

doi: 10.11720/wtyht.2024.1103

段跃权, 刘云, 王紫郡, 等. 均匀半空间 CSAMT 折线形线源的场源数值模拟[J]. 物探与化探, 2024, 48(1): 151-161. <http://doi.org/10.11720/wtyht.2024.1103>Duan Y Q, Liu Y, Wang Z J, et al. Numerical simulation of the field source for the CSAMT folded line source in a homogeneous half-space[J]. Geophysical and Geochemical Exploration, 2024, 48(1): 151-161. <http://doi.org/10.11720/wtyht.2024.1103>

均匀半空间 CSAMT 折线形线源的场源数值模拟

段跃权, 刘云, 王紫郡, 李雨珊

(云南大学 地球科学学院, 云南 昆明 650500)

摘要: 可控源音频大地电磁法(CSAMT)在野外进行测量时,通常认为发射线源是简化为长度极小的电偶极子源,但是在野外实测中,CSAMT 发射线源都是折线形布设。本文在前人研究成果的基础上,根据电磁场的线性叠加原理推导出折线形电流线源激发的电磁场数值计算方法,通过对不同的折线形线源模型进行计算,分析均匀半空间情况下折线形线源对视电阻率、阻抗相位曲线的影响。模型计算表明折线形线源对视电阻率、阻抗相位曲线的近区和过渡区有较大影响,远区则不受影响;近区和过渡区受到的影响主要是由各个折线段的方位角引起,折线段方位角越大,对测点的视电阻率和阻抗相位的影响越大。当折线段方位角很小时,可以将其忽略并近似为直线源进行处理,这样既可以充分考虑发射源的形态又可以提高工作效率。为后续 CSAMT 数据处理的近场校正以及 CSAMT 数值模拟提供了理论支持。

关键词: CSAMT; 非直线型接地电缆源; 均匀半空间; 折线形线源; 线性叠加

中图分类号: P319.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-8918(2024)01-0151-11

0 引言

大地电磁测深法(MT)的电磁场频率在音频段($1 \sim 10^4$ Hz)存在信号弱且易受干扰的缺点,20 世纪 70 年代初,Goldstein 等^[1]提出人工场源产生音频电磁场以加强天然电磁场,采用 MT 的测量方式观测音频电磁场。由于所观测电磁场的频率、场强和方向可由人工控制,故称这种方法为可控源音频大地电磁法(CSAMT)。与直流电阻率测深相比,它具有勘探深度大,分辨率高,野外观测系统装置轻便等优点,因此日益受到人们的重视,并且在寻找浅部隐伏金属矿、油气构造勘查、推覆体或火山岩下找煤、地热资源勘查和工程地质勘查等方面,都取得了良好的地质效果^[2-11]。

目前,对于 CSAMT 场源都是基于电偶极子源的假设,并没有考虑有限长电流线源的形态,在地形复杂的地表施工时,非直线型接地电缆源的形态会

影响数据处理的结果。针对人工源电磁测深法发射源形态的影响,已有诸多研究成果;其中瞬变电磁法发射源形态的影响研究较为成熟,包括长导线源和回线源形态的影响;陈卫营等^[12]阐述了电性源瞬变电磁法发射源形态对观测结果的影响,并且表明发射源的尺寸不能忽略;李展辉等^[13]分析了任意形状水平接地导线源对瞬变电磁法计算结果的影响,并表示在垂直于接地导线源方向测量,尤其是进行短偏移距测量时,需考虑到导线源的具体形状,而在轴向方向测量时,在导线形变不大的情况下,可以忽略导线弯曲带来的影响;商天新等^[14]考虑了野外实际工作中水平接地导线源形状的任意性,进行了任意形状水平电性源瞬变电磁法全区视电阻率计算;王鹏飞等^[15]进行了不规则回线源瞬变电磁法一维正反演研究,通过沿回线积分和时频转换,计算不规则回线内任意一点处的垂直磁场值;李建平等^[16-18]进行了任意形状回线源瞬变电磁法研究,提出不管回线源的形状如何,只要将回线的各边看作是多个电

收稿日期: 2023-03-14; 修回日期: 2023-06-06

基金项目: 云南大学第十四届研究生科研创新项目(KC-22221593)

