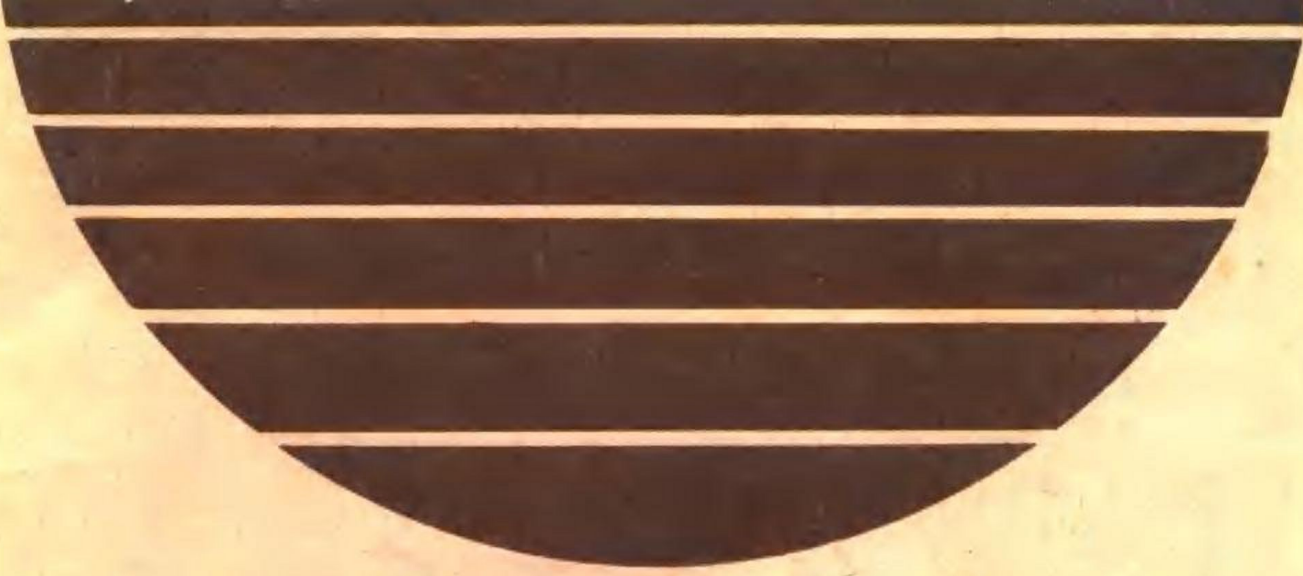
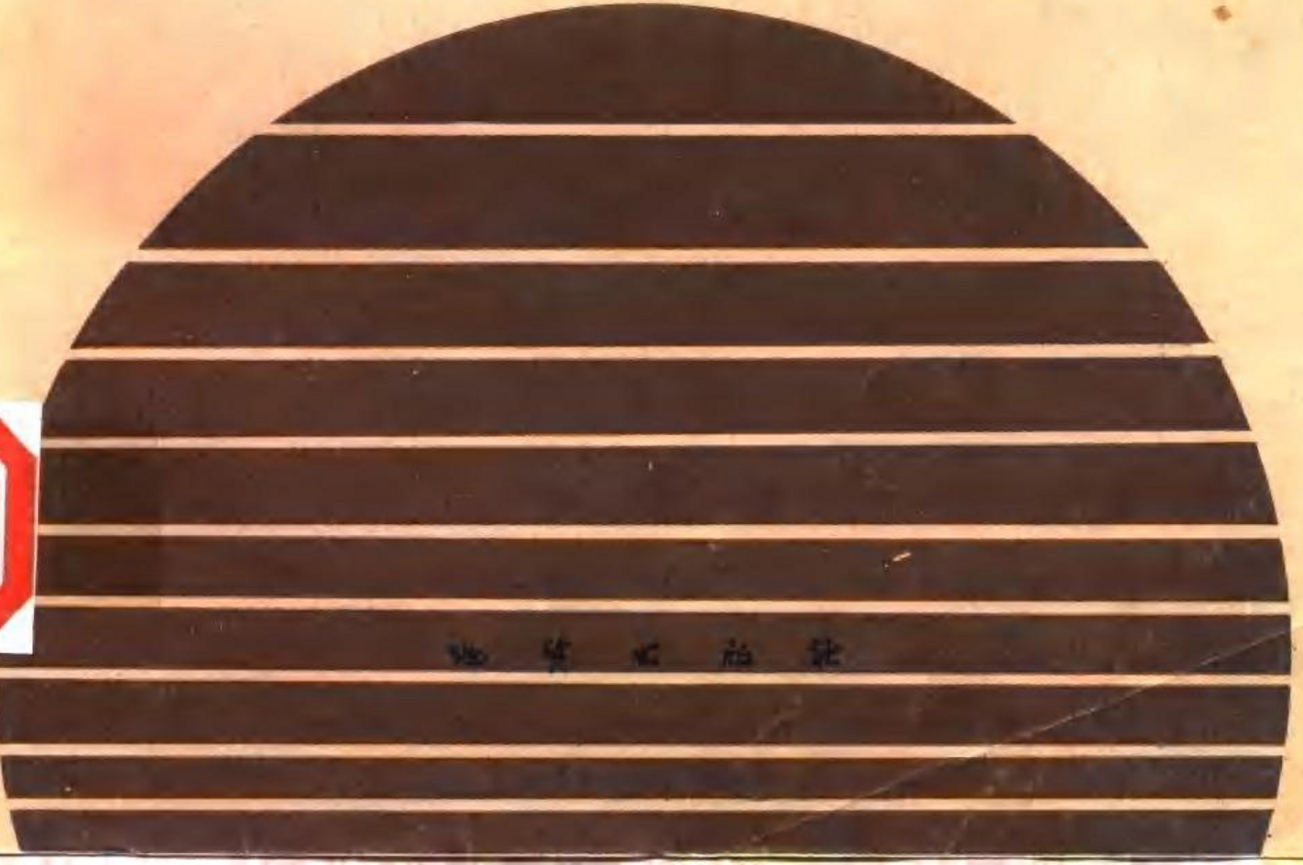




