可认为这种极小值是真实的，不是畸变效应引起的。然而应注意，如果在低阻拗陷之下的确有壳内高导层存在，那么该层在视电阻曲线上的显示程度，随着沉积层的纵向电导值加大而变弱[2]（图3）。所以识别巨厚低阻沉积拗陷内的这种极小值时应特别仔细。

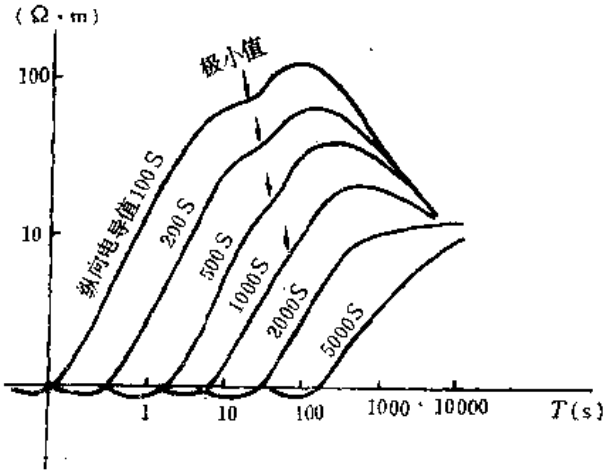


图 3　多层地电断面情况下、在视电阻率曲线上中间高导层显示的极小值与浅部沉积层纵向电导值的关系

此外，如果纵、横视电阻率曲线上都有这种极小值出现，这种极小值就是真实的。

2．感应畸变效应的大小依赖于低阻沉积层的纵向电导值S以及距低阻导电通道的距离L。因此，可以应用H值（反演的壳内高导层深度）对S值，以及H值对L值的相关来检验壳内高导层的真伪[3]。如果它们之间存在着相关关系，表明壳内高导层是假的，不存在这种关系，一般情况下是真的。

3．利用表层的纵向电导值S线检验极小值的真伪。方法是把横向曲线左支的S值线、或由其它电测方法得到的S值线，按相同坐标迭置在纵向视电阻率曲线上。若纵向曲线上升枝的极小值出现在该S线的左侧，则该极小值是假的，若出现在右侧，则该极小值是真的[1,4]。

4．利用$\frac{|H_x|}{|H_y|}$的比值关系：在拗陷或地堑边缘一带，由于沿走向x方向的电流密度J_x在垂直于走向的y方向发生变化，于是产生了垂直磁场分量H_z：

$$H_z = -\frac{1}{i\omega\mu}\frac{\partial E_x}{\partial y} \qquad (7)$$

同时，正是由于这种电流密度的变化产生的过剩电流，使纵向视电阻率曲线上升支出现了假极小。因此，如果这种极小对应着$\frac{|H_z|}{|H_y|}$曲线的上升段，一般说来它是假极小（在这里取H_y做图，是因为E_x由变化的H_y感生的）。但当壳内存在高导层时，由于它对穿透其中的电场E_x有强烈吸收作用，所以在相应频率上H_z明显减弱，因此$\frac{|H_z|}{|H_y|}$值下降。此时，纵向曲线上升支上的极小值对应着$\frac{|H_z|}{|H_y|}$曲线的下降段，这种极小值是真的[1]。

如果用上述方法判断出纵向视电阻率曲线上升支上的极小值是假的，那么在对其作一维反演之前就应该圆滑掉。

四、视电阻率曲线的圆滑处理

反演之前，一般要对双对数坐标纸上、不同频点上的离散视电阻率值进行平均处理，以便勾制出一条圆滑的视电阻率曲线。现场实时处理的大地电磁测深系统，往往都是对每个频点上的视电阻率值进行若干次叠加平均，尽量使平均后的视电阻率值位于设定的误差范围之内，最后再进行平滑、给出一条带有误差分布的视电阻率曲线。非现场实时处理系统，一般是对多张数据段进行张量阻抗处理，以使每个频点上能有多个视电阻率值。由于不可避免的各种偶然误差的影响，这些视电阻率值往往是不重合的。在此情况下，如何勾制一条圆滑的视电阻率曲线呢？有两种方法：(1)标出每个频点上相同视电阻率值的出现次数，然后通过出现次数最多的各点勾制一条圆滑的视电阻率曲线也就是通过视电阻率值的最密集分布点勾制曲线（图4a)。(2)对每个频点上的多个视电阻率值进行平均（有时是在数据处理过程中，对每个频点上多张数据段的谱进行平均，最后给出该频点上的一个视电阻率值），得出带有误差范围的平均视电阻率值，然后再勾制一条圆滑的视电阻率曲线（图4b)。

无论采用那种方法，在最后勾制圆滑的视电阻率曲线时，都要有一定成分的人为加工。在做这种加工时，应特别注意曲线特征点（如极小点、拐点）的位置以及小弯曲的取舍。前者强烈影响每层的反演参数，后者决定着地电断面的层数。有些反演工作者，愿意根据某些相邻频点上视电阻率值的小波动，在视电阻率曲线上勾制出一些小的弯曲来。这往往是不真实时，因为这些小弯曲经常是不能拟合的。为了减少人为加工因素，在圆滑勾制视电阻率曲线之前，必须对整个测区的所有大地电磁测深点上的视电阻率特征进行全面分析。首先肯定那些共有的特点，对于个别测点上的模棱两可现象要慎重对待，最好服从一般规律。

虽然在反演之前勾制出了圆滑的视电阻率曲线，并做为反演的依据，但落在视电阻率曲线分布误差范围之内的反演拟合结果，都应认为是可能的反演结果。

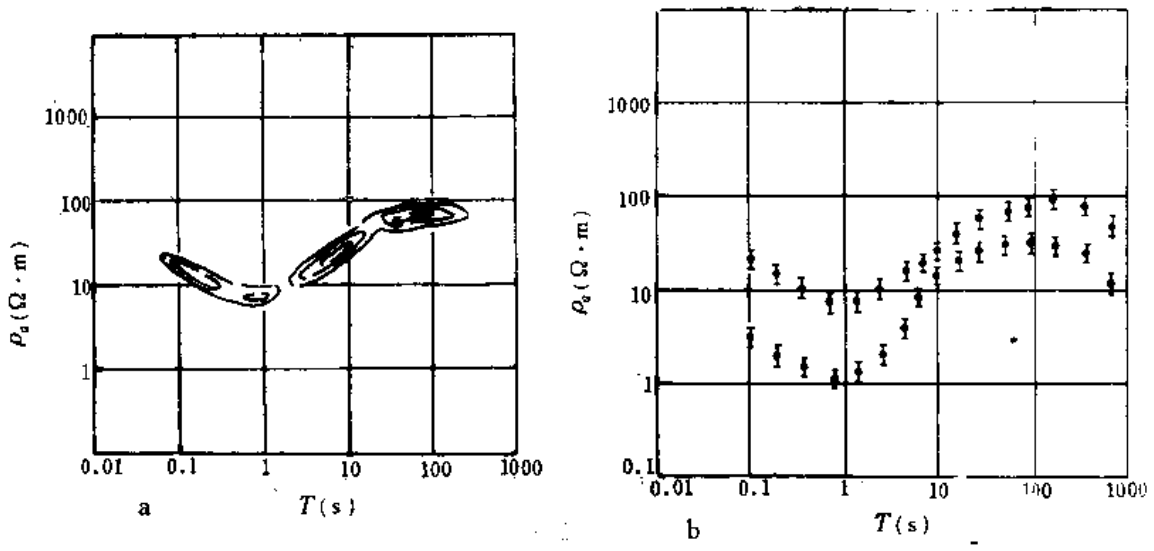


图 4　视电阻率曲线的勾制（据Kaufman等，1981）

五、初始反演模型的给定

大地电磁测深曲线反演的多解性与其本身的等值效应、误差分布和频点数有限等因素有关。有些地电断面中的电性层位在视电阻率曲线上反映很不敏感，例如A型断面和Q型断面中的中间电性层，以及高阻薄层等。高阻厚层情况下电阻率的变化，以及低阻层情况下层厚度与其电阻率值的同方向变化，在一定范围内也不会引起视电阻率曲线的改变。如果视电阻率曲线上某些频点的视电阻率值误差分布很大，那么反演拟合曲线可变动的范围就很宽，于是也就可以得出很多个反演解答来。

如何减少反演的多解性，使反演结果更趋于客观实际，这是当前大地电磁测深中面临的严峻问题。一些反演专家正试图从反演方法上解决这一问题，一些实际工作者则试图通过给定合理的反演初始模型来解决这一问题。所谓初始模型，包括电性分层和每层的厚度及其电阻率值。

为了形成合理的初始模型，必须广泛收集和深入分析已有的地质资料和其它地球物理资料，同时要求反演工作者要有较丰富的地质知识。根据实测的视电阻率曲线形态及其渐近线和一些特征参数，以及纵向视电阻率曲线和横向视电阻率曲线之间的差异特点，再结合已有的资料，经过反复分析、对比，一般情况下就可以初步确定出一个比较可信的初始模型，以供下一步定量反演用。

在确定初始模型中，首先迁到的问题是地电断面结构。虽然视电阻率曲线类型有助于我们判断地电断面结构，但正如前述某些地电断面中的个别电性层位，在视电阻率曲线上反映不敏感以及视电阻率曲线上也可能出现假的极小值等原因，会使地电断面结构的判断出现错误。解决前一类问题，主要靠已知资料，解决后一问题靠本文中所描述的方法（见前）。

在确定初始模型参数中，要充分利用视电阻率曲线上的一些特征参数和渐近线值。例如，纵向电导S值，左枝最小电阻率值ρ_{min}及其相应的周期T_{min}，以及最大视电阻率值ρ_{max}

及其相应的周期T_{max}和右枝H线等。

对于K型曲线，第一层电阻率值可根据左枝水平渐近线所切的视电阻率值给定，或者根据第一个极小值按关系式$\rho_1=1.3\rho_{min}$给定；第二层高阻层的电阻率值，可根据S上升枝斜率判定，如果此斜率大于40°，该层电阻率值应给定足够高，斜率小时电阻率值应给定的适中；第三层顶面深度h，可用右枝H渐近线给定，$h=356\sqrt{\rho_1 T}$，或用极大值点对应的视电阻率值和周期值给定，$h=520\sqrt{\rho_{max}T_{max}}$。对于H型和A型曲线，第一层电阻率值也用左枝水平渐近线给定；到第三层高阻基底顶面的深度h，可利用$h=S\rho_1$给定，其中S用左枝渐进线确定，$\rho_1=C\rho_{min}$（$C\approx0.82$—1.31）。如果视电阻率曲线属于多层地电断面类型，比如含有壳内高导层，则此高导层的深度可用对应的极小值段左枝渐进线给定。当然，上述方法给定的初始参数很不充分，还必须根据视电阻率曲线特征给出更具推测性的、其余的初始参数值。做这种推测时，公式

$$S=\frac{\sum_{i=1}^{n}h_i}{\sum_{i=1}^{n}\rho_i}$$

往往是很有用的。如果工作区有其它资料，特别是电测井资料，对于确定反演的初始模型和整个大地电磁测深反演工作，都是非常有利的。这时，反演工作应从已知区和井傍的大地电磁测深点开始，逐渐外推。

目前有些反演方法，例如Bostick反演法和Oldenburg反演法不要求事先给出初始模型[5, 6]。它们的反演结果是电阻率随深度变化的连续模型。这种电阻率分布可能与浅部地层的电性分布特征不符，但并不影响反演的电性分层效果。图5是用Oldenburg反演法获得的华北地区地壳上地幔电性分布与人工地震测深方法获得的同一地点的地壳上地幔速度分布之对比，可见两者是一致的[7]。

上述反演方法给出的高阻层的最大电阻率值往往明显低于层状反演模型给出的电阻率

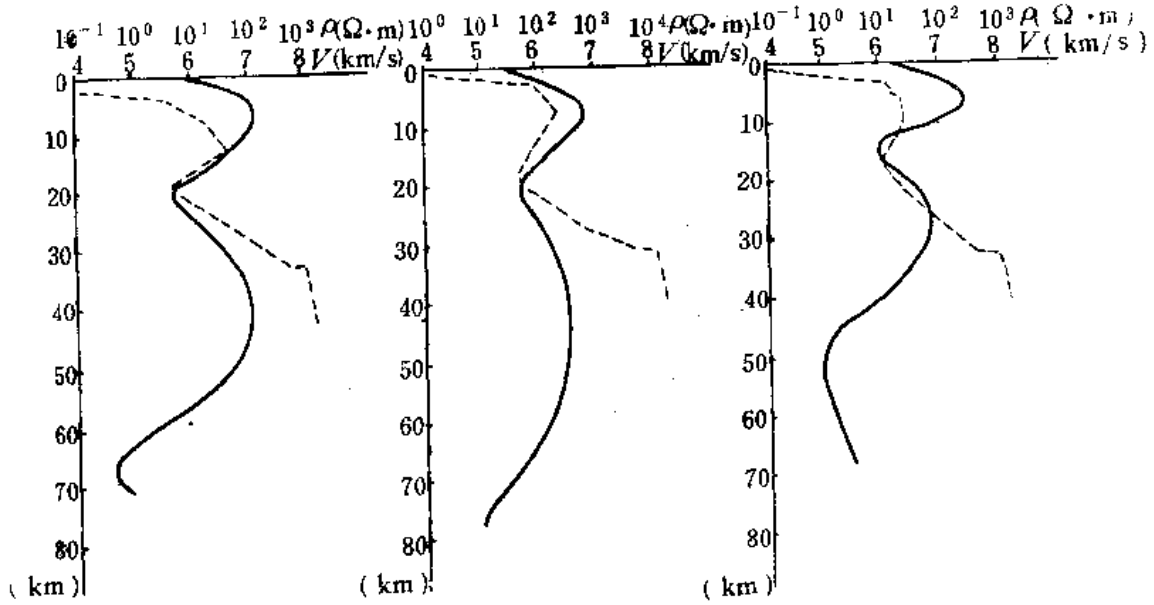


图5 华北地区地壳上地幔的电性结构（实线）和速度结构（虚线）

值。

参 考 文 献

〔1〕 Berdichevsky, M. N, et al., Basic Principles of interpretation of magnetotelluric Sounding curves. in"Geoelectric and Geothermal Studies", Editor—in—Chief: Á, Ádam, Budapest, 1976

〔2〕 Keller, G. V., Natural—field and Controlled—Source methods in electromagnetic exploration, Geoexploration, Vol.9, No.2/3, 1971

〔3〕 刘国栋，史书林，王宝钧，华北地区壳内高导层及其与地壳构造活动性的关系，中国科学，B辑，第九期，1984

〔4〕 刘国栋，赵国泽，华北地区的壳内高导层和壳内低速层，"第一次全国地壳上地幔物理学术讨论会论文集"，中国地球物理学会，中国科学院地球物理研究所，1984

〔5〕 Bostick, F. X., Jr., Workshop on electrical methods in geothermal exploration; U. S. G. S., contract no.14—08—001—G—359,1977

〔6〕 Oldenburg, D. W., One—dimensional inversion of natural source magnetotelluric Observation, Geophysics, Vol. 44,P. 1218—1244,1979.

〔7〕 刘国栋，华北平原新生代裂谷系及其深部过程，"现代地壳运动研究"，地震出版社，1985.

大地电磁测深反演问题综述

晋 光 文

（国家地震局地质研究所）

本文的目的是简介各种较为成熟的一维大地电磁反演方法，其中的若干种方法，对二维乃至三维反演同样适用，多维反演与一维反演的差别仅仅在于正演计算不同。最后，还对二维反演等有关问题作了评述。

一、前　　言

在大地电磁测深中，所谓反演解释就是指对大地电磁资料进行的地球物理解释。具体说来，就是根据在地表观测的视电阻率、相位、阻抗或导纳，推求从地壳表层到核幔边界的地下电性结构，确定出表征这些结构的特性参数。因为地球物理解释是地质解释的基础，所以为了从所获大地电磁资料中，提取更多的有效信息，研究反演问题的重要性是很明显的。

在提出大地电磁测深方法的初期，为了应用的目的，反演问题的研究几乎就同时提到日程上来了。反演方法的发展，先后经历了人工反演、人机联合反演和完全由计算机进行自动反演的过程，已研制出名目繁多、行之有效的各种反演方法。近十年来，一些国家正着手进行二维反演的研究，但困难很大，进展缓慢。三维正演问题的研究，国外已有人在做工作，在有关刊物中，可见到零星的报道，至于三维反演问题的研究，似乎至今仍是空白。

二、反演方法

根据电性结构随深度的变化性质，有连续介质反演与离散介质反演之分。一般，研究深层构造用连续介质反演方法，研究浅层构造用离散介质反演方法。

连续介质反演为近十年来发展起来的一维反演方法。它是根据地表的观测值，确定出电阻率随深度的连续变化。这类反演方法原则上只适用于一维或近似一维的地球模型，诸如电性结构水平均匀或水平非均匀性不甚明显的构造区域。此类反演方法都是由机器自动进行的，按原理和方法的截然不同，以两种不同的方式并行地向前发展。其一是Bostick的途径，它是基于一维大地电磁测深曲线右枝渐近线的性质，采用Bostick变换方法，将随周期变化的实测视电阻率曲线变换成随深度变化的地电模型曲线，根据变换后曲线的导数极值点与拐点位置，可以相当准确地确定出电性界面的深度和各个电性层的厚度。另一种是Oldenberg的途径，这是根据观测资料与地球电性模型之间满足的第一类Fredholm积分方程难于直接求解，故用参数拟合方法直接反演，其中的关键问题是求大地电磁响应的核

函数。这种线性反演方法，可以获得可靠的电性连续分布，其形态突出了各个电性层的反映。即使采用拙劣的初始模型，也能够迅速获得各个特征电性层的位置。

离散介质反演，则是由地表的观测值，确定地下各分块单元的尺度大小和电性参数。对一维模型而言是确定各水平层的电阻率和厚度，对二维模型，则是确定各分块单元的大小和电阻率。离散介质反演，可分为三个发展阶段：

（一）人工反演法

人工反演法包括近似的解析法和手工对比量板法。它们是最原始的一维反演方法，用于提供更精确反演的初始模型。

近似的解析法是由实测视电阻率曲线的特征点和渐近线，确定地电断面的某些参数。该方法的最大缺点是利用资料不充分，得到的反演结果也不完整。

手工对比量板法精度很低，当对比段太短时，结果更差。同时由于理论曲线条数有限，实测曲线常常落在两条理论曲线之间，这样只能利用内插法求得近似值。以后这种误差又在代替层参数中逐渐积累。此外，使用量板法解释，需要有熟练的工作经验，和对地电断面的深刻了解，否则解释结果常常因人而异。

（二）人机联合反演法

人机联合反演法也叫计算机图示法，这是一种半自动化的反演方法。属于直接搜索法的一种。首先由初始模型计算出相应的理论曲线，看其是否与实测曲线相符合；然后根据二者差异的大小和显示的部位，操作员可以修改全部或部分模型参数，重复上述步骤，一直到两条曲线完全拟合，或者使目标函数

$$\phi(\lambda)=\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N}(\rho_{aij}-\rho_{cij})^2$$

（其中第一个Σ是对剖面测点，而第二个Σ是对数据采样点）达到给定的精度为止。这时的参数就是期望的结果。这种方法存在着两个严重的缺点，其一是需要给出较为精确的初始模型；其二是对计算机操作员要求太高，既要懂得程序逻辑，又要深刻了解曲线形态与各模型参数的关系，以及各种畸变效应的规律，还要具备必要的地质知识。

（三）机器自动反演法

这种反演方法是在计算机上，对整条剖面的所有测点进行全枝曲线的自动拟合。当给定初始模型参数后，计算机按照程序执行的过程自动修改参数，直至使得计算曲线与实测曲线重合，或者说，误差达到给定的要求为止。

机器自动反演法，有完全非线性反演法、直接搜索法和需要求导数的解析法三种。

1．完全非线性反演法

大地电磁资料的地球物理解释属于非线性反演问题。由于非线性问题在数学处理上的困难，使得非线性反演方法至今尚处在很不完善的状态。目前使用的完全非线性反演方法主要包括Monte-Carlo反演法和Hedgehog反演法，它们都属于统计法，二者的差异只是搜索方法不同。Monte-Carlo反演法是在预先给定的先验性范围内，随机搜索解，而Hedgehog反演法则是在某一满意的初始模型附近，以有组织的形式搜索解。它们的局限性主要有两点：一是不能保证求出的解就是所有可能解中最具代表性的典型解；二是过分地依赖于初始模型，即搜索方式、网格大小和搜索范围都必须预先给得适当，拙劣的选择有可能

使我们得不到所需要的解，或者需要付出昂贵的代价。

2．直接搜索法

这类反演方法是直接研究目标函数本身，以某种方式修改参数，使目标函数逐渐下降。它不需要求任何导数，从而避免了一些复杂的计算。而且不要求精确的初始模型，适应性强。这种反演方法，可能收敛速度较慢。与解析法相比，在目标函数值接近相同的情况下，其精度要差得多，也就是说，大地电磁测深曲线的多解性，在直接搜索法中的反映比解析法要明显得多。属于这类算法的反演方法，除前述的计算机图示法外，尚有单纯形法、转轴法和序列层法等，现分述如下：

（1）单纯形法

这种反演方法不是沿着某种方向进行搜索，而是对m维空间（m个反演参数）的$m+1$个参数点（它们构成一个单纯形的顶点）上的目标函数值进行比较，舍去其中最坏（目标函数值最大）的点，并以某种方式代之以新的点，从而构成一个新的单纯形，重复下去，逐渐逼近极小点。

（2）转轴法

Rossen-Brock（1960）首先提出这种反演方法。其基本思想是，把大地电磁测深曲线的m个反演参数看作是m维空间中的各个坐标值，然后沿每个坐标方向进行搜索，找到一个暂时最佳点，再将坐标轴转动一个角度，使其中的一个轴通过暂时最佳点。如此反复下去，当目标函数的变化和各参数的变化足够小时，反演终止。

（3）序列层法

在一维大地电磁测深中，根据阻抗的递推公式，已知第m层表面的阻抗和该层的层参数ρ_m，h_m时，可以计算出第$m+1$层的表面阻抗，这就相当于消除了包括第m层在内以上各层的影响，从而简化了大地电磁测深曲线的解释。一般表层参数可设法得到，则依次往下递推，可以求出下面各层的参数。

（4）解析法

近年来，有人提出了一种解析的一维大地电磁反演方法。因为在一旦给定周期T，则表面阻抗只受某个深度H以上构造的影响，在更大的深度，只能影响比T更长周期的阻抗。因此，这方法是从可利用资料组的最短周期开始，尝试解释观测的响应，具体地说，就是两层电性构造的视电阻率$\rho_a(T)$和相位$\phi(T)$。然后向更长周期方向移动，用解析的办法，可以在更大的深度上计算出新的层次。同时能确保反演过程不发散，且通过约束条件保持必要的最少层数。这种反演方法的主要特点是简便，以及需要的计算时间和存贮量最少。

3．求导数的反演方法

这是应用最广泛和成功的一类反演方法，主要包括梯度法、高斯-牛顿法、马奎特法和广义逆矩阵反演法等。

（1）梯度法

根据目标函数在给定模型附近的最速下降方向是负梯度方向，很自然地我们就取它作为迭代方向，即取

$$\Delta\lambda_j^{(l)} = -\alpha^{(l)} \frac{\left(\frac{\partial\phi}{\partial\lambda_j}\right)^{(l)}}{|\nabla\phi(\lambda^{(l)})|}$$

式中$\alpha^{(l)}$为步长因子，显然$\alpha^{(l)}\in(0,1)$。

在梯度法的相邻两次迭代中，梯度方向是互相正交的，所以逼近极小点的路径呈"之"字形。开始几次迭代时，步长较大，自变量的改变和目标函数的下降幅度都比较大。随着向极小点的靠近，步长变小，因而目标函数下降得很慢。其等值面围成的椭球体拉得愈长，收敛愈慢，甚至无法逼近极小点。但是，梯度法常常作为一种初始寻查的方法，用以求得一个较好的初始点，然后再用更完善的方法去求最终的解；另一种情况是当其他方法都发散时，梯度法则是一种可供选择的方法。

（2）高斯-牛顿法

高斯-牛顿法的法方程是

$$P^TP\Delta\lambda=P^TR$$

其中P为ρ_{ei}对模型参数的一阶偏导数构成的雅可比矩阵，R为观测数据的误差向量。

首先，在高斯-牛顿法中，校正步长向量的方向与目标函数的梯度方向垂直，所以目标函数在极小点附近比梯度法下降得快。其次，高斯-牛顿法是最小二乘法的典型代表，法方程的系数矩阵P^TP总是实对称矩阵，其特征值不但是实的，而且是非负的。这样，我们不仅摆脱了原始（超定）方程的不相容性，而且方程个数也比原始方程少，这正是最小二乘法优点。但是高斯-牛顿法也具有很大的局限性，那就是当地球的电性结构存在等值性和不灵敏参数，以及观测资料在某段取值过多时，P^TP呈奇异或病态，法方程将有多解，或解不稳定。

（3）马奎特法

在高斯-牛顿法的法方程中，当系数矩阵为奇异或病态时，求解会遇到困难。为克服这一困难，必须设法消除零特征值或小特征值的影响。可在主对角元素上加一个正数α，则得马奎特法的法方程

$$(P^TP+\alpha I)\Delta\lambda=P^TR$$

式中α称为阻尼系数。

由于α的引入，降低了条件数，改善了法方程的条件，增加了解的稳定性；另外，通过改变α的数值大小，可以控制实施何种算法，以获得最佳的收敛方向，从而最快地达到极小点。也就是说，马奎特法是在最小二乘法与梯度法之间取某种插值，力图以最大的步长前进，同时又紧靠最速下降方向，保证其稳定收敛。

马奎特法吸取了梯度法与高斯-牛顿法的优点，克服了它们的缺点，因此在大地电磁资料解释中非常凑效。

（4）广义逆矩阵反演法

最小二乘法存在着两方面的缺点，其一是法方程系数矩阵的条件数是原始方程系数矩阵条件数的平方，因此采用最小二乘法，必将加重解的不稳定。其二是在形成系数矩阵和常数项时，相当于对原始方程进行了改造，破坏了原始方程的某些信息，这在观测有限、信息十分宝贵的情况下，对结果不利。虽然马奎特法的法方程，其系数矩阵的条件数有所降低，解的稳定性有所提高，但是后一个缺点仍然存在，尚且又降低了分辨率。为了克服这些缺点，我们不从法方程出发，而直接着眼于超定方程

采用奇异值分解，求广义逆矩阵。

$$P=P\Delta\lambda=R$$

从理论上讲，采用广义逆矩阵反演法，即使在包含有零奇异值的情况下，也能得到唯一解。但在实际计算中，遇到的多是小奇异值。这些小奇异值会使相应的模型参数改正量变得很大，以致超出线性近似所允许的范围，模型参数将沿错误的方向变化，导致迭代发散。所以在反演过程中，必须设法抑制小奇异值的不利作用。可通过两种途径，一种是将小奇异值截除，在反演中不修改与其相应的参数；另一种是阻尼小奇异值的不利影响，控制与其相应的模型参数改正量。这两种途径统一地包含在改进的广义逆矩阵反演法中。

总之，使用改进的广义逆矩阵反演法，即使在病态情况下，也能求得问题的解——范数最小的最小二乘解。即用此方法确定的模型参数改正向量的长度最短，有利于迭代过程的稳定收敛。可以获得许多有关模型参数广义等值性和观测数据之间相关性的辅助信息，如分辨矩阵、信息密度矩阵和方差等，这对帮助评价解释结果和指导资料处理与获取都很有意义。其次，改进的广义逆矩阵反演法可以兼备一些其他反演方法的长处，算法比较灵活，例如通过可变的临界值，控制非重要参数改正量的大小，可达到逐步稳定收敛。另外，用奇异值分解法可以清楚地阐明超约束、欠定、或二者兼而有之的各种情况下，线性代数方程组的解的几何意义。因此，广义逆矩阵反演法目前已引起人们的普遍重视，不仅用于大地电磁测深资料的反演问题，而且也用于其他地球物理资料的反演问题中。

三、二维反演中的困难与某些克服办法

在反演过程中，每迭代一次，对每个频率都要计算一次模型数据及其对该模型每个参数的偏导数。也就是说，需要进行若干次正演计算。这对一维问题，可用简单的解析法，而在二维问题中，要用解析法求解反映各种地球物理场的偏微分方程，显然困难很大。对某些简单模型，只有当正交坐标系的一个坐标面与非均匀体的交界面重合时，解析法才有效。而且解析法所得到的数值结果也具有近似性，因为这是对实际模型进行理想化的结果，并且对于傅氏级数形式的解析解，根据精度要求与可能，只取了有限项。其次可藉助于场所等价的物理模型试验，即采用模拟实验法。这种正演求解方法，可以模拟任何形状的二维甚至三维模型，避免了复杂的数学运算，适应性强，但是需要建立相应的实验设备，最终的解受到仪器精度和操作水平的限制，而且对于各种复杂条件的相似模拟，也存在着许多技术上的困难。第三种正演求解方法是数值法，包括有限差分法、传输面相似对比法、积分方程法和有限单元法等。它们是随着大型、高速电子计算机的出现与计算数学的渗透发展起来的一类求解偏微分方程的近似方法。其中有限差分法，必须将求解区域划分为矩形网格，取格点为离散点，原则上只适合于由水平线和竖直线围成的区域，对任意形状的边界处理较困难，误差也较大。传输面相似对比法是根据电磁场的麦克斯韦方程与电压、电流的传输面方程之间的相似性，将求解电磁波传播的问题，转化为求解与其相当的传输面问题。再利用差分原理，将模型参数离散化，形成差分方程。这实质上，也是一种有限差分法。至于积分方程法，其基本思想是根据地面或空间任一点的异常场值只与分界面上的极化电荷电流有关，因此电磁场的求解问题变成对分界面上电荷电流的积分问题。由于它涉及的不是全部空间，而仅是不均匀构造所占有空间的体或面、对存贮量和计算时间都可相对节省，是具有高度通用性的一种二维正演计算方法。

然而，最重要的正演数值算法还是有限单元法。它能解决任意形状边界和复杂构造的

正演求解问题，其精度仅仅取决于机器容量和计算时间。

大地电磁测深资料的二维自动反演解释，除要求正演计算出二维地质模型条件下大地电磁场沿走向分量的分布外，还需要计算这些分量在地面处沿垂直方向的偏导数，以求出辅助场分量的地表数值，进而计算出地表视电阻率。另外，还要计算地面视电阻率相对模型参数的偏导数。在二维反演中，当用有限单元法作正演计算时，由于在迭代过程中，模型无法预先知道，网格无法合理划分，若只靠加密网格线来保证精度的话，要花费大量的计算机时间，耗资巨大，甚至受到计算机容量的限制。尤其对复杂二维模型的自动反演，已使许多人望而生畏，多年来进展缓慢。因此在二维自动反演中，如何使正演问题的计算时间缩减到最小至关重要，这也是大地电磁资料二维自动反演中的一个实际困难。虽经许多人的长期艰苦的努力，但是普遍适用的二维反演方法至今仍未找到，目前只能针对具体问题采取不同的策略。第一类策略是绕道前进的办法，其中包括用一维反演代替二维反演和不用求解法方程的人机联合试凑反演两种方法。在区域构造近似水平即横向变化缓慢的地区，通过在各个MT测点，局部地用水平层状模型自动拟合观测资料，并且沿资料剖面，把反演结果拼接在一起，仍可作出很好的区域解释。即便对于二维模型，根据畸变效应的规律，确定出实测视电阻率曲线的畸变类型和程度，选择畸变最小的曲线（纵向或者横向）作一维反演，往往也能获得较好的效果。但在一般情况下，当确定浅部的第一个高阻基底起伏时最好用横向视电阻率曲线，当研究深部构造时最好用纵向视电阻率曲线。如果畸变不严重，即横向曲线与纵向曲线比较接近时，可计算其等效视电阻率曲线 $\rho_{tf}=\sqrt{\rho_{xy}\rho_{yx}}$，并对此作一维反演。由于畸变效应多具局部性质，所以也可先按视电阻率曲线的形态，把解释地区分为以一种曲线形态为主的不同亚区，再对每一亚区内的所有曲线加以平均，以圆滑掉局部效应的影响，最后对各亚区的平均视电阻率曲线做一维反演。然而不论怎样变换花样，用一维反演方法解释非一维构造总有误差。为此必须研究直接进行二维反演的方法，可以不去求解法方程，而是选择适当的初始模型，在包含最重要信息的少数几个频率点上，用有限单元法计算地表测点的大地电磁响应函数值，使之与观测资料拟合，如不拟合，则对模型作人工的直观修改，再将修改后的模型当作初始模型，重复上述步骤。这种人机联合的反演方法，其关键在于一般不能达到一次就拟合的情况下，如何对模型进行修改，使之逐步逼近真实模型。方法的效率取决于使用者的地质、地球物理和反演理论的造诣，特别是对测区剖面内构造的认识把握到什么程度。当对先验性信息一无所知或知之不多时，由于反演问题的多解性，所得结果虽然是其中的一个解，但是，是否代表真解，无从判断。此外，这种方法精度不高，效率很低。第二类策略是对求解区域根据构造形态与介质特性进行分块，使每个块内的所有单元具有同一电阻率值。这样，随着模型参数的显著减少，可以大大降低计算量。显然，解的精度尚与分块的数目有关，要想分辨出区域构造的细节，必须对求解区域进行细分。

近几年来，有人将Pelton在电阻率法和激发极化法二维解释中采用的“快速反演法”，引入MT资料的自动反演中，用以代替迭代过程中，用有限单元法计算地表响应函数及其对模型参数求偏导数的过程，大大加快了求解 ρ_{ci} 和 $\frac{\partial\rho_{ci}}{\partial\lambda_j}$ 的速度。因此，这种反演方法大量节约了计算时间，而且当初始模型偏离实测数据的模型参数较大时，也能保证迭代过程的稳定收敛。但是这种反演方法也有其局限性，即事先要对初始模型有个初步正确的估计；

也要估计出模型参数的变化范围；同时对反演的参数个数目前尚有一定的限制，不能多于三个，这就相当苛刻地限制了它的实际应用范围。

四、大地电磁反演中的某些理论问题

上述反演方法的研究，就属于反演中的一个很重要的理论问题，其他理论问题还有反演解的非适定性，反演解的评价和约束条件等。

在大地电磁解释中，解的存在性是不成问题的，非适定性主要表现在非唯一性和不稳定性上，而且二维反演比一维反演远为严重。反演解的非唯一的原因归根结底是由于信息有限，而观测误差的存在则加剧了这种不唯一性。

解不唯一几乎是所有地球物理反演问题的通病，任何数学方法均无能为力。面对这一困难，首先必须尽可能多地求出这些解，然后寻找规律，这些解的共同特性，必然是真解的特性。其次，当我们在某一固定的深度区间D上取解的滑动平均时，其结果基本相同，此时，我们虽然不能分辨出D尺度内解的差异，看不出解在此尺度内的“尖锐”特性，比如导电性的变化细节，但却能给出一个“平均”结果，反映了真解的“平均”特性。第三是添加额外的资料组，对某些参数提供更多的信息，或者固定地质上认为合理的某些参数（根据其他地球物理资料，上层电性构造为已知，或从地质上推断出某些界面），当作独立于观测资料的先验信息，以约束条件的形式引入反演过程中，使反演模型更简化。这样，不仅可以大大缩短计算时间，而且把解限制在一个更窄的范围内，从而降低了多解性，有可能提取出符合地球物理意义的解。

至于研究解的稳定性问题，可从方程

$$A\lambda=B$$

出发，得到

$$\frac{\|\Delta\lambda\|}{\|\lambda\|}\leqslant\frac{K(A)}{1-K(A)\dfrac{\|\Delta A\|}{\|A\|}}\left(\frac{\|\Delta A\|}{\|A\|}+\frac{\|\Delta B\|}{\|B\|}\right)$$

这个不等式说明了反演解的相对变化与系数矩阵和自由项的相对变化间的关系。可以看出，系数矩阵和（或）自由项的相对变化愈大，反演解的相对变化也愈大，解愈不稳定；条件数愈大，解的相对变化也愈大，解也愈不稳定。由于解的不稳定，小的资料误差将引起模型有大的变化，这与问题的物理确定性是不相容的，也给解决实际问题造成困难。实际上，由于模型误差、观测误差和数值计算舍入误差的存在，因此，除在建立模型和取得资料时就要考虑控制稳定性之外，尚需寻求数值稳定的反演方法。

综上所述，解的存在性、唯一性与问题的数学确定性有关，而解的稳定性与问题的物理确定性以及利用有误差的观测资料去求解的实际可能性有关。

反演解的性质，关键在核函数和观测资料，核函数表征对地球电性模型的空间滤波作用；观测资料有误差必将导致地球模型产生误差。由此，当核函数与观测误差给定之后，反演解的空间分辨率总是有限的，不大可能依靠增加观测资料来提高分辨率。

五、结束语

在大地电磁测深中，由于反演问题的重要性，引起了愈来愈多人的关注，研究的问题已涉及到从基本理论到具体反演方法的各个方面。特别是其他学科与专业的渗透，例如大量地吸取了计算数学中的最优化与线性规划理论，代数学中的矩阵论和工程学中的信息论知识，使研究工作进展很快。对一维反演，已初步形成比较完善的理论系统，至于二维反演中的困难，主要来自正演方面，一旦找到快速的正演计算方法，对二维反演问题将会大有帮助。近年来，我国学者王家映用地震勘探中的反射界面代替大地电磁测深中的体积勘探思想，提出了拟地震解释法，这不仅是大地电磁测深反演解释的一个重大变革，而且可望降低多解性，也使二维反演有可能成为现实。此外必须提醒大家注意，在大地电磁资料的反演解释中，对解进行科学的评价比获得解的本身更加重要。过去我们对这个问题重视不够，今后在我们的工作中应该得到充分的反映，有关这方面的内容可参看Backus-Gilbert的系统论述。

大地电磁测深资料的剥皮反演方法的应用

王 宝 钧

（国家地震局地质研究所）

一、引 言

根据大地电磁测深资料，发现了壳内和上地幔内有两个特殊的导电层位，即在壳内和上地幔内普遍存在着几—几十Ω·m的低阻层。我国华北、西北壳内及上地幔内都存在着这两个高导层，世界其它地区，如苏联、美国、澳大利亚也都发现了这两个层位。地壳内高导层埋深一般为20km左右，上地幔高导层埋深一般为40—100km左右。高导层的发现引起地球物理工作者的普遍重视。因为高导层的分布特征与大地构造特征，大陆浅源地震，高强地热流区及近代构造活动有着密切的关系。因此准确地确定高导层的分布特征将是十分重要的。但是由于大地电磁测深曲线的等值性（即对某些不同地电断面所获得的测深曲线几乎一样），因此往往给解释带来一定的误差，甚至有时误差很大。本文的剥皮反演法，在一定程度上有助于克服测深曲线的等值性给反演方法带来的多解性，使确定出的壳内高导层特征参数更为准确。

二、基本原理

方法的原理是，当我们知道了表层的电性参数，那么根据地面上得到的阻抗值便可以推导出下一层表面上的输入阻抗。这相当于将表层的参数对ρ_T曲线的影响消除掉（在整个周期范围内进行）。剩下的ρ_T曲线只反映下部岩层导电特征，即相当于测点向下移动到未被消除影响的岩层之顶面上。这样我们就可以逐次进行剥皮反演。下面推导由地面上得到的输入阻抗值来确定下部任意界面上的输入阻抗值的公式。

在地面上，n层剖面的输入阻抗可写成

$$Z_n=-\frac{i\omega}{k_1}\mathrm{cth}\left\{\kappa_1 h_1+\mathrm{Arcth}\left[\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}}\mathrm{cth}\kappa_2 h_2+\cdots\right]+\right.$$

$$\left.\mathrm{Arcth}\left[\sqrt{\frac{\rho_{n-1}}{\rho_{n-2}}}\mathrm{cth}\left(\kappa_{n-1}h_{n-1}+\mathrm{Arcth}\sqrt{\frac{\rho_n}{\rho_{n-1}}}\right)\right]\right\} \qquad (1)$$

式中 ρ_1，h_1；ρ_2，h_2；…，ρ_{n-1}，h_{n-1}；ρ_n是各层的电阻率及厚度；κ_1，κ_2，…κ_{n-1}是各层的波数，ω是圆频率。

引进函数

$$W_1=0.2TZ_n^2 \qquad (2)$$

W_1是复数。因为

$$0.2T\left(-\frac{i\omega}{\kappa_1}\right)^2=-i\rho_1$$

所以（2）式可以写成

$$W_1=-i\rho_1(u_1+iv_1)^2 \tag{3}$$

此处u_1及v_1是$\frac{Z_n}{-i\omega/\kappa_1}$的实部及虚部

$$u_1+iv_1=\mathrm{cth}\left\{\kappa_1h_1+\mathrm{Arcth}\left[\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}}(u_2+iv_2)\right]\right\}$$

$$u_2+iv_2=\mathrm{cth}\left\{\kappa_2h_2+\mathrm{Arcth}\left[\sqrt{\frac{\rho_3}{\rho_2}}(u_3+iv_3)\right]\right\}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$u_{n-2}+iv_{n-2}=\mathrm{cth}\left\{\kappa_{n-2}h_{n-2}+\mathrm{Arcth}\left[\sqrt{\frac{\rho_{n-1}}{\rho_{n-2}}}(u_{n-1}+iv_{n-1})\right]\right\}$$

$$u_{n-1}+iv_{n-1}=\mathrm{cth}\left\{\kappa_{n-1}h_{n-1}+\mathrm{Arcth}\sqrt{\frac{\rho_n}{\rho_{n-1}}}\right\} \tag{4}$$

也即

$$u_j=\mathrm{Recth}\left\{\kappa_jh_j+\mathrm{Arcth}\left[\sqrt{\frac{\rho_{j+1}}{\rho_j}}(u_{j+1}+iv_{j+1})\right]\right\}$$

$$v_j=\mathrm{Imcth}\left\{\kappa_jh_j+\mathrm{Arcth}\left[\sqrt{\frac{\rho_{j+1}}{\rho_j}}(u_{j+1}+iv_{j+1})\right]\right\}$$

一般情况下

$$W_j=-i\rho_j(u_j+iv_j)^2 \tag{5}$$

取 $|W_j|=\rho_{Tj}$，W_j的相位为φ_{Tj}，由此得

$$W_j=\rho_{Tj}e^{i\varphi_{Tj}} \tag{6}$$

使（5）、（6）式右边相等，则有

$$\sqrt{\rho_j}u_j+i\sqrt{\rho_j}v_j=\pm\sqrt{\rho_{Tj}}\,e^{\frac{i\left(\varphi_{Tj}+\frac{\pi}{2}\right)}{2}}$$

$$=\pm\sqrt{\rho_{Tj}}\left(\cos\frac{\varphi_{Tj}+\frac{\pi}{2}}{2}+i\sin\frac{\psi_{Tj}+\frac{\pi}{2}}{2}\right)$$

因为互相垂直的E和H分量之间的相位差应在第一及第四象限，所以有

$$\sqrt{\rho_j}u_j=-\sqrt{\rho_{Tj}}\cos\frac{\psi_{Tj}+\frac{\pi}{2}}{2}$$

$$\sqrt{\rho_j}v_j=-\sqrt{\rho_{Tj}}\sin\frac{\varphi_{Tj}+\frac{\pi}{2}}{2} \tag{7}$$

W_j的模及幅角可通过u_j和v_j来表示

$$\rho_{Tj}=(\sqrt{\rho_j}u_j)^2+(\sqrt{\rho_j}v_j)^2$$

$$\varphi_{Tj}=2\mathrm{Arctg}\frac{\sqrt{\rho_j}v_j}{\sqrt{\rho_j}u_j}+\frac{3}{2}\pi \tag{8}$$

方程（4）给出了下列关系式

$$u_{j-1}+iv_{j-1}=F(u_j+iv_j)$$

式中$j=2,3,\cdots,(n-1)$

我们来确定其反函数

$$u_j+iv_j=F^{-1}(u_{j-1}+iv_{j-1})$$

我们将这种运算运用到方程（4）中的某一等式，如假定$j=2$时，按求反函数的方法把（4）中的第一等式两边取反余切得

$$\sqrt{\rho_2}(u_2+iv_2)=\sqrt{\rho_1}\mathrm{cth}\{-k_1h_1+\mathrm{Arcth}(u_1+iv_1)\}$$

因为

$$-\kappa_1h_1=\frac{1}{2}\ln e^{-2k_1h_1}$$

$$\mathrm{Arcth}(u_1+iv_1)=\frac{1}{2}\ln\frac{u_1+iv_1+1}{u_1+iv_1-1}$$

所以

$$-\kappa_1h_1+\mathrm{Arcth}(u_1+iv_1)=\frac{1}{2}\ln\left(\frac{u_1+iv_1+1}{u_1+iv_1-1}e^{-2k_1h_1}\right)$$

$$=\frac{1}{2}\ln[(P_1-iq_1)e^{-2k_1h_1}]$$

其中

$$p_1=\frac{u_1^2+v_1^2-1}{(u_1-1)^2+v_1^2}$$

$$q_1=\frac{2v_1}{(u_1-1)^2+v_1^2}$$

于是有

$$\sqrt{\rho_2}(u_2+iv_2)=\sqrt{\rho_1}\frac{\exp\ln[(p_1-iq_1)e^{-2k_1h_1}]+1}{\exp\ln[(p_1-iq_1)e^{-2k_1h_1}]-1}$$

$$=\sqrt{\rho_1}\frac{(p_1-iq_1)\,e^{-2k_1h_1}+1}{(p_1-iq_1)\,e^{-2k_1h_1}-1}$$

由于

$$-2k_1h_1=-\frac{4\pi h_1}{\sqrt{10\rho_1T}}(1-i)=-\pi h_1\sqrt{\frac{1.6}{\rho_1T}}(1-i)$$

$$=-\gamma_1(1-i)$$

经过一些变换后有

$$\sqrt{\rho_2}(u_2+iv_2)=\sqrt{\rho_1}\frac{e^{-\gamma_1}(p_1-iq_1)(\cos\gamma_1+i\sin\gamma_1)+1}{e^{-\gamma_1}(p_1-iq_1)(\cos\gamma_1+i\sin\gamma_1)-1}$$

$$=\sqrt{\rho_1}\frac{(a_1+1)+ib_1}{(a_1-1)+ib_1}=\sqrt{\rho_1}\frac{a_1^2+b_1^2-1}{(a_1-1)^2+b_1^2}-i\frac{\sqrt{\rho_1}2b}{(a_1-1)^2+b_1^2}$$

其中

$$\gamma_1=\frac{\sqrt{1.6}\,\pi h_1}{\sqrt{\rho_1}\sqrt{T}}$$

$$a_1 = e^{-\gamma_1}(p_1\cos\gamma_1 + q_1\sin\gamma_1)$$
$$b_1 = e^{-\gamma_1}(p_1\sin\gamma_1 - q_1\cos\gamma_1)$$