第一作者: 段跃权(1999-),男,硕士,主要从事电磁场数值模拟及反演成像工作。Email: 3256667067@qq.com

通讯作者: 刘云(1973-),男,博士,副研究员,主要从事地球物理数值模拟与反演成像技术研究工作。Email: liu_yun@mail.gyig.ac.cn

偶极子,则回线内任意一点的电磁场均可看成是多个水平电偶极子电磁场的线性叠加,这给本文提供了宝贵的研究思路;然而以上对于发射源形态的影响研究都是基于瞬变电磁测深法展开的。针对 CSAMT 发射源形态的影响也有很多研究成果,但是都存在一定的局限;刘云鹤等^[19]对海洋可控源电磁法发射源姿态的影响做了详细的研究,但研究结果并不能适用于地面可控源电磁法发射源形态的影响;王若等^[20]对适合高山峡谷区的 CSAMT 的观测系统进行了研究,但却只考虑了复杂地形情况下测线的形态,并没有考虑发射源的形态;王艳波^[21]对发射源起伏情况下的 CSAMT 进行了一维正演研究,但着重讨论的是不同收发距下发射源起伏对场值以及视电阻率和阻抗相位的影响;周子琨等^[22]讨论了可控源电磁测深法在发射源导线不呈直线的情况下,测点位置视电阻率和电磁场分量的计算方法,利用直角坐标系的平移、旋转,将各个折线段产生的电磁场值转化到同一坐标系中,最后进行积分得到测点位置的总场值,然而该方法的缺陷是当发射源导线的形状较为复杂、折线段数较多时,需要进行多次坐标系的平移、旋转和电磁场分量的计算。此外,张斌等^[23]进行了带地形的可控源音频大地电磁法二维正演研究,Xiong 等^[24]进行了带地形的二维各向异性地层中的线性源 CSAMT 响应模拟,但是以上学者考虑的都是测区地形起伏对观测结果的影响。目前对于复杂地形 CSAMT 的研究主要侧重于观测点地形的影响,而对于发射源形态的影响研究并不完善,然而诸多学者研究表明发射源形态的影响不可忽略;陈小斌等^[25]在关于人工源极低频电磁波发射源的讨论中提出发射源区大地电流场的流向可能与地表线源的布设路径有关,而不是自动地选择电阻率低的区域流向另一极;刘地渊等^[26]实现了任意形状线电流源三维地电场正演,正演结果表明相同模型使用倾斜线源和直线源其地表响应有较大的差别,并且任意形状线电流源更加符合实际应用情况;苏巍等^[27]研究发现 CSAMT 的电场观测数据是由接地两端的传导分量和通电导线感应分量组成,并且感应分量贡献与传导分量贡献相当,因此在数据采集工作中必须考虑导线形状。由此可见发射源形态的影响研究值得重视,并且需要进一步完善,因此有必要进行野外实际 CSAMT 场源的数值模拟研究。

本文在前人研究成果的基础上,根据电磁场的线性叠加原理推导出任意电流线源激发的电磁场数值计算方法,通过模型计算,分析均匀半空间情况下

折线形线源对视电阻率和阻抗相位的影响,为实际工作中的观测结果提供一定的理论指导。

1 均匀半空间线电流源的电磁场

如图 1a 所示,在均匀半空间地电模型下,当电流线源与测线方向平行时,线源 AB 在测点 $P(x, y)$ 处产生的电磁场可以通过电偶极子电磁场积分得到^[28]:

$$E_x = \frac{I\rho}{2\pi} \int \frac{1}{r^3} [-2 + (1 + ikr) e^{-ikr} + 3\cos^2\theta] dl, \quad (1)$$

$$H_y = -\frac{I}{4\pi} \int \frac{1}{r^2} \{ 6I_1 K_1 + ikr(I_1 K_0 - I_0 K_1) + \cos^2\theta [ikr(I_0 K_1 - I_1 K_0) - 8I_1 K_1] \} dl, \quad (2)$$

式中: I 为电流强度; r 为测点到线源积分点 (x_i, y_i) 的距离; θ 为测点和线源积分点的连线与线源方向所成夹角; r 和 θ 可由式(3)计算得到; ρ 为均匀半空间的电阻率; $k = \sqrt{-i\omega\mu/\rho}$, ω 为角频率; μ 为真空磁导率; I_0, K_0, I_1, K_1 为零阶和一阶的变形贝塞尔函数,其宗量为 $ikr/2$ 。

$$\left\{ \begin{array}{l} r = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}, \\ AB = (x_B - x_A, y_B - y_A), \\ iP = (x - x_i, y - y_i), \\ \cos\theta = \frac{AB \cdot iP}{|AB| |iP|} = \frac{(x_B - x_A)(x - x_i) + (y_B - y_A)(y - y_i)}{\sqrt{(x_B - x_A)^2 + (y_B - y_A)^2} \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}, \end{array} \right. \quad (3)$$

当线源与测线呈任意方位角 α 时,如图 1b 所示, $\Delta x > \Delta y$, 则式(1)和(2)可改写为:

$$E_x = \frac{I\rho}{2\pi r^3} \int_{x_A}^{x_B} \sqrt{1 + k_x^2} dx [-2 + (1 + ikr) e^{-ikr} + 3\cos^2\theta], \quad (4)$$

$$H_y = \frac{-I}{4\pi r^2} \int_{x_A}^{x_B} \sqrt{1 + k_x^2} dx \{ 6I_1 K_1 + ikr(I_1 K_0 - I_0 K_1) + \cos^2\theta [ikr(I_0 K_1 - I_1 K_0) - 8I_1 K_1] \}$$

$$\cos^2 \theta [ikr(I_0 K_1 - I_1 K_0) - 8I_1 K_1] \} , \quad (5) \quad \text{式为:}$$