勘探地球物理专辑

第二辑 电磁测深

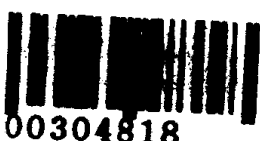


北京)

地质出版社

P631
019-2

30823



勘探地球物理专辑

第二辑

电磁测深

SV32/25



200398328



地质出版社

内 容 简 介

本文集主要反映了近几年来我国大地电磁测深、频率测深等方面的工作成果,包括仪器研制、先进的数据采集和处理系统的建立、资料处理和反演解释以及应用实例和地质效果。本文集可供从事本专业人员、地质、地球物理科技人员和有关高等院校师生参考。



勘探地球物理专辑

第 二 辑

电 磁 测 深

责任编辑:王文孝

地质出版社出版

(北京西四)

地质出版社印刷厂印刷

(北京海淀区学院路29号)

新华书店北京发行所发行·各地新华书店经售

开本: $787 \times 1092^{1/16}$ 印张: $11^{6/8}$ 字数: 281,200

1987年8月北京第一版·1987年8月北京第一次印刷

印数: 1—1,280册 国内定价: 2.80元

统一书号: 13038·新400

前 言

建立在地球电磁感应原理基础上的电磁测深方法，近些年来在国内外均有很大发展。在国内仅就大地电磁测深而言，目前已有20多个单位从事基础理论、仪器研制和实际应用等方面的工作，已经完成的大地电磁测深点超过了500个，并正在迅速地增加之中。为了适应发展的需要，由中国地震学会地震地质专业委员会主持召开了第一次全国地球电磁感应学术会议（1984年11月26日至12月2日）。会议共收到学术论文59篇，涉及大地电磁测深、频率测深、瞬变电磁法和地磁测深等方面的问题，内容包括仪器研制、数据处理与反演解释、应用以及地质效果等方面的成果。

为了促进电磁测深方法的更好发展，会议推荐出版《勘探地球物理专辑第2辑——电磁测深》文集。本文集只收入21篇论文，显然不能反映目前我国电磁测深方法的全貌，但仍不失做为一个发展阶段的记录。