因此可以按下式计算$\sqrt{\rho_2}u_2$及$\sqrt{\rho_2}v_2$

$$\sqrt{\rho_2}u_2 = \sqrt{\rho_1}\cdot$$

$$\cdot\frac{e^{-\gamma_1}[(u_1+1)^2+v_1^2] - e^{\gamma_1}[(u_1-1)^2+v_1^2]}{e^{-\gamma_1}[(u_1+1)^2+v_1^2] + e^{\gamma_1}[(u_1-1)^2+v_1^2] - 2[(u_1^2+v_1^2-1)\cos\gamma_1 + 2v_1\sin\gamma_1]}$$

$$\sqrt{\rho_2}v_2 = \sqrt{\rho_1}\cdot$$

$$\cdot\frac{2[2v_1\cos\gamma_1 - (u_1^2+v_1^2-1)\sin\gamma_1}{e^{-\gamma_1}[(u_1+1)^2+v_1^2] + e^{\gamma_1}[(u_1-1)^2+v_1^2] - 2[(u_1^2+v_1^2-1)\sin\gamma_1 + 2v_1\cos\gamma_1)}$$

函数$\sqrt{\rho_j}u_j$及$\sqrt{\rho_j}v_j$同样可通过u_{j-1}，v_{j-1}及γ_{j-1}表示出来。

这样，若知道了n层剖面在地面处的ρ_T及φ_T值，并且知道了上部各层的厚度及电阻率时，则可以确定ρ_T及φ_T在下面任意界面上的值。即知道了ρ_T，φ_T，h_1，ρ_1，h_2，ρ_2，…，h_{j-1}，ρ_{j-1}就可以计算第j层表面上的ρ_{Tj}，φ_{Tj}。

三、计算结果

我们考虑一个三层模型的理论曲线，其中间层对应着高导层。图1为三层模型的视电阻率曲线。我们对该视电阻率曲线做一维反演。由于低阻薄层引起电磁测深曲线的等值性，所以反演结果与给定的初始参数值有很大的关系。模型A及模型B是由于两组不同的初始参数值所得到的两组不同的模型结果（图2）。从中可以看出，中间高导层的厚度和电阻

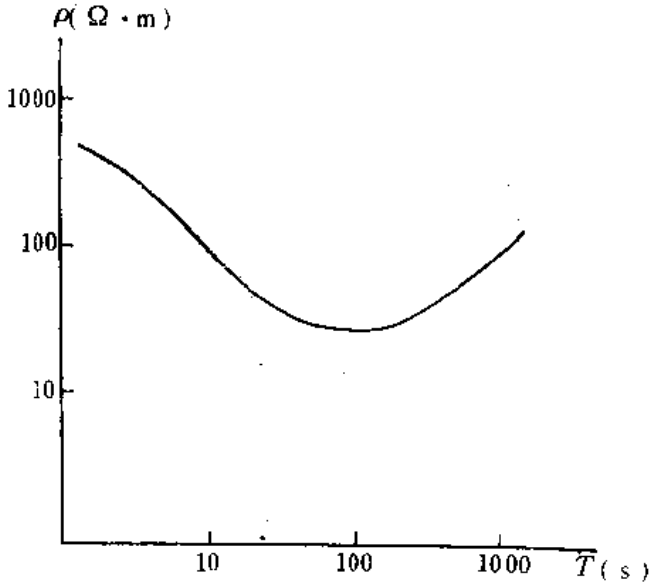


图1 视电阻率曲线

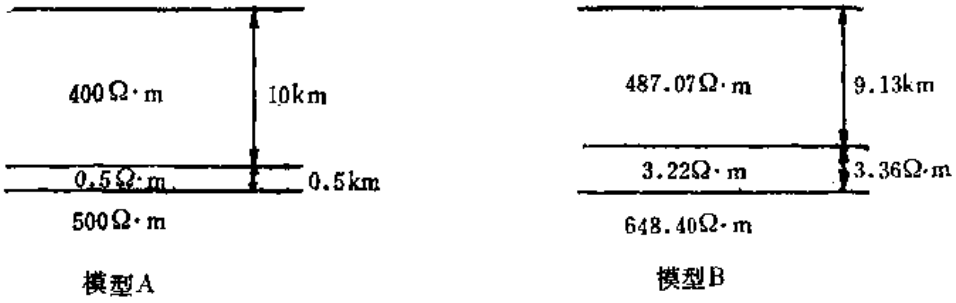


图 2　由不同初始参数得到的模型

率差别很大。采用剥皮的方法，利用已知的ρ_T、φ_T（见图 3）、ρ_1、h_1，我们可以分别求出模型A及B第二层表面上的视电阻率曲线（见图 4）。我们可以看出，经剥皮以后，两个

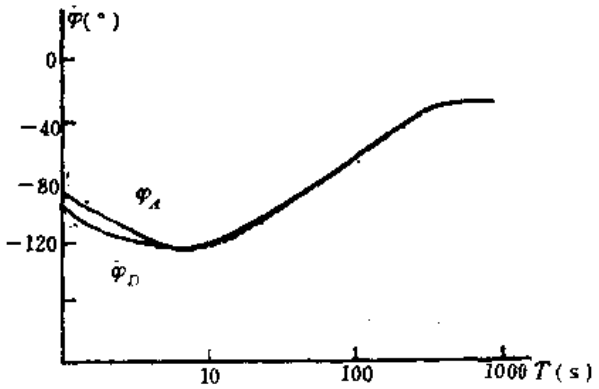


图 3　模型A和模型B的相位曲线

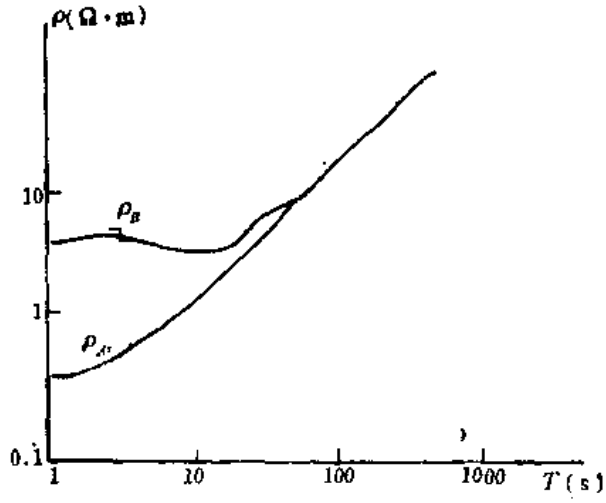


图 4　模型A及B经剥皮后在第二层表面上的视电阻率曲线

模型的视电阻率曲线有很大差别，这样再进行反演将得出正确的地电模型，克服了因低阻薄层使曲线产生的等值性。

图 5 为横过北京地区NNE构造走向的文化营—王辛庄剖面上的李各庄测点的视电阻率曲线，曲线为四层曲线，中间对应着壳内高导层，曲线的尾枝对应着上地幔高导层。由

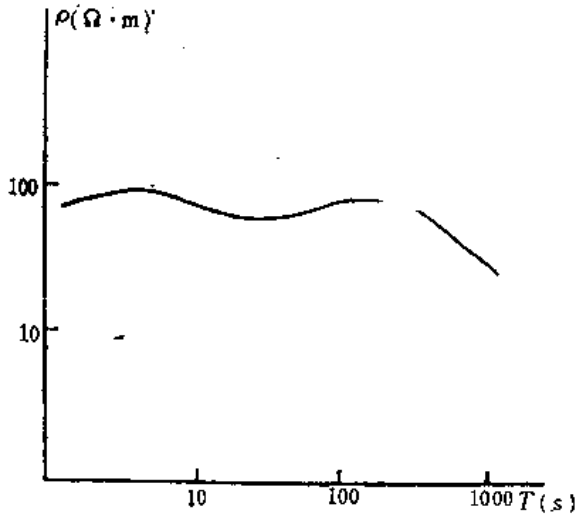


图 5　李各庄测点的纵向视电阻率曲线

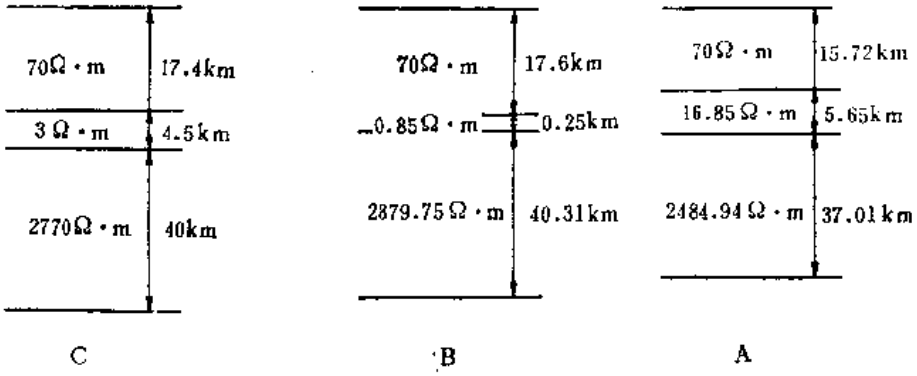


图 6　由不同初始参数得到的模型

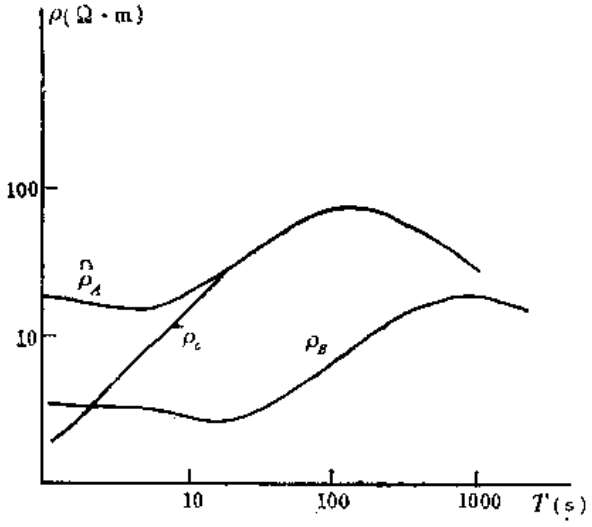


图 7　模型A、B、C经剥皮以后得到的三层视电阻率曲线

于等值性，不同的初始参数得到不同的模型结果（图 6）。因此，这就给地质解释带来很大的人为性。采用本文的方法，剥去表面的影响，剩下三层视电阻率曲线（见图 7）。我们看到不同的模型对应着不同的三层曲线，这样再进行一维的反演将克服等值性带来的断面多解性。

图 8 上方的曲线是凹陷区内文化营测点的纵向视电阻率曲线，曲线为五层曲线。曲线左支明显上升，过第一个极大值后在曲线中部出现极小或者拐点，但不明显。在长周期范围内，曲线右支很快下降。从纵向视电阻率曲线的形态看，该点地下电性结构应为多层的地电断面特征。在沉积盖层之下为高阻层，在高阻层之下有导电层，其后又有一个高阻层，接着是反映更大深度上的上地幔内的导电层。采用剥皮方法去掉上两层的影响，我们可以看到曲线是一条

明显的三层曲线（图 8 中下面的曲线）。壳内高导层对应的曲线极小点更为明显。

图 9 是固城测点的视电阻率曲线。图10为固城测点的相位曲线，我们做了该曲线的一维剥皮反演（见图11）。模型 a 为去掉第一层的反演结果，模型 b 为去掉第二层的反演结果。由于固城测点相位曲线比较分散可能对计算结果带来一定误差。

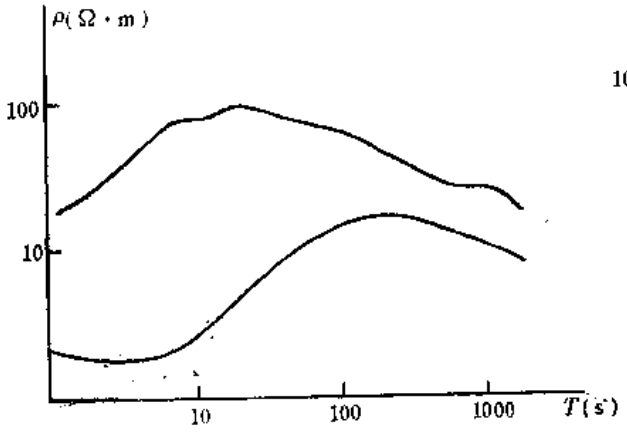


图 8　视电阻率曲线

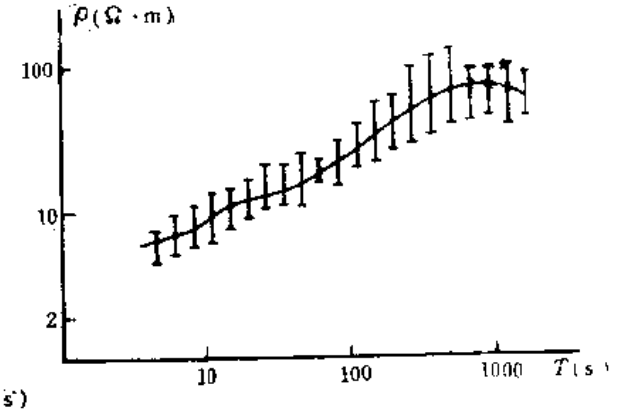


图 9　固城测点的纵向视电阻率曲线

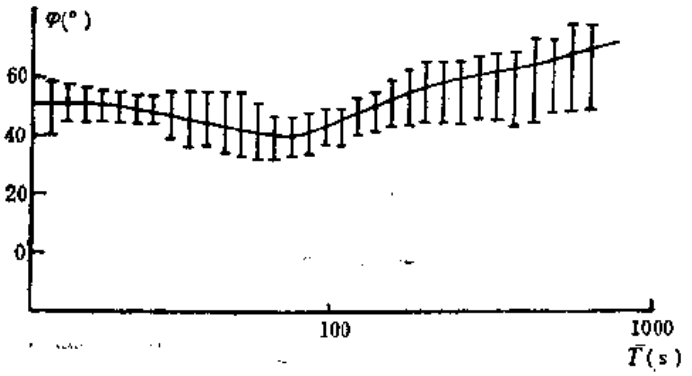


图 10　固城测点的相位曲线

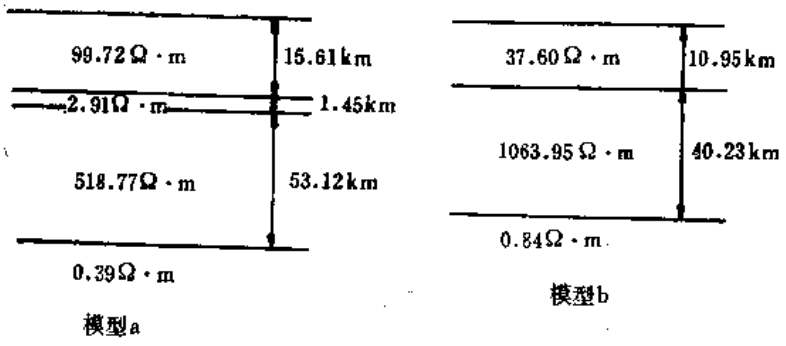


图 11　固城测点的剥皮反演结果

四、结　论

通过对理论和实际视电阻率曲线所进行的一维剥皮反演，证明了本文所提的方法可作为大地电磁测深资料的一种反演方法，该方法有助于消除等值性给测深曲线带来的多解性。

参 考 文 献

Прикладная Геофизика, 1971, Выпдск 62, 128—135.

大地电磁测深张量阻抗的程序设计

（DJS-6 算法语言）

李文录

（广东省地震局）

前　言

数据处理是大地电磁测深法的主要任务之一。而程序设计则是数据处理的基础。为此，我们设计编写了在DJS-6型计算机上估算大地电磁张量阻程序。程序设计时，充分利用了系统软件及该机的优点，使该程序具有通用性、灵活性和操作方便等优点。下面将从数学模型、功能、设计技巧、处理结果几方面来论述。

一、数学模型

电动力学研究中指出[1]：当一列单色平面电磁波投射到一半无限非均匀各向异性导体的表面时，其电磁场的四个水平分量（电磁分量互为垂直）有如下关系

$$E_x=Z_{xx}H_x+Z_{xy}H_y$$
$$E_y=Z_{yx}H_x+Z_{yy}H_y \qquad (1)$$

其中Z_{ij}为一复常数，称为地表的输入阻抗张量。为了取得较准确的张量阻抗估算值，我们应用最小均方差方法来进行计算。即用任意的两个场分量的频谱预测值与其实测值之间的方差和为最小来求取张量阻抗要素的最佳估算值。四个水平电磁场分量可以构成六种不同对的组合，因为相应地得到阻抗要素的六种最佳估算值。现将它们概括为

$$Z_{xx}=\frac{\langle E_xA^*\rangle\langle H_yB^*\rangle-\langle E_xB^*\rangle\langle H_yA^*\rangle}{\langle H_xA^*\rangle\langle H_yB^*\rangle-\langle H_xB^*\rangle\langle H_yA^*\rangle}$$

$$Z_{xy}=\frac{\langle E_xA^*\rangle\langle H_xB^*\rangle-\langle E_xB^*\rangle\langle H_xA^*\rangle}{\langle H_yA^*\rangle\langle H_xB^*\rangle-\langle H_yB^*\rangle\langle H_xA^*\rangle}$$

$$Z_{yx}=\frac{\langle E_yA^*\rangle\langle H_yB^*\rangle-\langle E_yB^*\rangle\langle H_yA^*\rangle}{\langle H_xA^*\rangle\langle H_yB^*\rangle-\langle H_xB^*\rangle\langle H_yA^*\rangle} \qquad (2)$$

$$Z_{yy}=\frac{\langle E_yA^*\rangle\langle H_xB^*\rangle-\langle E_yB^*\rangle\langle H_xA^*\rangle}{\langle H_yA^*\rangle\langle H_xB^*\rangle-\langle H_yB^*\rangle\langle H_xA^*\rangle}$$

式中A^*、B^*为H_x、H_y、E_x和E_y任意两个分量的共扼复数；$\langle E_xA^*\rangle$，$\langle H_yB^*\rangle$，…等表示相应的频谱密度乘积对N组数据的平均值。A^*、B^*取E_x^*、H_y^*或E_y^*、H_x^*在一维介质时（2）式分母趋于零，因此，通常只计算其余四种估算值。当计算相应的视电阻率时，采用下面公式[3]

$$\rho_{ij}=0.2T|Z_{ij}|^2 \qquad (3)$$

显然，如果原始资料无噪声，上面求得的四种估算值应该是相等的。但实际野外测量

中总存在有噪音。所以，一般取这四种阻抗的平均值。另外，可根据四种估算值之间的差来评价随机噪声对每一个阻抗要素估算值的影响程度。为此，可根据四种估算值来计算每一个阻抗要素的全信息相干度，即

$$CP_{ij}=1-\frac{D}{|R|} \tag{4}$$

式中，$R=\frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}(Z_{ij})_l$ 表示某阻抗要素的 L 种（$1\leqslant L\leqslant 4$）估算值的平均值，

$D=\frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}|(Z_{ij})_l-R|$ 表示某种阻抗要素的 L 种估算值与它们的平均值之差模的平均值（$i,j=x,y$），$-\infty<CP\leqslant 1$。

θ_0 为主轴方位角，其表达式为：

$$\theta_0=\frac{1}{4}\mathrm{arctg}\frac{(Z_{xx}-Z_{yy})(Z_{xy}+Z_{yx})^*+(Z_{xx}-Z_{yy})^*(Z_{xy}+Z_{yx})}{|Z_{xx}-Z_{yy}|^2-|Z_{xy}+Z_{yx}|^2} \tag{5}$$

为描述地下电性结构的二维性，设置了二维判别系数 $skew$ 和椭圆“偏心率” β。它们越接近零，说明地下介质越趋于二维性。其计算公式为：

$$\beta=\left|\frac{Z'_{xx}-Z'_{yy}}{Z'_{xy}+Z'_{yx}}\right|$$
$$skew=\left|\frac{Z_{xx}+Z_{yy}}{Z_{xy}-Z_{yx}}\right| \tag{6}$$

一般 β 和 $skew$ 值小于0.25时，就认为测点下为二维电性构造[2]。

为了衡量资料的质量，判断电磁场的极化特性还设置了如下参数指标。

1．各场分量之间的相关度[2]

$$D_j=\mathrm{COH}(AB)=\frac{\left|\sum_{i=1}^{N}A_iB_i^*\right|}{\left(\sum_{i=1}^{N}|A_i|^2\cdot\sum_{i=1}^{N}|B_i|^2\right)^{1/2}} \tag{7}$$

式中，$j=(1,2,\cdots 6)$，$0\leqslant D_j\leqslant 1$，其中设置 D_6 为磁场间的相关度。D_1 为电场相关度。相关度反映了这组资料电磁场极化方式的差异程度，由（2）可知，D_j 值（除 D_6，D_1 外）越大越好。而一般 D_6，$D_1<0.85$ 我们即认为是非线性极化。

2．电场分量的预测度[2]

它由某电场分量的测量值（$E_{测}$）和计算值（$E_{计}$）的相关度来定义。

$$P_M=\frac{\left|\sum_{i=1}^{N}E_i^{测}E_i^{*计}\right|}{\left(\sum_{i=1}^{N}|E_i^{测}|^2\cdot\sum_{i=1}^{N}|E_i^{计}|^2\right)^{1/2}} \tag{8}$$

式中，M 为 E_x 或 E_y。$0\leqslant P_M\leqslant 1$；它是衡量电场分量测量资料优劣和估计阻抗张量元素可靠性的参数指标。P_M 越接近1，场分量可靠性越高。一般 $P_M\geqslant 0.75$ 时，即认为资料可信。

当用傅氏变换的方法来求取场分量的频谱信息时，为了减小截断效应，在资料处理时

使用了数字预白滤波器和加汉字窗口等措施。

二、程序功能

1．DJS-6计算机可直接使用JTS-86模数转换仪转换的电磁场分量纸带。每份资料处理前仅需加装置系数和离散参数的数据纸带头后即能独立进行这份资料的张量阻抗计算。最后可以从宽行打印机输出其主轴方位上视电阻率值（ρ_{ij}）及其对应的全信息相干度CP_{ij}、主轴转角θ_0、椭率β、二维判别系数$skew$、稳定系数S_i和场分量相关度D_i等地球响应函数。

2．本程序还可合算处理2至7份资料。但总资料分量采样个数不能大于3万(0、1、2、3鼓皆正常)。

3．当需要时，可方便地按下控制台开关跳2。即能在光电机输入数据后，宽行打印原始离散数据。如不弹起开关跳2，当输入电磁格值后能在宽行上打印各子周期$T_{(i)}$及各分量的电磁格值及仪器相移值。计算过程中按下开关跳4，宽行打印各中心周期八种频谱密度乘积虚实部值，打印各分量经校正后各中心周期段25个子周期的频谱的虚实部值及相位值。谱分析计算后若按下开关跳2，打印各中心周期四分量的振幅平均值。

4．程序中还设置了数据检查功能。因用JTS-86模数转换仪离散资料时可能产生错码（如产生大数现象）。通过本程序可修改此类错误。

三、程序设计技巧[4]

1．由于张量阻抗计算式(1)是频率函数，频段按29个中心周期设置(5,6.5,8,…,3200 s)。而大地电磁场的所有地球响应函数是独立于每个中心周期的。为了适应DJS-6计算机的内存及其不稳定的特点。程序设计每个中心周期计算完一组地球响应函数后即宽行输出，并设开关标号的大循环计算。也可灵活地在计算中间跳过某些中心周期的计算，便于跳机后能从磁鼓读数进行计算。

2．本程序设计成多层分程序结构，以便内存释放和处理变界数组。

3．由于离散后数据量庞大，程序设计时光电机按分量输入，经预白和窗口处理后记鼓。因读鼓记鼓速度快，鼓内存大，使跳机后省去从光电机重新输入原始数据步骤，节省时间。

4．程序设计时，电磁格值采用拉格郎日插值方法求取各子周期的对应格值。同时用经验公式离散处理仪器相移。提高了计算精度和效率，减少了数据纸带的长度。

5．程序中充分使用调程序语句，使宽行打印项目灵活加以控制。当需要打印某项目时，可方便按下控制台相应开关。

6．本程序充分利用控制台变量方便快捷优点。在处理1份资料或数份资料合算时，可使用控制台变量IIIA拨入资料份数。当跳机后重新启动时，可通过III拨入指定起始中心周期值。拨下IIIB，即不必重新输入电磁格值纸带。当多个测点资料共用一份电磁格值时，这种方案不但可节省机时，而且可减少人工干予的麻烦。

7．本程序充分利用电传按程序设计打印相应符号，显示计算机目前处理的项目及要

求输入项目，用户根据电传输出内容进行操作，可避免操作中的错误。

8．本程序设计了宽行打印输出表头。使操作者了解输出打印项目与相应开关跳的选择。且打印必要资料参数，使资料得以全面收集。

9．程序设计宽行打印输出时，主要地球响应函数视电阻率和相对应全信息相干度紧挨在一起。程序执行结束前设计了PAGE语句，免于人工宽行走纸，便于资料装订收集。

10．程序设计充分利用过程参数和数组存贮结构关系。

整个程序流程图如图1所示。

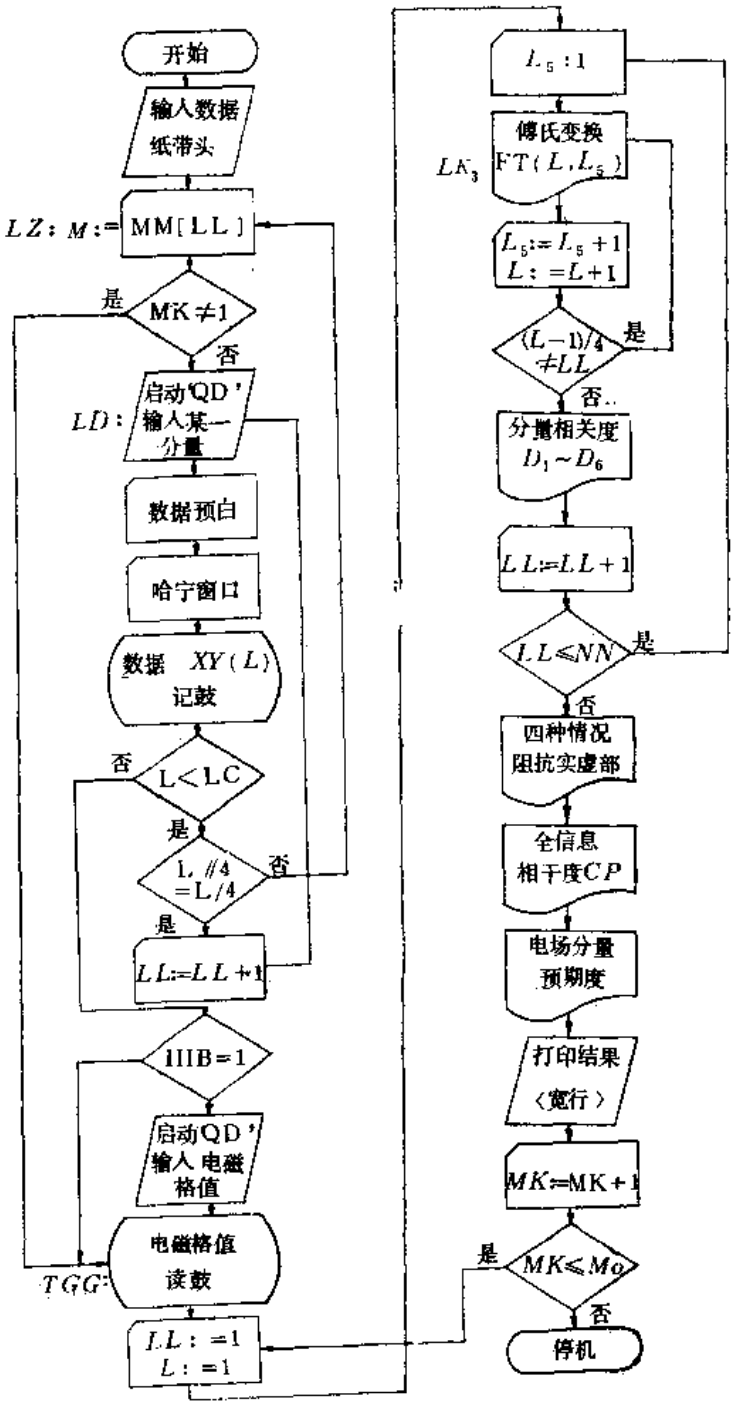


图 1　程序流程图

四、实际资料处理及问题讨论

1．计算结果

应用本程序处理了广东蕉岭三圳，梅县丙村及大埔百候等测点资料。并和中国科学院013机计算的主要结果作了对比，说明本程序数字过程基本正确。程序设计 中地 球响应函数判别指标对资料的选取和评价是有效的。蕉岭三圳测点20号图用本程序计算。其模数转换采样间隔为2 s 。每分量采样个数为2400。当计算机稳定时，计算时间为1h20min。由结果可见其视电阻率ρ_{yx}偏大，ρ_{xy}为正常值。周期10—1250s 的处理结果较理想，全信息矢量相干度$c\phi_{xy}$基本都大于0.80，主轴转角θ_0基本在零度附近摆动。*Skew*及β值基本都在0.1左右。说明其测量方位 NE196°即为地下电性 结构主轴方位。电性结构基本为二维。其电场预测度P_{E_x}，P_{E_y}都在0.8以上，说明测量资料基本可信。应用本程序还处理了该测点其余几份资料，并获得了该测点大地电磁测深视电阻率曲线（图2）。

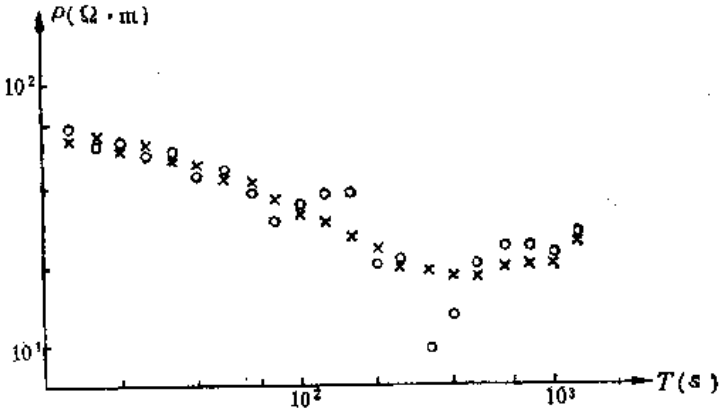


图 2　蕉岭三圳测点ρ_{xy}曲线

○按取舍条件实际电阻率值；×反演结果理论值

上述视电阻率曲线的反演拟合结果为：$\rho_1=59\,\Omega\cdot m$，$h_1=10.7km$；$\rho_2=725\,\Omega\cdot m$，$h_2=2.1km$；$\rho_3=13\,\Omega\cdot m$，$h_3=30.6km$；$\rho_4=956\,\Omega\cdot m$。

通过多个测点的计算说明，用本程序处理大地电磁测深张量阻抗是行之有效的。

2．问题讨论

应用本程序处理广东多个测点资料，结果表明，高频端（周期小于 10 s）的视电阻率值普遍偏大（一般比正常值大1—2个数量级），全信息相干度$c\phi$值普遍低，甚至为负值。这主要是高频端大地电磁场分量的信噪比低，甚至基本上无此频段电磁场信息所致。低频端（周期大于1250s）的视电阻率值偏小（比中间频段正常值小1-2个数量级），其全信息相干度$c\phi$值却一般接近1。这种现象，主要是系统的温漂噪声引起的，其中包括记录仪检流计悬丝温度特性。因温漂本身是相关噪声，当低频端温漂占信息的主导地位时，全信息相干度$c\phi_{ij}$则基本接近1。上述说明全信息相干度$c\phi$值不能作为相关噪声判别指数。

在实际资料处理中，ρ-T 视电阻率值经常极为分散，甚至分散不成曲线。其原因是：本程序对相关噪声没有消除功能和判别指标；其二是本程序对电磁场分量的幅值缺少取舍判别；其三是本程序还没有记数读数的数据校验措施。

假设采用参考道法，广义逆法，或设置频段上的窄带滤波法和振幅判别法可能对改善张量阻抗计算特别是消除噪声影响会有帮助。当然，选取信噪比高，频谱丰富的高质量的原始记录也是提高计算质量降低视电阻率曲线离散度的关键。

本程序经成都地质学院与我队在广东地震局计算机室DJS-6机上调试基本通过后，又经我队同志在实际上机计算中得以较大修改完善。资料的模数转换及上机计算等由段晖吉、聂树明等同志一起参与完成。

参 考 文 献

〔1〕 周奇译，连续媒质电动力学，人民教育出版社，1983年

〔2〕 大地电磁测深中处理非均匀介质的张量阻抗法，国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组，地震出版社，1981年

〔3〕 国家地震局地质研究所电磁测深组，估算张量阻抗的大地电磁测深资料处理方法，地震出版社，1981年

〔4〕 北京工业大学计算站，怎样使用计算机（第二版），科学出版社，1979年

〔5〕 L. Cagniard, Basic theory of the magnetotelluric method of geophysical prospecting, Geophysics, Vol. 18, No. 3, 1953

我国西北部分地区大地电磁观测中的信噪比

张云琳　郭守年　司玉兰❶

（国家地震局兰州地震研究所）

大地电磁法是一种研究地球内部电性特征的地球物理方法。通过对地球表面天然变化的电磁场微扰进行观测，计算地球表面阻抗、视电阻率、主轴方位角等地球物理参数，并进一步反演地球内部的电性结构。随着大地电磁法所涉及的探测仪器、观测技术、数据处理和综合分析解释工作的不断发展，使该法日益广泛地用于研究地壳上地幔的电性结构特征、地热、石油、水文地质、金属矿的勘探等国民经济部门。

1965年开始，原兰州地球物理研究所使用自制的静磁原理光电负反馈大地电磁测深仪，在我国西北地区首次进行了大地电磁观测。1974年以后使用了联合研制的LH-1型大地电磁测深仪，分别在我国的甘肃、宁夏、内蒙、青海、四川等省区进行了60多个测点的大地电磁勘探。在大地电磁观测和数据处理分析方法不断改进的过程中，LH-1大地电磁仪器及记录系统与原使用的静磁仪器进行了同时对比观测，在取得一致结果的基础上，又作了进一步改进和完善，为在西北地区获得较为可靠的大地电磁资料打下了基础。

天然大地电磁场微扰信号的强度十分微弱，而且信号的频带较宽，这就要求低噪声、高稳定性的观测仪器。如果磁场微扰信号强度为10^{-3}nT数量级范围，相应地在磁场接受线圈上产生10^{-1}μV量级范围的感应电动势，而电场微扰信号则为10^{-1}mV/km数量级；显然对磁仪器的要求是十分严格的。为此，LH-1型大地电磁测深仪采用了场效应管串并斩波的调制式直流放大器，场效应管有源低通滤波等，它可记录6—6000s频带的微扰信号。

西北地区的大地电磁观测工作始终围绕着“提高大地电磁资料的信噪比”这个中心环节来进行的。提高大地电磁资料的信噪比能够显著地提高勘探精度。提高信噪比通过三个途径来实现：改进数据处理方法；提高仪器本身的信噪比；正确处理大地电磁场中微扰信号和干扰背景。

数据处理方法采用数字滤波及循环运算阻抗张量估算方法，在反演中采用广义逆一维反演方法[1]，在记录的原始大地电磁资料上尽可能地分离出噪声并选取有用的电磁场微扰信号等措施，明显地提高了信噪比及探测精度。

LH-1型大地电磁仪器系统的关键部分是磁仪器，大地电磁观测资料的优劣主要取决于观测仪器系统的噪声。经过不断改进后的LH-1型仪器的直流残余电势由原来的10^{2}mV数量级降低至1—10mV数量级，因而明显地提高了仪器的抗干扰能力和稳定性。在观测资料的数字化过程中，除了需要获得电、磁分量的振幅特性外，还需要获得各分量之间的相移特性。LH-1型仪器系统采用稳频电源驱动的四分量模拟记录。有标准时号、分号、秒号的时标控制。采用了等间隔采样和点方式采样等措施，使观测资料得到了较为真实的振

❶ 参加工作的同志还有贾政、安海静、刘晓玲、刘宝勤、张五四、武玉霞、连国昌等人。

幅和相移特性，满足了阻抗张量计算时的要求。

在大地电磁观测中，评价观测资料的优劣取决于所记录时大地电磁微扰的信噪比。大地电磁微扰活动在不同的时期内差别很大。在平静期电磁微扰的频谱单一，强度较小，而在磁扰和磁暴期频谱丰富，强度大。平静期与磁暴期的电磁微扰强度的差别可达10—100倍左右。

图1—图4为青海托来测点用同一个记录灵敏度档，在平静期和磁暴期中获得的高频段和低频段的记录图。我们用磁暴期中的记录计算了视电阻率曲线并进行了一维反演，其结果是比较理想的（图5）。

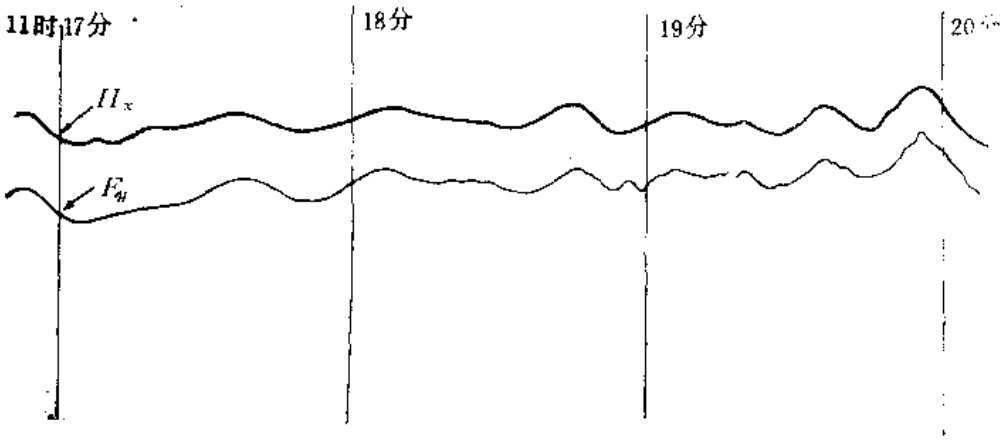


图 1　青海托来测点平静期高频段记录（1981年9月20日）

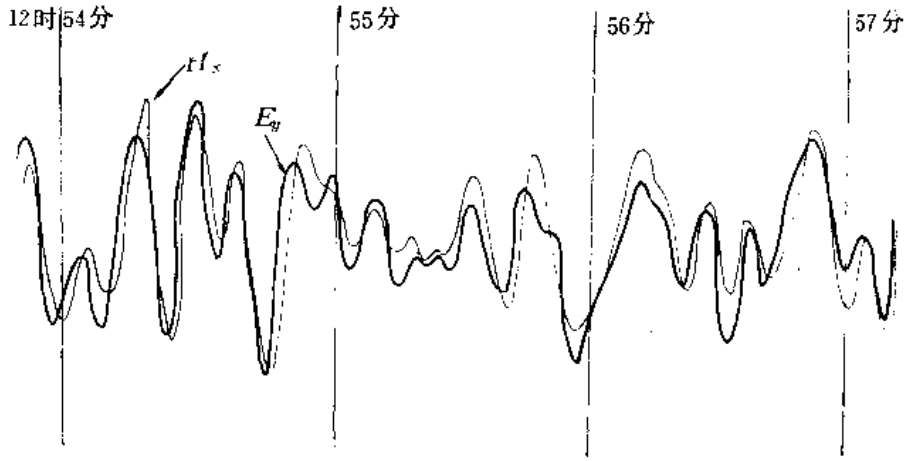


图 2　青海托来测点磁暴期高频段记录（1981年9月19日）

可见，观测资料的信噪比直接关系到资料处理结果的优劣。在西北地区的大地电磁勘探中，都是选用在强磁扰和磁暴期中所获得的观测资料来进行数据处理。由于这样的资料频谱丰富、信噪比高、所得到的视电阻率曲线数据点分布集中，连续性较好，高频段和低频段重迭部分较吻合，这就有可能较准确地判断曲线的形态。

目前，先进的大地电磁仪器亦摆脱不了大地电磁场干扰背景的影响。在某些地区电磁干扰以各种形式不同程度地影响了观测资料的信噪比，甚至破坏了仪器的正常工作状态。我国西北地区地处偏僻的边疆，曾具有干扰场源少的天然有利条件。但是随着西北地区的

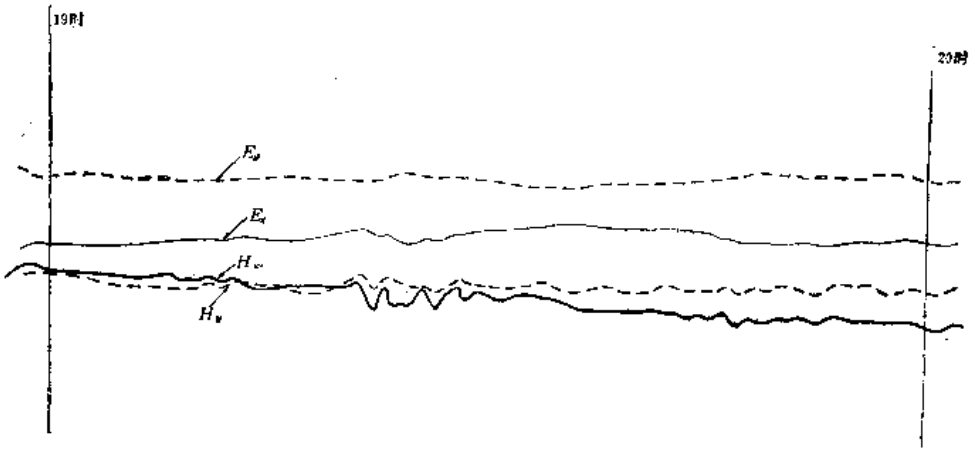


图 3　青海托来测点平静期低频段记录（1981年9月12日）

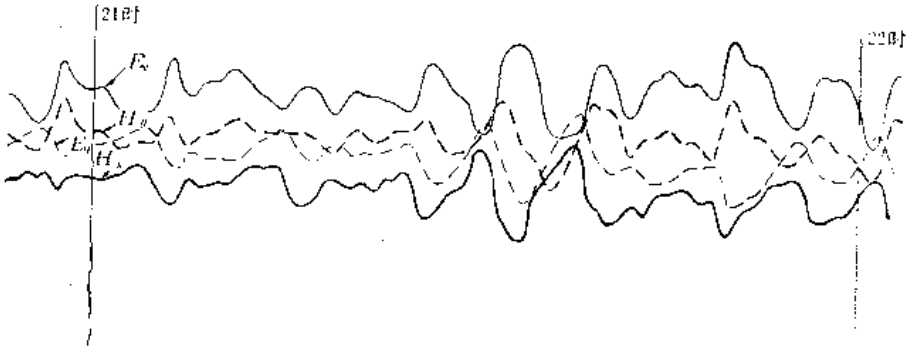


图 4　青海托来测点磁暴期低频段记录（1981年10月14日）

进一步开发，正确地认识和处理在各种电磁干扰源中的大地电磁观测已成为不可忽视的重要问题。图6为甘肃山丹测点1974年和1979年两次测量结果的视电阻率曲线。1974年由于基本上没有电磁干扰，数据比较集中，构成了比较连续的曲线；但是，1979年由于有了各种较强的电磁干扰，数据点相当分散，已经构不成曲线。在以前可以开展工作的甘肃张掖、酒泉地区现在由于具有较大的电磁干扰背景也不能进行勘探。1975年和1976年曾勘探过的四川南坪测点，在1978年白天就有强大的地电干扰，只能在夜间无干扰时进行观测。由此可见，如果不能正确地分析干扰背景，将严重影响大地电磁勘探的质量。

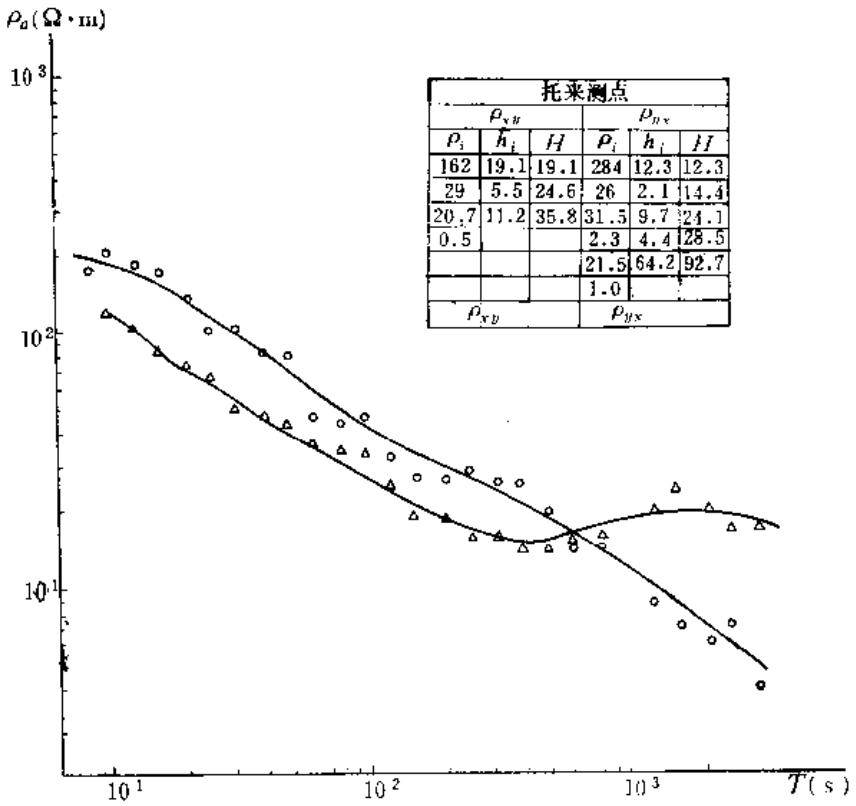
电磁干扰背景在我国西北地区主要有以下几种类型。

1．单一的地电干扰源。主要以强大的工业地电干扰，一线一地的农村广播地电干扰（图7—图10）。四川南坪测点1978年12月15日和27日记录图显示出强大的工业地电干扰。这种干扰在仪器的两个记录频段都有清楚的显示，严重的破坏了正常的大地电磁观测。

（图11）为宁夏西吉硝河测点1983年7月25日记录图，它显示出农村一线一地有线广播的地电干扰。

（图12）为甘肃刘家峡测点1981年12月20日记录图，它显示出该测点处的地震台地电仪观测供电时的地电干扰，破坏了仪器的正常工作，中断了仪器的连续记录。

2．单一的磁干扰。这种干扰主要来自测点附近强大的无线电通讯系统。尽管HL-1型仪器的磁传感器两端已并接了一个 2—4μF 的谐振电容，使谐振点向低频端移动，较好地抑制了高频磁干扰。但是，近距离强大的高频磁干扰却破坏了仪器的正常工作状态。