其中: $k_x = \frac{\Delta x}{\Delta y}$ 为线源 AB 的斜率, $\Delta x = x_B - x_A$ 为任意方位角线源的横向长度, $\Delta y = y_B - y_A$ 为任意方位角线源的纵向长度。当 $\Delta x < \Delta y$ 时, 只需将 k_x 换为 $k_y = \frac{\Delta y}{\Delta x}$, 积分变量换为 y 。

在式(4)和(5)中, 需要计算定积分式:

$$g = \int_{x_A}^{x_B} K(x) dx , \quad (6)$$

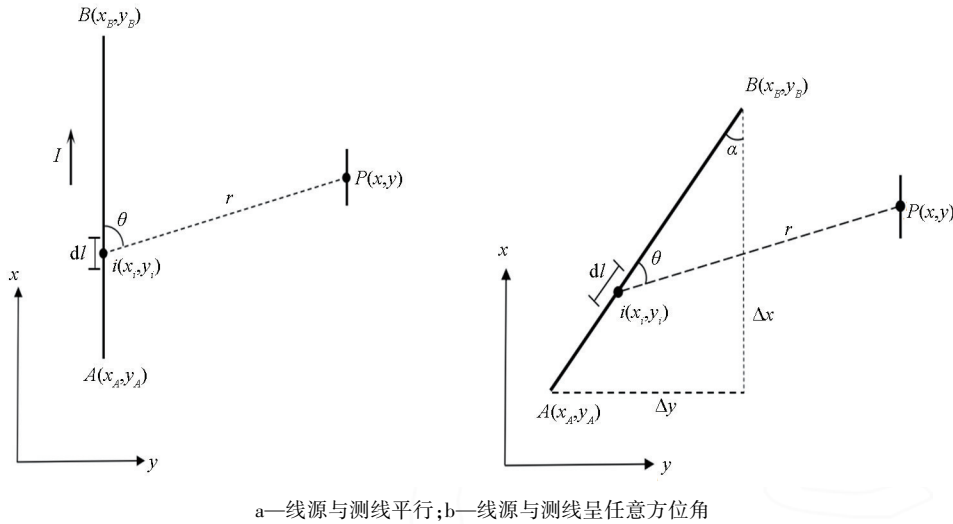
常规的数值积分法为“5点式”或“10点式”Gauss 数值积分法^[29]。由于在野外实际中, 线源尺寸往往会比较大, “5点式”或“10点式”Gauss 数值积分法很难达到较高的计算精度, 因此本文采用“ n 点式”Gauss-Legendre 数值求积法^[30], 其数值滤波计算公

$$g = \frac{x_B - x_A}{2} \sum_{i=1}^n K(x_i) W_i , \quad (7)$$

其中: x_B 和 x_A 为积分上下限; W_i 为第 i 个滤波系数, x_i 为 Legendre 多项式的零点, 即线源积分点的横坐标, 纵坐标可由式(8)计算得到。 n 为积分段数, 可以根据线源长度任意设定 n 值大小, 选取的 n 值越大, 计算精度较高, 则计算耗时较长, 具体详见参考文献何光渝等^[31]中的数值计算理论和计算程序。

$$y_i = (x_i - x_A) \frac{\Delta y}{\Delta x} + y_A , \quad (8)$$

将线源积分点的坐标 (x_i, y_i) 代入到式(3)中, 即可求出 r 和 θ 。



a—line source parallel to the survey line; b—line source is at an arbitrary azimuth angle with the survey line

图 1 电流线源与测线相对位置

Fig. 1 Relative position of current line source and survey line

2 折线形线电流源的电磁场

在实际工作中, 由于受到各种条件的限制, 很多情况下发射源是任意形状铺设。对如图 2 所示的任意形状线电流源, 可将其近似为 M 个节点的 $M-1$ 个折线段构成的折线形线源, 每一个折线段可视为如图 1b 所示的任意方位角线源。此时任意形状电流线源 AB 在接收点处产生的电磁场可以通过对所有折线段的电磁场线性叠加近似得到^[32-33]:

$$E_x = \sum_{j=1}^{M-1}$$

$$\left\{ \frac{Ip}{2\pi r^3} \int_{x_j}^{x_{j+1}} \sqrt{1+k_j^2} dx [-2 + (1+ikr) e^{-ikr} + 3\cos^2 \theta] \right\} , \quad (9)$$

$$H_y = \sum_{j=1}^{M-1} \left\{ \frac{-I}{4\pi r^2} \int_{x_j}^{x_{j+1}} \sqrt{1+k_j^2} dx \{ 6I_1 K_1 + ikr(I_1 K_0 - I_0 K_1) + \cos^2 \theta [ikr(I_0 K_1 - I_1 K_0) - 8I_1 K_1] \} \right\} , \quad (10)$$