我国第一次地球电磁感应学术会议认为，当前我国发展电磁测深方法的关键在于加速研制我们自己的电磁测深仪，发展宽频带、低噪声、高稳定度、低功耗并且有较强抗干扰能力的电磁测深仪器系列；加强方法的基础理论研究，探索数据处理和反演的新途径，提高反演的可靠性减少解的非唯一性；在发展大地电磁测深方法的同时，要重视人工场源的电磁测深方法以互相补充；建立完整的软件系统，大力开发和推广微计算机的现场应用；继续扩大电磁测深方法的应用领域，加强生产性验证工作，努力为石油、煤田、地热和地下水的寻找以及地壳上地幔的探测工作做出有益的贡献。

本书由刘国栋、邓前辉主编，对稿件的收集、整理、审阅、修改做了大量工作。

文集的不当和谬误之处很难避免，望读者批评指正。

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·····	牛之珏 (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—7 Hz; C段>7 Hz。

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—0.0001 Hz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

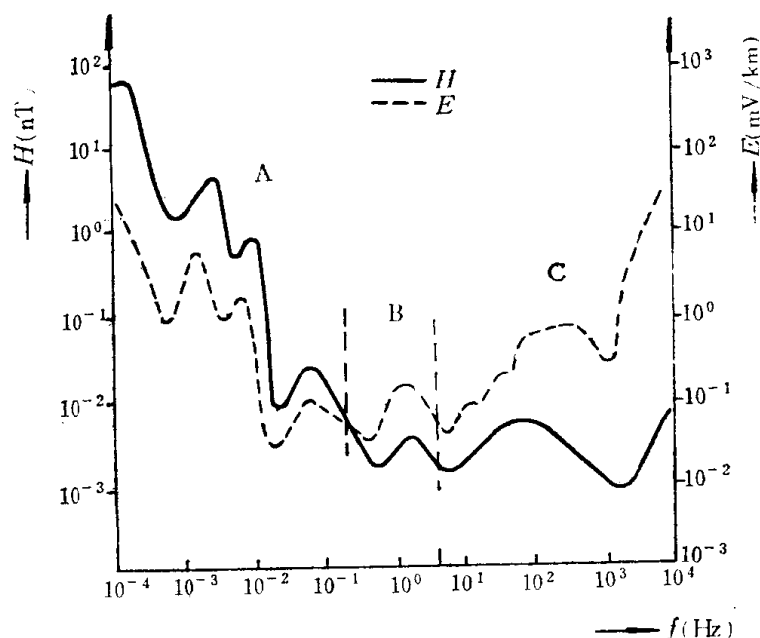


图 1 大地电磁场变化振幅谱

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 $f_0 = 1\text{Hz}$ 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，这是我们最不希望有的。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，

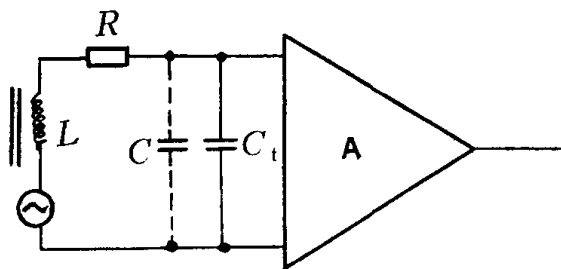


图 2 低频运用时的传感器匹配方式

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

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，

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_L ，逐渐调节负载电阻 R_L ，

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_L 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。

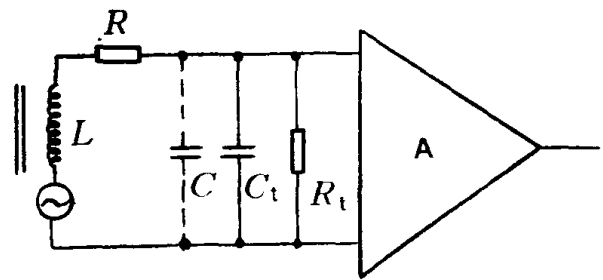


图3 包含A、B频段时的传感器匹配方式

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 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 50\text{Hz}$ ，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