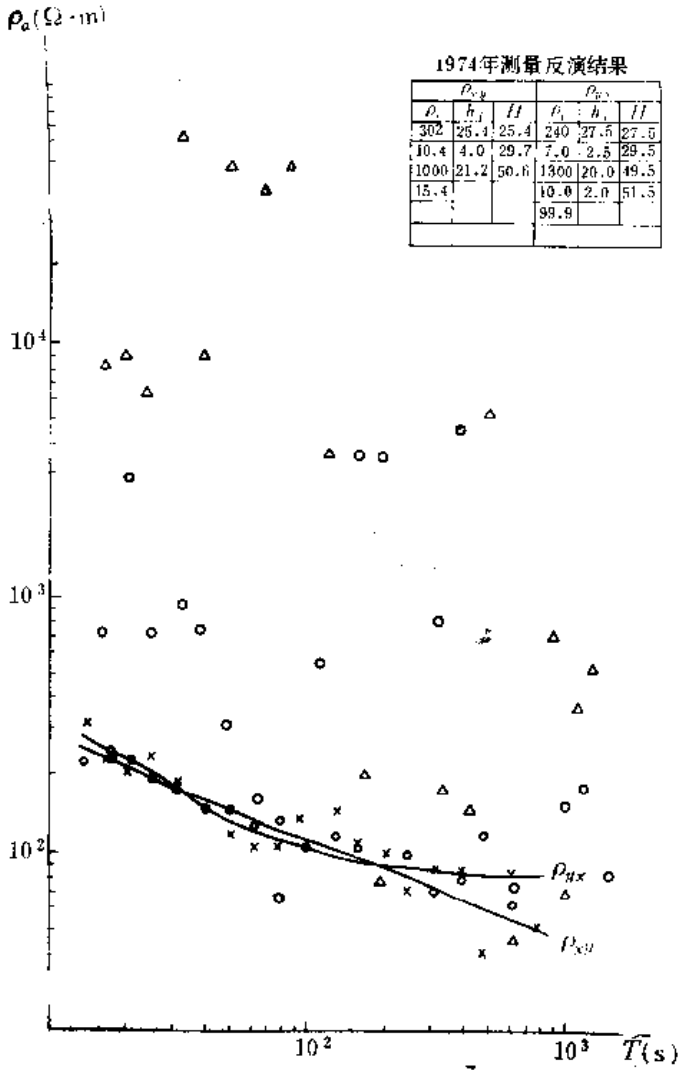
托来测点

ρ_{xy}			ρ_{yx}		
ρ_i	h_i	H	ρ_i	h_i	H
162	19.1	19.1	284	12.3	12.3
29	5.5	24.6	26	2.1	14.4
20.7	11.2	35.8	31.5	9.7	24.1
0.5			2.3	4.4	28.5
			21.5	64.2	92.7
			1.0		
ρ_{xy}			ρ_{yx}		

图 5　青海托来测点阻抗张量视电阻率曲线一维反演层参数

（图中曲线为反演参数相应的理论曲线，相应的点为测量结果）

注：视电阻率单位为Ω·m，h_i、H单位为km



1974年测量反演结果

ρ_{xy}			ρ_{yx}		
ρ_i	h_i	H	ρ_i	h_i	H
302	25.4	25.4	240	27.5	27.5
10.4	4.0	29.7	7.0	2.5	29.5
1000	21.2	50.6	1300	20.0	49.5
15.4			10.0	2.0	51.5
			99.9		

图 6　甘肃山丹测点1974年和1979年两次测量结果

注：单位与图 5 中注同

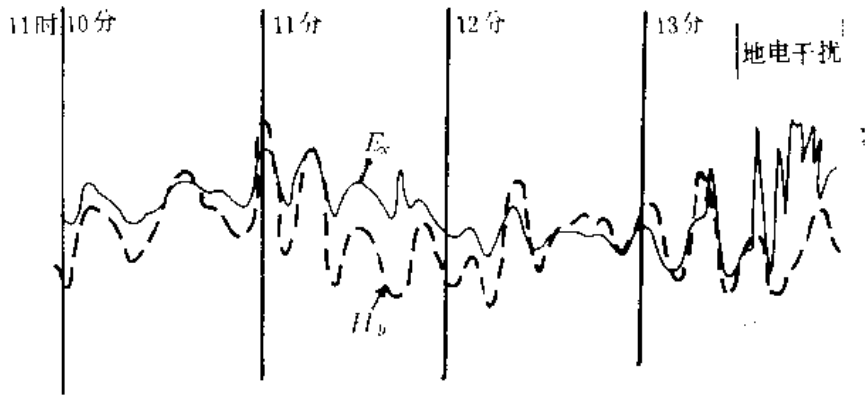


图 7　四川南坪测点1978年12月15日高频段记录

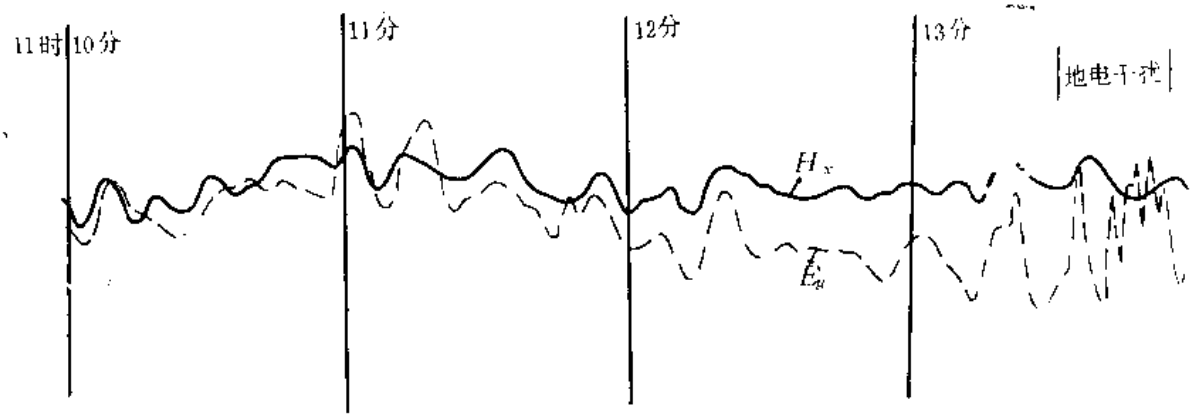


图 8　四川南坪测点1978年12月15日高频段记录

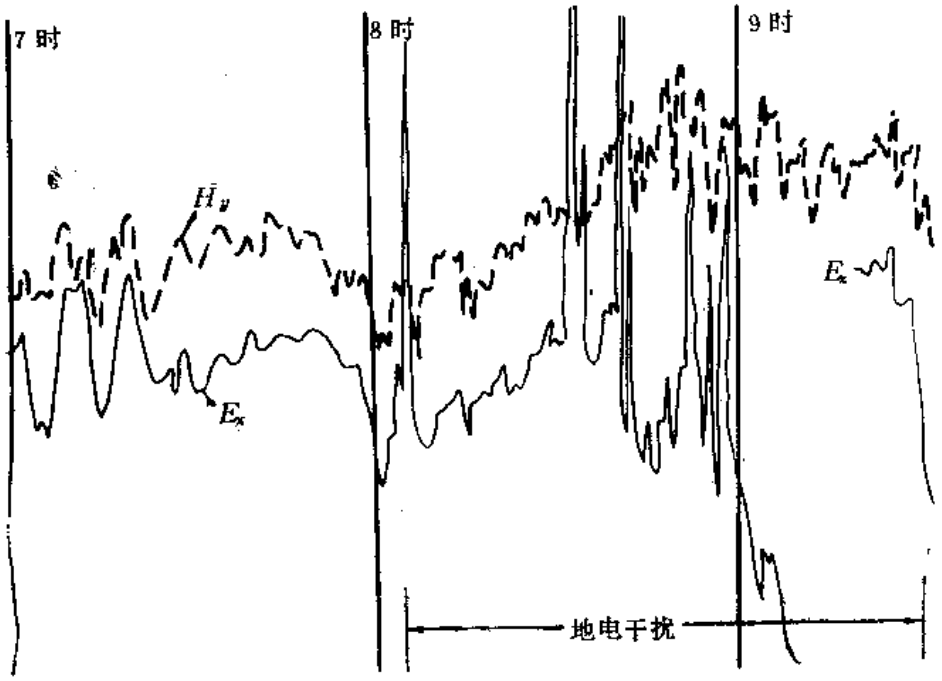


图 9　四川南坪测点1978年12月27日低频段记录

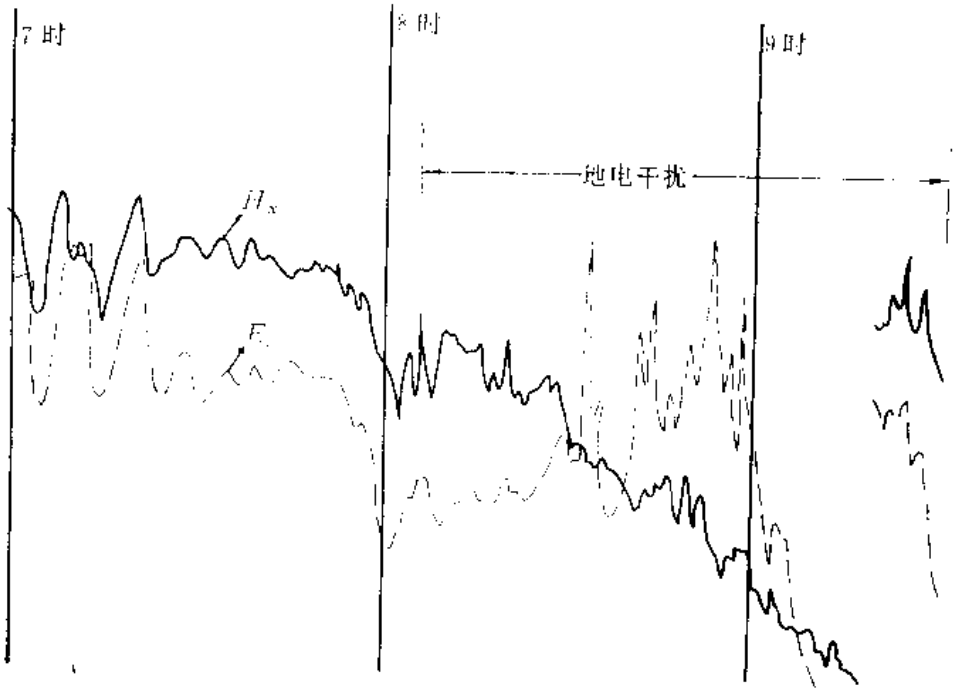


图 10　四川南坪测点1978年12月27日低频段记录

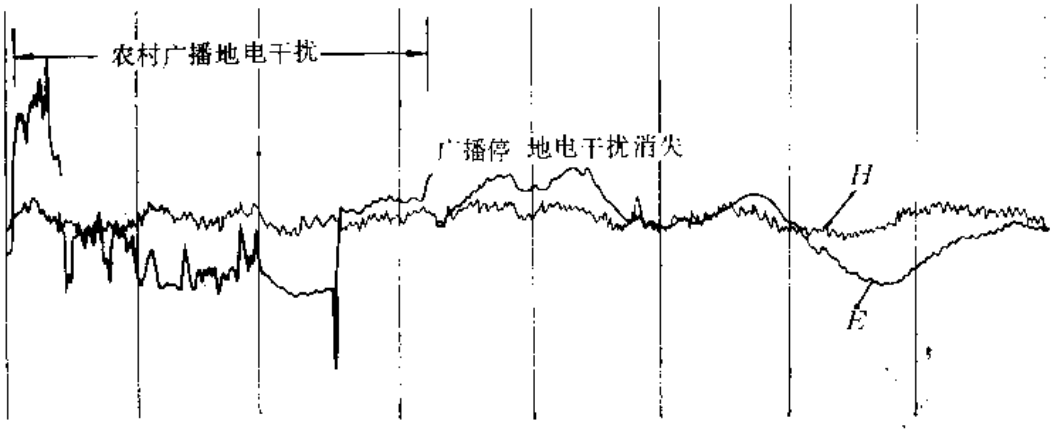


图 11　宁夏西吉硝河测点1983年7月25日高频段记录

由（图13、14）可见，甘肃山丹测点1979年11月11日和10日记录图就显示出这种干扰。由于这类干扰的影响，使甘肃张掖和酒泉的部分地区已无法进行大地电磁勘探工作。

3．局部性的电磁干扰源。由于近距离的工业设施在测点附近形成了局部性的电场和磁场干扰。甘肃山丹测点1979年11月11日记录图就显示出这种干扰（见图15和16）。这种干扰是不规则地、间断地参杂在大地电磁场微扰信号中，有时甚至不易区分。因而给观测资料带来了很大的误差，影响了资料质量。

由上可见，在大地电磁勘探中，在有电磁干扰背景时，应细心地观察，掌握其规律，

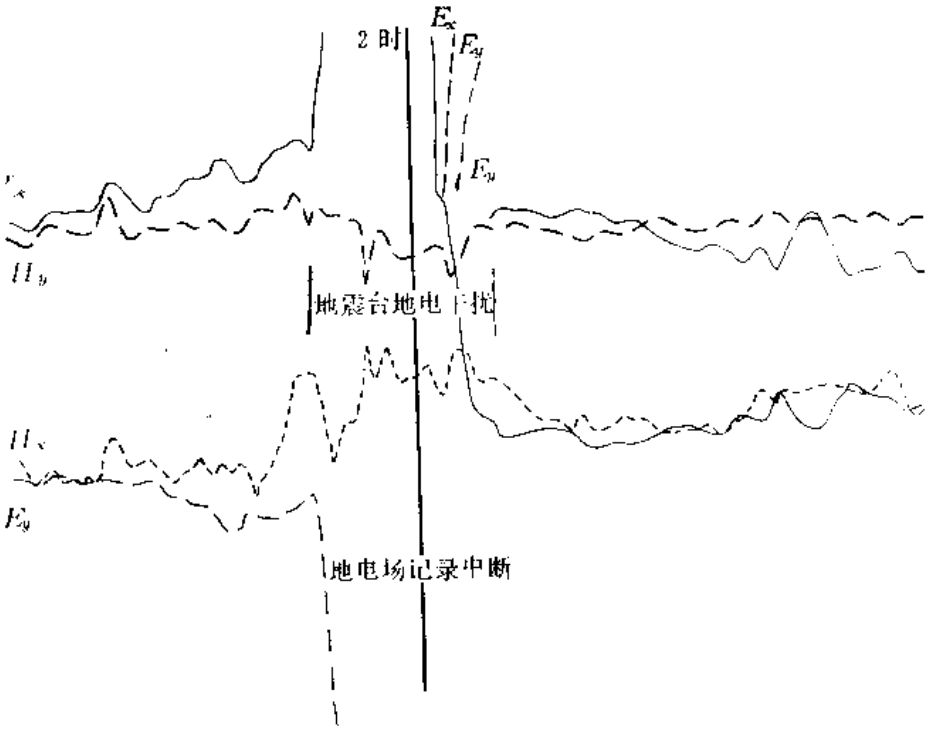


图 12　甘肃刘家峡测点1981年12月20日低频段记录

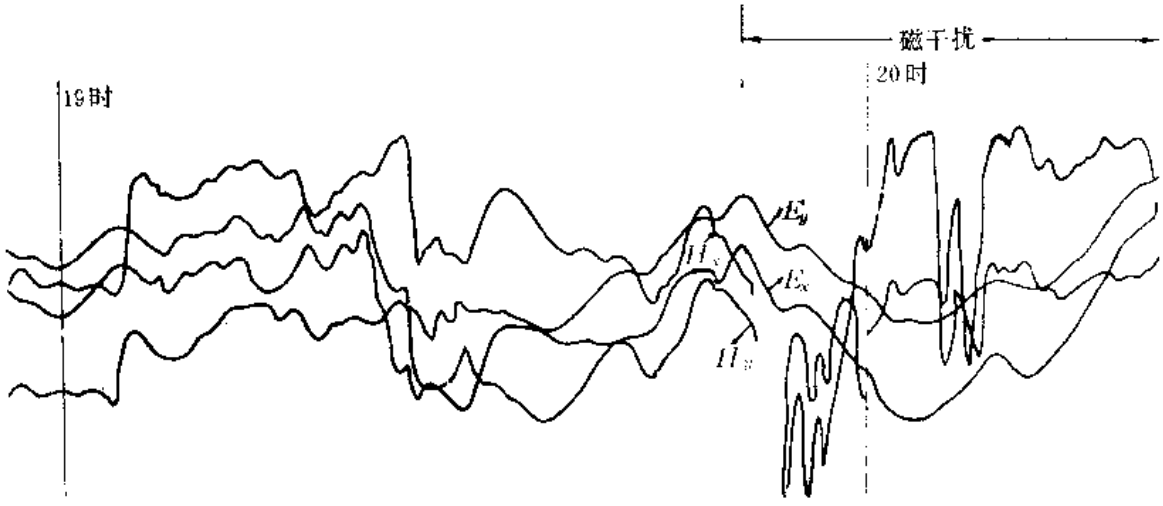


图 13　甘肃山丹测点1979年11月11日低频段记录

正确地识别出干扰类型，采取相应的措施，区别并排除电磁干扰严重的大地电磁资料，仍然可以取得一定的满意效果。例如四川南坪测点在1975年和1976年的观测中没有干扰，但在1978年观测发现白天有强大的地电干扰，而在夜间干扰消失，因而夜间观测仍然得到了可靠的资料。三次重复测量获得了稳定的阻抗张量和视电阻率曲线，并在此基础上对松坪大震前后地壳深部电性变化进行了研究[1]。

在野外观察中，由于电磁场接收器置于不同的客观环境里，测点附近自然条件的变化

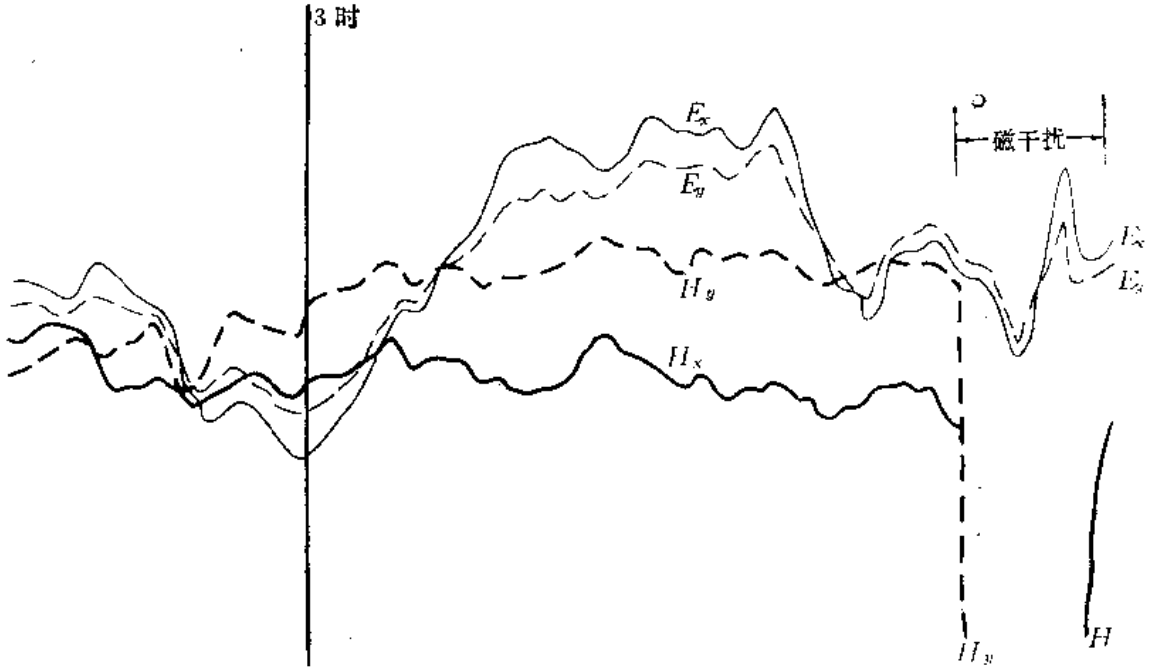


图 14　甘肃山丹测点1979年11月10日低频段记录

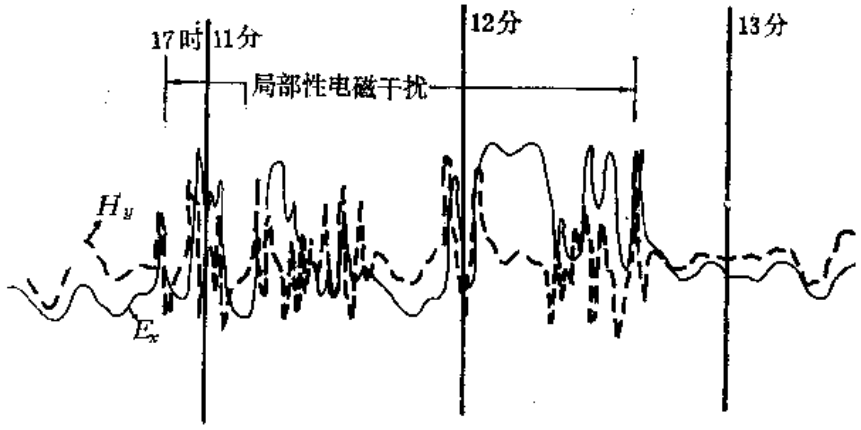


图 15　甘肃山丹测点1979年11月11日高频段记录

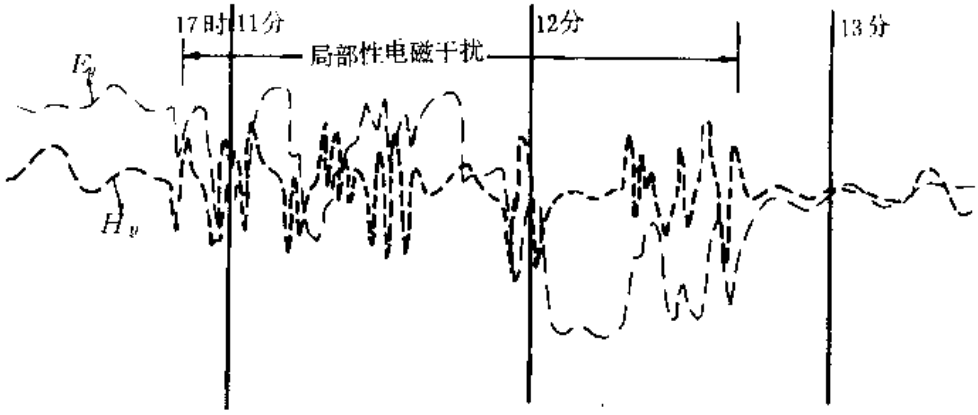


图 16　甘肃山丹测点1979年11月11日高频段记录

也将给观测带来不可忽视的干扰。例如磁传感器没埋入地下未压实时，风的影响会使高频段记录发生紊乱；地下水位的涨落会使置于其中的电接收器产生往返的极化飘移；昼夜间急剧的气温变化会使未加处理的电、磁接收器产生严重的温飘；空气温度的影响、雷击时的电磁干扰、车辆行人的干扰、意外的事故（如传输线断线、破皮、电极坑泡水等）都将直接影响观测资料的质量。因而周密地布置野外观测，采取相应的措施，给仪器系统提供一个良好的环境，会明显地提高观测数据的信噪比。

I.H-1 型仪器系统是我国首次自行研制的测深仪器，这种仪器具有设备简单，便于维护和操作，观测资料直观等特点。经过不断地改进和完善，连续记录时间由原来的几小时

表 1　资料处理结果

1	ρ_{xy}	S_{xy}	CP_{xy}	ρ_{yx}	S_{yx}	CP_{yx}
12.6	50.00	0.5	0.80	106.84	0.7	0.91
15.5	49.98	0.6	0.89	119.92	0.8	0.96
18.8	46.24	0.6	0.90	129.41	0.9	0.97
23.9	48.69	0.7	0.92	131.12	0.8	0.95
30.4	50.43	0.8	0.96	142.88	0.9	0.97
48.6	46.94	0.7	0.93	116.16	0.9	0.98
63.2	48.65	0.8	0.94	104.78	0.9	0.98
75.5	45.78	0.7	0.93	103.26	0.9	0.98
103.2	54.47	0.7	0.87	76.62	0.8	0.93
121.5	52.12	0.88	0.96	81.06	0.8	0.94
156.7	58.00	0.38	0.76	84.90	0.59	0.87
195.6	61.78	0.61	0.87	82.99	0.69	0.91
254.0	65.96	0.66	0.90	80.39	0.73	0.92
302.4	73.82	0.63	0.88	77.63	0.74	0.92
391.8	77.96	0.72	0.92	72.37	0.77	0.93
485.4	95.60	0.81	0.95	76.88	0.81	0.95
618.6	95.30	0.84	0.96	77.02	0.84	0.97
785.7	95.01	0.76	0.93	83.76	0.95	0.99
1075.7	90.45	0.88	0.97	90.33	0.91	0.98
1243.7	84.36	0.88	0.97	83.42	0.85	0.96
1574.5	75.50	0.96	0.98	77.29	0.70	0.99
1877.1	77.55	0.90	0.97	78.07	0.70	0.91
2368.1	56.82	0.96	0.99	105.47	0.99	1.00

提高到几十小时以上。明显地提高了资料的精度和延长了观测时间。因而只要认真的维护仪器，采用妥善的勘探技术，该仪器系统仍可获得较为可靠的大地电磁资料。

在保证仪器系统正常工作条件下，只要选用连续时间长、频谱丰富和信噪比高的大地电磁观测资料，采用现有的数据处理方法，就可以一次性的得到较为满意的结果。例如，近年来该区某测点观测资料经过一次性数据处理，结果表明高、低频段的数据点都很集中，曲线重迭部分吻合较好。其稳定性系数和全信息相干度等参数指标都较高（见表1），视电阻率曲线也较令人满意（见图17a）。

大地电磁测深仪器系统、勘探技术、数据处理方法、综合分析解释及应用等方面都在很快发展着，相信该方法将进一步得到完善和应用。

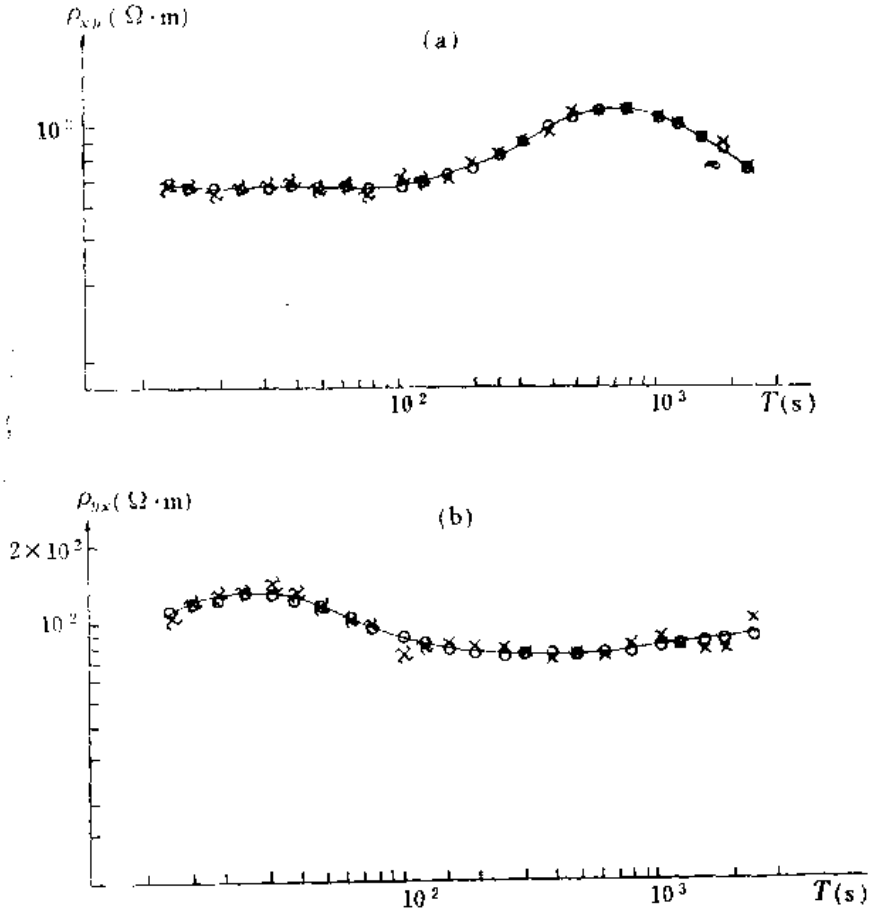


图 17 (a)该区某测点阻抗张量视电阻率曲线；(b)一维反演曲线
高频段计算结果；×低频段计算结果；○横型反演结果

参 考 文 献

国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组 《大地电磁测深》 地震出版社 1981年

华北平原盆地地壳上地幔电性结构及上地幔的部分熔融

赵国泽　刘国栋　王宝钧

（国家地震局地质研究所）

前　言

在有效的二维反演方法可利用之前，主要仍使用一维反演方法对大地电磁观测资料进行解释，相比较而言，这类方法较简单易行，能较快地获取测点下的电性结构信息。但是，反演解的不唯一性及二维构造引起的畸变效应乃是反演当中需要解决的问题。

为了获知华北平原盆地较可靠的深部电性结构，我们对平原内北京-柏各庄剖面大地电磁观测资料，使用两种方法分别进行了解释分析。一方面利用对电性结构具有评价功能的一维反演方法对资料进行反演，以提高结果的可信度；另一方面，使用二维模型有限单元计算方法，通过在计算机上修改模型参数，获得模型响应曲线能与观测资料相吻合的电性结构模型。结果表明，二者具有较好的一致性，与地震方法得到的速度结构的对比性也较好。

华北平原盆地是新生代以来形成的地堑系盆地，地壳上地幔电性结构具有构造活动区的一些共同特点，较突出的是上地幔浅部有电阻率很低的高导异常区。关于其高导电性的成因，一种较普遍的解释是固态橄榄岩和熔融的玄武岩的混合物所致。基于这种假设，我们对盆地区上地幔最上部的部分熔融含量和温度进行了估算，并对局部熔融岩石可能的演化过程进行了探讨。

一、地壳上地幔电性结构研究

关于华北平原及周围地区的地壳上地幔电性结构已进行较多的研究，并获得许多有意义的结果[1-6]。本文所选取的剖面位于平原北部，自北京西南方到渤海北岸，近南东东向展布，它西起太行山隆起东麓，穿越冀中坳陷、沧县隆起，东至黄骅坳陷。剖面与构造走向近于直交。

我们对剖面上的八个测点的观测资料，使用一维连续介质反演方法进行反演，通过求模型的平均对各测点下的电性结构进行评价，求出既有较好的分辨，其误差又可以容许的电阻率随深度连续变化的模型，据此构制了连续变化的电性结构剖面。方法细节及结果[4,7]，此处不予赘述，仅列出具有不同构造特征的几个地区较典型的电阻率-深度曲线（图1）。在平原内部（包括冀中坳陷、沧县隆起和黄骅坳陷）各曲线上都显示有三个低阻带存在，即反映沉积盖层性质的表层低阻带、壳内低阻带和上地幔低阻带，而在太行山东麓的

测点无壳内低阻带显示。此外，四条曲线在横向上变化较大，如上地幔低阻带，在太行山隆起东麓最深，沧县隆起次之，黄骅坳陷最浅。对某一深度而言，如上地幔顶部60km深度左右，各曲线对应不同的电阻率值，隆起区大，坳陷区小。

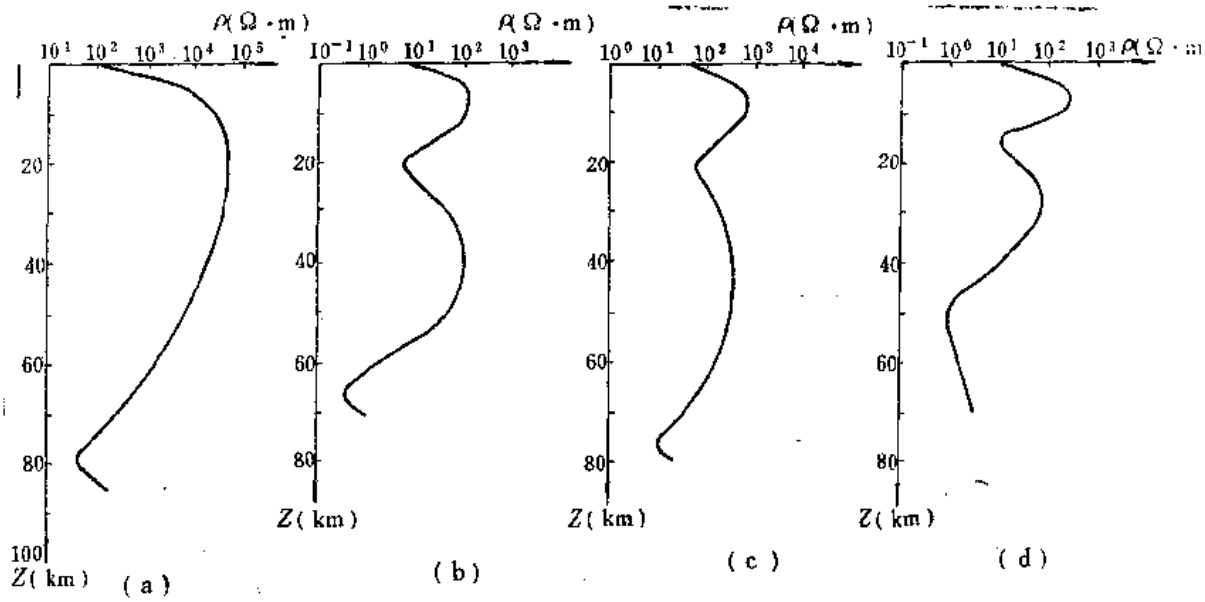


图 1 不同构造区的电阻率-深度曲线

a) 太行山隆起东缘，b) 冀中坳陷，c) 沧县隆起，d) 黄骅坳陷

与此同时，我们对该剖面使用有限单元数学模拟方法[6]，进行了二维模型计算。剖面西端起自北京凹陷。有效长度比一维方法解释的短，为了快速、准确地获得二维电性结构模型，在计算方法上进行了一些尝试。所用的视电阻率曲线是E——极化条件下的曲线。

我们知道，二维模型的响应可能与一维模型的响应有所不同，因此在设定初始模型之前，应对观测的视电阻率曲线及一维形式化解释结果进行分析，确定曲线是否受到畸变影响。对E——极化条件主要考虑是否有假导电层效应存在，如果出现假导电层，则设定初始模型时对它不予考虑。对本剖面上各测点资料分析以后证明，假导电层效应不明显，中间导电层的存在可能是真实的[8]。此外，由于浅层构造的横向变化对曲线的形态有较显著的影响，所以在分析一维反演结果的同时，也要综合分析其他地球物理探测结果，如已知的石油地震勘探剖面，电测深结果等，用以对浅层电性构造做初步限制。在此基础上，根据各测点的一维反演结果，初步形成离散的有限单元网络。为以后修正的方便，在垂向及侧向电性可能变化较大的区域及其附近，适当把网络分细。

然后，根据初始模型计算理论响应曲线。将它们与已知测点观测的视电阻率曲线进行比较，如果二者吻合较好，或剖面内某区段吻合较好，则对该部分只稍做修正，而重点修改差别较大的区段，再进行计算。如果二者有较大差别，则应根据相应已知测点所在剖面的位置，判断与其有关的构造的影响（如地堑、地垒）。对于E——极化情况下，一维解释可能给出较深处相对准确的电性界面，但往往平滑了地堑、地垒边界，使设定的初模内浅部界面深度不真。这时，应根据地堑、地垒上曲线特点，综合考虑测点离开地堑、地垒中心的距离和各测点曲线的S渐近线特点，对初始模型进行修正。同样道理，对模型较深处的

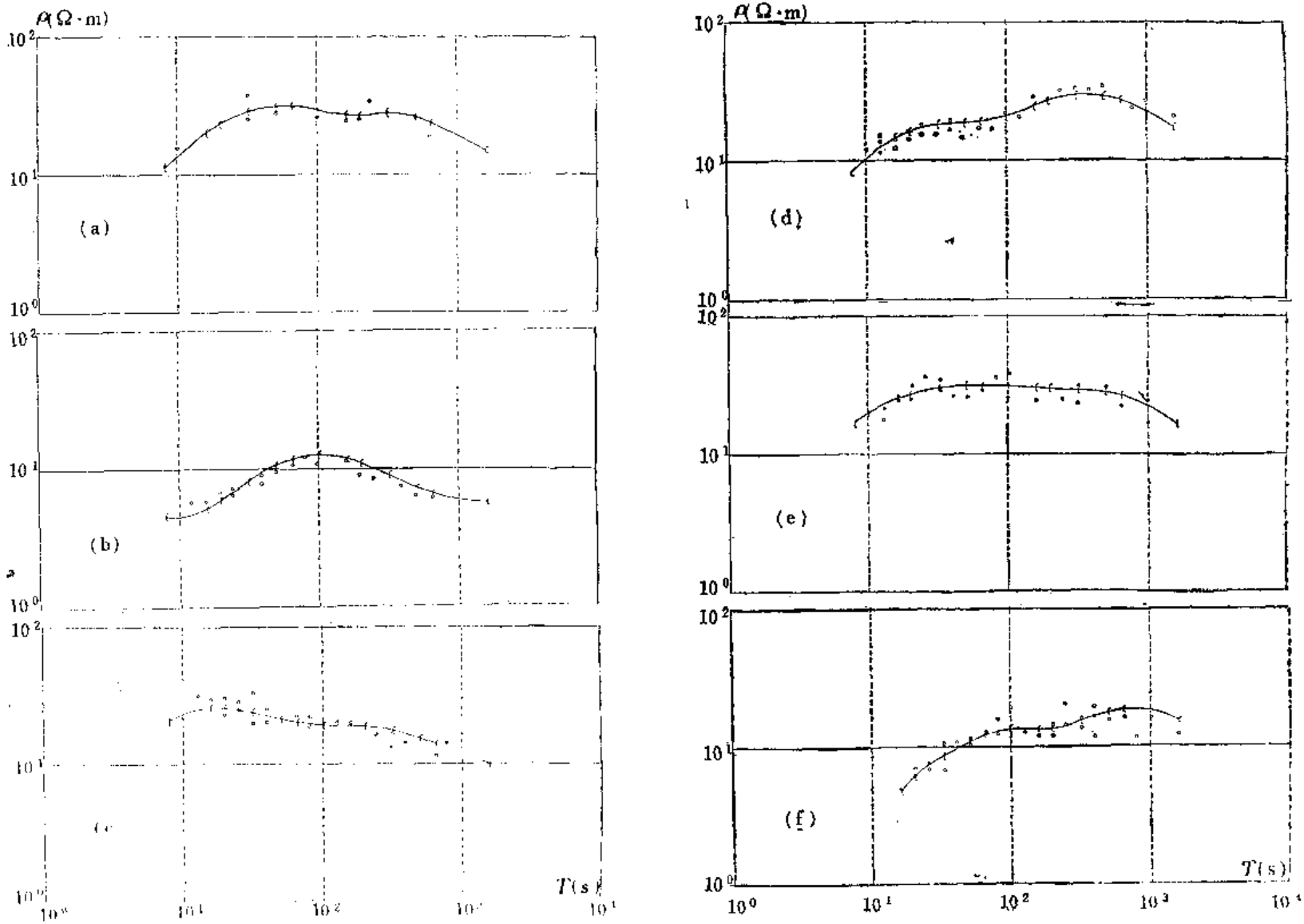


图 2　二维电性剖面上六个测点的资料及理论模型响应（圆圈代表观测的视电阻率资料实线为二维模型的理论响应）

部分，用H渐近线性质进行相应的修正，并把它与S线形态相结合，确定出新的初始模型，再进行计算。重复进行上述过程，直到理论响应与观测资料拟合为止，这时的模型即为所求出的二维电性结构模型。

按这一过程，对本剖面进行计算，证明它是有效的，节省了计算机时间。剖面的地表有效长度约240km，有6个已知测点分布，整个剖面剖分为近2300个三角形单元，经过6次在计算机上修改和计算即得到其响应与观测曲线拟合较好的二维地电模型。图2为曲线拟合结果。

最后得到的二维电性剖面表明（图3），地壳浅部低阻带对应的范围大致与已知的新生代沉积层分布形态相当，新生代沉积较厚的地方，低阻带也较厚。地壳内部普遍有低阻带存在，且在拗陷区比隆起区略厚。上地幔低阻带有较明显的横向起伏，拗陷区浅，隆起区深。整个剖面横向很不均匀，具有清楚的二维性质。把该剖面与文[7]中图3进行对比，它们有某些共同特点，尤以上地幔低阻带形态对应性更好。由地震测深方法研究得知[1,9]，在华北平原地区地壳内10—25km深度范围有低速层存在，与壳内低阻带深度范围相当，由远震资料分析得知，在华北平原区上地幔内56—60km深度左右出现速度逆转界面[10]，与上地幔低阻带深度范围相当。

二、上地幔的部分熔融

上述结果表明，除平原区存在表层低阻带和壳内低阻带之外，上地幔都有低阻带出现，尽管其深度不同。实验证实，地壳上地幔范围可能发生矿物转换的各种过程，如脱水、脱碳作用、分解和置换反应、再结晶作用、部分或完全熔融等，物质的转化可以引起物性包括电性的变化。然而在低温范围，岩石的电性更强烈地依赖于空隙的体积含量及空隙内流体。而在高温条件下，除金属以外几乎所有矿物的导电性与温度的关系都属于热激化过程，具半导体性质。而电导率对压力的依赖关系要弱得多。

壳内低阻带成因可能与特定环境有关，但上地幔或深处的影响是一个重要因素。因此探讨上地幔高导电带机制有重要意义。在上地幔范围，固态橄榄岩电导率要达到0.2S/m，温度至少要1800℃左右，考虑到不确定因素也要1580℃左右（图4）。这两个温度值在相当于100km左右深度时，都处在干橄榄岩或含0.1%水的橄榄岩固相线以上，因此用固体橄榄岩解释上地幔电性异常就发生了矛盾。而如果有部分熔融存在的话，并具有适当连通性，则会大大提高岩石电导率。文献[11]依据构造活动区上地幔存在高导异常的事实，提出上地幔部分熔融的解释，即由于深部温度的升高，组成上地幔岩石的固相线向上迁移，在主要为橄榄岩的结构中有熔融的玄武岩存在。

根据有效介质理论，可以用下式近似计算部分熔融岩石导电机制的有效电导率σ^*[12]其

$$\sigma^*=\frac{\sigma_m+(\sigma_s-\sigma_m)\left(1-\frac{2}{3}f\right)}{\{1+(f/3)[\sigma_s/\sigma_m-1]\}} \qquad (1)$$

中，σ_m和σ_s分别表示熔融的和固态岩石的电导率，f表示熔融的体积含量。电导率与温度关系的试验资料如图4所示，其中熔融玄武岩和固态橄榄岩的电导率都给出相应变化的范围，例如固相橄榄岩电导率下限，代表结晶相岩石的电导率，其上限表示有其它不确定

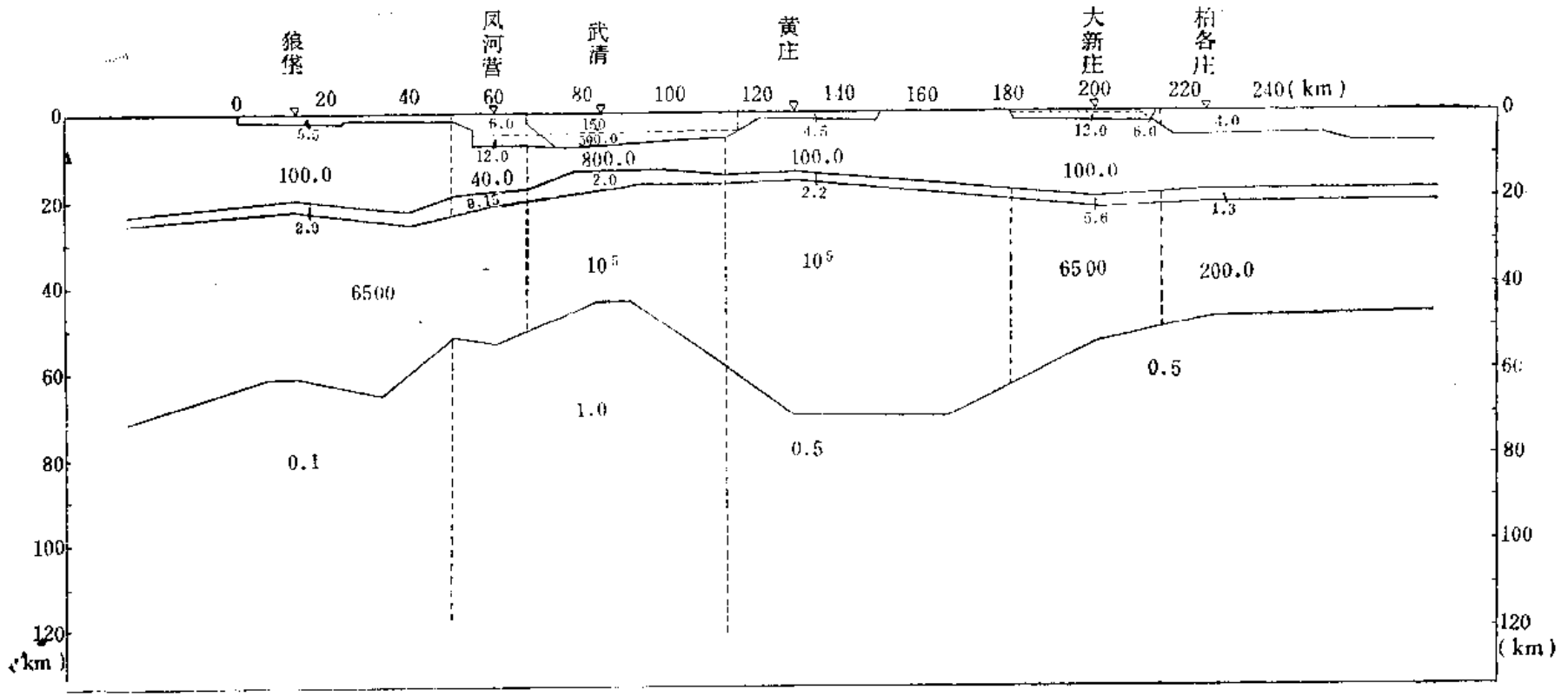


图 3　由二维计算方法得到的地电模型（图中的数字表示各小区域的电阻率值(Ω·m)）

因素的影响。

对于实际资料，常常知道测量的电导率σ^*，则对于给定的温度和测定的电导率σ^*由（1）式反解出熔融体积含量的表示式

$$f=\frac{3\sigma_m(\sigma^*-\sigma_s)}{(\sigma^*+2\sigma_m)(\sigma_m-\sigma_s)} \qquad (2)$$