其中: $k_j = \frac{x_{j+1} - x_j}{y_{j+1} - y_j}$ 为第 j 个折线段的斜率。

式(9)和(10)分别计算电磁场, 利用 Cagniard 视电阻率计算公式和阻抗相位计算公式即可求得不

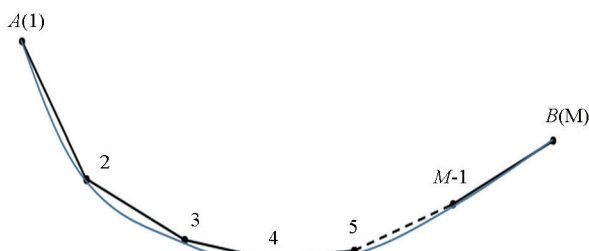


图 2 任意形状电流线源剖分示意

Fig. 2 Schematic diagram of the division of arbitrarily shaped current line source

同频率对应的视电阻率和阻抗相位。用式(11)计算 Cagniard 视电阻率(下文中简称为视电阻率):

$$\rho = \frac{1}{\omega\mu} \left| \frac{E_x}{H_y} \right|^2, \quad (11)$$

用式(12)计算阻抗相位:

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{\text{Im}(E_x, H_y)}{\text{Re}(E_x, H_y)}, \quad (12)$$

式中: $\text{Re}(E_x)$ 和 $\text{Re}(H_y)$ 分别为电场和磁场的实部; $\text{Im}(E_x)$ 和 $\text{Im}(H_y)$ 分别为电场和磁场的虚部^[34]。

3 均匀半空间模型计算

3.1 任意偏角线源的影响分析

在野外进行 CSAMT 场源布设时,发射源应尽可能平行于测线方向布设,然而实际工作中发射源会与测线方向形成任意方位角。如图 3 所示,均匀半空间电阻率为 $100 \Omega \cdot \text{m}$,发射源 AB 长度为 1500 m ,电流强度为 10 A ,发射源 AB 与测线方向形成任意方位角 α 。

定义相对误差的计算公式为:

$$\text{Error} = \frac{f_0 - f_\alpha}{f_0} \times 100\%, \quad (13)$$

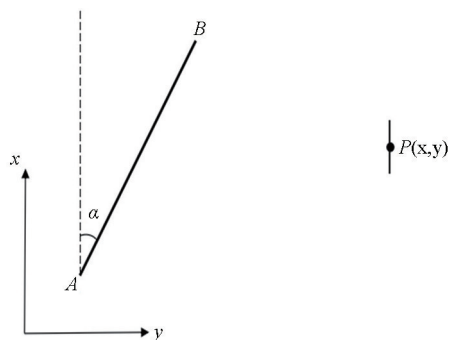


图 3 发射源与测线呈任意方位角

Fig. 3 The transmitting source is at an arbitrary azimuth angle to the survey line

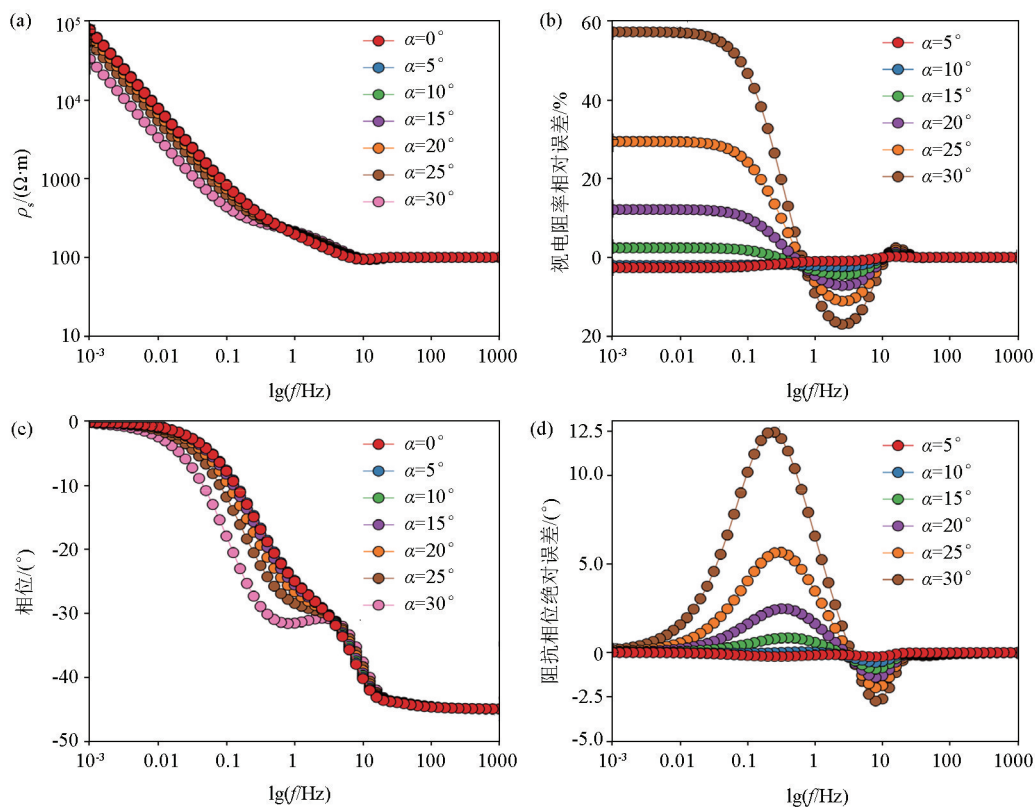
其中: f_0 为方位角 $\alpha = 0^\circ$ 时的计算结果; f_α 为方位角 $\alpha > 0^\circ$ 时的计算结果。