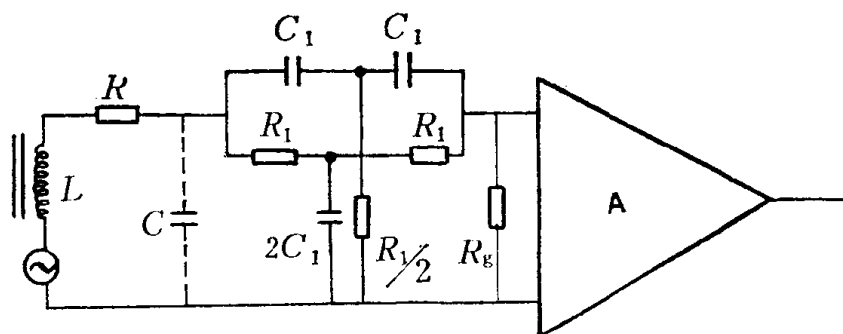


图 4 加双 T 陷波网络时的匹配方式

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

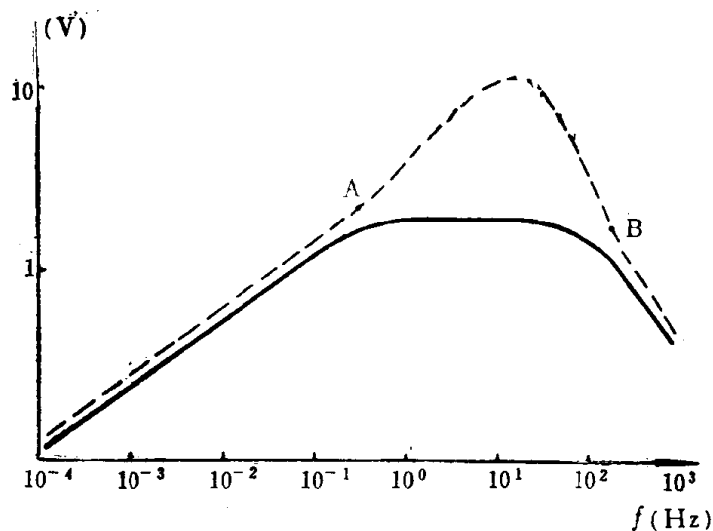


图 5 包含有 A、B、C 三个频段的传感器回路的输出特性曲线
(虚线为只接电容、不接电阻 R_L 时的谐振曲线)

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 50 Hz 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_L)，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

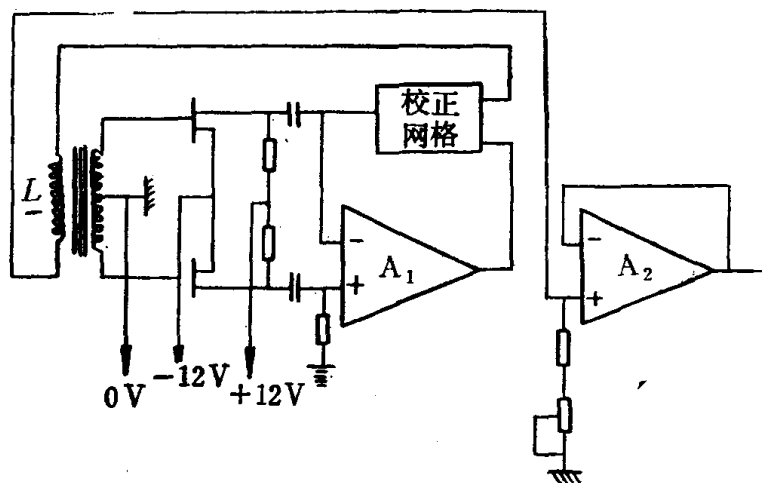


图 6 磁通负反馈耦合方式

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 $1\text{ k}\Omega$ ，而在干沙土地地区，尤其在沙漠地区，接地电阻均在 $1\text{ k}\Omega$ 以上，这就要求放大器的输入阻抗至少大于 $1\text{ M}\Omega$ ，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 $1\mu\text{V}$ 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 planet, 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. Geonics corporation, 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 profondeurs, 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 corporation. West Germany., Induction coil magnetometer KIM 803 instruction manual. 5, 1984.
9. P. Ardrieux, 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, L. 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 FERL Univ, Texas, Rep. No. 138, 1965.
13. A. F. Jepsen and R. L. Mopherron, 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^①