利用此式，并依图4所示的电导率变化范围，可求得在不同温度情况下熔融含量f与有效电导率之间的关系，如图5所示，并将可能的上幔岩（含0.1%水和干的）电导率资料投影在f—σ^*曲线簇上。于是，由已知观测的电导率值可直接估算岩石部分熔融的含量和可能的温度范围。例如电导率为0.2S/m的含0.1%水的上幔岩，其熔融含量大约为百分之三、四左右，温度大约在1300℃以上（图5）。

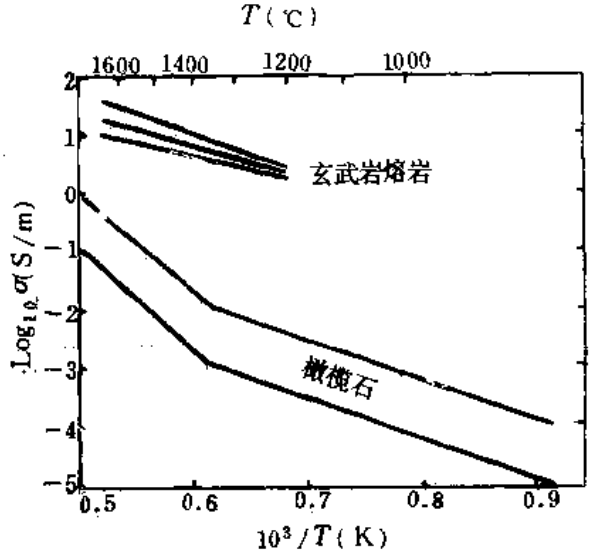


图 4 岩石电导率与温度的关系（据[11]）
上部三条线代表熔融的玄武岩电导率，下部二条线代表固态橄榄岩电导率变化的上、下界

根据图1的电阻率曲线，并考虑到电阻率值误差，求出在60km深度处，冀中坳陷和黄骅坳陷熔融含量为15%左右，温度达1300℃左右，沧县隆起熔融含量为1%左右，温度为1100℃左右，而在太行山隆起60km深度几乎没有熔融，温度也较低。熔融程度和温度的横向变化如图6所示。

通过实验发现，尖晶石二辉橄榄岩和石榴石橄榄岩的电导率随熔融程度的提高而增加，熔融含量增加15%，电导率提高一个量级[13]。在2.8GPa（兆帕）高压下，在橄

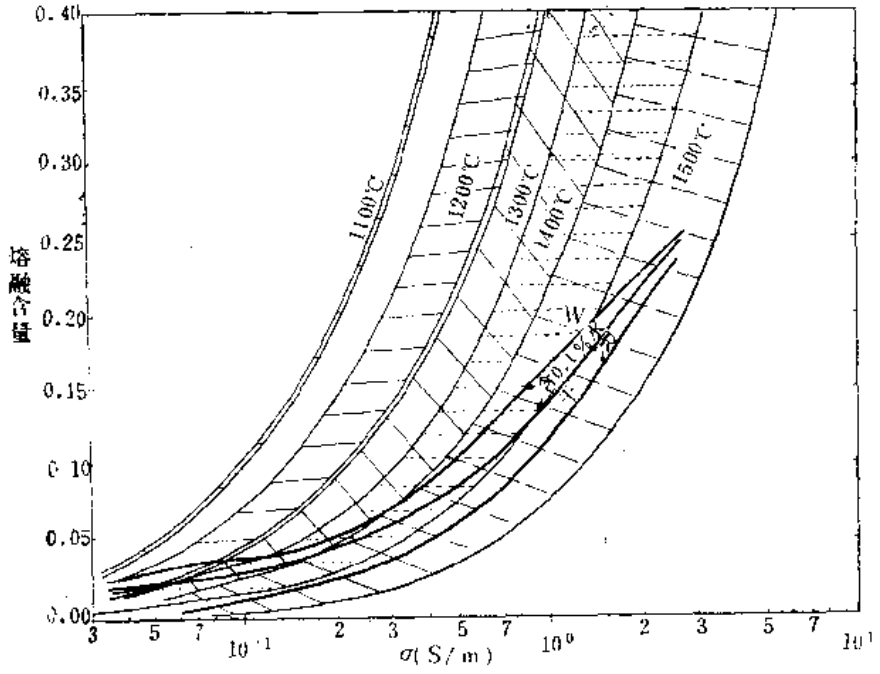


图 5 以温度为参量的熔融含量和电导率的关系
与每个温度范围对应的界限表示熔融含量可能的上、下限，标有W和H的曲线表示上幔岩的电导率（据[11]）

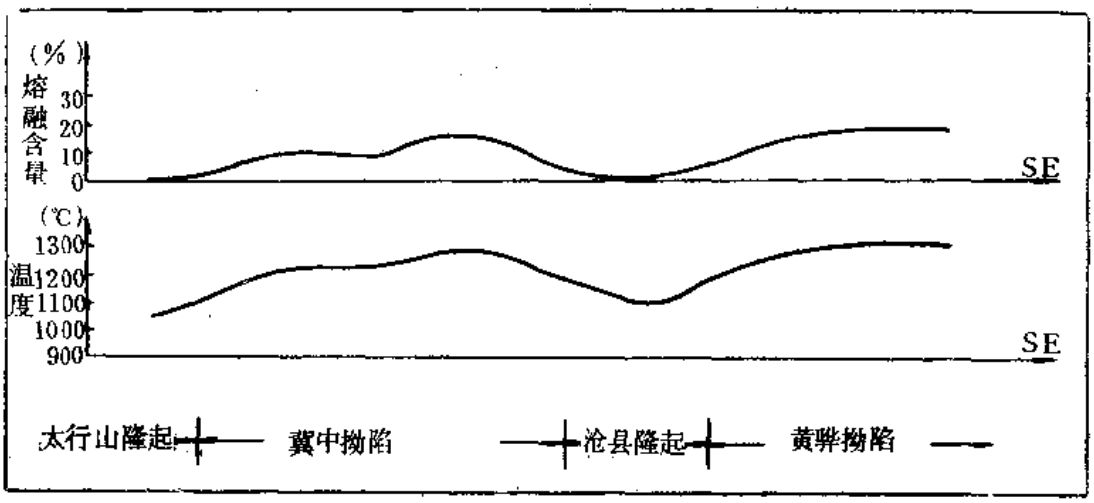


图 6　上地幔60km深度处，部分熔融含量和温度的横向分布

橄岩固相线以上70—115℃温度范围，部分熔融含量达10%的石榴石橄榄岩，相应的电导率增加1.4—1.6量级[14]。可见，在上地幔高导电带范围，有较高的熔融含量是很可能的。

三、讨　论

大地电磁方法不仅可以帮助我们了解地壳上地幔范围的电性分布特征，而且把它的结果与其它地球物理和地质方法的研究结果相结合，可以对发生在深处的物理过程的可能性进行有效的限制。一般认为，上地幔范围内稳定的岩相是尖晶石二辉橄榄岩或石榴石二辉橄榄岩，而二辉橄榄岩与上幔岩（含0.1%水的地幔橄榄岩）具有相近的化学组成和矿物组成，局部熔融的结果也类同❶。因此，以上幔岩模型进行分析并不失其一般性。

岩石开始熔融的深度可能并不在60km附近，而在更深处，此时熔融程度也很低（如1%左右）。发生部分熔融的岩块在绝热上升过程中，压力的降低，使熔融程度不断提高，到达50—60km附近时，可能已接近岩浆分凝阶段，其熔融含量也可能达到10%以上。岩浆的性质和成分也主要取决于分凝阶段的深度和分凝时部分熔融的程度。在此以后，岩浆可能发生局部的集聚，或向地壳内侵入或喷出地表。因此，由深至浅可以把岩浆生成过程大致分成与底臂上升有关的低熔融带、岩浆分凝带和岩浆集聚带三个不同阶段[15]。当然，对不同的地区三个带对应的深度及分凝时部分熔融的程度并不完全相同。

由于深部部分熔融的岩体及伴随的热上升作用，上覆的岩石圈和地壳被加热。在地壳内适当条件下，岩石可能发生脱水或部分熔融，导致电导率的升高和地震波速度值的降低[16]。而在地表显示出高地热异常，这正是各构造活动区较普遍发生的现象。

目前关于上地幔高导电带的另一种解释可能是由于晶格位错的结果。即在上地幔条件下，当温度达到岩石部分熔融温度的70%以上时，就可出现晶格位错过程，也叫固体流动❷。这时晶格中的导电缺陷被加强，热缺陷的导电能力提高，使岩石的电导率升高。可

❶ 邓晋福　1980　岩石物理化学　武汉地院北京研究生部

❷ 刘国栋　1985　软流圈和岩石圈结构

见，不论部分熔融或晶格位错机制，都需要在上地幔范围内存在比正常的地温更高的温度值，即存在高热异常。因而，它们从不同的角度解释了在各构造活动区所表现出的热异常特征，只是热活动程度可能不同。

总之，对上地幔范围出现的高导电带进行研究，有助于我们对各构造活动区发生的动力学过程更深入的了解，而大地电磁方法具有其特殊的重要性。以上只是我们的一点粗浅认识，尚需更多的实验和观测资料的证实。

参 考 文 献

〔1〕 刘国栋 刘昌铨 1982 华北北部地区地壳上地幔构造及其与新生代构造活动的关系 中国科学 (B) 12期

〔2〕 顾谦等 1980 华北、西北一些地区地壳和上地幔高导层地震地质 Vol. 2, No. 2

〔3〕 国家地震局地质研究所大地电磁测深组等 《大地电磁测深》 地震出版社 1981

〔4〕 赵国泽 刘国栋 王家映 1985 北京—柏各庄剖面连续介质大地电磁反演解释 地震学报 2期

〔5〕 马杏垣 刘国栋 宿检 1984 华北及东北油区大陆岩石圈构造和动力学，石油实验地质 3期

〔6〕 王宝钧 高维安 1984 用有限元法正演京津唐地区二维构造的大地电磁测深资料 地震地质 Vol. 6, No. 1

〔7〕 赵国泽 赵永贵 1986 华北平原盆地演化中深部热、重力作用初探 地质学报 1期

〔8〕 刘国栋 赵国泽 1984 华北地区的壳内高导层和壳内低速层 第一次全国地壳与上地幔物理学术讨论会论文集 P162—168

〔9〕 刘昌铨等 1983 唐山地区柏各庄—丰南—丰宁地壳测深资料的新解释 地球物理学报 Vol. 26 增刊

〔10〕 曾融生、胡鸿翔、高世玉 1984 岩石圈下部的速度结构 地球物理学报 Vol. 27, No. 1

〔11〕 Shankland, T. J., and Waff, H. S., 1977, Partial melting and electrical conductivity anomalies in the upper mantle, J. G. R. v. 82, No. 33

〔12〕 Waff, H. S., 1974, Theoreical consideration of electrical conductivity in a partially molten mantle and implication for geothermometry, J. G. R. v. 79, pp 4003-4010

〔13〕 Maughnani, M. H. and Rai, C. S., 1978 Bull. Volcanoligique Vol. 41, pp328

〔14〕 Sluckij, A. B., et al, 1981, Properties of rock at high pressure and temperature for seismological application, Tashkent p. 136 (in Russian)

〔15〕 Heymance, J. F., 1982, Magnetotelluric and geomagnetic deep-sounding studies in rifts and adjacent, (Continental and Oceanic Rifts», AGU. p 169-192

〔16〕 刘国栋 1984 地壳上地幔结构研究的某些新进展 地震学刊 1期

雪峰山及其两侧地区深部构造特征初探

周雪清　执笔
（地质矿产部石油地质研究所盆地室）

刘国栋　张木生
（国家地震局地质研究所）

刘任　王天生
（石油工业部地球物理探矿局研究院）

汪德琨　张先觉
（地质矿产部中南石油地质局）

程庆云　程振森
（长春地质学院物探系）

一、前　言

近二三十年来，深部地学研究取得了丰硕的成果。它启迪人们应当从更广更深的尺度去研究大陆地质问题，以求研究全球构造，探索地学基本理论问题和解决多方面的实践问题。

朱夏教授关于含油气盆地研究的指导思想指出，找油应当以含油气盆地为单元，从整体出发，研究含油气盆地的实体和形成机制的深部控制因素，从而预测油气资源的前景。

要研究这样一个系统的问题，从地球物理学的角度来说，其中重要的一项工作之一是，根据中国的深浅部构造特征，海域与陆上联片，部署全国性的综合地质、地球物理大剖面。为此，必须制订全国含油气盆地深部地质、地球物理综合探测计划。它所要研究的对象是含油气盆地的实体和它的深部控制因素。纵向上要研究分层性，即研究新生界，中生界、古生界、结晶基底、花岗岩层、玄武岩层，以至岩石圈和软流圈等的多重结构和构造的叠置关系；横向上要研究分块性，即研究地壳上地幔块体、大地构造单元和区域构造单元的大尺度的基本地质问题，主要是构造性质、构造关系、物质组成和结构等方面的问题。目的是在了解深部地质背景的基础上，探讨含油气盆地构造的形成，演化和控油机制，为预测盆地的含油气潜力提供基础性研究成果。力求从战略上指导全国的第二轮油气普察勘探工作。因此，综合探测计划的核心是要有一个以找油找气为主要目的的，并能反映当代科学技术水平的含油气选区评价综合勘探流程。

我国南方古生界海相碳酸盐岩分布广，厚度大，生储条件好，已知的含油气层系多，是全国第二轮油气普查的一个重要领域。但是，这是一个高难度的领域。就物探工作而言，十多年来，在湘、黔、桂诸省的古生界海相碳酸盐岩分布区，开展了地震方法攻关。由于地形险峻，碳酸盐岩裸露，断裂和构造复杂，开展山地地震工作的难度很大。而我们在技术装备、野外工作方法、资料处理和解释等方面，都存在有较难解决的问题。因而，工作效率低，单位勘探费用高，地质效果差，对农、林、渔破坏大。到目前为止，虽然已投入大量的工作，但所得到的地质成果很少，仅仅在地形、地质条件相对简单的地段，获得少量能反映中浅层结构的地震剖面。看来要取得能反映古生界内部多层结构的区域性地

震剖面和达到构造普、详查要求的地震剖面，还得做出很大努力。湖南是南方诸省中，古生界海相碳酸盐岩找油前景较为优越的地区之一，特别在雪峰山及其两侧地区，地质工作程度较高，油气显示较多。为在湖南地区进一步开展古生界海相碳酸盐岩的石油普查勘探工作，亟需在继续进行地质、钻探工作和地震方法攻关的同时，开展综合性的区域地球物理工作，各种方法互相配合，以研究深浅部的区域构造和沉积岩分布特征，探索控制油气分布的地质条件，指出有利的普查勘探区。

西起川西、经湘、赣、闽、东至东海边的地质、地球物理大剖面，是拟汉中的全国性综合大剖面之一。湖南大庸至资兴段的大地电磁测深试验剖面是综合勘探流程的组成部分，它的主要任务是，在雪峰山及其两侧地区进行该方法的地质效果试验，通过对深浅部地电剖面结构的分析，以探索下列三个问题：

1．在碳酸盐岩分布区，解决其内部构造的可能性，以及不同类型叠加盆地的沉积岩厚度。

2．了解扬子准地台和华南褶皱系之间的深部地质因素的异同，为研究含油气盆地的形成，演化和控油机制提供深部构造情况。

3．为研究雪峰隆起的构造性质和成因机制提供若干基础资料。

剖面直线距离约500km，大体上垂直区域构造走向。共取得九个点的观测资料，其分布如图1和表1。

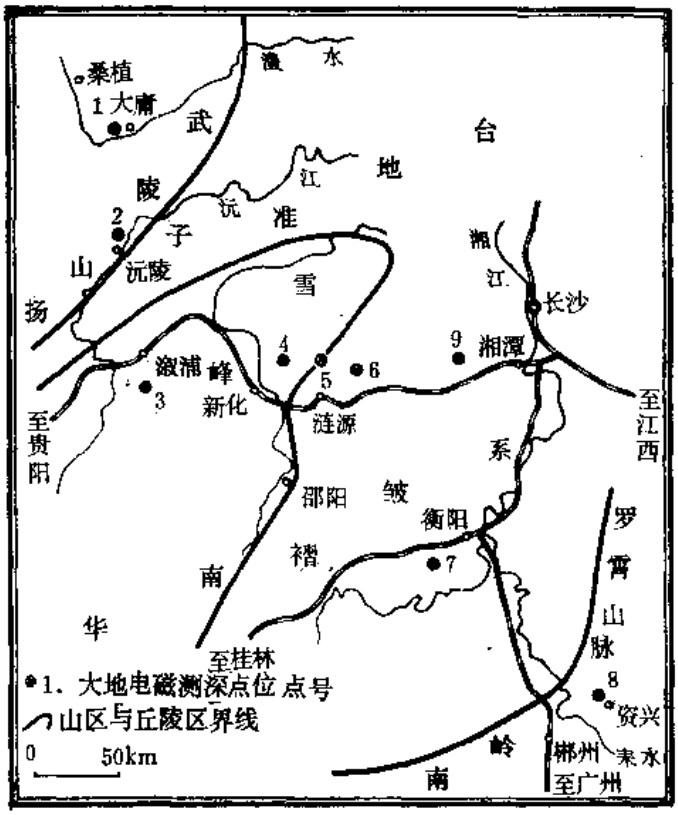


图 1　大地电磁测深点位分布图

表 1　大地电磁测深点位分布表

组别	点号	点位 地名	x	y	z	所处构造部位	出露地层	目的	要求
Ⅰ	1	大庸朱家河	3223.1	19445.9	0.250	扬子准地台古丈复背斜	下古生界	1.扬子准地台深部地电结构； 2.下古生界内部电性分层	Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ挡齐全
Ⅱ	2	沅陵冷水井	3146.2	19448.1	0.200	雪峰隆起西缘	白垩系下古生界	雪峰隆起深浅部地电结构	
	3	溆浦王家园	3085.4	19459.2	0.213	雪峰隆起轴部	白垩系元古界		
Ⅲ	4	新化牛栏山	3091.6	19558.6	0.450	华南褶皱系涟源凹陷车田江向斜	三叠系	1.华南褶皱复向斜部位深浅层地电结构； 2.碳酸盐岩内部横向剖面	一个点Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ挡；二个点Ⅰ、Ⅱ挡
	5	涟源桐庙	3076.7	19568.6	0.200	华南褶皱系涟源凹陷安平背斜	石炭系		
	6	涟源大塘				华南褶皱系涟源凹陷桥头河向斜	三叠系		
Ⅳ	7	衡阳黄土铺	2961.3	19632.8	0.150	华南褶皱系衡阳盆地	白垩—第三系	华南褶皱系中新生代盆地深浅层地电结构	Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ挡齐全
Ⅴ	8	资兴旧市	2865.5	19739.7	0.200	华南褶皱系湘东南复背斜	下古生界	华南褶皱系复背斜部位深浅层地电结构	
Ⅵ	9	湘潭良湖	3083.8	19666.7	0.100	华南褶皱系湘潭盆地	二叠系	教学实习	

二、大地电磁场若干特征与地质构造的相关性

（一）极化特征与区域构造方向

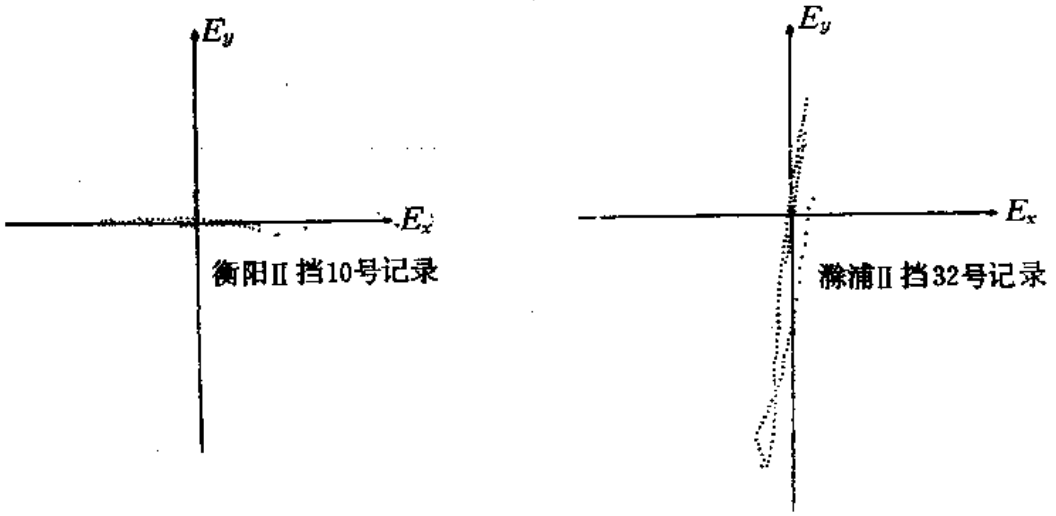


图 2　大地电场强度极化图

工区内大地电场强度都呈线型极化（图2）。极化轴方向大都为北北东和北东向，个别为东西向。

大地电场强度极化轴的方向，与大地构造方向基本一致。溆浦的极化方向为北北东向，与雪峰山东缘的构造方向一致。衡阳的极化方向为东西向，与中新生代红层覆盖下的上古生界构造方向一致。

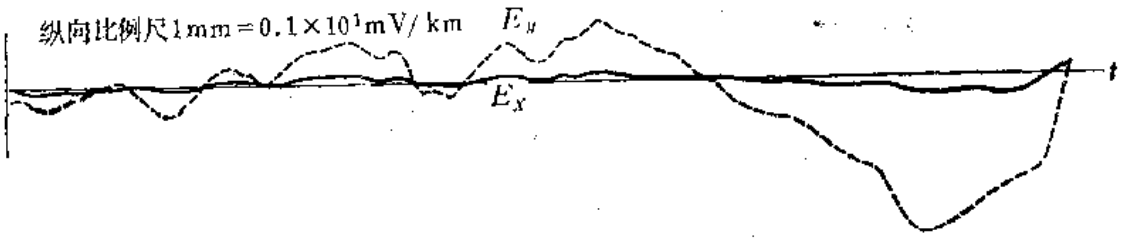


图 3　溆浦Ⅱ挡原始记录No.32

（二）曲线类型与地电断面

表 2　各点曲线类型表

测点	ρ_{xy}	ρ_{yx}
大庸	KHK	——HK
沅陵	KHAK	——AAK
溆浦	HKHAK	KHKHAK
新化		HKHK
涟源	——AAK	
衡阳	HAAK	AKHKHK
资兴	KHK	——QHK
湘潭	KQQ——	——KHK

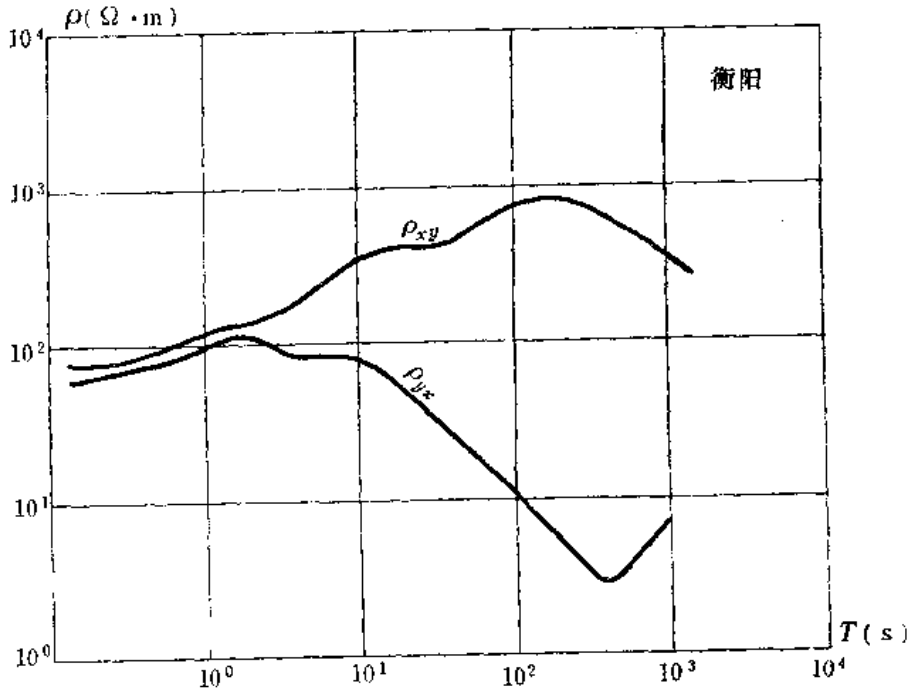


图 4　两个方向视电阻率曲线的差异

由于剖面长达500km，穿过各具特点的地质构造单元，地电断面颇有差别，因而各测点的测深曲线类型也颇有差别（表2）

虽然各测点的曲线类型不尽相同，但是有两个特点是明显的：第一，曲线的基本类型是HKHK或HKHAK型。第二，与三个稳定层次相对应的曲线类型是稳定的，可以进行全剖面对比，这三个层次是，反映下古生界海相碳酸盐岩的高电阻层，呈K型；反映浅变质岩系的低电阻标志层，呈H型；反映上地幔上部的高电阻层，在曲线右支呈K型或AK型。

（三）各向异性与三维电性结构

各点两个方向的ρ（T）曲线都具有较大的差异（图4），显示地电断面具有各向异性的特点，反映地质体具有三维电性结构。

三、地电断面与地质属性

（一）沉积岩层的地电断面

1．沉积岩层与电性层的对应关系

剖面跨越扬子准地台和华南褶皱系，各测点所在部位的地层组合、地层厚度、岩性、岩相和电性等频繁变化，几乎是一个测点一个样，似乎茫无头绪。但是，根据对钻井、区域地质和电性资料的分析，各测点之间在地电断面的结构上，是存在有若干共性的。将这些共性加以归纳，可以建立湖南地区沉积层与电性层的对应关系模型（表3）。

表 3　沉积岩层与电性层的对应关系表

地层	岩性	电阻率（Ω.m）		电性层序	特征
		变化值	一般值		
E	河湖相红层、泥膏	10—60	20—30	ρ_1	低阻稳定层
K_2	红色砂泥岩	60—140	80—100		
K_1	红色泥砾岩	80—200	100—140		
J T P	煤系及碎屑岩	100—250	200	ρ_2	中低阻稳定层
T P C	碳酸盐岩为主	200—3000	≤500	ρ_3 ρ_3^1	中高阻变化层
S D (O, Є)	海相碎屑岩为主	100—1000	>100 <600	ρ_3 ρ_3^2	
Pz_1	海相碳酸盐岩	10^3—10^4		ρ_4	高阻稳定层
Pz_1—P t	泥质岩、浅变质岩	20—200	20—80	ρ_5	低阻稳定层

中高阻变化层（ρ_3）有三个基本特点：一是厚度、岩性、电性的纵向和横向变化大。二是不管变化有多大，上部（ρ_3^1）以上古生界碳酸盐岩为主，下部（ρ_3^2）以下古生界浅海相碎屑岩为主。三是分界面的时代变化大。上部与上覆层（ρ_3^1与ρ_2）之间的分界面时代，有上、下三叠统；上二叠统与中石炭统；二叠系与下石炭统；白垩系与中石炭统，共四种情

况。上部与下部（ρ_3^1与ρ_3^2）之间的分界面时代，有下石炭统和泥盆系；中石炭统与下石炭统；下石炭统内部，有三种情况。下部与下伏层（ρ_2^2与ρ_4）之间的分界面时代，有奥陶系与寒武系；泥盆系与寒武系；志留系与奥陶系；寒武与震旦系；共四种情况。顶界、底界和内部的岩性、电性界面地质时代的多变性是岩性、岩相纵横的多变性的反映。

2．反演的初始模型及结果

参照地电断面模型，根据测点所在部位的地质资料，ρ（T）曲线的类型及其粗略的数值解，建立每个测点的反演初始模型。用阻尼最小二乘法和广义逆矩阵法反复与实测曲线相拟合，反复修改模型参数。直至拟合较好，电阻率和厚度值稳定，作为最终解释值（表4）。

表 4　反演结果数据表

层次＼点号	1	2	3	4	5	9	7	8
ρ_{1-4}	28/0.3	414/0.34	70/0.96	10^3-10^4/2.25	1683/6.4	285/0.5	65/0.94	56/0.1
		40/1.2				46/0.5		
	147/3.9		35/1.2	28/2.13	54/1.4		292/2.5	438/1.3
		49/2.43				972/3.5		
						52/0.6	110/1.0	
	$>10^4$/3.15		259/49	209/11	10^3/1.7	512/1.5	1002/2.1	186/3.2
ρ_5	40/7.83	5/5.3	9/8	34/13	7/7.8	56/10-15	46/7	25-30/3
ρ_6	977/62	998/	10^4/160	969/40	/23		4737/70	1945/29.7
ρ_7	3384/146			9×10^4/115	7×10^3/240		9800/118	/117
ρ_8	0.3/		0.44/	0.9/	0.98/	1.0/	0.31/	0.3/

注：表中数字表示电阻率 Ω.m /厚度（km）。

3．地质推断的依据与结果

将反演结果（表4）与已知地质情况进行对比，推断各层地质属性和岩性。推断的主要依据是：

（1）测点所在部位出露的地层和构造；

（2）区域性的相变规律和厚度参考值；

（3）电性参考值。

地质解释结果如图5。

（二）低电阻标志层的存在及其地质属性

如图6所示，低电阻标志层的存在是确切的。

根据下列四点相关性，低电阻标志层（ρ_5），就整体而言，在杨子准地台相当于震旦系泥质岩和元古界浅变质岩，在华南褶皱系相当于下古生界至元古生界浅变质岩。

1．从埋藏层位看。这套低电阻标志层埋藏在高电阻的下古生界海相碳酸盐岩之下。根据区域地质资料，下古生界海相碳酸盐岩之下，普遍有震旦系泥质岩和元古界浅变质岩，在雪峰山的溆浦和沅陵两测点附近，露头下可见到下古生界海相碳酸盐岩组成的向斜构

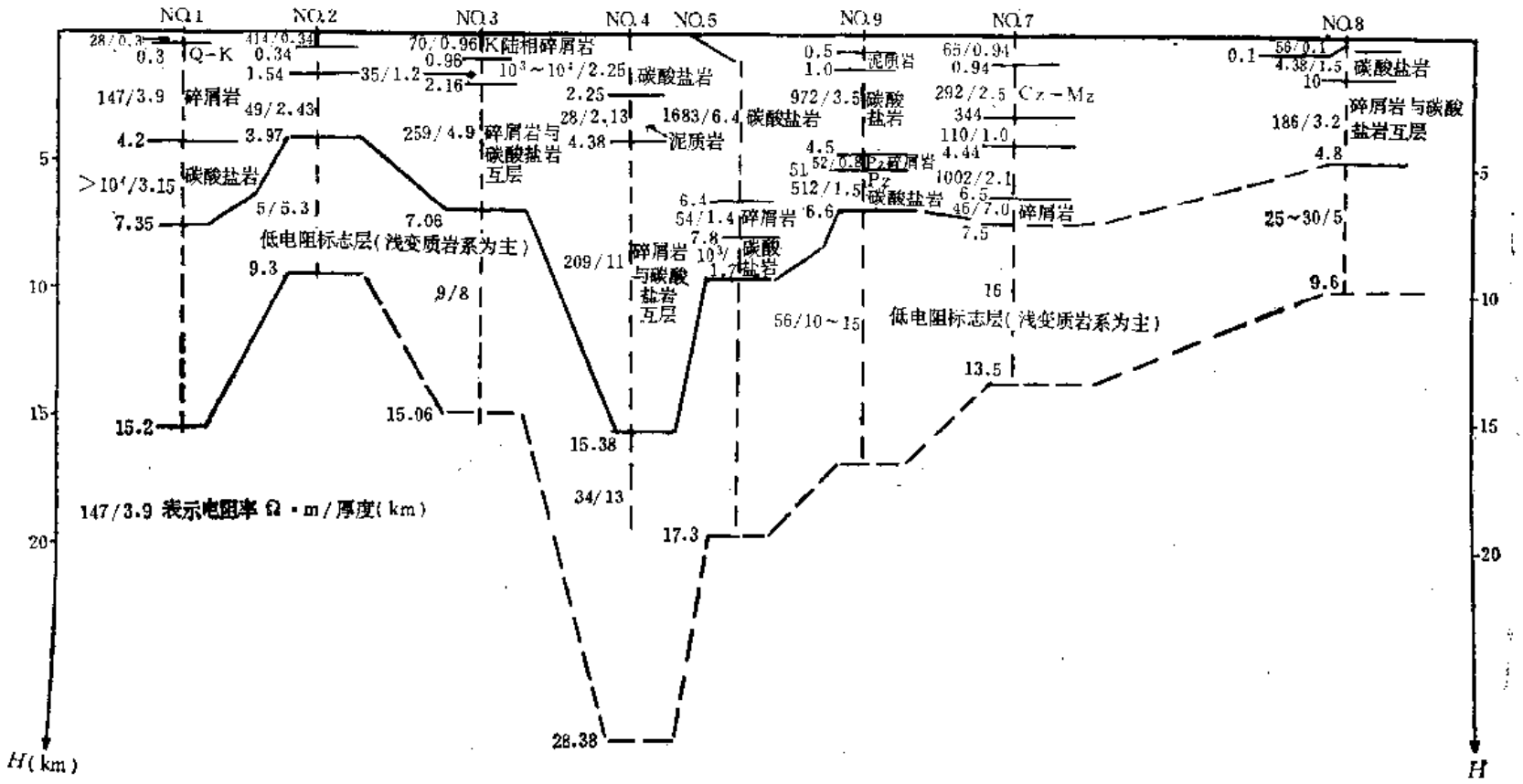


图 5　沉积岩与结晶基岩分层地质解释

注：数字147/3.9表示电阻率（Ω·m）/厚度（km）

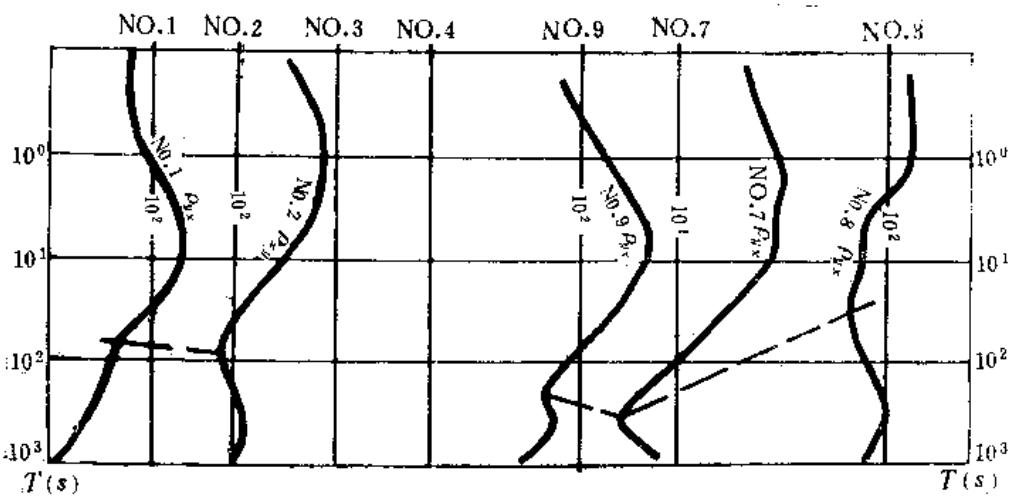


图 6　低电阻标志层曲线特征对比

造，被元古界浅变质岩所围绕。在剖面东端，在泥盆系碳酸盐岩之下，为奥陶系，寒武系和震旦系浅变质岩系。

2．从厚度看。根据反演结果，低电阻标志层的视厚度为5—13km，一般为7—8km、根据区域地质资料，下古生界海相碳酸盐岩之下震旦系泥质岩和元古界浅变质岩的视厚度超过5—10km，一般为7—8km。两者区域厚度是相当的。

3．从电性看，根据反演结果，低电阻标志层的电阻率（ρ_5）为7—56Ω·m，反映为泥质岩型。根据物性测定，震旦系泥质岩和元古界浅变质岩的电阻率为20—200Ω·m，一般为20—80Ω·m(表3)。两者是接近的。

4．从分布范围看。根据图5和图6，低电阻标志层在垂直构造走向的东西方向上，在500km范围内都有分布，而且从其厚度变化趋势看，分布范围还要更广些。从区域地质资料看，也只有这套泥质岩和浅变质岩，才有如此广泛的分布范围。

由于单一方法的局限性，有两个问题难以作出判断。第一，剖面东端为湘东南地区，在奥陶系，寒武系和震旦系浅变质岩之下，是否有元古界？这是地学工作者颇为关心的问题。第二，华北的壳内低电阻层，埋深20km左右，与低速层相当，被赋于高温层，能干层，发震层、塑性层等等许多名称，认为与脱水花岗岩层有关。本区低电阻标志层（ρ_5）

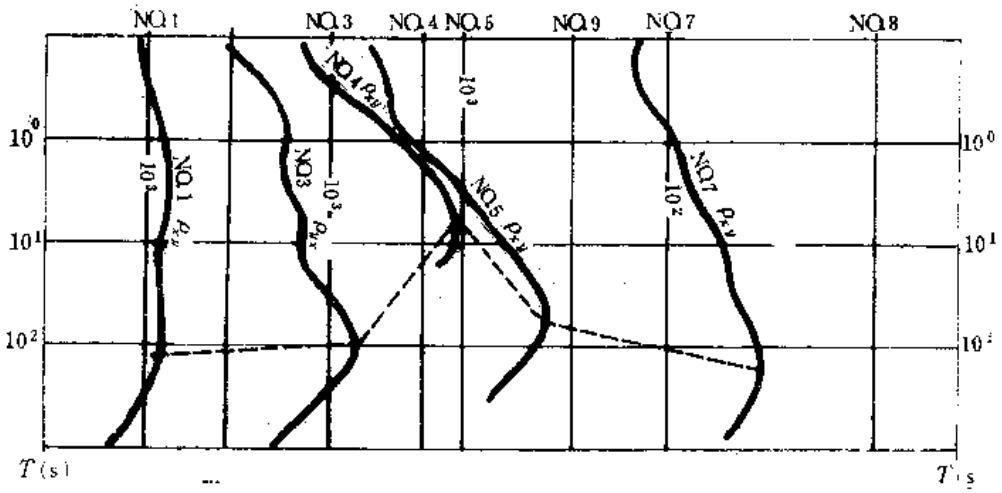


图 7　上地幔高电阻层曲线特征对比

是否也有这种可能，或者部分地包含这种可能？要探讨这两个问题，尚需进一步的地质、地球理物工作。

（三）深部地电断面

深部地电断面反映为两个高阻层和一个低阻层，在 ρ（T）曲线上反映为右支AK型，或合并成K型（图7）

$\rho_6\approx10^3\Omega\cdot m$，厚度为25—60km。$\rho_7\approx10^3$—$10^4\Omega\cdot m$，厚度为110—140km。两者为上地幔高阻层。

$\rho_8\leqslant1\Omega\cdot m$，顶面埋深为150—280km。可能为上地幔高导层，即软流层的反映。

四、地电剖面结构与布格重力异常的关系

阅图12，将地电剖面结构与布格重力异常进行对比。可以看出，雪峰隆起与重力高相对应，华南褶皱系的湘中拗陷和衡阳盆地也与重力高相对应，显然两个重力高所反映的异常体的地质属性是不同的。

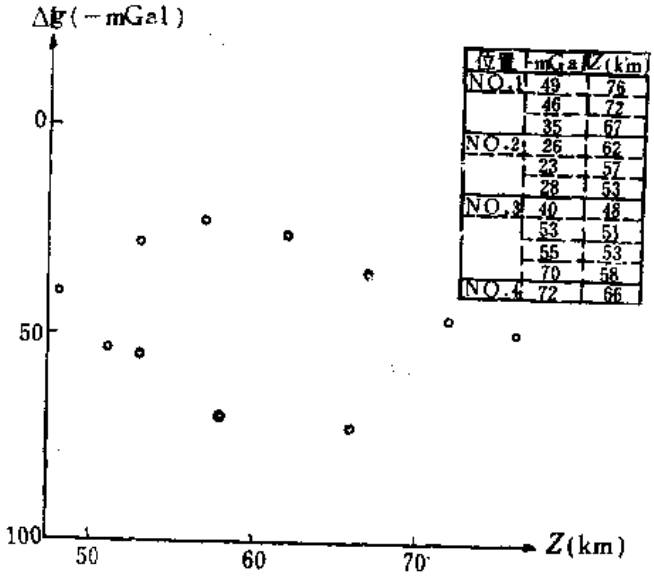


图 8　剖面西段（雪峰隆起）电性界面Ⅲ的起伏与布格重力异常的关系

首先分析剖面西段电性界面与布格重力异常关系。从图 8 可以看出，该重力高与电性界面Ⅲ的起伏没有明显的相关性。

从图 9 可以看出，该重力高与电性界面Ⅱ的起伏有密切的相关性。电性界面Ⅱ相当于元古界浅变质岩（密度为2.6—2.7g/cm³）与下伏高阻层（估计密度为 3.0—3.3g/cm³）之间的分界面，两者之间有明显的密度差。电性界面Ⅱ的起伏大体上还与雪峰山的地形起伏相一致。因此，该重力高所反映的地质因素，主要是电性界面Ⅱ的起伏和雪峰山的地形起伏所产生的重力效应的总和。

再分析剖面东段电性界面与布格重力异常的关系。显然，该重力高与电性界面Ⅱ—Ⅲ之间的高阻层的厚度变化有密切的关系（图10）。

参照剖面西段的分析。电性界面Ⅱ虽然也可能是明显的密度界面，但由于起伏平缓，不可能引起明显的重力异常。由图11知，该重力高与电性界面Ⅲ的负向起伏有密切的相关性。因此推断，引起该重力高主要地质因素是电性界面Ⅱ—Ⅲ之间的异常地质体的厚度变化。看来这个地质体具有高电阻、高密度的特性。根据图11，它与周围的密度差达0.33g/cm³。在这个深度上，围岩的密度大约为3.0g/cm³。那末这个高阻、高密度地质体的密度可能达到3.3g/cm³。要达这个密度值的地质体很可能是来自地幔的超基性橄榄岩类。

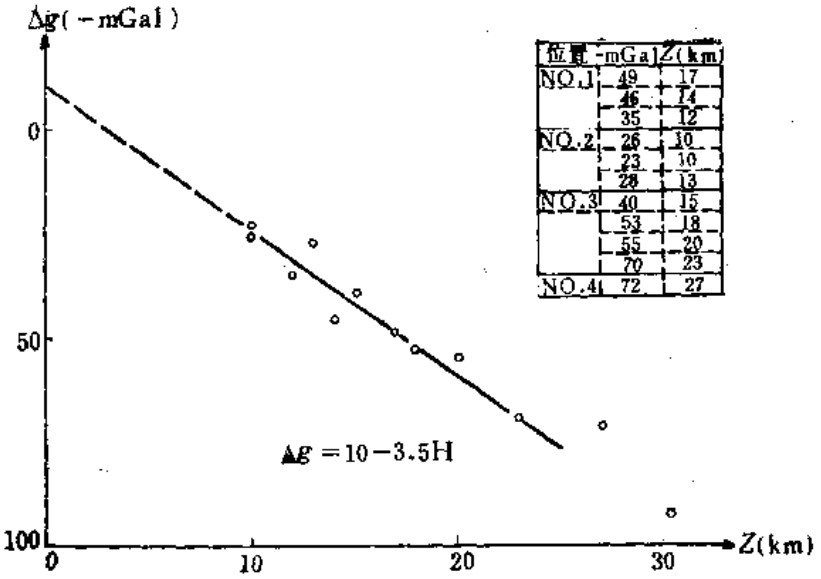


图 9　剖面西段（雪峰隆起）电性界面Ⅱ的起伏与布格重力异常的关系

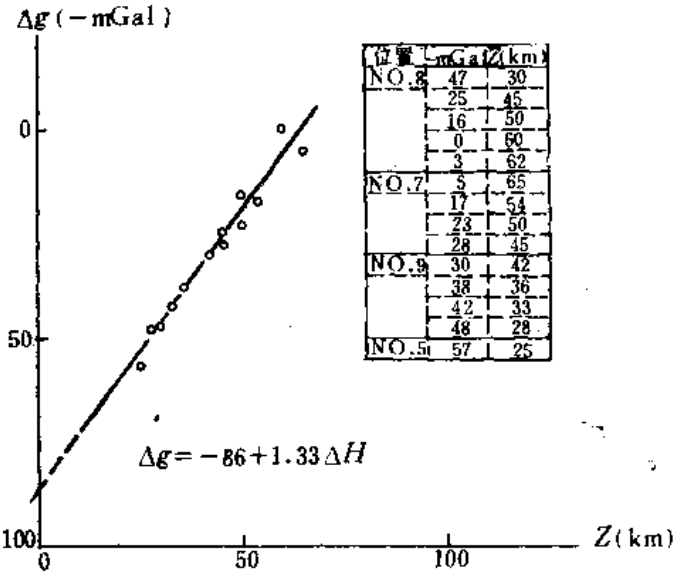


图 10　剖面东段（湘中拗陷—衡阳盆地）电性界面Ⅱ—Ⅲ之间的厚度变化与布格重力异常的关系

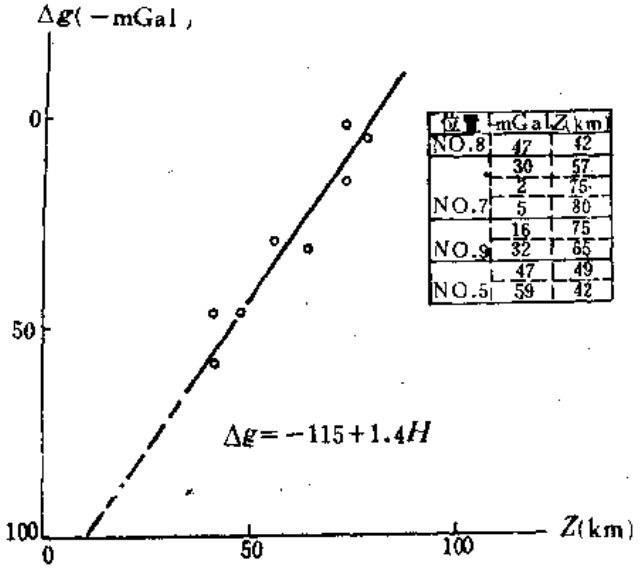


图 11　剖面东段（湘中拗陷-衡阳盆地）电性界面Ⅲ的起伏与布格重力异常的关系

综上所述，剖面西段和东段的两个重力高是由不同的地质因素引起的。西段是雪峰隆起的反映，东段是高阻、高密度地幔型物质的反映。这也反映了剖面东西两段，深部地质结构有差异的一个方面。