图 4 为发射源方位角 α 从 $0^\circ \sim 30^\circ$ 时视电阻率和阻抗相位随发射频率的变化特征,收发距为 8000 m 。图 4a 和 c 分别为视电阻率和阻抗相位随发射频率的变化曲线,图 4b 为不同方位角 α 之间的视电阻率相对误差曲线,图 4d 为不同方位角 α 之间的阻抗相位绝对误差曲线;其中各误差曲线是以发射源方位角 $\alpha = 0^\circ$ 时的视电阻率和阻抗相位为基准计算得到。从图 4 中可以看出发射源偏移对视电阻率、阻抗相位曲线的近区和过渡区有较大影响,远区则不受影响,其中近区受到的影响比过渡区大,并且随着发射源方位角 α 的增大,视电阻率曲线和阻抗相位曲线受到的影响也随之增大;从图 4b 和 d 的误差分析中可以看出,当发射源方位角 $\alpha < 15^\circ$ 时,视电阻率相对误差在全频率段小于 10% ,阻抗相位绝对误差在全频率段小于 2° ,因此当发射源方位角较小时,由发射源偏移造成的影响可以忽略。

图 5 为发射源方位角 α 从 $0^\circ \sim 30^\circ$ 时视电阻率和阻抗相位随收发距的变化特征,发射频率为 1000 Hz 。图 5a、c 分别为视电阻率和阻抗相位随着收发距的变化曲线,图 5b 为不同方位角 α 之间的视电阻率相对误差曲线,图 5d 为不同方位角 α 之间的阻抗相位绝对误差曲线;其中各误差曲线同样是以发射源方位角 $\alpha = 0^\circ$ 时的视电阻率和阻抗相位为基准计算得到。从图 5 看出当 $r > 1000 \text{ m}$ 时(r 为收发距),发射源偏移对视电阻率和阻抗相位没有影响;当 $r < 1000 \text{ m}$ 时,随着收发距减小,测点逐渐靠近场源,视电阻率曲线和阻抗相位曲线出现明显的畸变,此时发射源偏移对视电阻率和阻抗相位的影响较大,即使发射源方位角很小,发射源偏移造成的影响也不可忽略。分析发射源不同方位角对应的视电阻率和阻抗相位随收发距和发射频率的变化特征发现,在远距离进行观测并且发射源方位角较小时,发射源偏移对观测结果的影响可以忽略;然而当发射源方位角较大时,即使是在远距离进行观测,低频段的观测结果依然会受到发射源偏移的影响,因此发射源方位角较大对观测点的影响不能忽略。

3.2 折线形线源的影响分析

折线形线源模型如图 6 所示,设计了 3 种发射源模型,保持发射源的长度不变而形态发生弯曲,将其近似为若干个折线段构成的折线形线源,每个折线段与测线方向形成的方位角都为 α ,其中发射源模型 a、b、c 的节点数分别为 4、5、6。首先计算发射源模型 a 的折线段方位角 α 从 $0^\circ \sim 30^\circ$ 时的视电阻



a—不同方位角视电阻率随频率的变化曲线;b—不同方位角视电阻率相对误差曲线;c—不同方位角阻抗相位随频率的变化曲线;d—不同方位角阻抗相位绝对误差曲线

a—variation curves of apparent resistivity with frequency at different azimuth angles; b—relative error curves of apparent resistivity at different azimuth angles; c—variation curves of impedance phase with frequency at different azimuth angles; d—absolute error curves of impedance phase at different azimuth angles