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 $100\text{m} \times 100\text{m} = 10000\text{m}^2$, 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

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

则在磁传感器两端产生的感应电动势为

$$\begin{aligned} \epsilon_i &= -N \frac{d\phi}{dt} = -N \frac{d}{dt}(B \times A) = -NA \frac{d}{dt}(\mu_M \cdot H_0 \cos \omega t) \\ &= 10^{-9} 2\pi f N A \mu_M H_0 \sin \omega t \quad (\text{V}) \end{aligned} \quad (2)$$

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

^① 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 $\text{k}\Omega$,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:

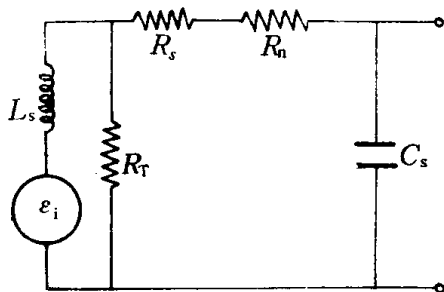


图1 磁传感器等效线路

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

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

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

$$\frac{1}{\mu_G} = \frac{1}{m^2} [\ln(2m - 1)] \quad (4)$$

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

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

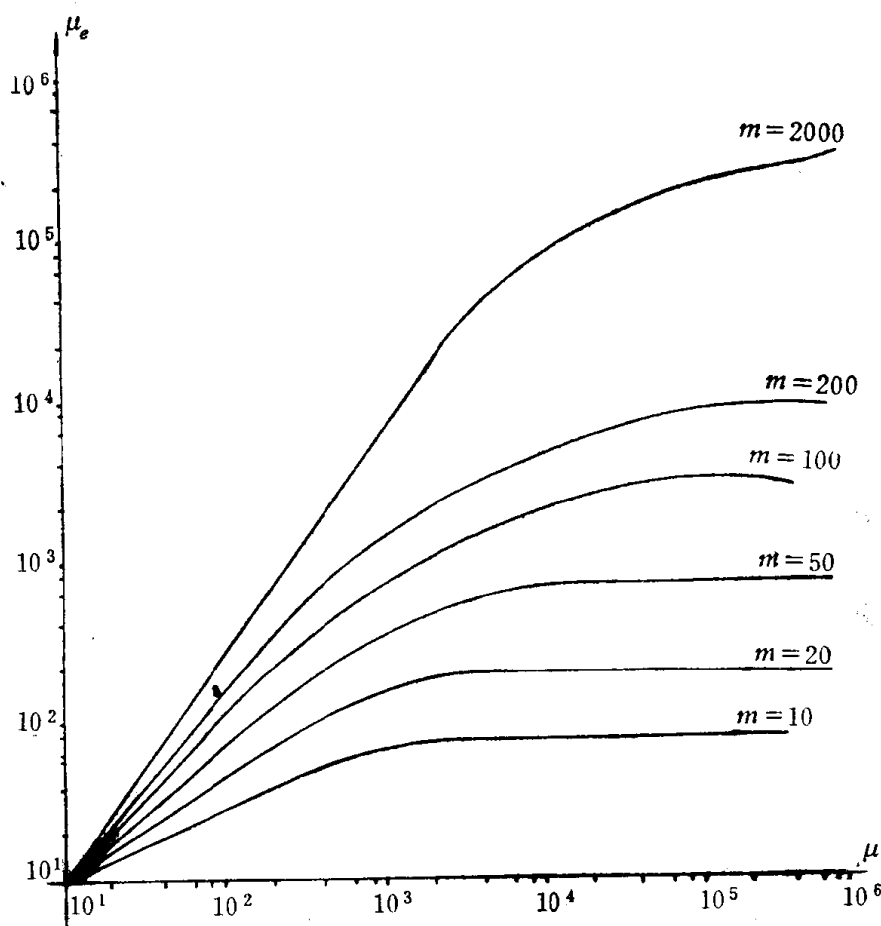


图 2 以 m 为参量 μ 与 μ_e 的关系曲线

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