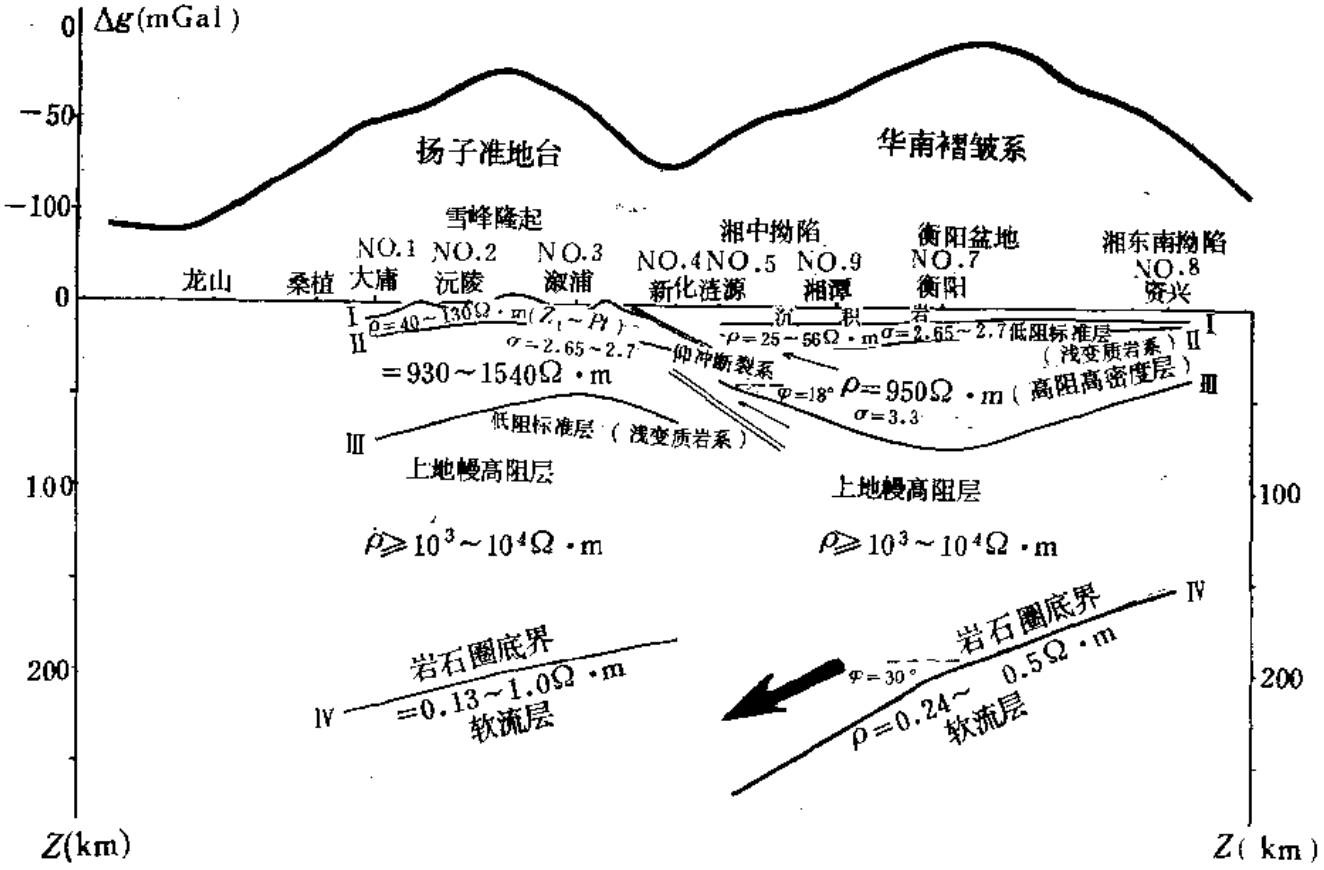


图 12　地质-地球物理综合解释剖面

电性界面的地质属性：Ⅰ—沉积岩与浅变质岩的分界面；Ⅱ—浅变质岩的底界面；Ⅲ—上地幔上部的电性分界面；Ⅳ—岩石圈与软流层的分界面

五、对雪峰山及其两侧地区若干地质问题初探

（一）构造特征

图12展示了大庸到资兴的基本构造特征。

从整体看，分东西两段，两个块体好象漂浮在软流层上。

西段，上地幔上部、浅变质岩底面和顶面（电性界面Ⅲ、Ⅱ、Ⅰ），与雪峰山的现代地形相似，都呈正向上隆。岩石圈底面（电性界面Ⅳ）呈西倾单斜。岩石圈厚度，西端（大庸）为217km，东端（新化）为180km。

东段，上地幔上部和浅变质岩底面（电性界面Ⅲ、Ⅱ）呈负向起伏。岩石圈底面（电性界面Ⅳ）呈西倾单斜，岩石圈厚度，西端（涟源）为280km，东端（资兴）为156km。

在西段与东段之间，岩石圈底面落差近百公里。形成岩石圈底面落差，即岩石圈厚度突变的原因，可能有两种，一是由东向西的俯冲，二是底流。而上地幔上部、浅变质岩和沉积岩（电性界面Ⅲ、Ⅱ、Ⅰ）则呈由东向西的仰冲关系。这种深浅部侧向接触关系的差异性，展示了扬子准地台与华南褶皱系之间的大地构造关系。

这种深浅部的侧向接触关系，在地质，地球物理资料上的反映是一致的。

根据地质露头，在剖面两侧的雪峰山区有基性、超基性岩带分布，并推断在雪峰山东缘存在岩石圈断裂，前面指出，根据电性界面起伏与布格重力异常的关系，推断在剖面的东段，有高阻、高密度的地幔型异常体分布。岩石圈底面落差与布格重力负异常相对应（图12）。

根据新化测点的反演结果，确定下古生界（D—ϵ）碎屑岩与碳酸盐岩互层的视厚度达11km；涟源测点的反演结果，确定上古生界（C—P）碳酸盐岩的视厚度达6.4km。两者都远远超过区域地层厚度。其主要原因可能有两点：一是地层因逆冲迭掩重复；二是地层倒转或陡立。从而使反演的视厚度远大于真厚度。这与雪峰山东缘北段古生代地层存在有一系列北北东向逆掩断层是相对应的。

大地电磁测深成果所反映的，是上述深浅部侧向接触关系差异性的轮廓结构。

（二）构造运动体制与雪峰隆起的成因、性质

从图12的剖面结构分析，构造运动体制是华南褶皱系为主动块，扬子准地台为被动块，在由东向西挤压力的作用下，华南褶皱系向西运动。

雪峰隆起的东缘是受挤压力作用的锋线。由于华南褶皱系向西运动，和雪峰隆起对它的阻挡作用，使华南褶皱系的地壳和上地幔呈东西向缩短。在不同的地段和不同的层位，具有不同的缩短量。在涟源至衡阳间，地壳下部的东西向缩短量至少有60km。在不同的层位上，横向缩短所产生的结果也不相同。在岩石圈的下部，形成岩石圈厚度突变，并有可能部份被消蚀；在上地幔上部，横向缩短导致纵向厚度增大；在沉积岩和地壳上部，形成仰冲、迭掩和褶皱。这就是使处于这条挤压力作用锋线后缘的湘中地区，具有岩石圈底面下插；上地幔上部呈喇叭状；古生界构造呈仰冲、迭掩和上陡下缓梳状褶皱等特征的基本原因。所以，深浅部侧向接触关系的差异性，是在统一的挤压力场作用下，由于岩体本身性状和它所经受的边界条件不同而形成的。

在这条线的前缘，在挤压力作用下，雪峰隆起下的岩石圈底部构造，因华南褶皱系下的岩石圈底部构造由东向西下插而抬升，从而导致上地幔上部以上直至现代地形呈正向上隆。震旦系至元古界浅变质岩在雪峰隆起轴部厚度增大（图12），显然是由于东西向挤压缩短的结果。在大庸至新化间，震旦系至元古界浅变质岩顶面的东西向缩短量至少有20km。

看来，雪峰隆起的性质有两重性。一方面它是受岩石圈俯冲或底流所控制的隆起；另一方面，它的沉积岩层和浅变质岩层曾经历了滑移作用，可能是形成了相当规模的推覆构造。震旦系和元古界是一套具有可塑性泥质岩层，可能是形成推覆构造的主要折离层。

总之，雪峰是深部因素所控制的隆起，但沉积岩层曾经历了较大的滑移。滑移的规模，华南褶皱系比扬子准地台要大的多。

（三）构造运动的时代

在扬子准地台和华南褶皱系，三叠系和古生界发育有强烈的褶皱和逆断层系。在雪峰

隆起范围内，侏罗系也有部分被老地层所迭掩。因此，由东向西的挤压作用主要发生在印支一燕山期。

由此看来，扬子准地台与华南褶皱系，在印支期及其前后，构造运动的时代和方向，与西太平洋板块是一致的，同处于统一的构造运动体制之中。

（四）岩石圈厚度与大地构造性质

1971年，凯勒（Keller）根据大地电磁测深结果，分析了地壳和上地幔的电性资料，并将岩石圈的厚度与大地构造的活动性联系起来。他认为在火山活动区，岩石圈厚度小于60km，在构造活动区（活动地壳板块），岩石圈厚度为60—150km；在稳定的地台区，岩石圈厚度大于200km。

1981年，都城秋穗（Aklhomlyshlro）指出，“准地槽以具有比正地槽更厚的岩石圈为其特征”。

两者都指出岩石圈厚度与大地构造性质的关系：稳定区具有比活动区更大的岩石圈厚度。

扬子准地台雪峰隆起至华南褶皱系，岩石圈厚度为156—217km，介于稳定区与活动区之间，因此，其构造活动的强度具有过渡性。

华南褶皱系的岩石圈厚度变化，比扬子准地台剧烈，所以前者比后者具有较强的活动性。而在湘东南地区，岩石圈厚度东薄西厚，构造的活动性，显然东面比西面要强。同样，在扬子准地台，岩石圈厚度由雪峰隆起向西增厚，显然雪峰隆起的活动性比四川盆地要强。

岩石圈的厚度与大地热场的相关性，是与构造活动的相关性出于同一原因的两个不同方面的表现形式。1982年，刘国栋和刘昌铨指出，华北准地台岩石圈厚度为60—100km，由马兰峪向渤海方向减薄。与之相应，地温场由西向东增强，居里面亦由西向东变浅。扬子准地台和华南褶皱系的岩石圈比华北准地台要厚得多，因而预测区域地温场可能比华北要弱的多。

岩石圈厚度与构造的活动性以及地热场呈密切的正相关性。在探讨南方古生界海相地层的构造和油气演化时，这是一个值得重视的条件。

（五）深部构造与新构造运动

西太平洋板块在由东向西继续推移。从图12的剖面结构看，东西两个地质块体还仍保持有相当的势能，表现出岩石圈底面将继续向西下插，沉积层将继续向西仰冲、迭掩的势态。因此，在新构造运动时期，华南褶皱系将继续由东向西推掩，雪峰山向上继续抬升。

结　束　语

这次试验，是石油地质普查系统第一次引用大地电磁测深法，用这种方法研究深部构造，国内已有十余年的历史，但工作量甚少。用这种方法，在山区，碳酸盐岩分布区进行油气普查勘探的方法效果试验，在国内是首次，在国外，实例也不多。

这次试验为石油地质普查系统发展大地电磁测深法走出了第一步。这一步主要做了三件事：一是通过实践证明，大地电磁测深法可以在山区，碳酸盐岩区开展野外工作，在海相地层内部有确切的电性分层，并且可以将盆地构造与深部构造结合起来进行研究；二是

对雪峰山及其两侧的某些地质问题，指出了探讨性的见解，三是培养了一批技术人员。总的来说，这次试验取得了预期的效果。

1．从所取得地质成果，看大地电磁测深法在山区、碳酸盐岩分布区进行油气普查的地质效果。

(1)能对古生界海相碳酸盐岩、碎屑岩、及其两者的互层，进行了大套的划分，确定三者的顶、底起伏、厚度和电性。因此，用大地电磁测深法研究我国古生界海相地层分布区的某些区域地质问题是可行的。

(2)通过本文分析，认为在湖南地区，大地电磁测深具有低阻标志层，它的地质属性可能主要为元古界浅变质岩。这个问题虽然尚需进一步的探讨和验证，但确实是一个值得重视的问题。在中国南方，包括华北南部，结晶基底普遍都是弱磁性的浅变质岩系，航磁反映为微弱的平静弱磁场，很难进行定量解释。因而至今尚未找到合适的地球物理方法，定量地解决这类地区的基底构造问题。如果在特定的地质、地球物理条件下，“低阻标志层相当于泥质浅变质岩系”这个推断，大体上是成立的话，那么就可用大地电磁测深法确定它的顶，底面深度和厚度，电性四个参数，并与其它地球物理方法相综合，更为确切地研究中国南方浅变质岩分布区的基底结构和构造问题，从而也就更为确切地研究了含油气盆地实体的底部构造问题。如果这方面的地质成果有所突破，在矿产预测和地学基础理论研究方面，也将会出现新的面貌。

(3)到目前为止，大地电磁测深方法是唯一能将浅部构造和深部构造结合起来进行研究的地球物理方法。这次方法试验的结果得到了一个实例。这个实例展示了浅部构造和深部构造是在构造运动体制控制之下的统一体，因而在成因上有密切的相关性。这就是为什么研究矿产预测问题，特别是通过研究含油气盆地构造和油气演化，来预测含油气的潜力问题，要对深部地质进行研究的理由。

大地电磁测深解决地质问题的能力是多方面的。根据国外资料报导，它在普查局部构造，探明火山岩覆盖体下的沉积推覆构造，寻找地热源和地下水，研究地震机制等等方面，都取得了探索性的成果。其中有许多问题是地震勘探极难解决的。

任何地球物理方法都有局限性，大地电磁测深方法也不例外。大地电磁测深法的局限性主要表现在两个方面：一是它只能划分电性层；二是由于它是宏观的体积测量，其结果只能是粗略近似的。因此，大地电磁测深法不可能取代其它地球物理方法，而只能作为综合地球物理方法之一，解决其所能解决的某些地质问题。

2．以方法技术看发展大地电磁测深法的可能性和必要性

(1)大地电磁测深队用人少，装备比较简单，费用较低。随着装备和技术水平的不断提高，工作效率必将不断提高。从现在的技术水平看，它已经从纯方法的发展性研究阶段，逐步转入到应用阶段。

(2)大地电磁测深法虽然对测点的场地有一定的要求，但与其它地球物理方法相比较，选线，选点的自由度较大，它能适应山区、平原、沙漠、湖沼、浅滩以及岩石裸露区等复杂地区的工作。特别是它对生态环境没有破坏作用，这是不可忽视的优点。

(3)大地电磁测深的基础理论、野外工作方法、数学处理技术和地质解释等，与其它地球物理方法相比较，是比较容易掌握的，技术人员比较易于培训，从发展勘探方法的角度考虑，技术力量是不难解决的。

(4)大地电磁测深法是磁电勘探方法系列中的一种方法。整个方法系列的内容比较丰富，而基础理论和处理技术有许多相似性。所以从发展大地电磁测深队入手，就可以比较顺利地发展综合电法队，使之既能解决构造问题，又能逐步解决直接找岩相带或油气问题。

(5)发展大地电磁测深队的困难在于野外仪器。看来，近期解决的办法有两条，一是适当引进成套仪器；二是进口部件，国内装配。目前国内已具备了自己装配的技术条件。这是较快较省地发展综合电法的一个途径。

综上所述，在石油普查勘探部门，为加强第二轮石油普查勘探工作，函需为各大探区配备若干电法队，以丰富地球物理勘探的综合内容，对开展地震工作极为困难而又首先需要解决选区评价问题的湖南、下扬子地区，以及西部大型盆地，尤宜优先考虑。

3．下步工作应该注意改进的问题

(1)要改善仪器的高频性能和抗干扰能力，并能进行实时处理。

(2)要研制和完善软件。

参 考 文 献

〔1〕 中国地质科学院，中华人民共和国地质图(1:4000000)，1976。

〔2〕 都城秋穗，1981，Tectonic and petrologic aspects of ASLA,Geological Society of China,Memoir. No4,1981。

〔3〕 Keller，1971。

〔4〕 刘国栋、刘昌铨，1982，华北北部地壳上地幔构造及其与新生代构造活动的关系，中国科学(B辑)，1982年12期。

河西走廊及其附近地区的大地电磁测深

国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组

本测区位于青藏高原的北缘和东北缘，纵横交错的盆地、山脉、拗陷和地台在该区形成了复杂的地貌。

本测区包括东至民勤、古浪，西至敦煌、阿克塞，北至马宗山，南至柴达木盆地，以河西走廊为主的广大地区。共分设20个测点，并且构成七条测深剖面，如图1。

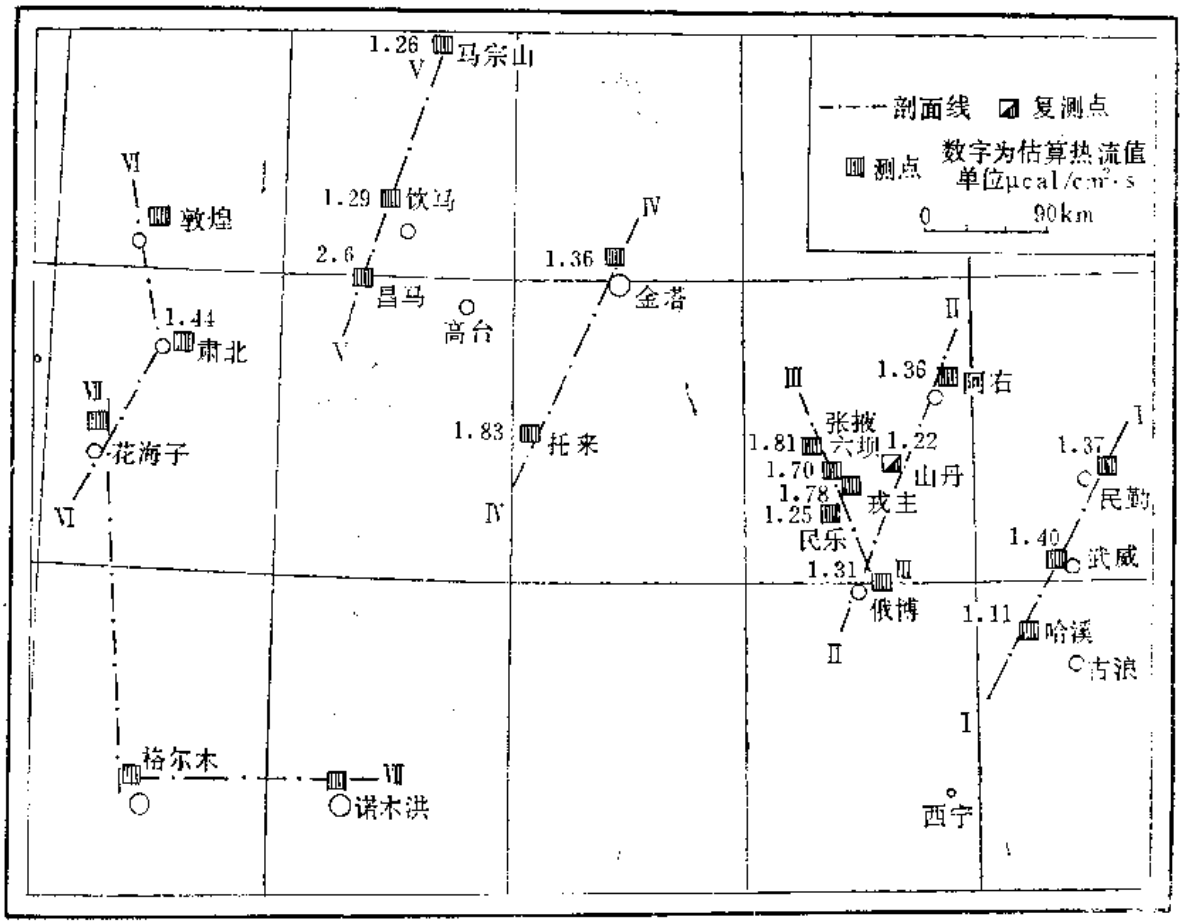


图 1　河西走廊附近地区测点分布、剖面位置及估算热流值示意图

本测区的大地电磁观测中使用LH-1型仪器❶。该仪器在与我研究所原研制使用的静磁原理光电倍增管负反馈测深仪对比观测并获得一致结果的基础上，经过不断改进和完善，已成为独立的模拟记录仪器系统。所获得的大地电磁观测资料的主要特点是：（1）观测中特别重视磁暴和强磁扰期间的记录，大地电磁微扰信号的信噪比高；（2）采用了比较

❶ 据1974年兰州地震研究所大地电磁测深组资料。

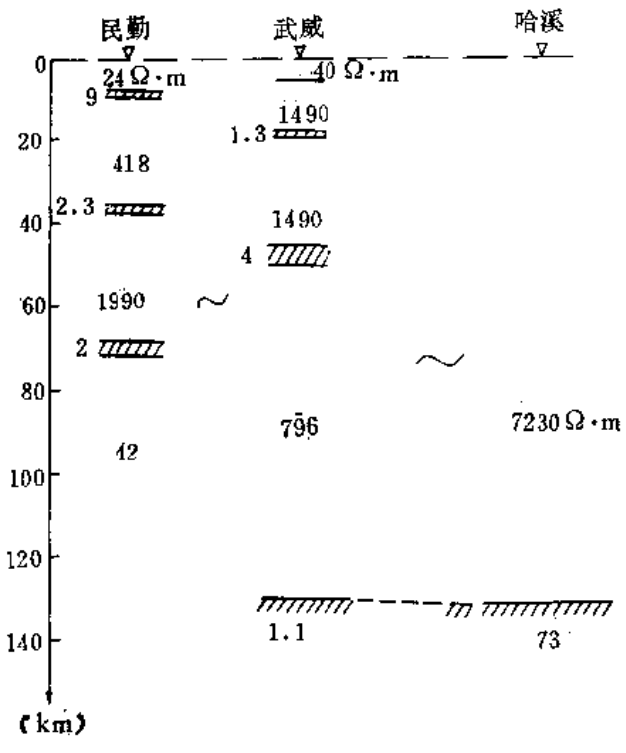


图 2　剖面 I 电性结构示意图

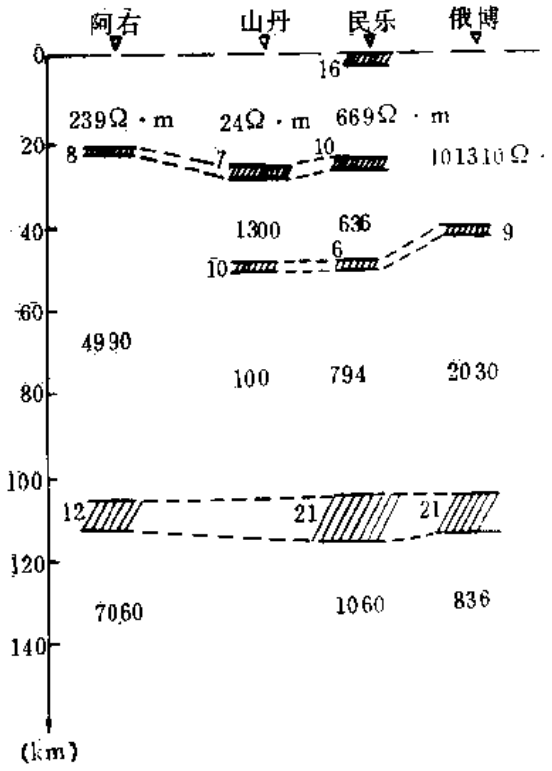


图 3　剖面 II 电性结构示意图

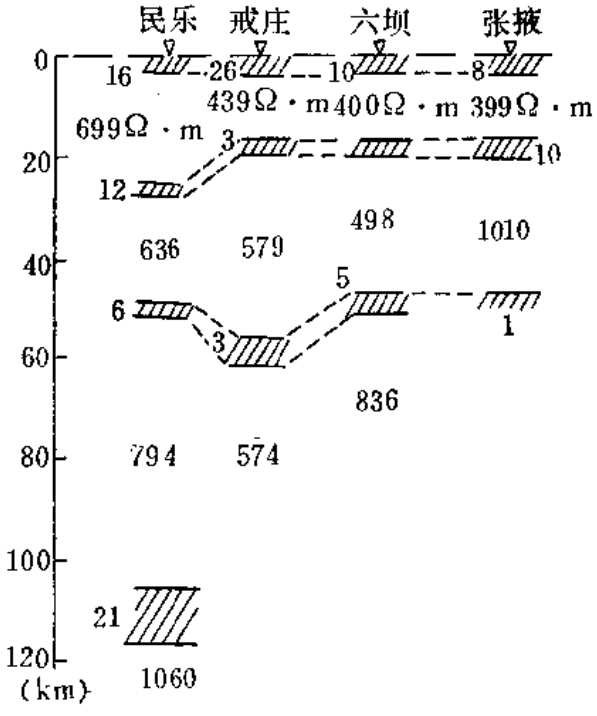


图 4　剖面 III 电性结构示意图

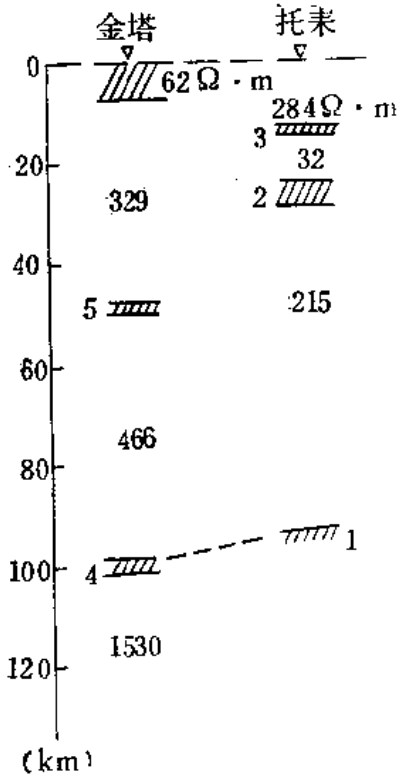


图 5　剖面 IV 电性结构示意图

完善的标定方法和标定系统；（3）采用分频段同时记录，频带较宽（6—6000s），因而能够获得反映地壳-上地幔电性结构的电磁信息。

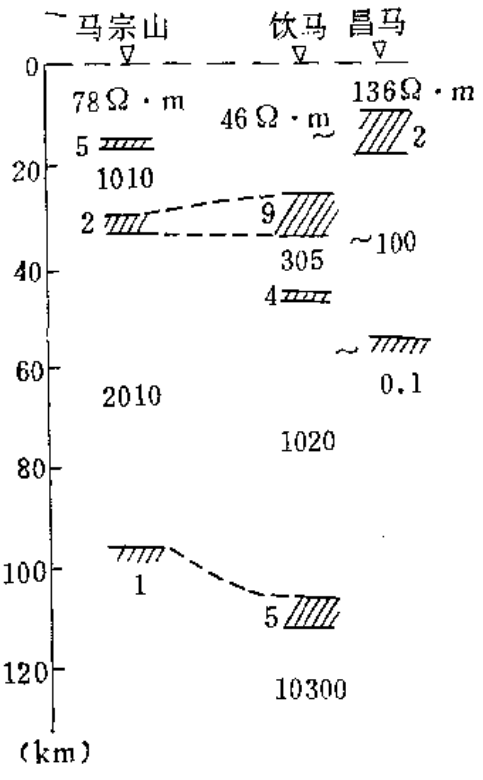


图 6 剖面Ⅴ电性结构示意图

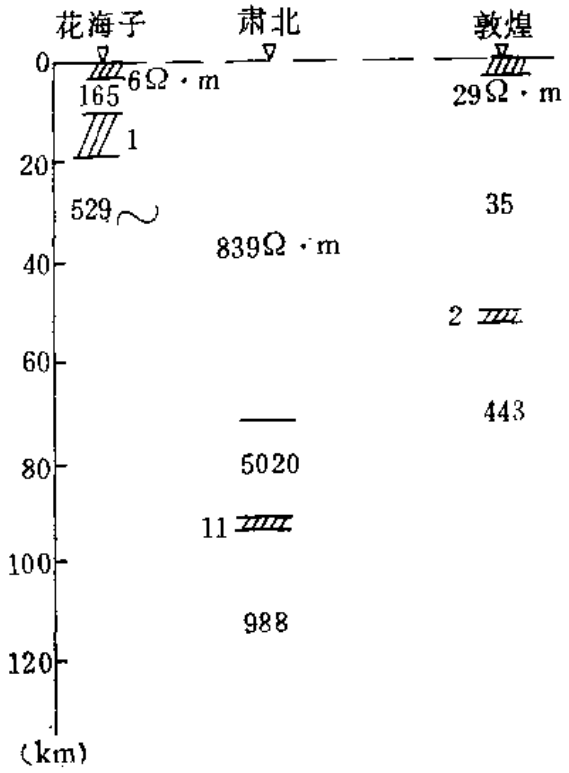


图 7 剖面Ⅵ电性结构示意图

本测区资料处理中全部采用数字滤波、阻抗张量计算法进行计算[1,3]。在原有处理方法和计算机程序的基础上又增加了以下功能：（1）数据采集处理的不等间隔采样；（2）振幅格值的计算机内插法；（3）广义逆矩阵一维反演程序、优选法选取最佳步长、中断迭代、适时修改参数等；（4）保存输入的正确数据，并修改输入的错误数据等。

考虑到非均匀性和各向异性影响所产生的畸变效应，选用受畸变较小的曲线作为解释曲线，用以求取地下电性分层结构，得到了测区20个测点的地下电性结构参数（见图2—图8）。

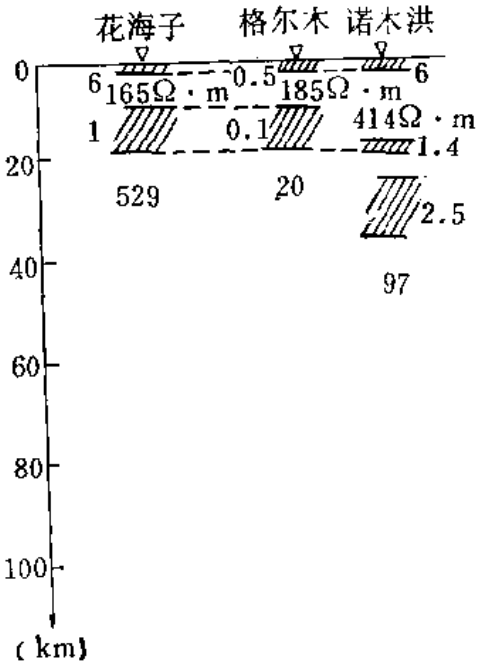


图 8 剖面Ⅷ电性结构示意图

该区的地质构造表现出具有明显的条带状分布特征。在该测区范围内由大地电磁测深所得到的地下电性结构可以将本测区划分为四个不同的构造带：（1）走廊拗陷带；（2）走廊南山带；（3）走廊北部地带（包括北山带和阿拉善地块）；（4）柴达木盆地地带。所获得的结果表明，在地下深度范围为7—15km、15—45km、45—55km、70—160km和160km以下的这五个深度范围中分别显示出上部、中部和下部地壳低阻层以及上地幔第一、第二低阻层（高导层）。这些特征层在不同的地区得以不同的显示。各构造带分别显示出了不同的或类似的电性结构特征，并反映

出在同一构造带内电性的横向变化[3]。

下部地壳低阻层显示出呈条带状区域分布的特征（图9）。该特征层集中分布在走廊拗陷带中的9个测点上，而且埋藏深度（50km左右）和层厚（约数公里）极为相近。另外在走廊南山带与拗陷带交接过渡的边缘两个测点昌马和俄博也有显示。目前，在西北地区60余个测点中，下部地壳低阻层在走廊拗陷带里显示得尤为突出[4]。

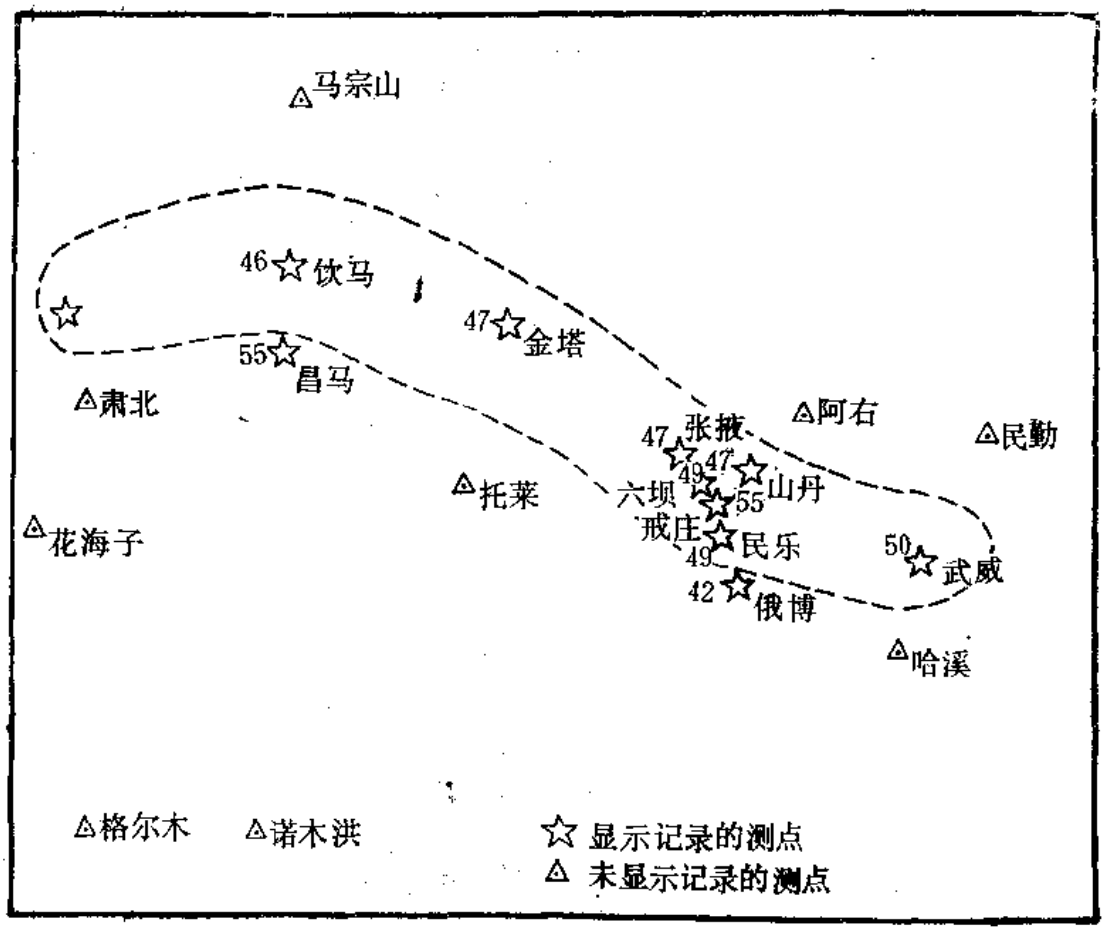


图 9　下部地壳低阻层平面分布图

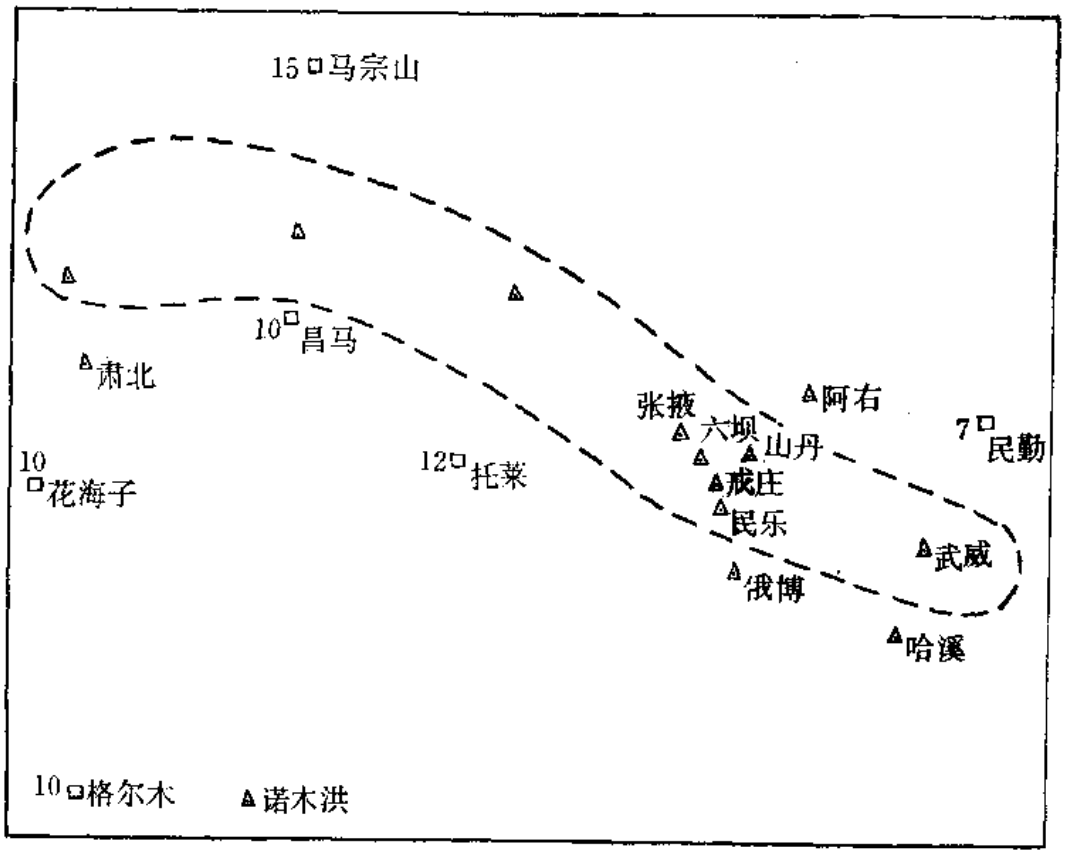
注：图中数字为该层顶面埋深（km）

上部地壳低阻层同样也显示出区域性分布特征（图10）。该特征层都分布在走廊拗陷带之外，这与下部地壳低阻层分布特征正相反。同样，在走廊拗陷带与南山带交接过渡的昌马测点也有特殊的显示：在10—20km深度范围中显示出电阻率极低（1.5Ω·m），层厚度极厚（10.7km）的特殊上部-中部地壳低阻层。根据宏观烈度分布求得1932年昌马$7\frac{1}{2}$级大震的震源深度为15km，正处在该特征层中。

中部地壳低阻层在该区的西部地区显示得不清楚甚至缺失，在走廊拗陷带内的东部地区显示得非常清楚，顶面埋藏深度较浅而且比较集中分布在18—20km 范围。

以上这种明显的区域性分布特征，不仅可能与标志着在长期的地壳运动中形成走廊盆地的深部背景密切相关，而且说明了深部电性结构与现代地貌形态交错过渡的内在关系。

由图11可见，本测区中地幔第一和第二低阻层具有较一致的分布特征：它们的顶面埋深在广大的西部地区较浅，东南部埋深变深。这种一致性可能表明，上地幔物质的运动很



□显示记录的测点 △未显示记录的测点

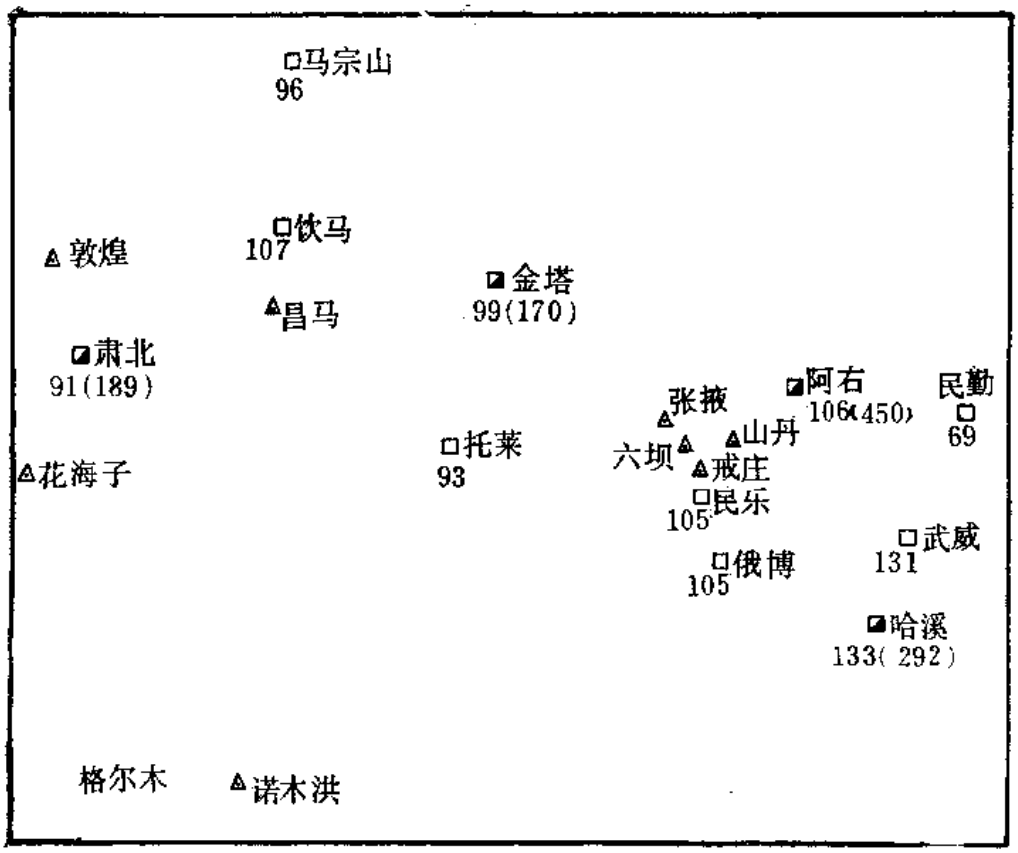
图 10 上部地壳低阻层平面分布图

注：图中数字为该层顶面埋深（km）

可能成为地震能量的来源。在上地幔第一低阻层顶面埋藏深度急剧变化的地区，地壳一上地幔的电性横向变化十分剧烈，并且地震活动性明显地增强。这样的梯度带可能是上地幔顶部与下部地壳之间的紧耦合地带。深部的动力和能量就容易由上地幔向地壳内传递，并且将可能导致地壳内某些特殊层位产生应力集中和能量积累，从而在地壳内形成震源区。分析表明，该测区附近发生过的几次大地震的震源区都处在上地幔顶部的梯度带中。初步定量地得出：对应于7—8级大震的震源区都处在局部正交的一维或二维方向的梯度带之中，其变化幅度值可达 25—70km，其变化梯度可达 0.2—0.7。而且小震活动亦明显地集中分布在这些梯度带中。

上地幔顶部的梯度带将可能用来判断今后可能发生大震的地区，作为大震危险区判断的一种标志。处于梯度带中的甘肃武威-天祝-门源-永昌一带及其附近地区，由于本身具有集中应力积累能量的背景，该区自1969年以来地震活动明显地加强和集中，所以该区以及周围附近地区今后仍有发生强震或大震的可能。

下面是四个构造带的电性结构特征。（1）走廊拗陷带：普遍地显示出下部地壳低阻层；中部地壳低阻层的埋深在东部较深、并且显示得很清楚，在西部较浅并且显示不清楚或者缺失；上地幔第一低阻层埋深东深西浅，高热流值主要集中在该带内。（2）走廊南山地带：都具有数百个Ω.m以上的高阻表层；上地幔第一低阻层埋深东深西浅；热流值



■第一、第二低阻□第一低阻层 ▲未显示测点
层都显示的测点 显示的测点

图 11 上地幔第一、第二低阻层平面分布图

注：括号外数字为第一低阻层顶面埋深（km），括号内数字为第二低阻层顶面埋深(km)

中部较高而往东南方向热流值减小；昌马测点地壳内显示出一个特殊的中部-上部地壳低阻层，该层正处在1932年昌马7.5级大震的震源深度范围中。（3）走廊北部地带：上地幔第一低阻层埋深东浅西深，与北山地带中地壳的电性结构极为相似；热流值较拗陷带内小，并且有从东南向西北方向减小的趋势；其中的阿拉善右旗测点中部地壳低阻层的顶面埋藏深度约为22km，与蒙古地块内部22km处的康拉德界面相吻合。（4）柴达木盆地地带：各测点的电性结构比较相似，都具有几个欧姆米、层厚1—2km的地壳表层和位于18—20km深度的低阻层底面。

由河西走廊六个测点1954年至1982年的小震活动垂向分布特征来分析：（1）在走廊南山带的西部和走廊盆地的东部，弱震活动可能集中分布在上部地壳低阻层和中部地壳低阻层的上下界面附近；（2）甘肃山丹测点小震活动集中分布在中部地壳低阻层以上的地壳内，1954年山丹7级大震的震源深度为12km，因而中部地壳低阻层可能是这次大震震源体的底；（3）甘肃哈溪测点频繁的小震活动分布在40km以上的地壳内，和山丹震区相类似，亦不存在一个小震活动明显的下界，该区内的小震活动被看成是震源体破碎区内应力的释放；（4）甘肃金塔测点小震活动没有显示出成层分布，这表明对于地壳内电性分层不明显的地区，小震活动随深度的分布也显示不出清楚的成层性。对于古浪和山丹大震老震区的小震活动在一定意义上说明地下介质已较为破碎，其中可能难于聚积发生大震的

巨大弹性应变能，即在老震区震源体原地重复大震的可能性小一些。

参 考 文 献

〔1〕 国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组，用数字滤波法处理大地电磁测深资料，大地电磁测深，地震出版社，1981年。

〔2〕 国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组，大地电磁测深中处理非均匀介质的张量阻抗法，大地电磁测深，地震出版社，1981年。

〔3〕 林长佑等，内蒙、甘宁某些地区地球上部电导率分布的横向变化，西北地震学报，1983年第一期。

〔4〕 林长佑等，河西走廊地区下部地壳异常低阻层的发现，西北地震学报，Vol.1,No.2,1979年。

南北地震带北段地壳上地幔内的高导层与地震关系的研究

国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组

一、平罗-乌审旗二维反演剖面

我们根据南北地震带北段的平罗、陶罗和鄂尔多斯块体内马拉迪、乌审旗的大地电磁测深资料（图1中Ⅰ-Ⅰ），进行了二维的数学模拟工作。采用有限元法，由电子计算机组成和求解有限元方程，求得相应于给定的二维模型的电磁场分布及大地电磁测深计算曲线。当计算曲线与实测曲线有较好拟合时，相应的模型参数就被认为是接近实际情况了。