图 4 发射源不同方位角对应的视电阻率和阻抗相位随频率的变化特征

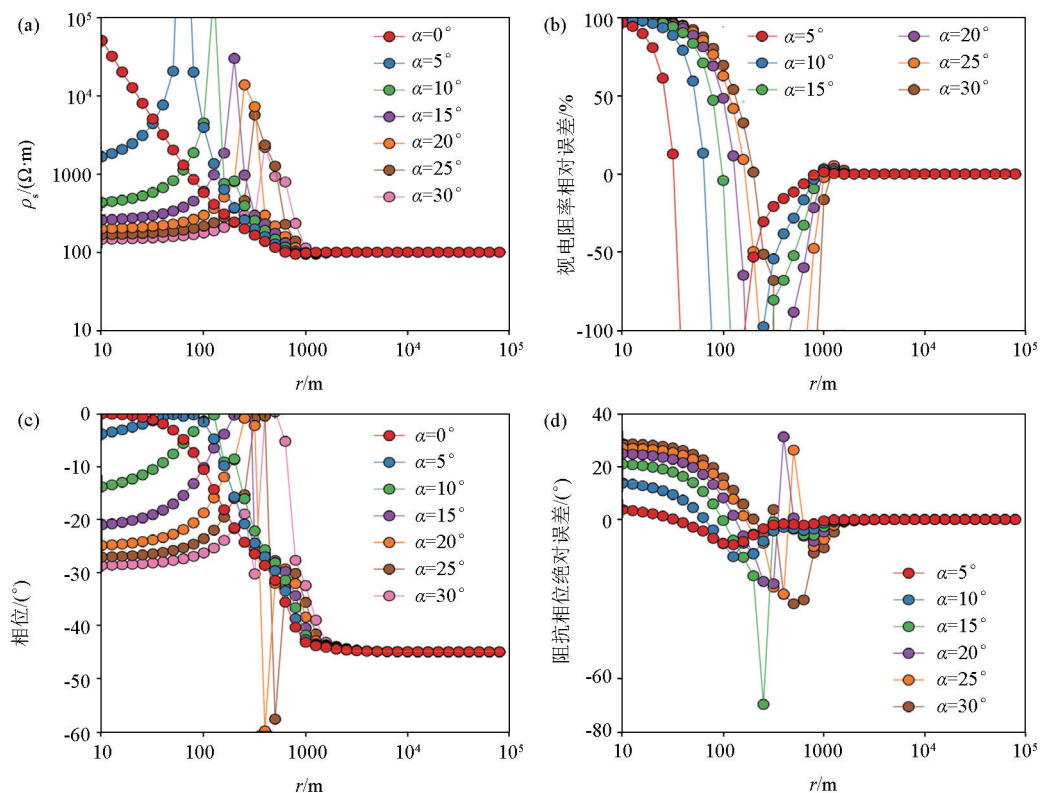
Fig. 4 Variation characteristics of apparent resistivity and impedance phase with frequency corresponding to different azimuth angles of transmitting source

率和阻抗相位;其次分别计算发射源模型 a、b、c 在折线段方位角相同时的视电阻率和阻抗相位;最后分析折线形线源方位角和节点数(即折线段数)对计算结果的影响。均匀半空间电阻率为 $100 \Omega \cdot \text{m}$, 发射源 AB 长度为 $1\,500 \text{ m}$, 电流强度为 10 A , 收发距为 $8\,000 \text{ m}$, 发射频率为 $1 \times 10^{-3} \sim 1 \times 10^3 \text{ Hz}$, 共 61 个频率点。

发射源模型 a 不同折线段方位角对应的视电阻率和阻抗相位计算结果如图 7、图 8 所示。图 7a、c 为视电阻率和阻抗相位随发射频率的变化曲线, b 和 d 分别为不同方位角之间的视电阻率和阻抗相位误差曲线, 收发距为 $8\,000 \text{ m}$; 当 $f > 10 \text{ Hz}$ (远区, f 为发射频率), 不同方位角对应的视电阻率曲线和阻抗相位曲线相互重合, 且误差值为零, 当 $f < 10 \text{ Hz}$ 时, 随着方位角增大, 视电阻率曲线的过渡区范围由 $1 \text{ Hz} < f < 10 \text{ Hz}$ 变为 $0.1 \text{ Hz} < f < 10 \text{ Hz}$, 阻抗相位曲线在过渡区和近区出现明显的畸变。图 8a 和 c 为视电阻率和阻抗相位随收发距的变化曲线, b 和 d 分

别为不同方位角之间的视电阻率和阻抗相位误差曲线, 发射频率为 $1\,000 \text{ Hz}$; 当 $r > 1\,000 \text{ m}$ 时 (r 为收发距), 不同方位角折线形线源对视电阻率和阻抗相位都没有影响, 当 $r < 1\,000 \text{ m}$ 时, 曲线的变化情况和图 7 一致。这表明折线形线源只影响视电阻率曲线和阻抗相位曲线的过渡区和近区, 对远区则没有影响, 这种影响体现为随着折线段方位角增大, 视电阻率曲线过渡区和近区的位置向低频处偏移, 而阻抗相位曲线在过渡区和近区会出现明显的畸变。

发射源模型 a、b、c 在折线段方位角相同时视电阻率和阻抗相位的计算结果如图 9 所示, 从图 9 中可以看出, 在折线段方位角都相同的情况下, 3 种发射源模型计算得到的视电阻率曲线和阻抗相位曲线一致, 远区视电阻率和阻抗相位的误差均为零, 近区视电阻率最大误差不超过 2% , 阻抗相位最大误差不超过 0.3° 。因此折线形线源对视电阻率和阻抗相位曲线近区和过渡区的影响主要是由各个折线段方位角引起的, 与折线形线源的节点数(即折线段