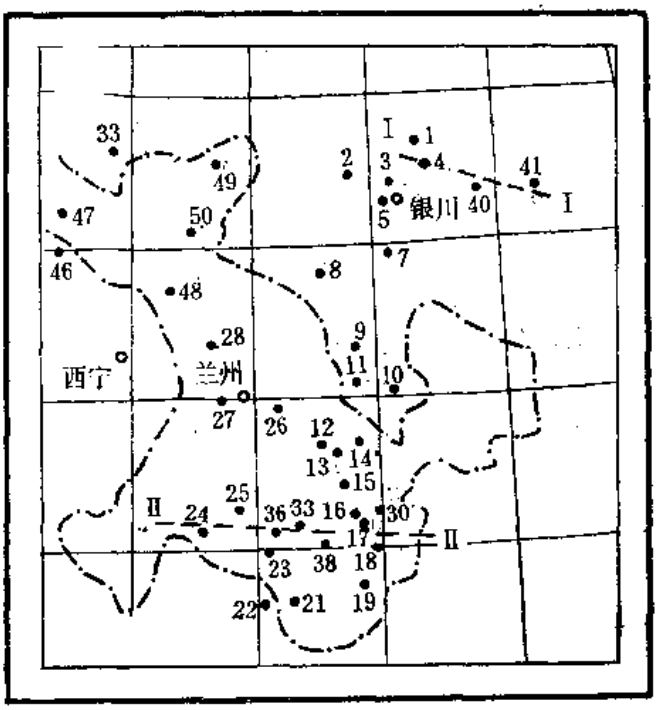


图 1　测点及剖面位置分布图
（图中2表示测点位置及编号）

计算的剖面长300km，垂向180km，对于E∥型，还在地表上方考虑了120km的空气层，共划分了540个矩形单元。由于目前还没有实际可行的二维反演程序，我们采用人机联合、人工修改模型参数的方法来进行实测资料的拟合工作。分E∥和H∥两种极化方式对ρ_{xy}^{H}和ρ_{yx}曲线进行计算和拟合，最后，综合两种结果得出了如图2所示二维剖面。

由图2可见，鄂尔多斯块体内地壳上地幔电性结构比较简单，横向变化不大，不利于应力局部集中。而在属于南北地震带的两个测点，地下介质的电性结构比较复杂、横向变化比较剧烈，因而各处岩石力学性质差异较大，有利于局部地区应力的积累。同时，二维剖面也更清楚地揭示出，在鄂尔多斯块体内，在约20—40km的深度范围内存在一导电的下部地壳，其电阻率约为5Ω·m。类似的情况我们曾在柴达木东盆地内（青海诺木洪测点）观测到。

二、南北地震带北段地壳上地幔的电性结构轮廓

历年来，我组在南北地震带北段及其邻近区域的甘、宁、青等省区完成了约五十个大

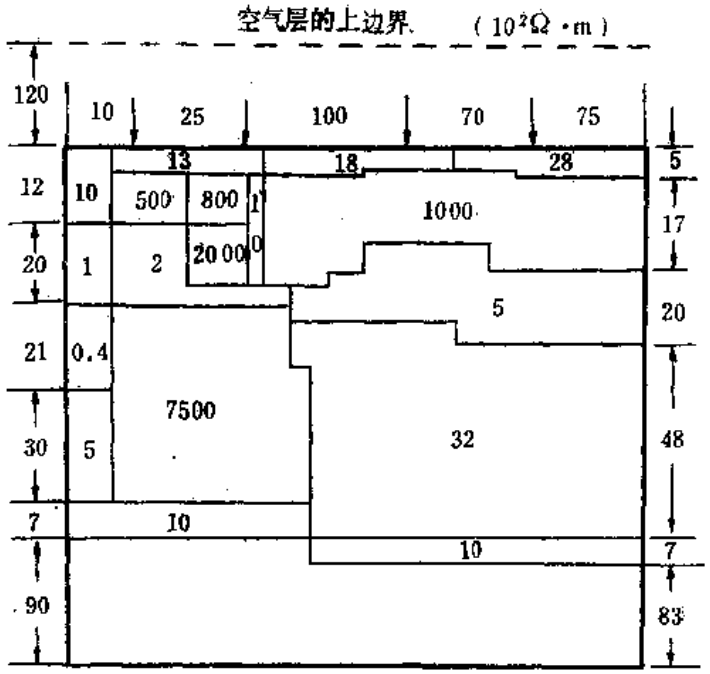


图 2 平罗-乌审旗二维剖面示意图

粗方框内的数字为该区电阻率，单位为（Ω·m），框外的数字为层厚度或点距，单位为(km)。虚线为空气层的上边界，电阻率取$10^{20}\Omega\cdot m$。测点从左到右分别是宁夏平罗西大滩、陶乐、内蒙马拉迪、乌审旗。剖面位置如图 1 中Ⅰ—Ⅰ所示

地电磁测深点（图 1）。这些大地电磁测深结果是我们研究这一问题的基础。

我们曾经报导过我国西北地区地壳上地幔内五类高导层的存在及某些分布特征[1]。它们是上部、中部、下部地壳高导层(KD_1、KD_2和KD_3）和上地幔内的第一、第二高导层（MD_1、MD_2），是地壳上地幔电性结构的特征层。

我们虽已报导过上地幔内第一个高导层在南北地震带北段有呈带状隆起的特征[2]，但由于当时缺乏南部东西两侧和北部西侧的一些资料，其轮廓仍不十分清楚。图 3 给出了本区内测量穿透深度达MD_1层的测点及该层顶面埋深，并将该层顶面埋深小于或等于 80km的测点圈出，给出了该层上隆的轮廓。可以看到，在我们所研究的南北地震带北段，软流圈这一“特殊顶层”[3]的区域性上隆是明显的。

位于地下20—30km的中部地壳高导层在地震带内有普遍的分布，显示比较清楚。图4给出了这一高导层有清楚显示的大体轮廓。对比图 3 和图 4 可见，MD_1层上隆的轮廓与KD_2层有清楚显示的地区的轮廓是比较相近的。很可能这二者在平面上勾画出了南北地震带北段的一个大体轮廓。

图 1 中的剖面Ⅱ-Ⅱ给出了横穿地震带南部地区的一个地电剖面（图 5）。它对于对比地震带与其邻区的电性差异具有一定的典型意义。可以看出：MD_1层在地震带内是明显上隆的，且在地震带内该层有较低的电阻率；在地震带内KD_2层具有较低的电阻率或较高的纵向电导；地震带内地壳上层有较低的电阻率，且分层较细。东侧的测点17、18（包括19）KD_2层无清楚显示，而在下部地壳 40—50km 出现一个高导层（KD_3），它们的电性结构特征与地震带内明显不同。

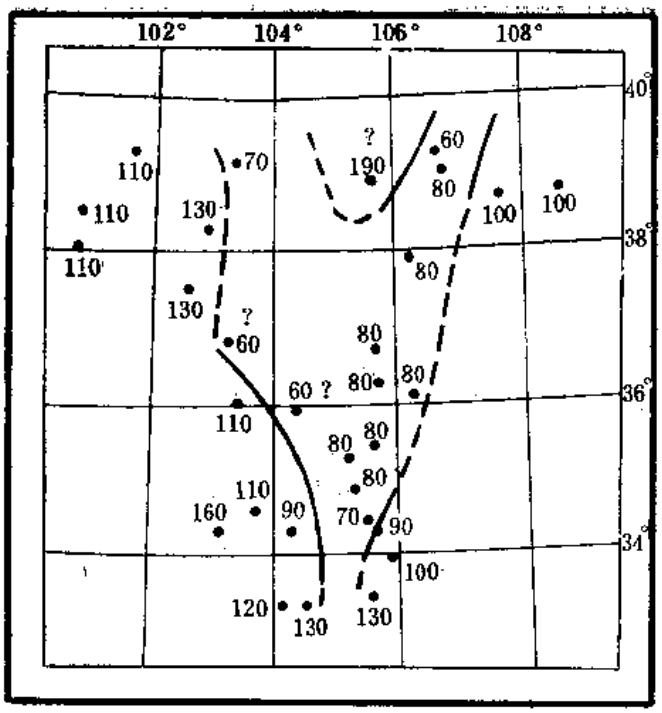


图 3 MD_1层上隆轮廓

图中·表示MD_1层有显示的测点位置，近傍的数字表示该层顶面埋深

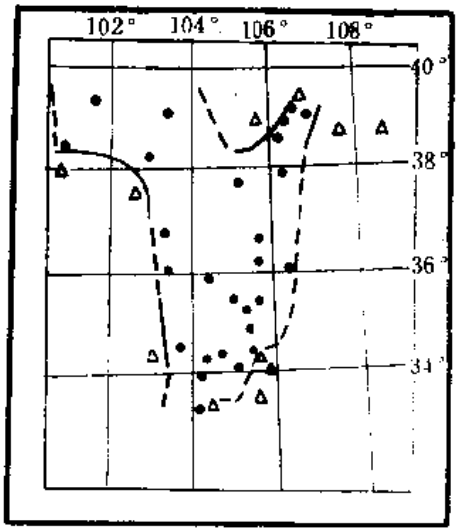


图 4 KD_2层有清楚显示的轮廓

图中·表示KD_2层有清楚显示的测点，△表示KD_2层显示不够清楚的测点

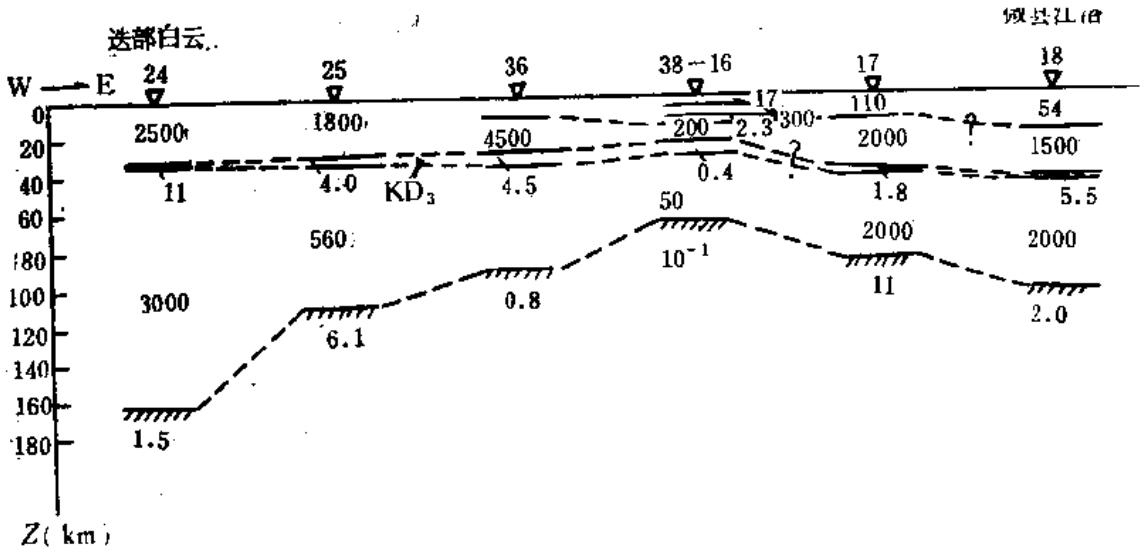


图 5 迭部白云-徽县江洛地电剖面

（注：图中数字单位为Ω·m）

三、由大地电磁测深结果所导出的地震危险区判定的某些参数指标

对地震危险区判定时，我们研究了地震带内各区的电性差异，以探讨其深部物理环境的差异。

在文献[4,5,6]中已讨论过，KD_1层和KD_2层是以含水（或许含熔体）和弱介质为特征的，在强震活动中它们可能起着某些重要的作用。一般地说，KD_1层和KD_2层越发育，则越有利于地震的孕育和发生。因此分别取其纵电导（当层厚未被测量出时则取其电阻率）作为判别参数。

在文献[4]中已指出，KD_1-G-KD_2系统很可能构成一个大震的孕震系统。G层为其间高阻层，是地震弹性能量易于积累和释放的区域。其电阻率值较高暗示了这样的力学性质，不仅易于在其中积累弹性能量，而且易于以脆性破坏和粘滑的形式将能量释放出来。因而，其电阻率ρ_G亦被选为一判别参数。G层与相邻层之间的电阻率的反差（比值）在一定意义上反映了层间力学性质的反差，因而，$\rho_G/\rho_{\text{围}}$也被选用作为判别指标。

KD_2层以上的部位是大陆内大震和中强震孕育发生的主要部位（某些特大地震可能不在此列），其上部的总纵电导$S_{KD_2}^{\text{总}}$在一定意义上反映其上部的破碎程度、含水情况和温度状况。故亦选作为一参数指标。

KD_2层和MD_1层之间的高电阻率层(30—80km)已具有较高的温度，在地震带内，该层电阻率$\rho_{KD_2-MD_1}$的较低数值可能是其上方地壳构造运动较为活动的一种标志，亦作为一判定指标。当其KD_2层上方岩层易于积累弹性能量则可能为地震应力的积累区，而当其上方易于以非地震形式释放松弛应力时，则可能成为应力调整区。按照郭增建等同志提出的组合模式，一个震源体是由应力积累单元和调整单元所组成[7]。因而，上述一些指标为识别这两种单元提供了来自深部电性结构的信息。

作为一种尝试，我们实地列出了上述参数的统计结果。本区内所有KD_2层有明显显示的25个测点都参加了统计。对于每一个参数求出其几何平均值。我们将ρ_G、$\rho_G/\rho_{\text{围}}$、S_{KD_2}大于平均值，而$S_{KD_2}^{\text{总}}$、ρ_{KD_2}、$\rho_{KD_2-MD_1}$小于平均值的测点定义为未来大震可能的应力积累区，其中五项指标（ρ_{KD_2}仅用于S_{KD_2}不存在时）全满足者则定义为二类积累区；我们将ρ_G、$\rho_G/\rho_{\text{围}}$、$S_{KD_2-MD_1}$小于平均值，而$S_{KD_2}^{\text{总}}$、ρ_{KD_2}大于平均值定义为未来大震可能的调整区，这里无全部满足五项指标的点，我们将满足其中四项者定义为一类调整区，而将满足三项者定义为二类调整区。从而给出了本测区内相对的地震危险区（积累区）和安全区（调整区）的一种识别意见。

四、关于利用大地电磁测深法监视地壳深部电导率随时间的变化

在文献[2]中，我们曾报到了在测点21、22观测到的76年松潘、平武大震前后地壳深部的电性变化。该次大震发生的前后约三个月时间，我们还在距第一次大震震中约180km的迭部白云（测点24）进行了大地电磁测深观测。分震前和震后整理了大地电磁测深资料，给出了两次测量的张量视电阻率的对比（图6）。由图可见，ρ_{xy}曲线在50—150s的一个中周期范围内，在震前观测到了系统的下降变化，其平均下降约20%。ρ_{yx}曲线则是在10—50s的短周期范围内，震前观测到了系统的下降变化，其平均下降约26%。尽管这些变化幅度远小于距震中仅60km的观测点22所观测的结果[2]，但是它是系统性的，因而是可分辨的。

为了更为细致地研究这种变化，我们在测量精度较高的13—50s的频带范围内（7个

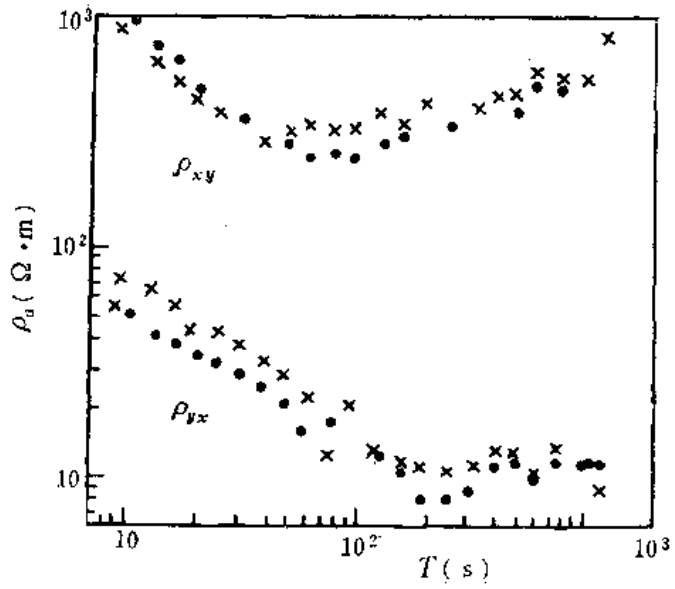


图 6　测点24地震前后张量阻抗视电阻率对比
•表示震前结果　×表示震后结果

测量资料点）取四个时间段的测量结果加以比较，它们是7月1日—4日、7月20日、8月23日—24日、9月22日。对于ρ_{xy}，7月1日—4日的测量值相对于其它三次测量有明显的系统下降。我们求取这一频带内七个中心周期视电阻率相对变化平均值，将其随时间的变化表示在图7中。它给出了在此频带内视电阻率随时间变化的一个总体的平均概念。此外，不同周期的视电阻率反映了不同深度的导电性。为了研究不同深度的电阻率随时间的变化，我们将七个中心周期的相对变化值做三点连续的平均，得到了五个频段内的平均值。它们都具有一定的共同特征，表现出一定的规律性，但是它们在变化的时间和幅度方面仍是有差异的。上述事实再一次说明，较大幅度的视电阻率变化确系发生在震前，这种变化是系统性的，利用大地电磁测深法是可以监测的。

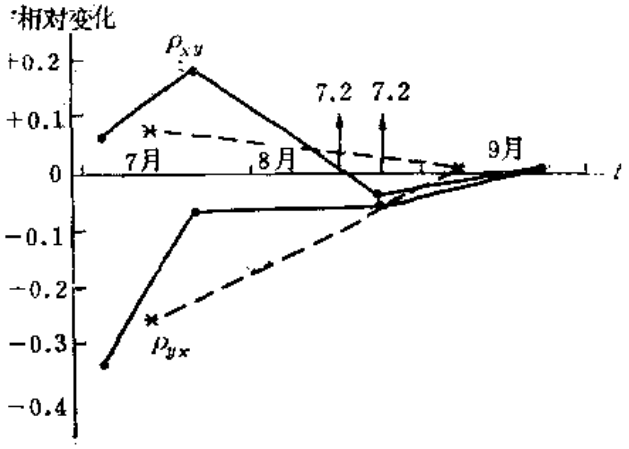


图 7　·—· 四次测量的变化
— 震前震后变化

参 考 文 献

〔1〕 林长佑、张云琳，1982年，河西走廊地区下部地壳异常低阻层的发现，西北地震学报，第三卷，第一期，141—142页。

〔2〕 国家地震局兰州地震研究所大地电磁测深组，1981年，与大地震有关的地壳深部的电性变化，大地电磁测深，第一版，80-88页，地震出版社。

〔3〕 林长佑等，1984年，河西走廊东部地区的大地电磁测深研究，地球物理学报，第二十七卷，第二期，131-143页。

〔4〕 林长佑，1984年，相变脱水—震源区水内部来源的一种可能的方式（英文），西北地震学报，第六卷，第

一期，84-92页。

〔5〕 国家地震局兰州地震大队大地电磁测深组：1976年，中国南北地震带北段地壳和上地幔的电性特征，地球物理学报，第十九卷，第一期，128-34页。

〔6〕 林长佑：1979年，大震孕震物理过程的初步探讨，西北地震学报，第一卷，第三期，42-48页。

〔7〕 郭增建等：1973年，震源孕育模式初步讨论，地球物理学报，第十六卷，43-48页。

泉-汕地震带西南端沿海的大地电磁测深

广东省地震物探队测深组[1]

泉-汕地震带，是我国华南地区的重要地震活动带之一。近几年来，我们用大地电磁测深方法，在这一地震带内，开展了对深部电性结构的探测工作，1982、1983两年中，已分别完成了临江—田墘和三圳—柘林两条剖面，共计10个测点。剖面与测点分布如图1。

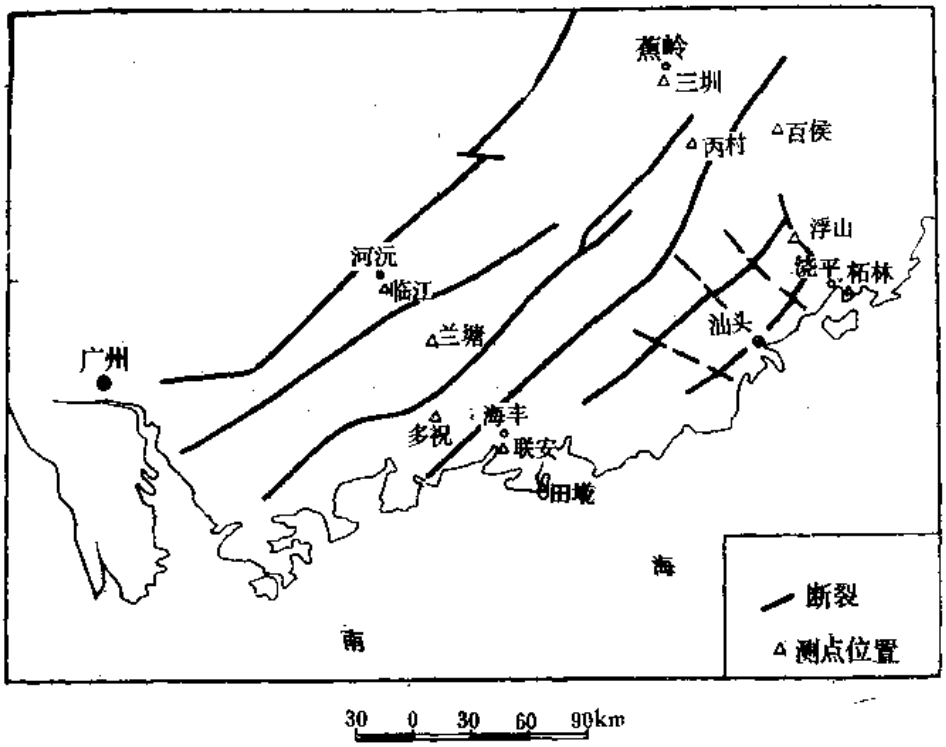


图 1　测区构造及测点分布图

一、测区的地质构造与地震活动概况

测区的构造，主要受新华夏系构造控制，另发育着一组北西向的构造，它与新华夏系构造近似直交，组成清晰的多字型构造。测区内的潮汕平原，位于新华夏系构造略呈向南东凸的弧状转折处，构造发育，有几处构造交叉，形成构造上比较脆弱部位；当区内构造应力活动加强时，该处容易集中和积累应力而发生地震。故历来潮汕平原（包括南澳）是泉—汕地震带的良好地震活动场所。如1067年揭阳，潮阳一带的6¾级地震，1600年和

[1] 本文由李锦环、江钊福执笔

1918年发生在南澳的两次7级以上的地震等等；晚近时期的新构造运动也十分明显，故该处也是未来可能发生破坏性地震最危险的地方。

二、野外测量仪器及工作状况

野外使用的测量仪器，主要是由LH-2型电磁测深仪、经改装的50年代的ЭПО-5型大地电流仪、及标准授时装置组成的模拟记录大地电磁测深仪器系统。该仪器系统曾于1981年4月间，与国家地震局地质研究所相同类型的仪器系统、进行过室内和野外的对比标定及观测，其各项主要技术性能及指标，均达到基本要求。

我们的工作地区，是人口比较稠密地带，这给测点的选择造成许多困难，但是，为了使野外的观测工作能顺利进行，10个测点都选择在比较偏僻的农村，所以大多数测点的电磁干扰背景皆不甚明显，且为了使各测点均能取得足够充分的观测资料，每个测点的实际观测时间一般在20天左右，根据各测点的交通条件及周围环境的具体情况，其布极方位不尽相同。

三、资料处理及结果

每个测点从野外取得的资料中，选择干扰小，电磁信号强，频谱较为丰富，连续记录时间30—150分钟的示波记录图4至6份，作为估算张量阻抗的原始资料，各测点平均用于计算处理的资料，皆不少于5小时的记录图，这样基本上包括了多种频谱的成分。选取的所有记录图，经初步整理后，便在JTS-86型机上进行图数转换成数据纸带，用于直接上机计算处理。

1982年临江—田墟剖面5个测点的资料，是用估算张量阻抗的方法，在北京013电子

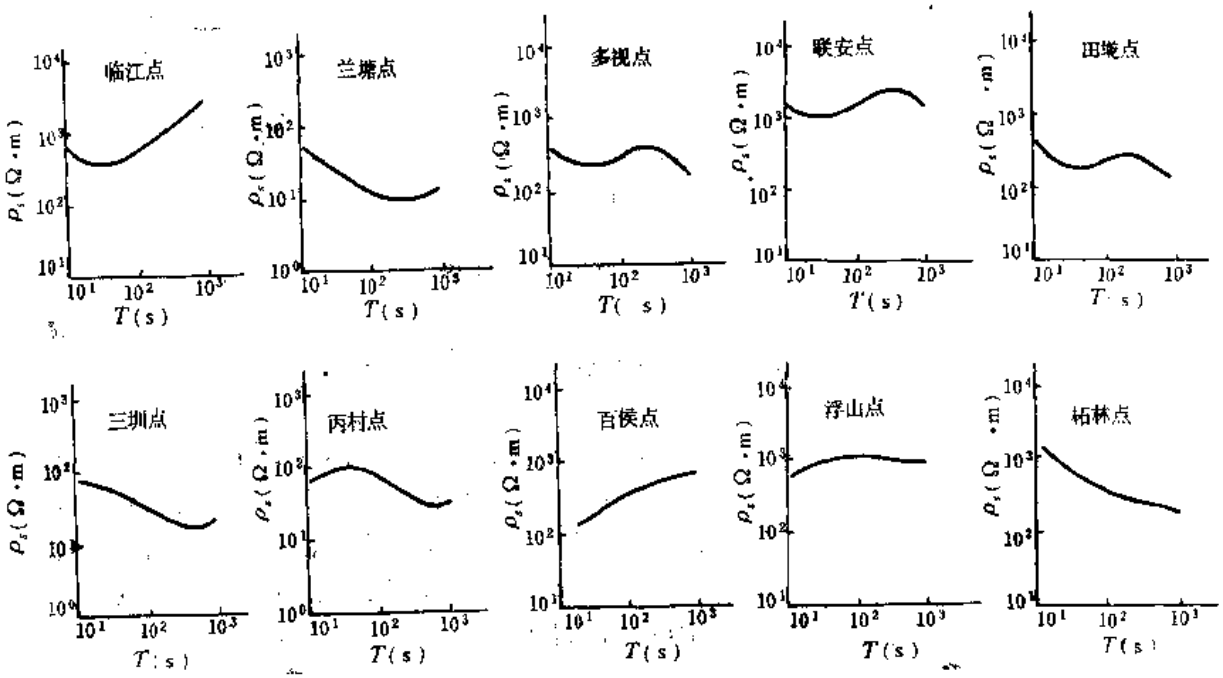


图 2　各测点沿构造走向视电阻率曲线图

计算机上进行的处理，得到了张量阻抗的方位、主轴方向的张量阻抗值与相应的视电阻率曲线，以及二维判别指数S、β和全信息矢量相干度CP等。

1983年三圳—柘林剖面的资料，是用分频估算张量阻抗的方法，在本局的DJS-6电子计算机上处理的，取得了与上述相同的各种参数。

各测点的视电阻率曲线形态复杂（图2）。纵向视电阻率曲线与横向视电阻率曲线差异较大，除丙村、百侯两个测点用ρ_{yx}曲线的解析结果外，其余测点均用ρ_{xy}曲线的解析结果。丙村测点处于丙村盆地边缘，百侯测点则位于狭长谷地的东北侧处，地形和构造条件都比较复杂，ρ_{xy}曲线受到强烈畸变，而用ρ_{yx}曲线则能较好地反映深部的电性结构，故这两个测点采用了ρ_{yx}曲线的解析结果。

表 1　各测点分层ρ_i、h_i一览表

测点 \ 层参数	ρ_1	h_1	ρ_2	h_2	ρ_3	h_3	ρ_4
临江	750	19	75	15	3.8×10^4		
兰塘	120	16	24	17	1.2×10^4		
多祝	750	19	75	15	7.5×10^4		
联安	800	20	80	10	8×10^4		
田墘	600	19	60	9.5	6×10^4		
三圳	62	13	13	22	220		
丙村	68	14	1771	19	40	8	140
百侯	58	7	5331	25	268	7	993
浮山	220	10	12310	21	1338	42	783
柘林	7000	9	9300	18	450	18	70

注：ρ_i为各层电阻率值，单位($\Omega\cdot$m)h_i为各层厚度值，单位(km)

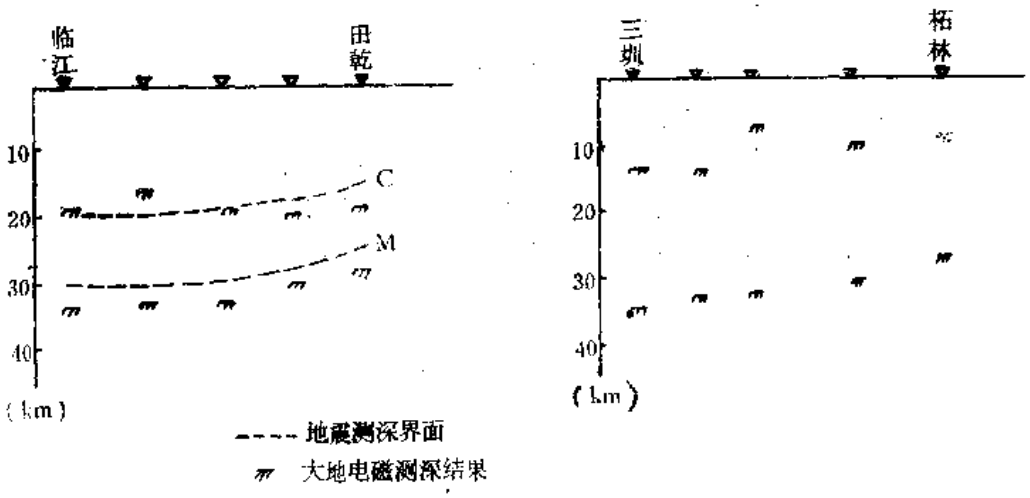


图 3　深部主要界面结构图

各测点的电性分层结构表明，第二电性层的底界面，由北西向南东（沿海）变浅，这与地震测深莫合面基本一致（图3）。此外，这些测点的二维判别参数S、β值，一般都小于0.5（图4），故对这些测点的深部，基本上可以认为是二维构造。

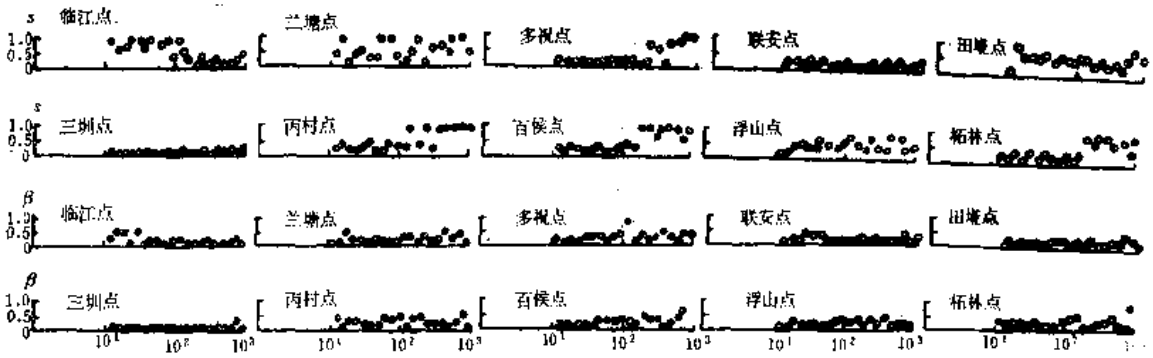


图 4　二维判别参数S、β值

四、几点认识

泉-汕地震带地处我国东南沿海，是我国重要的地震活动带之一，曾发生过多次强烈的破坏性地震。该地震带包括了厦门和汕头两个经济开发特区，又是人口稠密的地区，因此，加强这一地震带的研究工作，具有十分重要的现实意义。

目前，对这一地震带的综合地球物理工作，还是很薄弱的，就大地电磁测深方法而言，也只是刚刚开始，从两年多来的实践证明，在这一地震带内，开展大地电磁测深研究工作，还是具有一定条件的。今后，为使这种方法尽快得以进展，应着重解决好以下两个问题。

1．把握好野外测量时机。由于测区内人口稠密，近年来农村的各种用电设施又发展很多，加之南方气温高。湿度大，对野外测量造成极大困难，在这种条件下取得的观测资料，信噪比都不高。每年的九月至下一年的二月，是大地电磁测深方法，在本区进入野外施工的黄金季节。此时气温适宜而干燥，并能以较短的时间取得信噪比高的资料。

2．提高业务水平、更新测量装备。随着工作的进展，现有的仪器设备与人员配置，还不能很好地适应目前工作的需要。在本文所述测点中，如三圳测点取得的电性参数：$\rho_1=62\Omega\cdot m$，$h_1=13km$，$\rho_2=13\Omega\cdot m$，$h_2=22km$，$\rho_3=220\Omega\cdot m$，显然给出的参数是不当的。壳内存在22km厚的低阻层，难以置信。其原因之一是原始资料不好，二是处理资料程序尚欠完善。同时，由于投入野外测量的仪器设备十分陈旧，效率甚低，大大降低了资料质量。

工作过程中，得到了顾群、孙洁、王礼堂等同志的大力支持与帮助，在此表示深切的感谢。

参 考 文 献

〔1〕 国家地震局地质研究所、兰州地震研究所大地电磁测深组，大地电磁测深，地震出版社，1981

〔2〕 章林云，广东省河源、海丰地区的深部地壳结构，华南地震，1983

美国能源勘探应用大地电磁测深法简介

刘　任

（石油部地球物理勘探局解释中心）

一、一般概况

美国于六十年代后期就开展了大地电磁测深数字仪的研制，至七十年代初，美国地质电子公司(Geotronics Corporation.U.S.A)已研制成大地电磁测深 数字仪，并于1973年开始应用大地电磁测深法承包石油和地热方面的地质勘探任务。逐渐形成了一支大地电磁测深法专业队伍。同一时期，某些石油公司也有一些大地电磁测深法专业队伍。仅十年左右的时间，在德克萨斯、华盛顿、加里福尼亚、怀安明、密执安、俄克拉何马、犹他、新墨西哥等八个州的范围内进行了大地电磁测深勘探工作。

1．勘探地区

美国境内应用大地电磁测深法进行能源勘探的地区如下：

(1)德克萨斯州的西北部；(2)华盛顿州的 Ellersburg 盆地；(3)加里福 尼亚州的盖索(Geysers)地区；(4)怀安明州的Jackson和Casper 地区；(5)密执安州；(6)俄克拉何马州的Mcalester地区；(7)犹他州；(8)新墨西哥州的Jaimeg Spreings地区。

以上地区自1973年至1983年期间共完成约7000个物理点。另外地质电子公司在巴西、日本等国所承包的勘探工作量达600个物理点。

2．应用范围及其地质效果

美国应用大地电磁测深法的勘探范围，主要应用于石油和地热等能源地质勘探方面，尤其在地震勘探效果不佳的地区，如火成岩覆盖区、碳酸盐岩地区、逆掩断层以及厚沉积岩区等。

他们的实践证明，能源勘探应用大地电磁测深方法，解决了一些特殊的地质问题，获得了很有价值的地质成果，弥补了地震勘探不足之处，在综合物探中发挥了积极作用。

例1．华盛顿州的Ellersburg盆地内的沉积，浅层均被较厚的火成岩覆盖，地震勘探得不到可靠的地质资料。在此情况下，贝壳石油公司在该盆地内应用大地电磁测深法进行普查和详查勘探，在火成岩覆盖下的岩系，发现一背斜构造，经钻井获得了工业油流。这是美国石油勘探领域唯一应用大地电磁测深法找到油田的一个实例。

例2．俄克拉何马州的Mcalester 地区系碳酸盐岩沉积区，地震勘探资料不好，尤其难以获得深层反射资料，对5486.4m以下的地质结构不清楚。1982年，应用大地电磁测深法进行勘探，其结果指出，在5486.4m至6096m可以进入低阻岩系。经钻井证实在6096m 进入低阻层，并获得了具有工业价值的天然气。

例3．犹他州罗斯福地区和新墨西哥州建姆斯地区，应用大地电磁测深法都找到了具有工业性的地热资源，并已在罗斯福地区建成了25MW的罗斯福地热发电站。

以上情况说明，大地电磁测深法应用于能源勘探方面的地质效果是好的，在综合物探中可以发挥独特的作用，并能解决一些特殊的地质问题，提高了物探工作的经济效益。但也有地质效果不佳的情况：如密执安州某地区所进行的大地电磁测深勘探表明，由于该地区表层沉积了2km厚的粘土，其电阻率低于1Ω·m，结果没有获得可靠的地质成果。这些实践经验告诉我们，大地电磁测深法也受到一定的条件限制，在应用时，应合理使用，才能更好的提高物探工作的经济效益。

二、地电特性

根据所了解的一些资料，简单地介绍一些典型的大地电磁测深法地电特性实例。

众所周知，大地电磁测深法同时观测两个方向的视电阻率值，构成两组振幅曲线和相位曲线，即纵向视电阻率曲线“TE”，横向视电阻率曲线“TM”，同时也获得了“TE”和“TM”相位曲线。这些都是反映地电结构的基础资料，由此才能进行地层电性变化规律的分析研究，作出地质解释。

1．测深曲线的形态特征

第一类曲线（见图1a）。视电阻率值的变化形态、高频、低频有所不同。在200Hz—2Hz频段内“TE”和“TM”两组曲线基本重合，从2Hz往低频段“TE”和“TM”呈分离状。说明高频段地电特性反映浅部地层处于一维状态，而深部地层则接近于二维状态，由此指出了浅、深地层电性结构的不一致性。

第二类曲线（见图2a）。从曲线的形态可以看出，“TE”和“TM”两组曲线基本呈平行分离状，说明浅、深地层地电结构特性非一维状态，但从平行分离这一特点，指出了地层电性结构由浅至深的形态是近似的。

第三类曲线（见图3a），该类视电阻率值的变化特征，“TE”和“TM”两组曲线的高、低频段都呈分离状，这种地电特性由二维地电结构所形成，低频段曲线分离更大，说明其地电结构比浅层更为复杂。

第四类曲线（见图4a，4b）。该类测深曲线的振幅曲线和相位曲线都存在一特殊的特征。“TE”曲线的视电阻率变化在0.3Hz附近呈现一低值，ρ_a值接近于零。其相位曲线从1Hz左右频段开始越出90°的范围，朝180°变化，这一相位值的特殊变化现象，称之为“剩余相位”，它是反映地热变化的一种标志。

第五类曲线（见图5a）。该类视电阻率值的变化规律，从形状上看“TE”曲线的变化形态似乎与第四类的“TE”曲线相似，但相位曲线形态正常，说明该类地电特性和第三类地电特征有相似性，但不排除这种低电性是地热引起的可能性。

2．地电断面

（1） 加里福尼亚州××地区大地电磁测深“ρ_a”断面图（见图6）。“ρ_a”等值线的变化规律，反映了地层电性变化形态，在剖面2-5、8-5、2-13等点，视电阻率值比其相邻点的视电阻率值降低剧烈，此现象是水平非均匀电性介质所引起的，即断层造成。在8-5号点部位的电性低值，系地热沿断层上升导至电性值低的可能性较大，是寻找地热的有利部位。