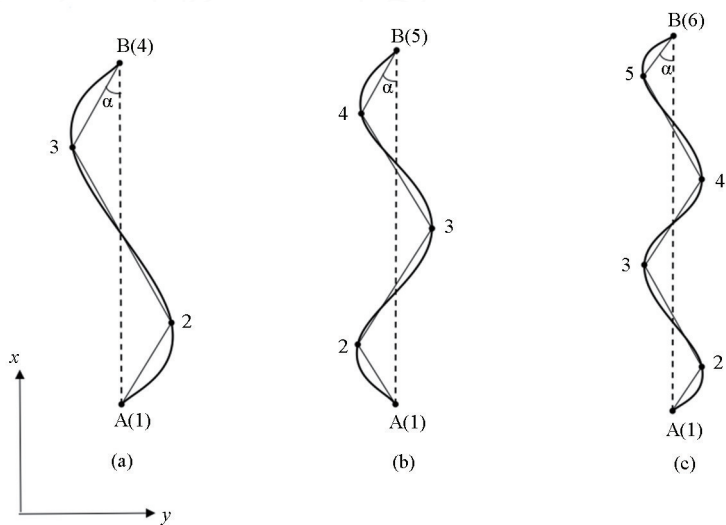


a—不同方位角视电阻率随收发距的变化曲线;b—不同方位角视电阻率相对误差曲线;c—不同方位角阻抗相位随收发距的变化曲线;d—不同方位角阻抗相位绝对误差曲线

a—variation curves of apparent resistivity with transmit-receiving distance at different azimuth angles;b—relative error curves of apparent resistivity at different azimuth angles;c—variation curves of impedance phase with transmit-receiving distance at different azimuth angles;d—absolute error curves of impedance phase at different azimuth angles

图 5 发射源不同方位角对应的视电阻率和阻抗相位随收发距的变化特征

Fig. 5 Variation characteristics of apparent resistivity and impedance phase with transmit-receiving distance corresponding to different azimuth angles of transmitting source

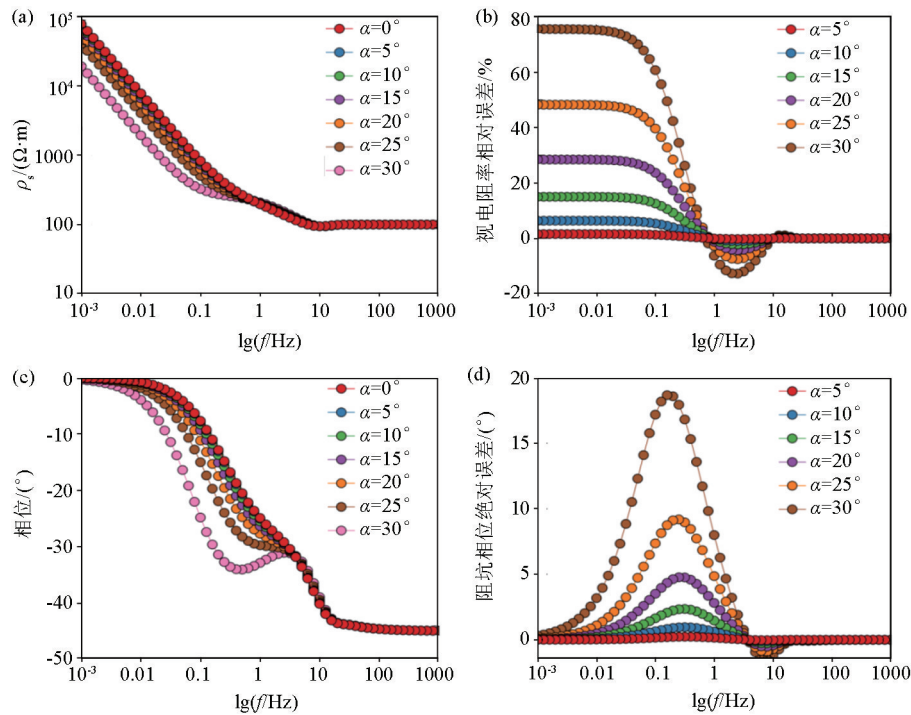


a—发射源模型 a, 节点数为 4;b—发射源模型 b, 节点数为 5;c—发射源模型 c, 节点数为 6

a—transmitting source model a, the number of nodes is 4;b—transmitting source model b, the number of nodes is 5;c—transmitting source model c, the number of nodes is 6