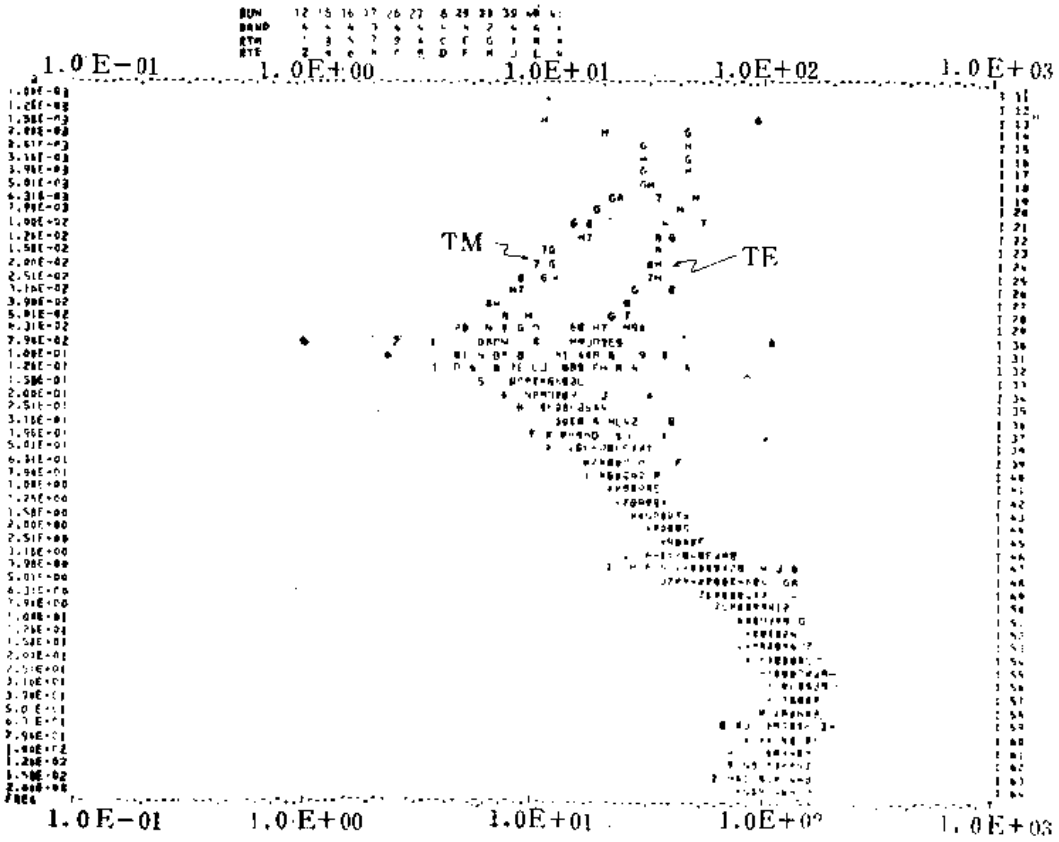


图 1a 全频率点视电阻率数值图

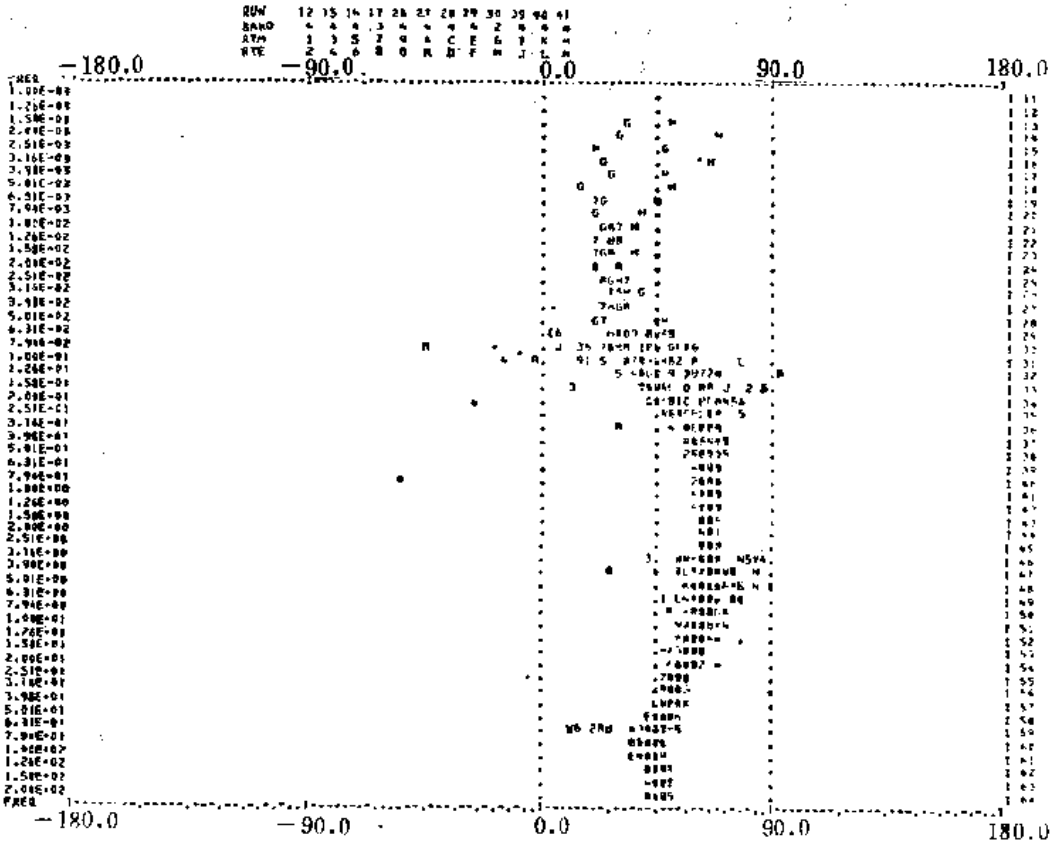


图 1b 全频率点相位数值图

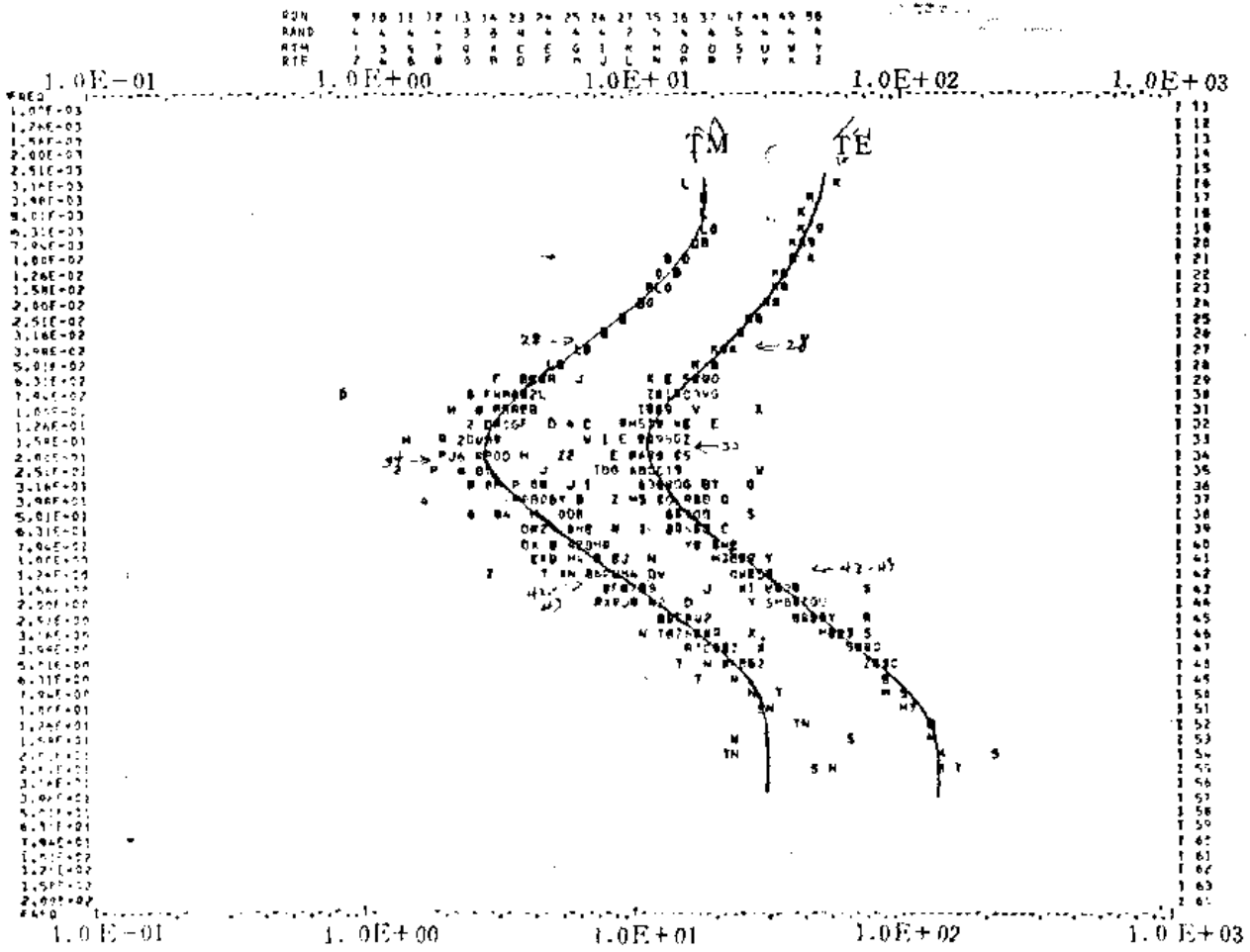


图 2a　全频率点视电阻率数值图

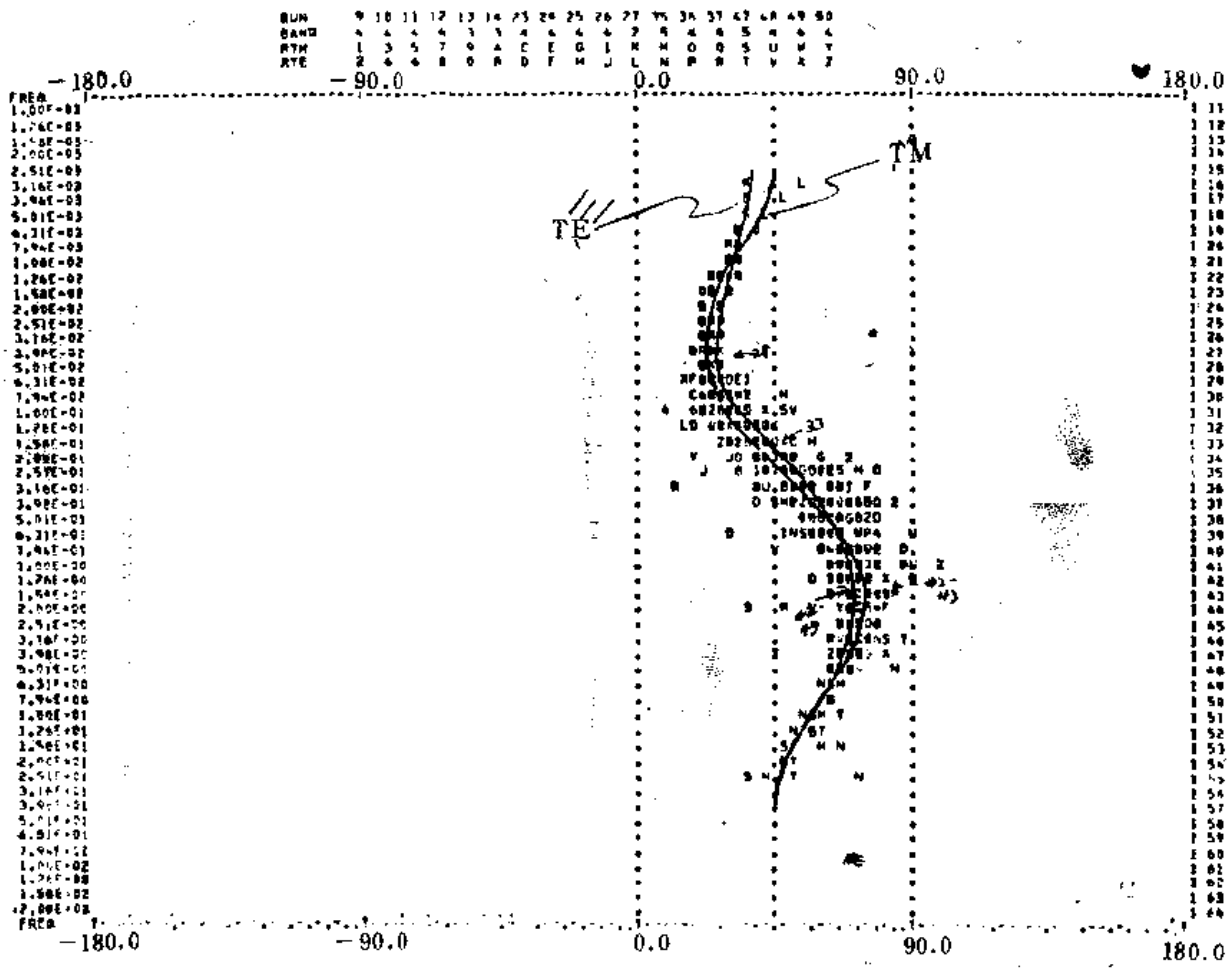


图 2b　全频率点相位数值图

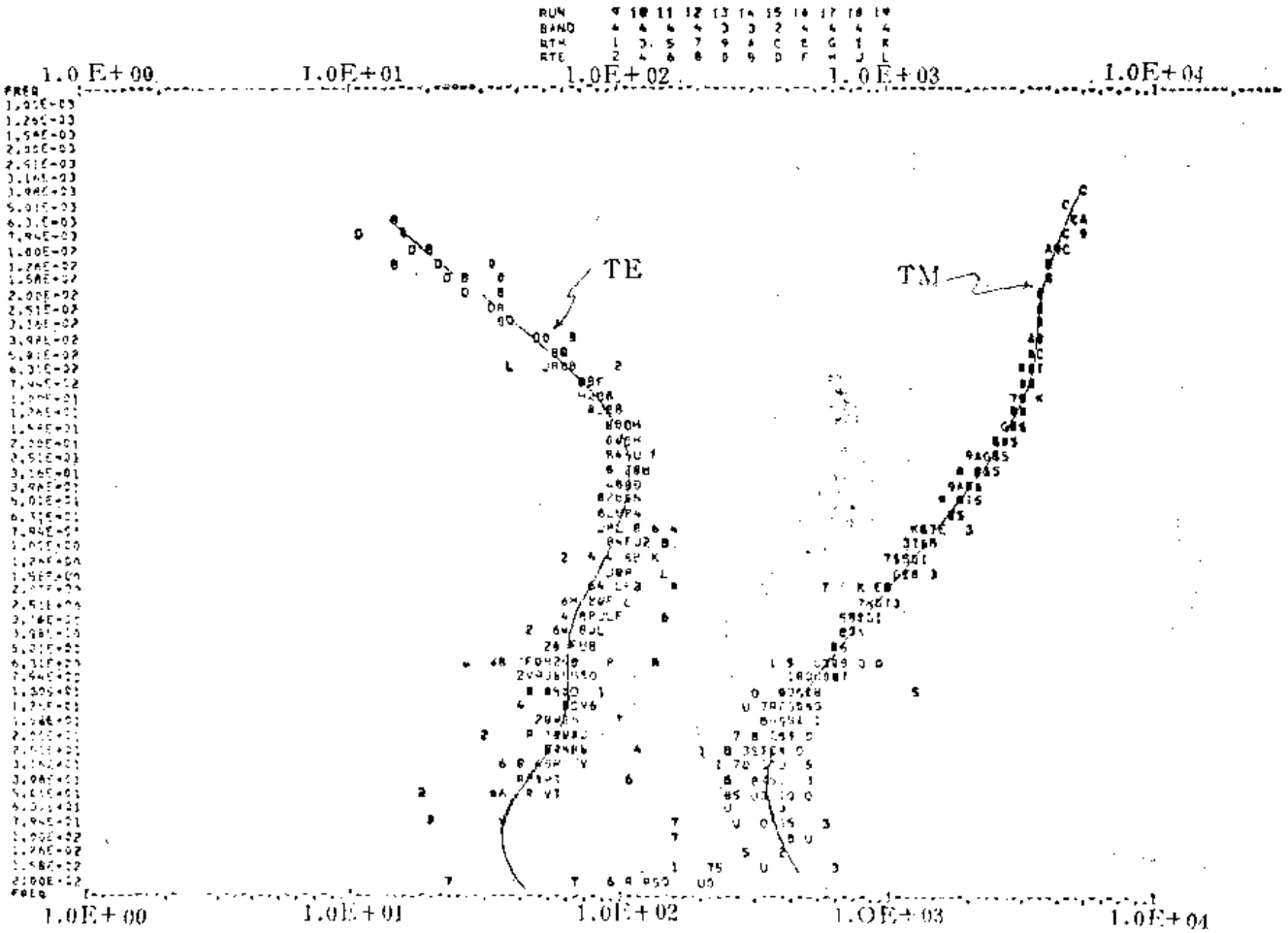


图 3-3 全频率点视电阻率数值图

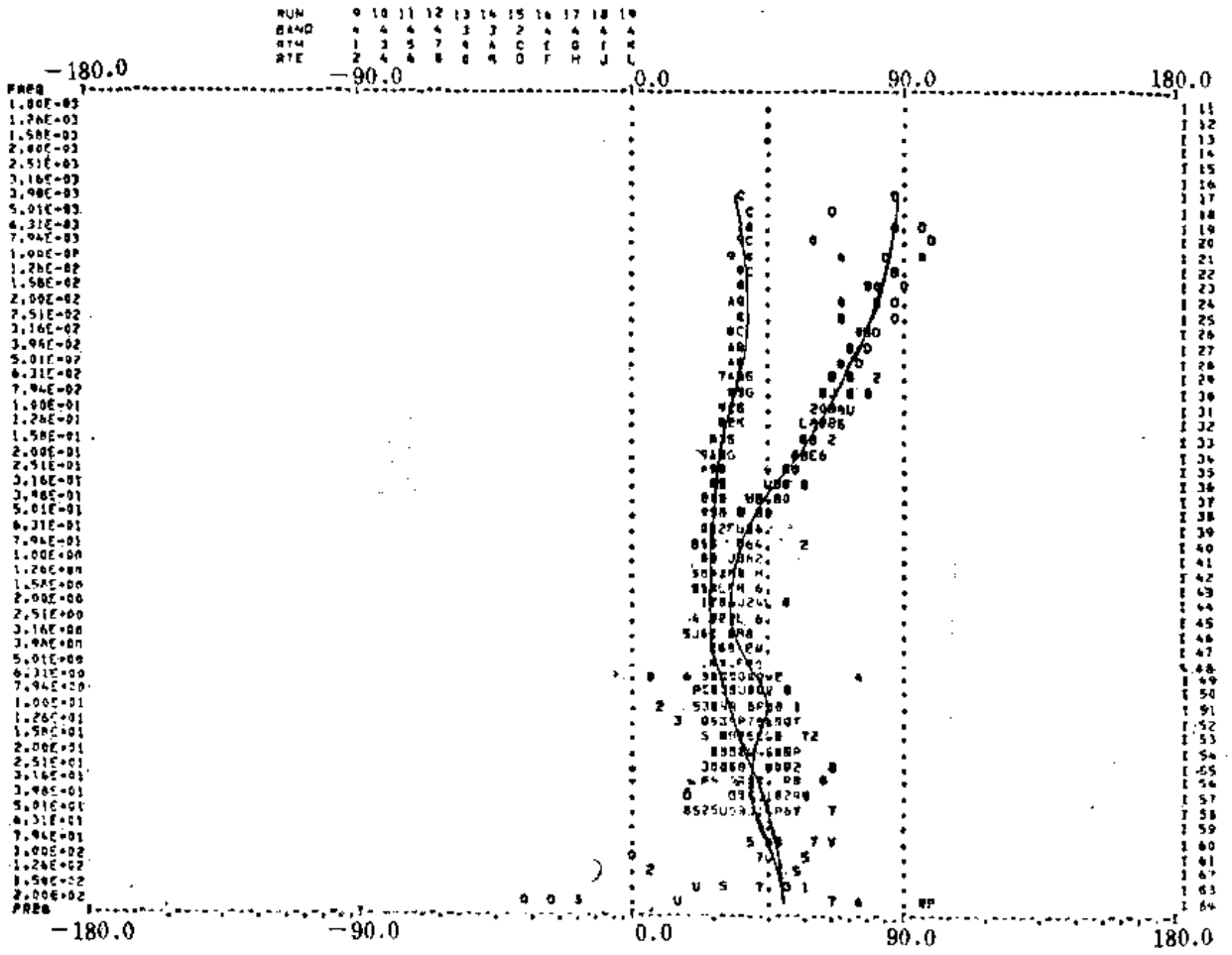


图 3b 全频率点相位数值图

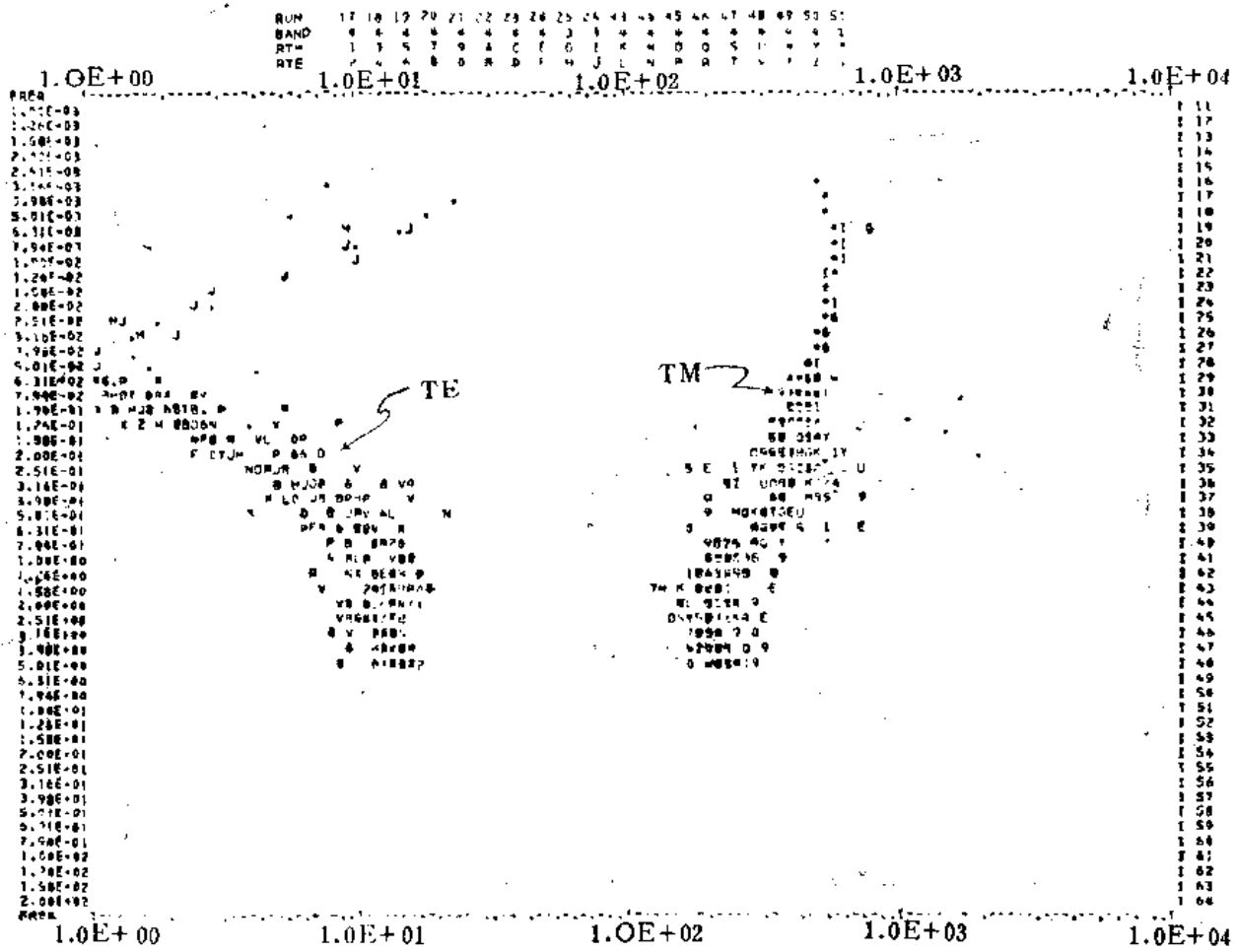


图 4a 全频率点视电阻率数值图

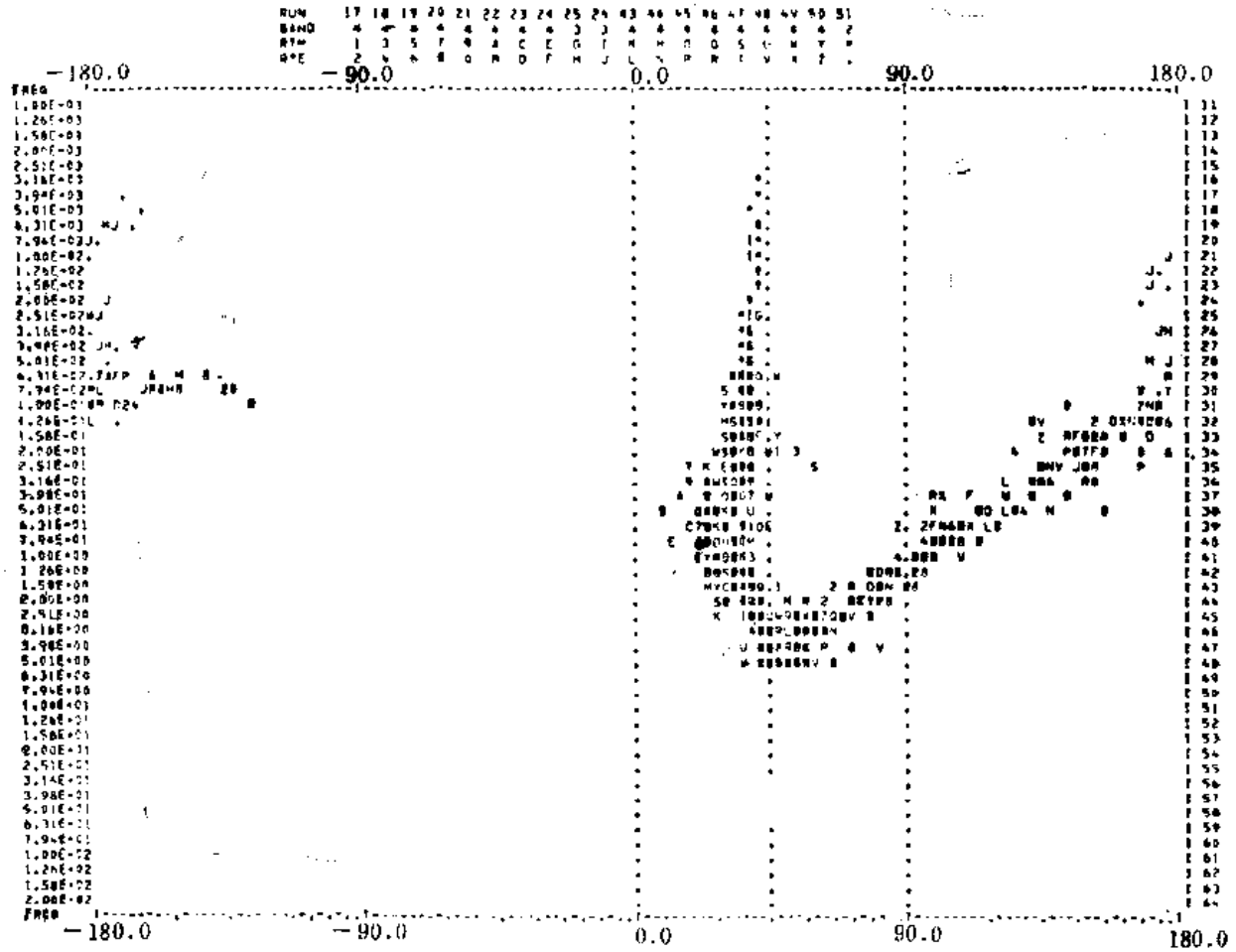


图 4-

全频率点相位数值图

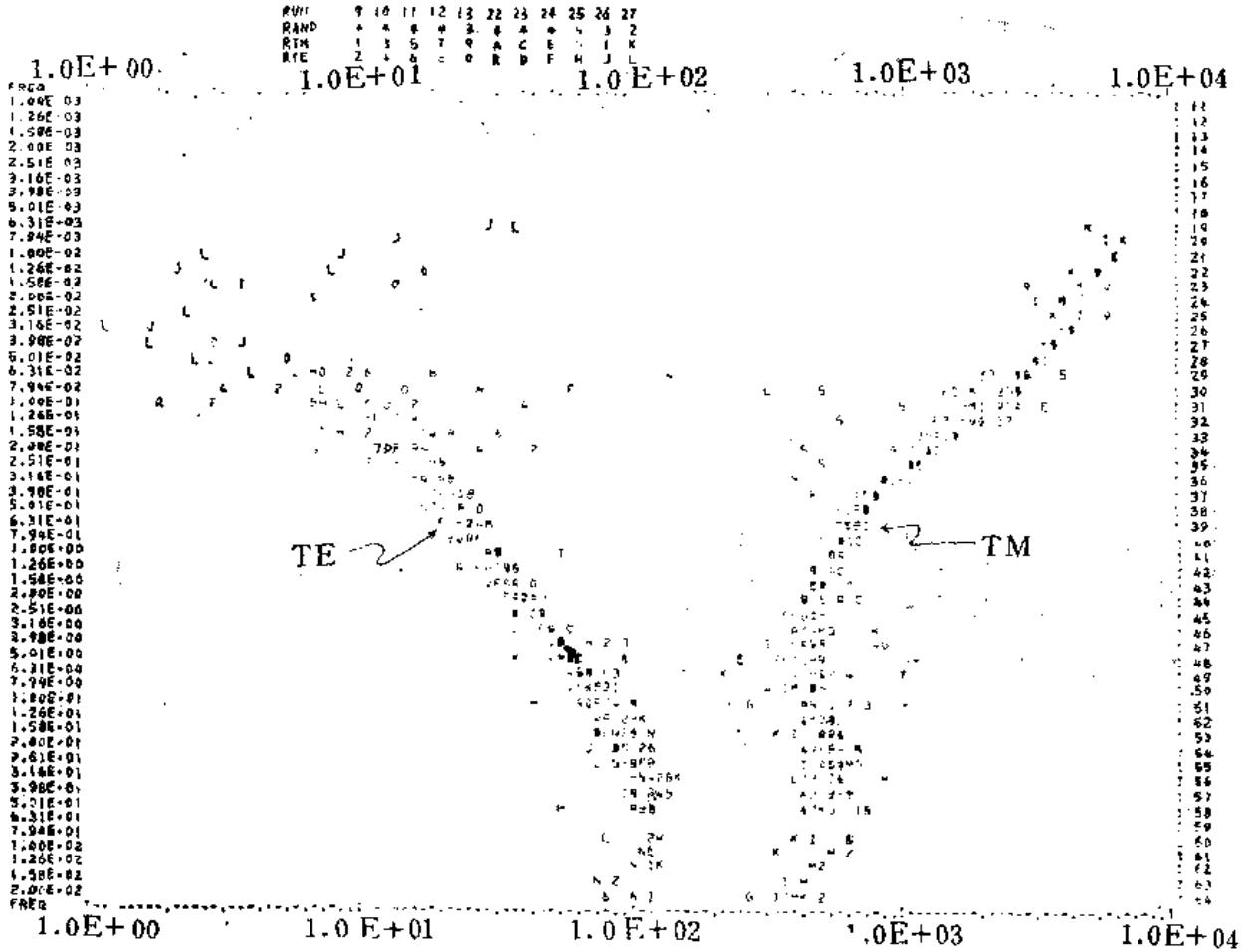


图 5.

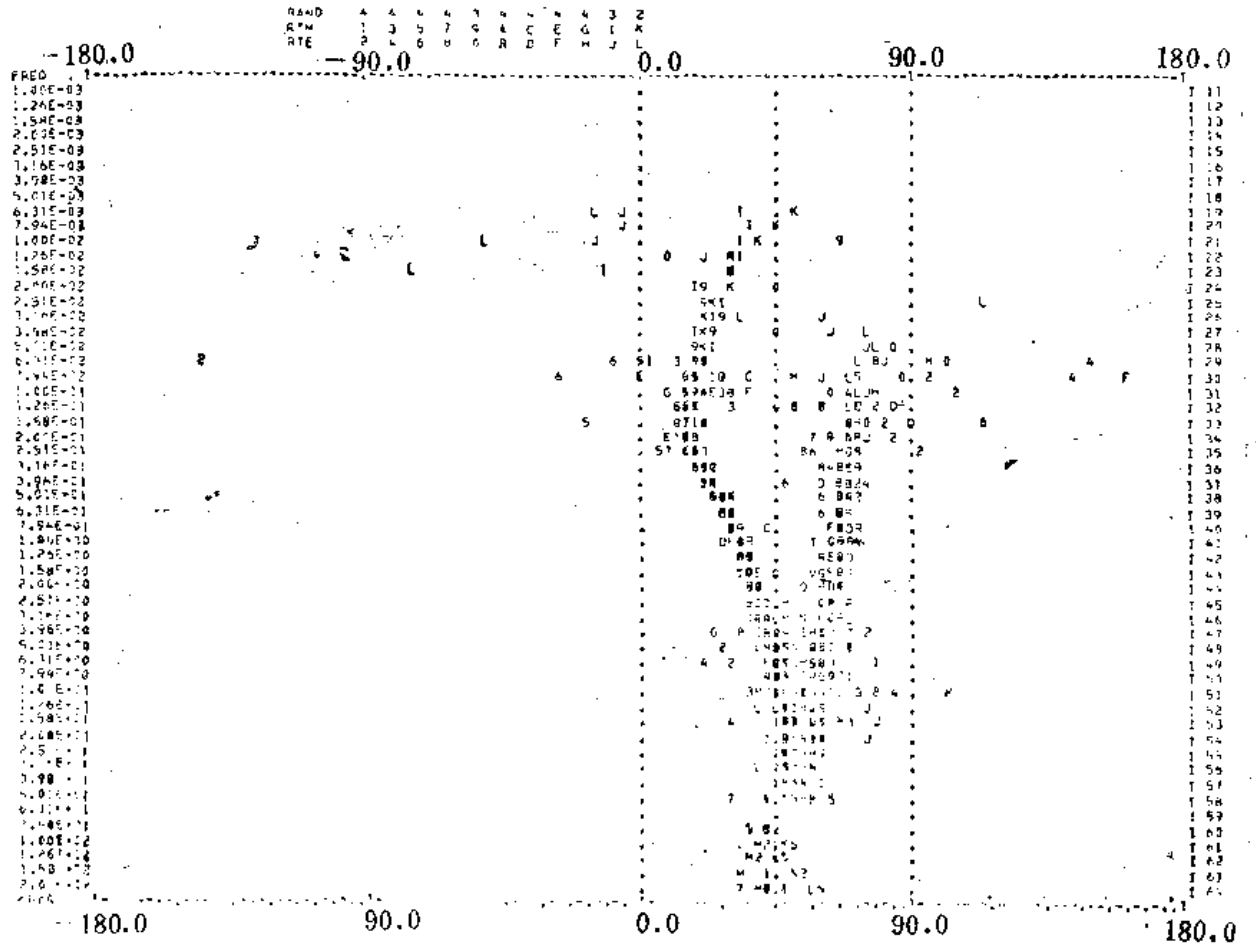


图 5b 全频率点相位数值图

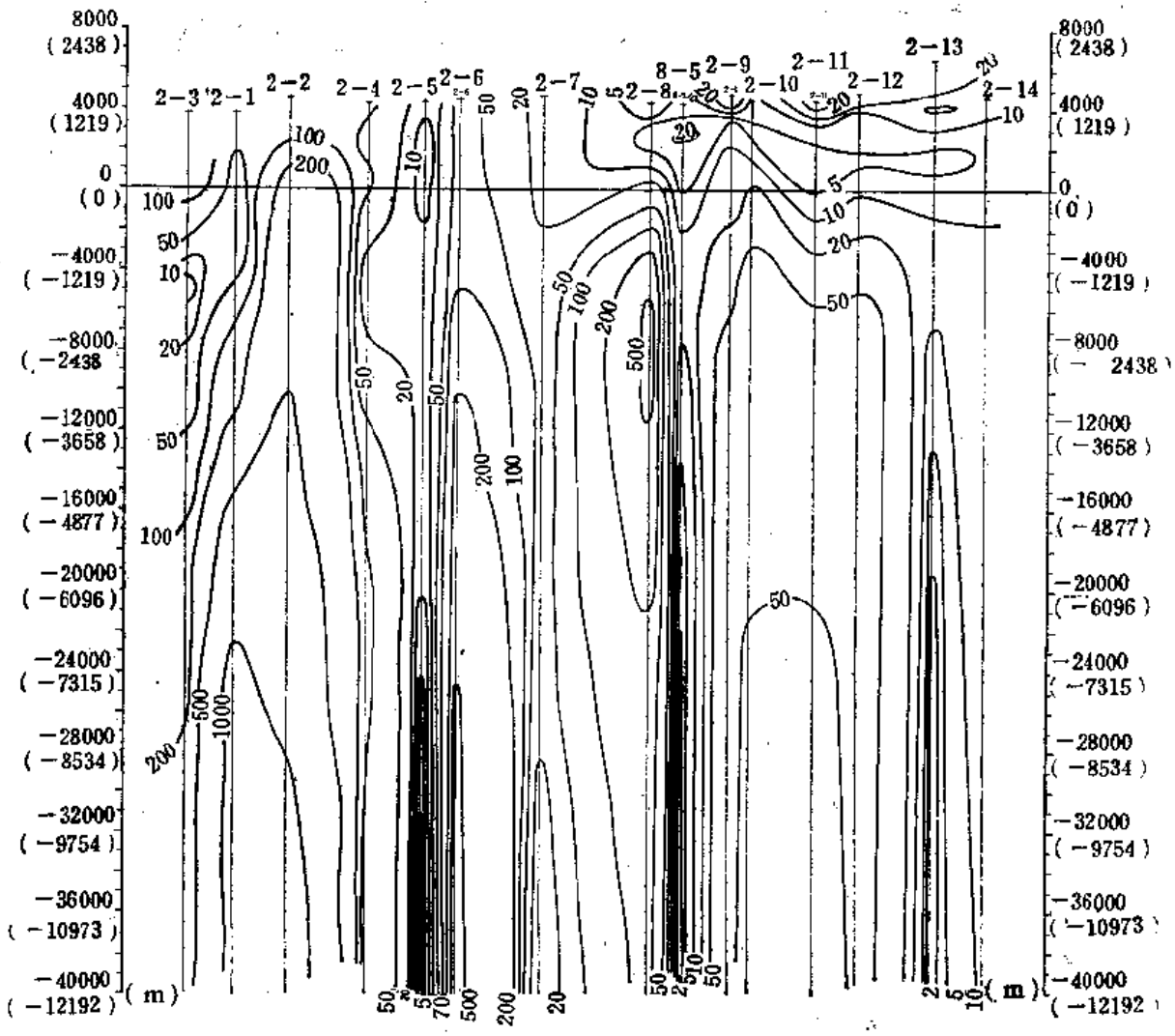


图 6　加里福尼亚州××地区大地电磁"ρ_s"断面图

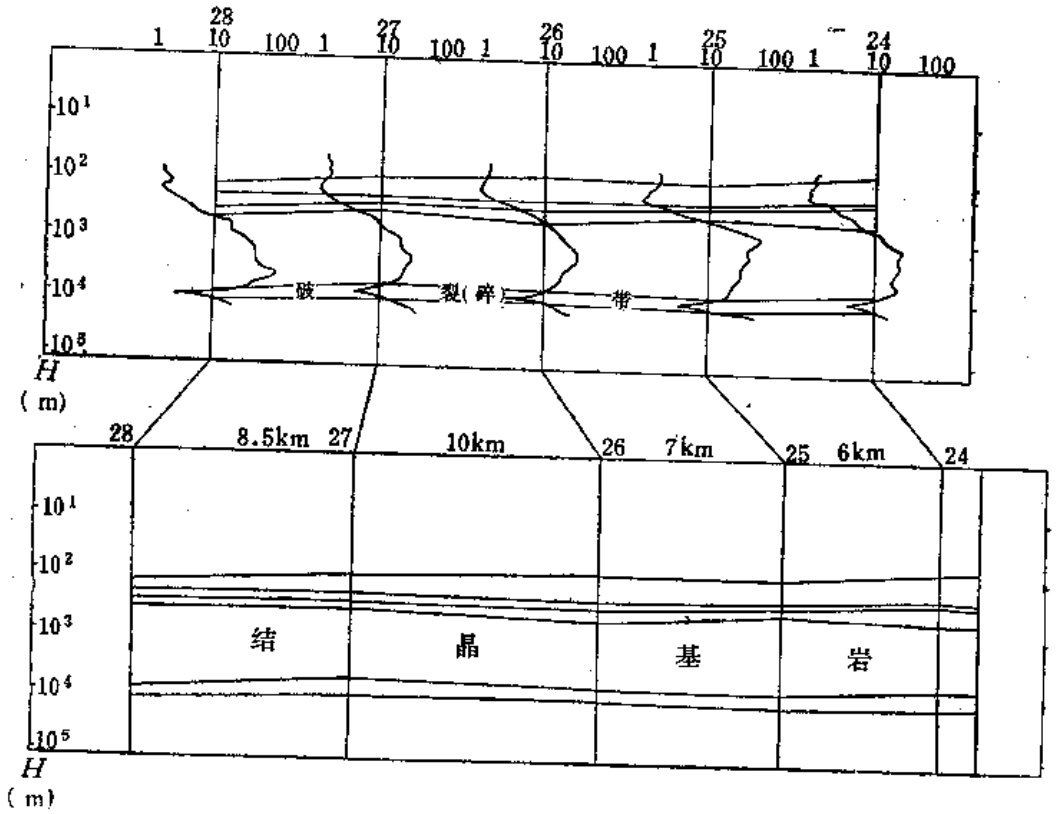


图 7　巴西××盆地电性相关断面图

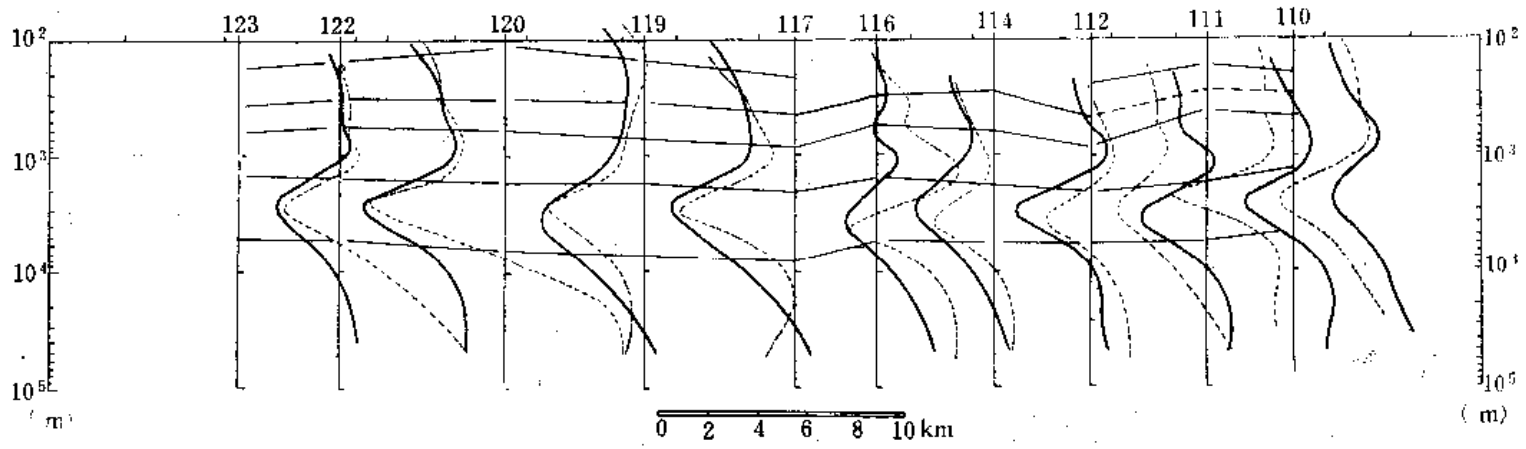


图 8　巴西××盆地地电断面图

浅部等值线的形态，反映着电性层呈断阶状起伏，在剖面东段的低电性岩系显示出一个沉积凹陷。

（2） 巴西××盆地电性相关断面图（见图7）。该剖面电性特征表现为：浅层为一套低阻岩系，其视电阻率小于10Ω·m；下部沉积了一套大于50Ω·m的高阻结晶基岩，但在1000m深处有一明显的低电性薄层，这一特征可能是岩层破碎含有富集的地下水，因而引起岩层阻值的急剧下降的现象。

（3） 巴西××盆地地电断面图（见图8）。该剖面各点的地电特性情况，浅层和深部的地层均为高电阻岩系，但在1000m以下有一层约2000—5000m厚的低电性岩层沉积，如果它具有生油条件，则是寻找油气的远景岩系。

以上几条剖面的大地电磁测深资料说明，该方法具有解决一些特殊地质问题的能力。以上所介绍的情况是很不完善的。同时只作了一些粗略的分析，可能有错，请同行指正。

ZP-5型浅层频率测深仪方法效果实例

罗东山

（甘肃煤田综合普查队）

我队1980年开始对浅层频率测深仪进行了研制，其目的是：

1．完善深层频率测深仪观测所缺少的首支曲线，提高定性、定量解释的可靠性；

2．扩大频率测深方法在水文地质、工程地质等方面的应用范围。

从图1可见，欲从频测曲线上完整地反映$\rho_1=270\Omega\cdot m$、厚度为15m的第四系砾石层、使曲线前支能定量解释，则仪器最高频率至少要设置到2MHz，即$\sqrt{T}=0.0007$。

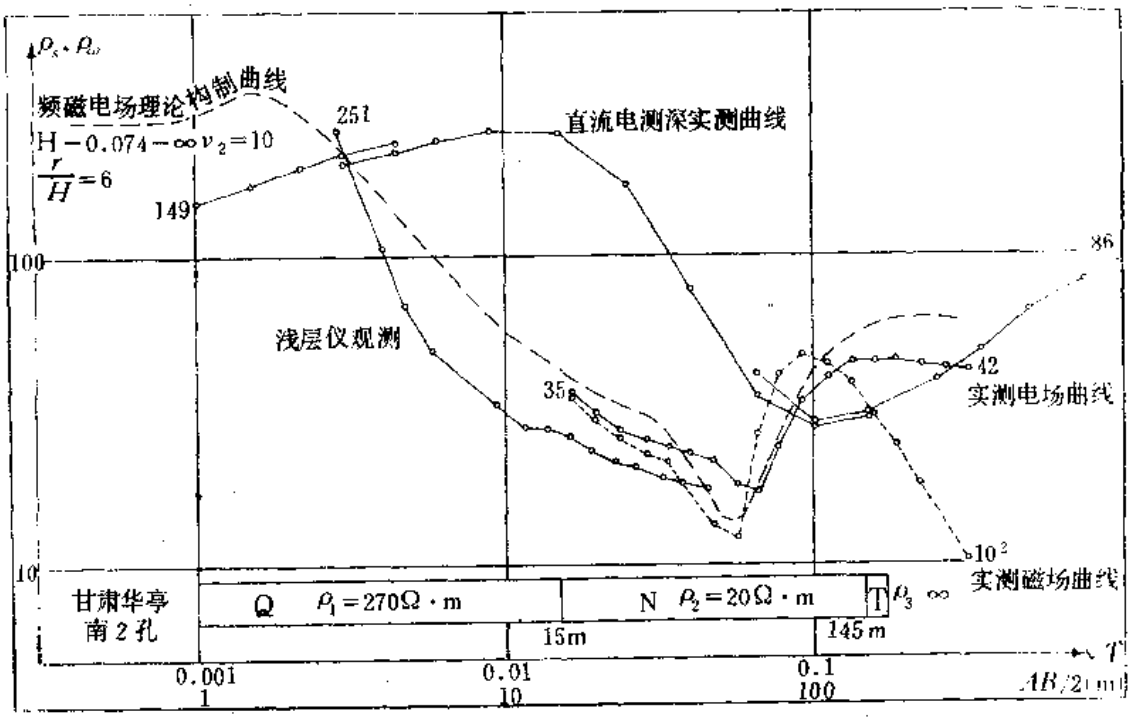


图 1　甘肃华亭南2孔旁实测曲线

在上述基础上，1983年1月至10月，完成了煤炭部地质局下达的浅层频率测深仪ZP-5型的研制。该仪器的主要技术指标如下。

发射机：

频率范围：500kHz—0.174kHz（共设24个频点）；

最大发射功率：400W；

最大供电电流：2.8A

高频点发射功率：70W

高频点发射电流：0.81A

发射方式：电偶极

接收机：

频率范围：500kHz—0.174kHz（共设24个频点）；

本机底数：≤2μV；

输入电阻：5M·Ω；

输入电容：60pF；

选择性：－20dB（通常6%～12%）；

测程：10mV—0.03mV；

灵敏度：10μV；

1983年12月，该机在研究、设计、勘测部门和六所大专院校共35个单位参加的技术鉴定会上通过审定。

一、甘肃山丹水5钻孔频测曲线分析成果

水5钻孔所见地层和电性参数见表1。该孔是布置在直流电测深找煤、找水圈定的相同曲线类型区的中心。该类型区地层较为简单，十字测深曲线重合性好，孔旁直流测深

表 1

地　层	第四系（水位75m）				第三系	寒武系
岩　性	表　土	砂砾石	卵砾石	黄土质亚粘土	泥　岩	变质砂岩
深度(m)	0～5.96（判层）	5.96～6.96	6.96～192.93	192.93～313.37	313.37～376.66	376.66～378.56
厚度(m)	5.96	1.0	185.97	120.44	63.29	
电阻率(Ω.m)	10～20	30～100	300	20		>500

（极距$AB=10000$m）曲线呈AKH型五层断面（图2）：ρ_1—ρ_3三个电性层曲线呈A型，近直线单调上升，其界面显示不清；ρ_3—ρ_5三个电性层组成后半部的H型曲线，其中ρ_3高阻层的对应层位为卵砾石；而黄土质亚粘土和第三系泥岩构成了同一低阻层ρ_4，曲线尾支呈45°上升，它反映了寒武系变质砂岩（ρ_5）。H型的电性层次虽然清楚，但由于ρ_4低阻层厚度相对较薄（$h_4/h_{1,2,3}\approx1$）及上覆高阻卵砾石层的部分屏蔽作用，量板解释基底埋深都比实际要大大偏深，故只能采用平均电阻率法来解释。

以该孔作为偶极装置中心，实测了r距为2500m、1500m、500m、250m、100m的深层频测仪（频率3687Hz—0.318Hz）和浅层频测仪电场Ez、磁场H_z频率测深曲线。下面将对其结果作一些分析。

当r等于2500m时，深层测深曲线对已知变质岩基底顶界面深度来说，$r/H=2500/377\approx6.6$，故使用西安煤研所频磁量板册∠B-66-6，$\rho^E_{\omega x}$-H-$\frac{1}{8}$，$\nu_2=1$的理论曲线和实测曲线对比，重合很好，划出第一、第二两个十字点，前者深度为189m（$\rho_1=130\Omega\cdot$m、$\sqrt{T}=0.042$），和卵砾层底界面相符；后者深度为376m（$\rho_1=28\Omega\cdot$m、$\sqrt{T}=0.18$），和变质岩基底顶界面一致（顺便指出，从频率、直流两条测深曲线上升尾支所切取的纵向电导也相

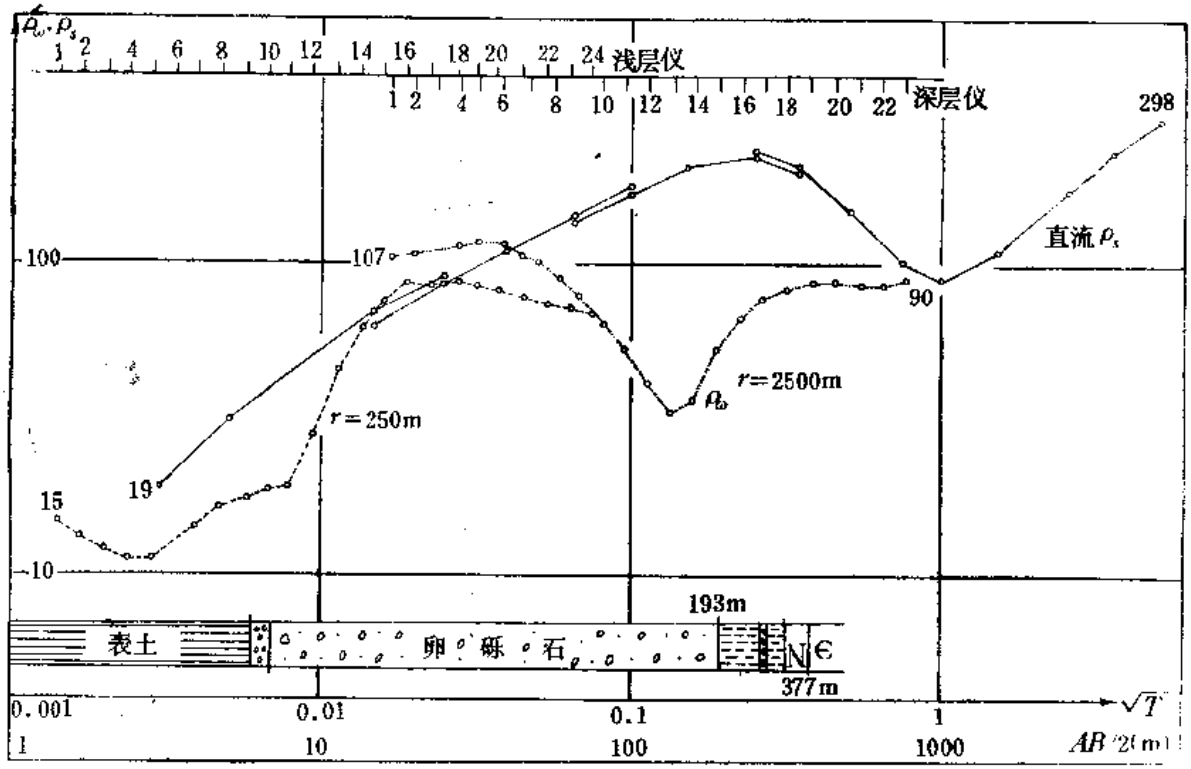


图 2　水 5 孔实测曲线

等，即$S=503\sqrt{T_s}$)。

显然，由于深层仪最高频点的限制，浅部地层无法反映。尤其在实际工作中，往往已知资料甚少，加之地电条件复杂，致使地电层位对比带来困难。此外，从深层仪曲线可看出，当深层仪最高频率为 3687Hz 时，在水 5 孔的地电条件下（$\rho_1=130\,\Omega\cdot$m），频测曲线首支深度已达一百多米，要反映更浅的深度，不提高仪器工作频率是不可能实现的。

从图 2 可见，r 为 250m 的浅层仪观测曲线，不但能把断面中 K 型部分明显地反映出来，使得在无钻孔资料时的频测、直流测深曲线易于对比，而且直流测深前段A 型的界面得以很清楚地反映，从而扩大了频测方法分辨力强这一优点在浅层勘探中的应用。应该指出，为减小体积效应，对探测不同深度的界面应采用不同的装置r距。

从本例中还可看出，和直流测深相比，频测曲线在穿透高阻屏蔽层，更好地反映出下伏低阻层（使H型中间低阻层的视电阻率更接近真电阻率）有其独到之处。同时，对探测高阻基底来说，直流测深AB极距至少要达7000m以上，但频测r 极距只要2500m，由此可见，无论体效干扰和野外装置的劳动量，频测都要优越得多，这一优点随着上覆地层等效电阻率的增高而更为明显。

二、江苏东海温泉地热区试验效果

Dg16钻孔是本区热水的主要用水井，总涌水量最大达2000m³/昼夜。该孔第四系砂粘土2.4m，下至25.8m为基岩风化层，再下至孔底548m 几乎全由裂隙发育程度不同的花岗闪长岩组成，水温随深度递增，深度14m 时为 32℃，到 129m 时，则增至 47℃，在135—

174m深度内为含水碎裂花岗闪长岩，水温达64℃，并于162m出现自流。在180—514m为第二含水层，水温最高达96℃。该孔周围还有冷水钻孔和冷水泉分布。

浅层频测仪器用四天时间在该孔周围施测了50多条电场水平分量视电阻率测深曲线（图3），由图可见，A型曲线中间段从北至南依次出现“斜台”、“平台”、“鼓包”等有规律变化的特征，对照理论量板，完全和量板A—$\nu_2>4$—$\rho_3=\infty$中，不同μ_2值时的曲线中间段出现的特征相符（图4）。

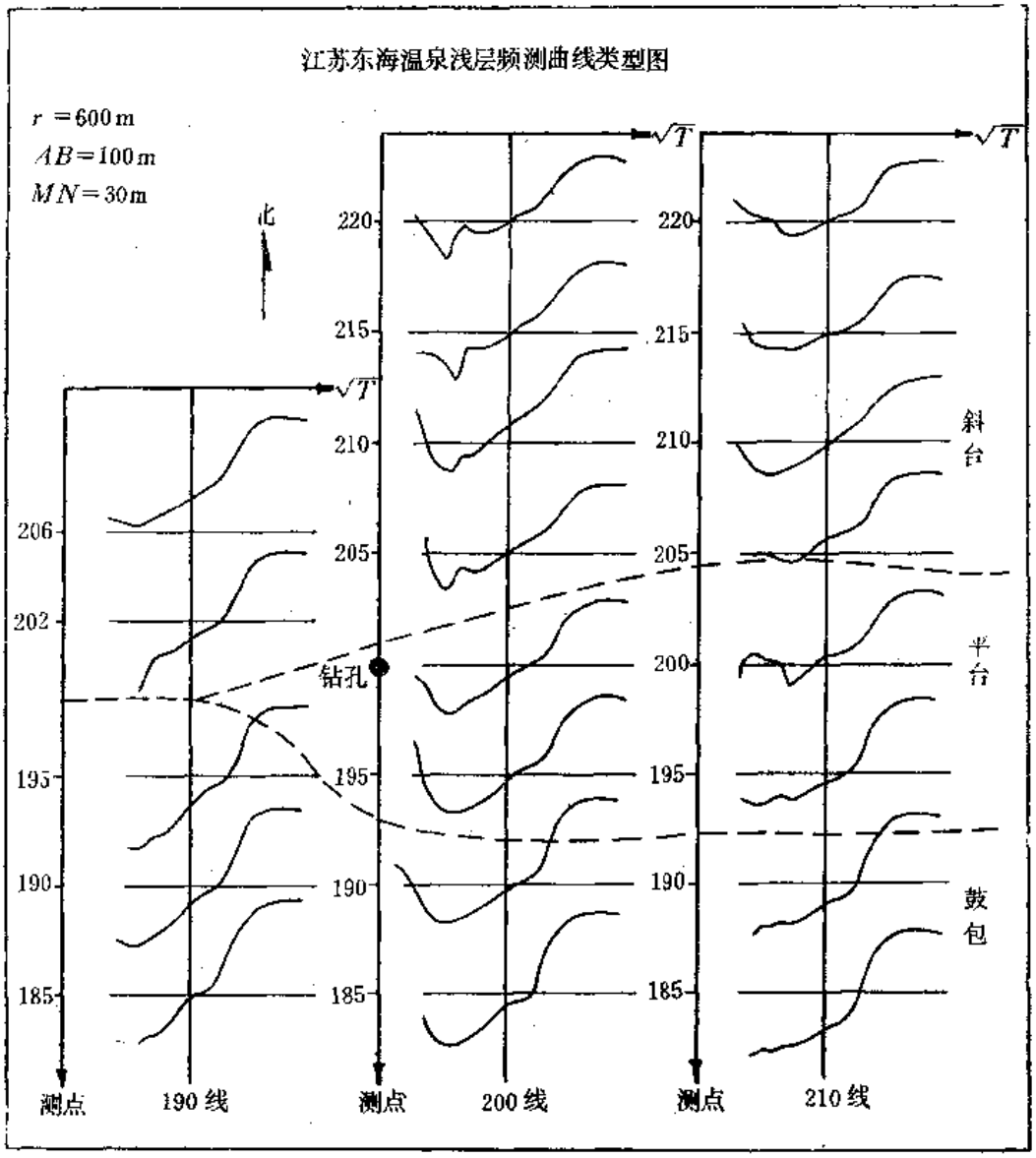


图 3　曲线类型图

可以认为，上述规律主要是由于中间层ρ_2值的变化引起，而ρ_2值的变化应同富水与贫水、热水与冷水等因素有关。

该区施测了浅层频率测深后，基本上对频测、直流测深曲线上以及钻孔所见地层的层位对比，有了清楚的认识（图5）。

该孔所反映的电性层应为HAA型五层断面。ρ_1、ρ_2低阻层为第四系砂粘土和基岩风化层，深度为0—25m，和直流测深曲线前支低阻层相当。

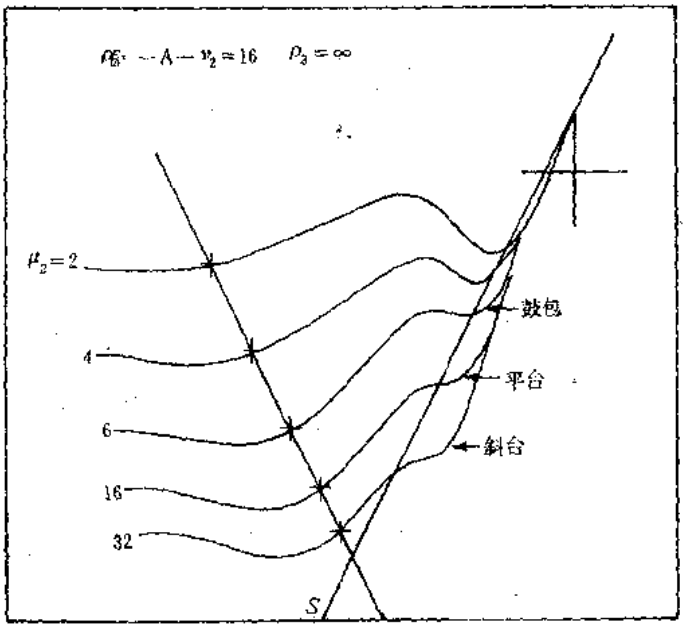


图 4　理论曲线

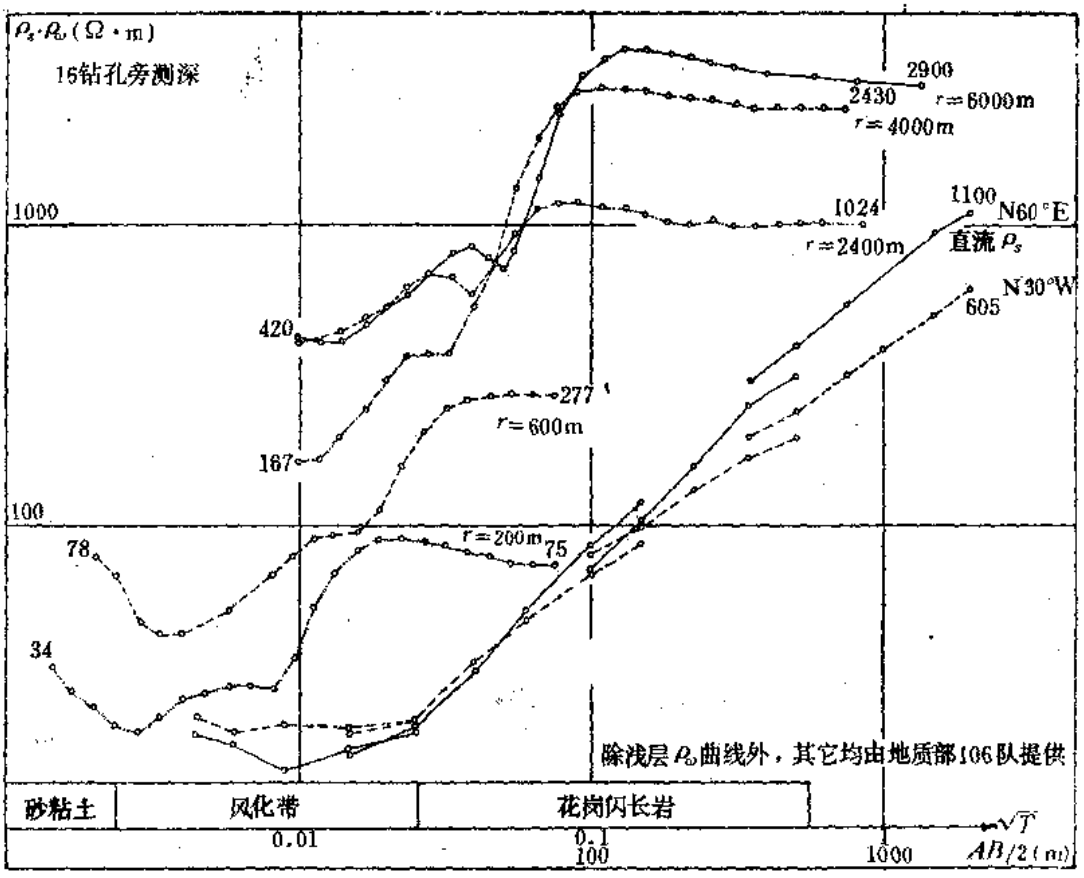


图 5　16钻孔旁测量结果

ρ_3层电阻率为300 Ω·m 左右（不同 r 距的曲线都位于横轴$\sqrt{T}=0.01$—0.018 上的层位应属同一层），对应地层为孔内第一含水层花岗闪长岩（呈中粗粒花岗结构），间夹呈蜜状

结构透水性差的薄层闪长煌斑岩。该层水温达 90℃。钻孔深度仅至 548m，下部不详，也相当于直流曲线反映不完整的尾支一般。

ρ_5 层电阻率大于 2000Ω·m，深度大于 1500m，直流测深曲线因极距限制该层没有反映。

三、第四系和基岩风化壳厚度的确定（图6）

江苏连云港市双龙井为第四系潜水，隔水底盘由高阻火成岩组成，浅层频测曲线定量解释第四系厚度为14m。根据该区进行面积测量后对各点曲线尾支高阻层顶板的定量解释以及地面标定、水位资料，就可推断含水层厚度及隔水底盘的起伏，从而可圈定潜水富集中心。

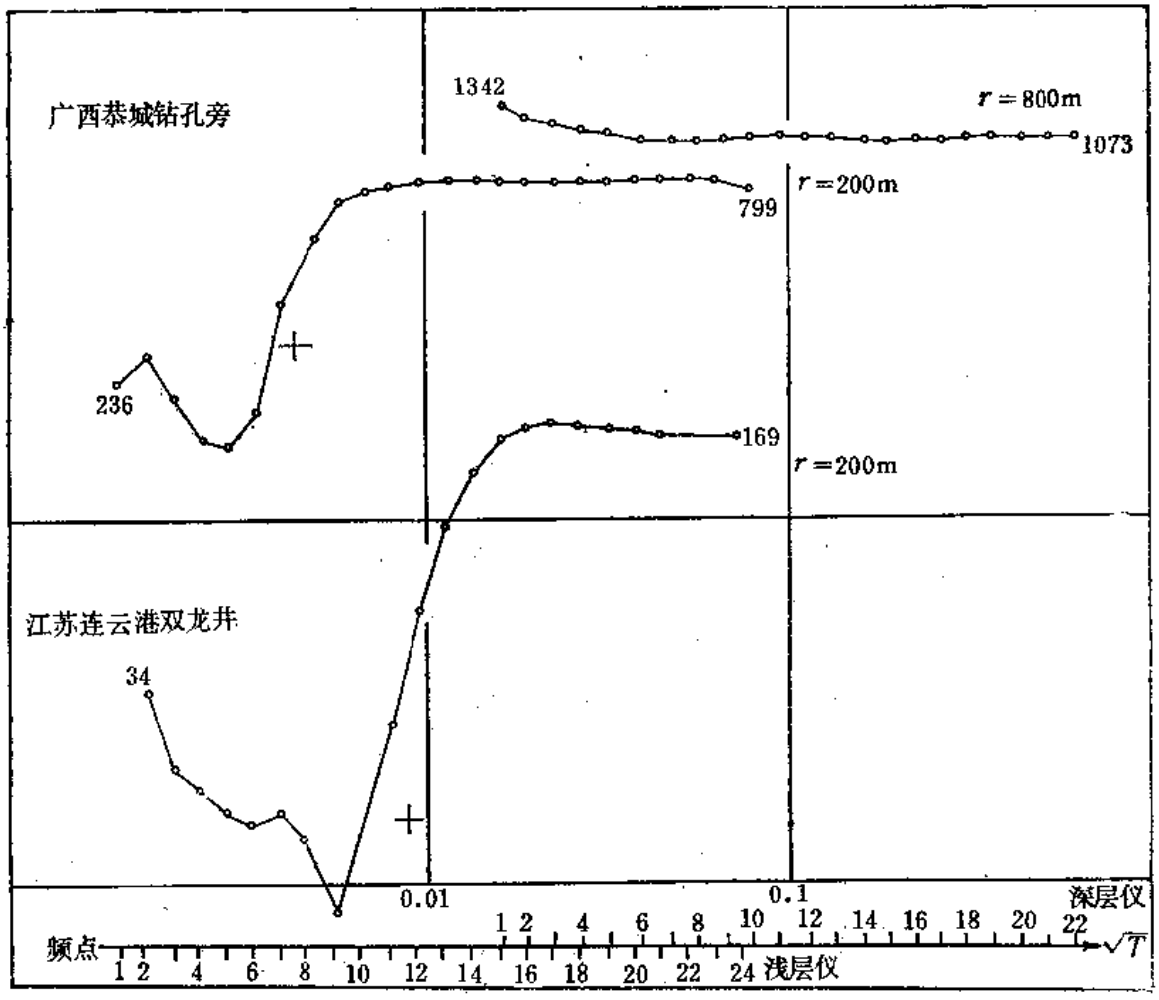


图 6　广西、江苏实测曲线

广西恭城798钻孔钻进795m时，所见地层全为高阻灰岩或大理岩。以该孔为中心，施测r距为200m的浅层仪频测曲线，曲线前支低阻层为基岩风化壳，定量解释其厚度为30m。此外，曲线尾支水平渐近线和r 距为800m 用深层仪观测的水平渐近线的电阻率值在820—1100Ω·m间，可近似作为对灰岩或大理岩测定的电参数。

除上述实例外，我队同长春地质学院协作，用频率测深在解决长白山玄武岩厚度等问题上取得了较好的结果。西安煤炭研究分院在唐山某煤矿淹水，用浅层仪寻找岩溶水通道时，也获得了资料。

另外，在确定断层位置等问题上，采用正负测深方法，也取得了一定的成果；在微震活动区用频磁测深仪配备上磁探头进行微震观测等，尚有待于尝试和实践。我们希望ZP-5型浅层频磁测深仪在水文、工程、城市物探等浅层勘探上并配合深层频率测深仪更好地解决深部地质问题中发挥积极的作用。

时域电磁测深方法及应用

牛之琏

（中南矿冶学院物探教研室）

近十年来，瞬变电磁方法技术的重要发展趋向就是扩大应用于地电断面的测深，现已有可探测数十米至数千米深度范围的仪器装备，可用于构造填图和油气田、煤田、地热、金属矿的勘探，以及地下水源、冻土带和海洋地质构造的研究。它相对于其他地电测深方法的主要优点是：（1）无一次场存在的情况下进行观测，消除了频率域方法中的主要噪声源——装置耦合噪声。它的主要噪声来源于外界电磁噪声，可采用加大发送功率等方法提高信噪比，以提高方法的探测深度；（2）可在近场源区观测，受侧向影响小，提高了对地质体的横向分辨能力；（3）对地电断面参数的分辨灵敏度高；（4）工作效率高，生产成本低。

常用的工作装置中，场源既可用两端接地的电偶极源，也可采用不接地回线的垂直磁偶极源发送；观测参数一般采用接收线圈测量磁场垂直分量相对于时间的一阶导数$\partial B_z/\partial t$，或用MN电极测量水平电场的切向分量E_θ。发送与接收之间的偶极距，在方法发展初期是使用大于4—6倍目的层埋深的装置，苏联人称为远区建立场测深法(ЗСМ)；随后出现近区建立场测深法（ЗСБЗ），它用小于目的层埋深的极距工作，相对于远区的方法具有更大的探测深度及更好的探测详细程度，是目前主要被采用的装置。可应用于时域电磁测深的仪器有：苏联的《ЦИКЛ-2》数字电测站，美国的CSMTDEM系统，加拿大的EM-37，以及澳大利亚的SIROTEM-ⅡSM；其中后两者的观测时间范围仅为零点几至几百毫秒，最大工作电流约20A，适用于探测浅层地电断面；前两者的时间范围为零点几毫秒至几十秒，配上大功率发射源，可用于探测埋深达数公里的构造。

本文引用了参加研究本课题的刘本浩、吴其昌、张宪润及李凤初同志的物理模拟实验资料。

一、均匀半空间的瞬变电磁响应

在电导率为σ和磁导率为μ_0的均匀大地上，敷设输入直流电流的回线——发送回线T_x。当T_x中电流突然断开时，在半空间介质中就会产生感应涡流场，以维持断开电流以前的磁场，在此瞬间的电流集中于地表，并按r^{-4}的规律变化，r为观测点至T_x中心点的距离。随后涡流场将逐渐扩散到半空间中去，奈比安（Nabighian）指出[1]，在切断电流以后的任一给定时间里，感应涡流场呈环带状分布，图1为在穿过T_x中心的横断面内不同时刻的电流密度等值线分布图。由图可见，在早期，涡流集中于T_x附近的地表；随后，随时间的延迟将向下及向外扩展，其涡流场的极大值是沿着从T_x中心起始与地面成30°倾角的锥形斜面扩展。在地表观测到的二次磁场为整个涡流环总效应的结果，它可以用一简单的电流环

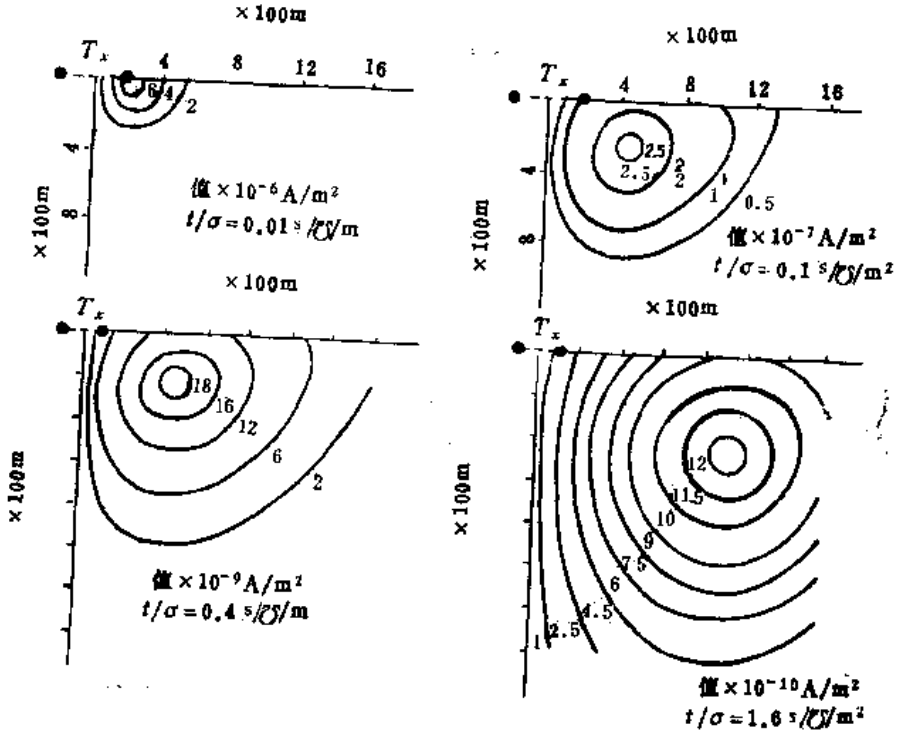


图 1　穿过T_x中心的横断面内不同时刻的电流密度等值线

$T_x=800\times400m^2$

加以等效。图 2 表示出发送电流断开以后某三个时刻的地下等效电流环路略图，它为一系列与发送回线同形状并向下及向外扩散的电流环，称之为“烟圈”，它的半径a和所在深度d的表达式为：

$$a=\sqrt{8C_2}\cdot\sqrt{t/\sigma\mu_0} \qquad (1)$$

$$d=\frac{4}{\sqrt{\pi}}\sqrt{t/\sigma\mu_0} \qquad (2)$$

式中时间t的单位为s，电导率σ用Ω/m，$\mu_0=4\pi\times10^{-7}H/m$，$c_2=8/\pi^2$。

由于$\mathrm{tg}\theta=d/a=1.07$，故“烟圈”是沿$\theta=47^\circ$锥形面扩展，向下扩散的速度为

$$V_z=\partial d/\partial t=2/\sqrt{\pi\sigma\mu_0 t} \qquad (3)$$

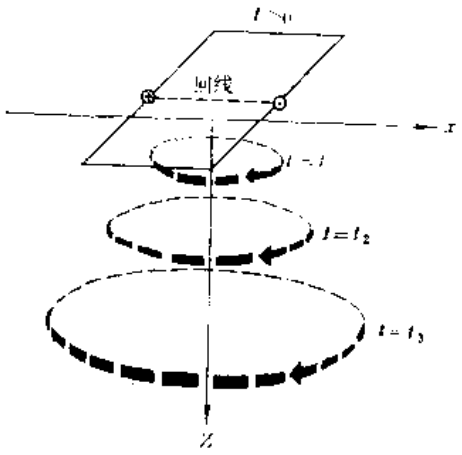


图 2　半空间中的等效电流环——“烟圈”

可以把“烟圈”看成一系列的二次发送线圈，如果观测点位于T_x之外，由于“烟圈”随时间的扩散，将观测到B_z值由负变正的时间特性，变号时刻就是“烟圈”扩散到观测点下部的时刻。在T_x之内，始终观测到正的B_z值。

二、视电阻率的确定及均匀半空间上的视电阻率曲线特征

时域电磁测深中，视电阻率的转换公式仍然是依据均匀半空间的瞬变电磁场表达式。垂直磁偶极子源E_ϕ和$\partial B_z/\partial t$的表达式为[2]

$$E_\phi=\frac{3M\rho}{4\pi r^4}\left[\ \phi(u)-\sqrt{\frac{2}{\pi}}u(1+u^2/3)e^{-u^2/2}\ \right] \tag{4}$$

$$\frac{\partial B_z}{\partial t}=\frac{qM\rho}{2\pi r^5}\left[\ \phi(u)-\sqrt{\frac{2}{\pi}}u(1+u^2/3+u^4/q)e^{-u^2/2}\right] \tag{5}$$

式中 M 为发送磁矩，ρ 为半空间电阻率，r 为观测点至 T_x 中心的距离，$u=2\pi r/\tau$，$\tau=\sqrt{2\pi\rho t10^7}$，$\phi(u)$ 为概率积分。

由式（4）和（5）不可能给出简单而且唯一的视电阻率转换公式，因此，给出 $\tau/r\to\infty$（称为晚期或近区）及 $\tau/r\to0$（称为早期或远区）的表达式。在晚期条件下

$$E_\phi=\mu_0^{5/2}\sigma^{3/2}rM/4\pi\sqrt{\pi}\,t^{5/2} \tag{6}$$

$$\partial B_z/\partial t=\mu_0M(\sigma\mu_0)^{3/2}/30\pi\sqrt{\pi}\,t^{5/2} \tag{7}$$

由此，得到相应的晚期视电阻率表达式

$$\rho_{\tau E}=\frac{\mu_0}{4\pi t}\left(\frac{\mu_0rM}{5tE_\phi}\right)^{2/3} \tag{8}$$

$$\rho_{\tau B}=\frac{\mu_0}{4\pi t}\left(\frac{2\mu_0M}{5t\dfrac{\partial B_z}{\partial t}}\right)^{2/3} \tag{9}$$

类似，可以得到早期视电阻率表达式

$$\rho_{\tau E}=\frac{2\pi r^4E_\phi}{3M} \tag{10}$$

$$\rho_{\tau B}=\frac{2\pi r^5\dfrac{\partial B}{\partial t}}{qM} \tag{11}$$

由于时域电磁测深主要是在近区观测，并且在层状介质上 $\rho_{\tau E}$ 与 $\rho_{\tau B}$ 曲线具有相类似的特征，下面将只讨论 $\rho_{\tau B}$ 曲线，而且不再标注足标“B”，通常称它为：以晚期定义的回线——回线装置视电阻率曲线。

利用式（5）及（9）的计算结果表明，当 $\tau/r>16$ 时，$\rho_\tau\to\rho_1$；当 $\tau/r<6$ 时的渐近线表达式为

$$\rho_\tau/\rho_1=49.4\ (r/\tau)^{10/3} \tag{12}$$

可见，当 $\rho_\tau-\sqrt{t}$ 关系曲线绘于双对数坐标上时，前支渐近线为一条斜率等于 $-10/3$ 的直线，后支渐近线 $\rho_\tau=\rho$。值得指出的是，式（9）中不包含极距 r 值，这是由于在晚期条件下“烟圈”已扩散到相当远，在 r 较小的范围内，B_z 近似于均匀，它不是位置的函数。

三、层状地层上视电阻率曲线的特征

层状地层上的视电阻率理论曲线是以 ρ_τ/ρ_1 与 τ_1/h_1 的函数关系绘于双对数坐标上，其中

$$\tau_1=\sqrt{2\pi\rho_1t10^7} \tag{13}$$

若以频率域中的周期代换上式中的 $2\pi t$，那么得到波长 λ_1 的表达式：$\lambda_1=\sqrt{\rho T10^7}$，由于趋肤深度 $\delta=\lambda_1/2\pi$，可见 τ_1 是与 δ 相类似的参数，可用以分析感应涡流的扩散深度，通常称为扩散参数或建场参数，以长度m为量纲。

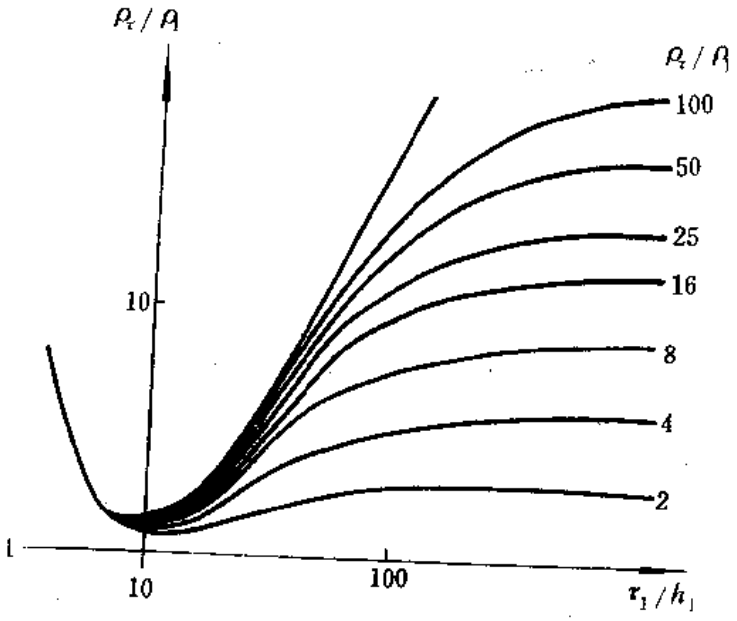


图 3　$\rho_2/\rho_1>1$的两层理论曲线　$r/h_1=1$

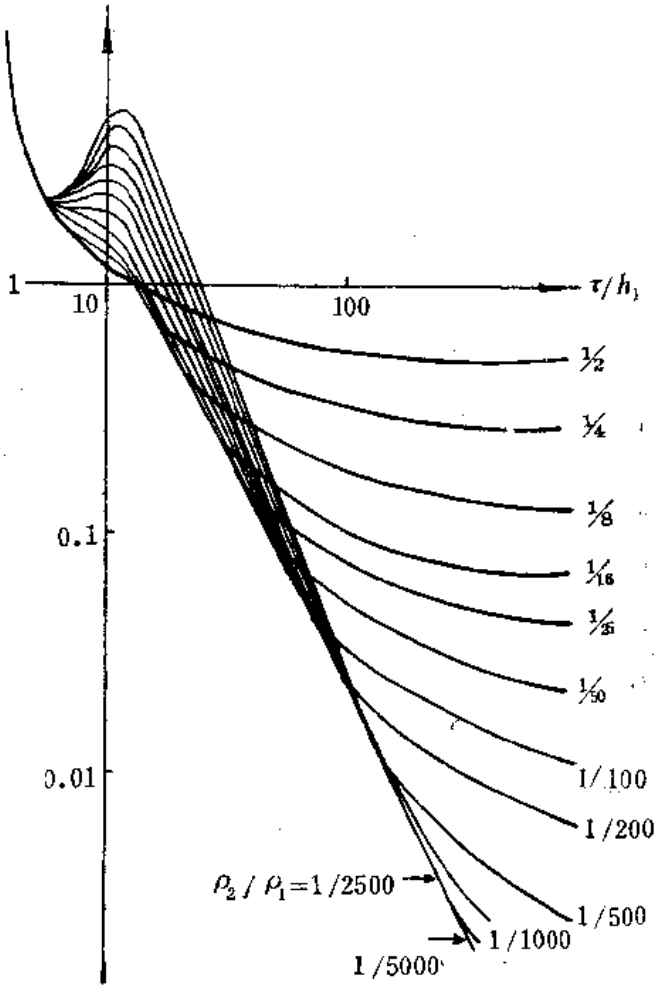


图 4　$\rho_2/\rho_1<1$的两层理论曲线　$r/h_1=1$

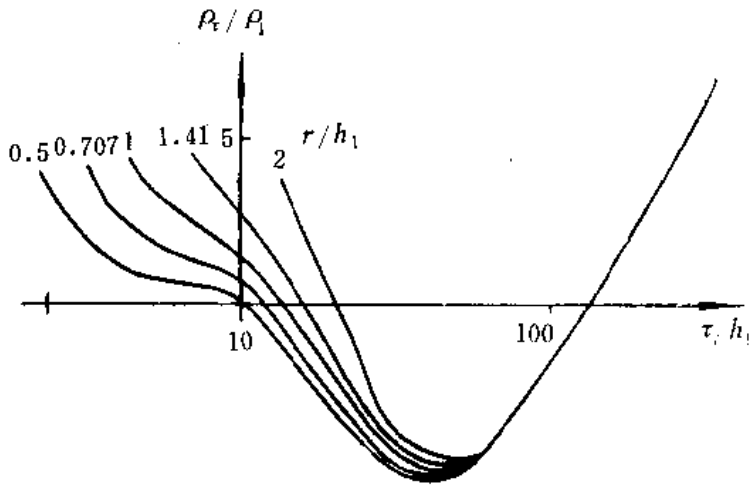


图 5　三层H型理论曲线。$h_1=h_2=1$，$\rho_2/\rho_1=1/8$，$\rho_3\to\infty$

图3—图 5 绘出了以ρ_2/ρ_1值为参数的两层和以r/h_1为参数的三层H型理论曲线。由图可见，多层断面上的ρ_t前支曲线与顶层电阻率值并不相对应，与均匀半空间上的前支相同，它的渐近线也是斜率为$-10/3$的直线，所出现的时间与r/h_1值有关（见图5），r/h_1值越小，渐近线出现的时间提前。ρ_t曲线的中、后支与层参数相对应，分类方法与直流测深相同；后支渐近线趋于基底层的电阻率ρ_n或分别趋于与横轴相交成$+63^\circ30'$（当$\rho_n\to\infty$时）、$-63^\circ30'$（当$\rho_n\to0$时）的渐近线。值得注意的是，对于$\rho_2<\rho_1$的断面，ρ_t曲线的前支后段出现假极大值（见图4），或退化为挠曲形（见图5）；这是由于“烟圈”磁场对ρ_2层激发起次一级的涡流，由于ρ_2较小，对ρ_t曲线的影响相对增大，并以出现假极大值或挠曲的形式表现出来。

四、时域电磁测深方法的探测能力

探测能力指最大的探测深度及分辨地层参数的能力。对于二层断面的最大探测深度，可以粗略地用下式估计：

$$h_{max}\approx0.32(M\rho_1/R_mN)^{1/5} \tag{14}$$

式中M为发送磁矩，R_m为观测精度所要求的最低限度信噪比，N为平均噪声电平；R_mN为最小可分辨信号电平，对于SIROTEM-Ⅱ系统$R_mN\approx0.5\text{nV/m}^2$。由式（14）可见，$h_{max}$随$M$增大或$N$的降低而增大，但是由于存在五次方根的关系，$M$或$N$值改变的影响并不十分显著。

据物理模拟的结果表明，对于导电层的h_{max}，并不是随导电层的纵向电导（S）的增大而无限制地增大，而是对于具有中等S值的导电层探测更为有利；采用方形发、收回线相重叠的装置，在回线边长为200m及发送电流为3A条件下，使用SIROTEM-Ⅱ系统观测，若不考虑导电围岩响应的影响，其$h_{max}\approx1\text{km}$。在文献[3]中，提供了使用与上述相类似的装备在金属矿区探测500—1200m深导电层的实例。

对于地电断面的分辨能力，直流电法中，视电阻率是k值的函数，$k=(\rho_b-\rho_c)/(\rho_b+\rho_c)$，其中$\rho_c$、$\rho_b$分别为导电层、围岩的电阻率；在远区测量的频率域或时间域电磁测深方法中，视电阻率正比于S^2、S为导电层的纵向电导；然而，近区时域电磁测深中，ρ_t正比

于S^2；显然，后者对层参数的分辨能力最高。对于三层剖面，三种测深方法的视电阻率曲线等值作用范围并不相同，后者比前二者要窄，尤其是在中间层厚度较小时相差较大。由此也同样说明了后者的分辨能力最好。图 6 给出了 $\rho_1=55\Omega\cdot m, h_1=100m$ 时，不同 $S_2(S_2=h_2/\rho_2)$ 值的H型断面上的物理模拟ρ_t曲线。由图可见，当S_2值低达 $0.22U$时仍然能够清楚分辨。然而，对于直流测深曲线，当 $S_2=0.22U$时，已不能分辨出中间导电层的存在（其他断面参数与图 6 相同）。

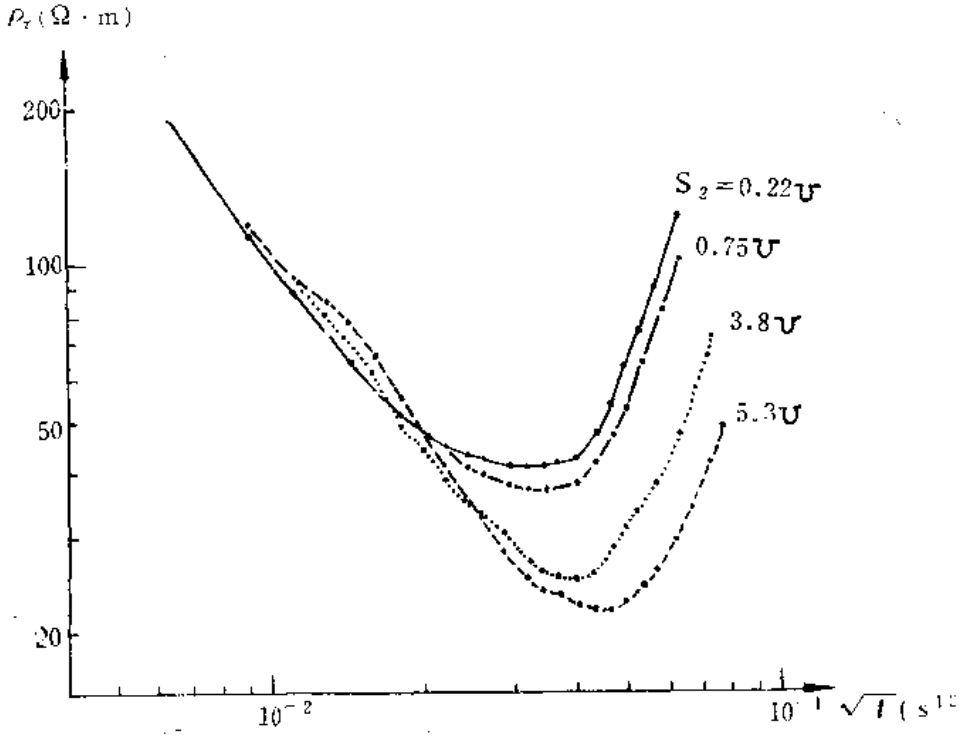


图 6　不同S_2值的H型ρ_t曲线对比。$h_1=100m$，$\rho_1=55\Omega\cdot m$。
SIROTEM-Ⅱ观测重叠回线边长等于200m

五、时域电磁测深资料的解释

资料的定量解释，可使用类似于直流测深的量板法，不过，由于ρ_t曲线的等值作用范围较窄，实际运用中很难找到与实测曲线相吻合的理论曲线，使用十分不方便。因此，对于野外资料的解释，多半是利用ρ_t曲线的特征点、渐近线和某些诺模图。进行定性解释时，往往是先计算出S_t-t及h_t-t的关系，S_t、h_t分别称为对应时间的视纵向电导、探测深度；然后，以h_t为纵坐标绘出S_t值拟断面图，这种图件能够比较直观地反映地电断面、而且横向分辨能力也较高。这些具体方法在文献〔2〕中已有介绍，这里不再赘述。

下面介绍在仪器观测道时间范围有限的情况下，利用在T_x外观测$\partial B_z/\partial t$值变号时间来确定岩层埋深的方法。我们已知悉，在均匀半空间介质中“烟圈”扩散的规律，可以把它看成一系列二次垂直磁偶极源。据磁偶极场分布规律，沿着偶极子中心开始与水平面成35°角的锥形面上，磁场垂直分量为零。设地面的观测剖面穿过T_x中心，观测点位于T_x外；由于$tg35°=d/r$，故$d=0.7r$，其中r为观测点至T_x中心的距离，d为使B_z变号时刻t相对应的“烟圈”深度，据式（2）可得

$$t=d^2/4.05\rho=0.121r^2/\rho \tag{15}$$

这里t的单位改用μs，ρ为半空间的电阻率。

值得指出的是，我们用接收线圈实际观测到的是$\partial Bz/\partial t$的变号时间t′、它比上述B_z的变号时间t要晚。据推导，$\partial B_z/\partial t$在$\tau=2\sqrt{\pi}r$时发生变号，故

$$t'=0.2r^2/\rho \tag{16}$$

式（16）给出了变号时间t'与观测点位置和岩层电阻率之间的函数关系。

对于水平多层断面，尽管ρ_t与断面参数之间的函数关系相当复杂，但是涡流传播规律可认为仍然按“烟圈”系统，只是传播速度随着它所遇到岩层电阻率的差异而有所改变。我们在离T_x中心相距为r_1、r_2、r_3、……的一系列观测点上，可以观测到相应的$\partial B_z/\partial t$变号时间t'_1、t'_2、t'_3、……，根据式（16）算得ρ_{t1}、ρ_{t2}、ρ_{t3}、……；然后，作出ρ_t-r关系曲线，其形状为阶梯形，曲线发生阶跃说明了“烟圈”从一种岩层进入了另一种岩层，找到ρ_t值发生阶跃处相对应的r^*，乘上某个系数P便求得岩层的深度。据物理模拟的结果表明，对于两层断面的解释精度不超过10%。在覆盖层较厚的情况下，用上述方法可以比较准确地确定覆盖层的电阻率。

六、实例

1．确定浅层三层断面参数。图7为在高阻结晶岩基底上覆沉积岩层的条件下，采用回线-回线装置测量的结果。实测曲线以ρ_t-$\sqrt{t}$的关系绘于双对数坐标上，从与理论曲线相吻合的结果，推断出地电断面的各个参数，其高阻基底$\rho_3\gg\rho_1$，沉积岩层$\rho_1=35\Omega\cdot m$，$h_1=33m$，$\rho_2=17.5\Omega\cdot m$，$h_2=66m$。

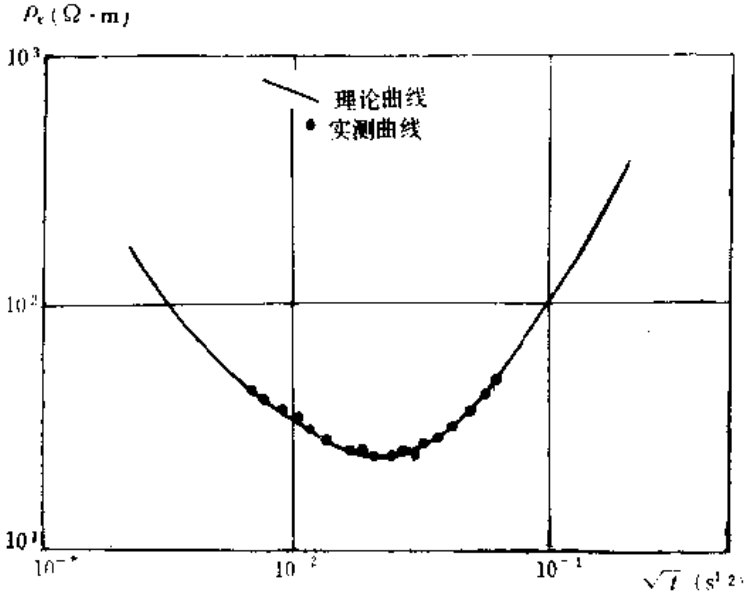


图 7　在高阻基底上覆沉积岩层的断面的实测与理论ρ_t曲线

2．深部构造测深。图8为在苏联外贝加尔(ЗАБАЙКАЛЬЕ)的近区建场ρ_t实测曲线与理论计算曲线的比较[4]。测区内的上覆沉积岩层以下为古生代花岗岩体，据MT资料，在2—5km处存在一导电层。在该地区使用功率达80kW的发送装置，额定电流为120A，发

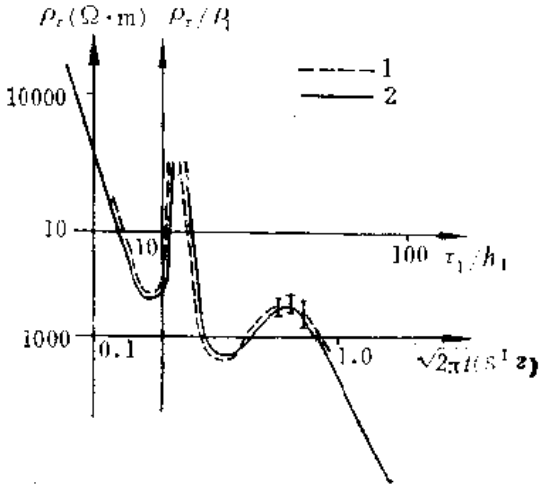


图 8　实测曲线ρ_τ与理论计算ρ_τ/ρ_1曲线对比图

虚线为实测曲线；实线为理论计算曲线

送回线边长1000m，使用《ЦИКЛ-2》数字电测站观测，记录时间范围为0.2ms至50s，接收回线边长500m，发收回线的偶极距为4km。

从实测ρ_τ曲线与理论计算ρ_τ/ρ_1曲线的拟合（见图8）的解释结果为：上覆导电层$\rho_1=360\,\Omega\cdot m$，$h_1=1km$；结晶岩层$\rho_2>36000\,\Omega\cdot m$，$h_2=5.6km$；$\rho_3=10\,\Omega\cdot m$。由于采用了偶极装置，$\partial Bz/\partial t$值在早期出现符号变换，$\rho_\tau$曲线前段（第一个极小值段）对应着$\partial Bz/\partial t$为负值的$\rho_\tau$曲线，它与地层参数并不相对应。此外，该套仪器是按探测深层设计的，对于浅部厚度为几十米的冲积层并没有被详细划分出来。

参 考 文 献

[1] Nabighian M. N.: Quasi-static transient response of a conducting half-space——An approximate representation. Geophysics, Vol. 44, No. 10, 1979.

[2] Kaufman A. A. and Keller G. V.: Frequency and transient soundings. Amsterdam, Elsevier, 1983.

[3] Сидоров В. А. И ДР.: Глибинность МПП при обнаружении пластовых проводников. Разведка и охрана недр, 1981,№.10.

[4] Антонов ю. п. и др.: Глубинные зондирования становлением электромагнитного поля в ближней зоне в забайкалье. Геология и Геофизика, 1981, №. 7