图 6 折线形发射源模型示意

Fig. 6 Schematic diagram of folded line transmitting source models

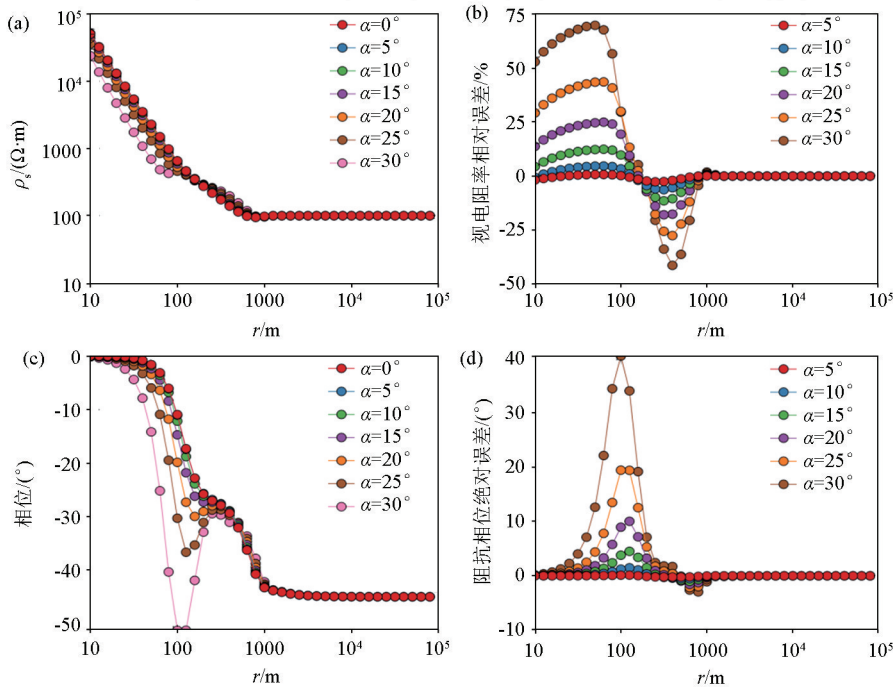


a—折线形线源不同方位角视电阻率随频率的变化曲线; b—折线形线源不同方位角视电阻率相对误差曲线; c—折线形线源不同方位角阻抗相位随频率的变化曲线; d—折线形线源不同方位角阻抗相位绝对误差曲线

a—variation curves of apparent resistivity with frequency at different azimuth angles of folded line source; b—relative error curves of apparent resistivity at different azimuth angles of folded line source; c—variation curves of impedance phase with frequency at different azimuth angles of folded line source; d—absolute error curves of impedance phase at different azimuth angles of folded line sources

图 7 折线形线源不同方位角的视电阻率、阻抗相位随频率的变化特征

Fig. 7 Variation characteristics of apparent resistivity and impedance phase with frequency for different azimuth angles of folded line source

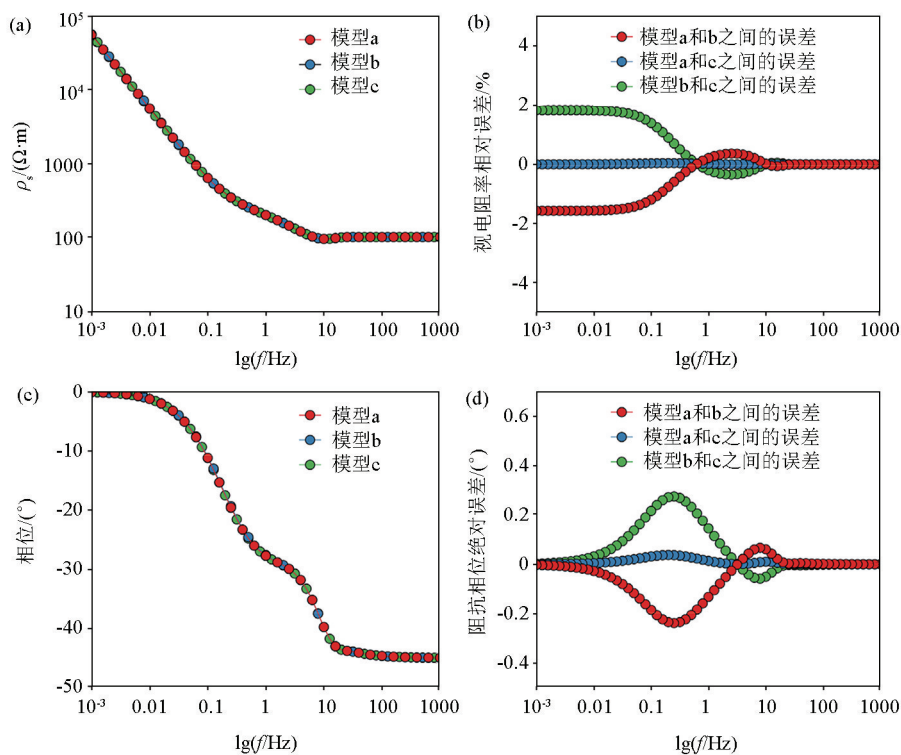


a—折线形线源不同方位角视电阻率随收发距的变化曲线; b—折线形线源不同方位角视电阻率相对误差曲线; c—折线形线源不同方位角阻抗相位随收发距的变化曲线; d—折线形线源不同方位角阻抗相位绝对误差曲线

a—variation curves of apparent resistivity with transmit-receiving distance at different azimuth angles of folded line source; b—relative error curves of apparent resistivity at different azimuth angles of folded line source; c—variation curves of impedance phase with transmit-receiving distance at different azimuth angles of folded line source; d—absolute error curves of impedance phase at different azimuth angles of folded line sources

图 8 折线形线源不同方位角的视电阻率、阻抗相位随收发距的变化特征

Fig. 8 Variation characteristics of apparent resistivity and impedance phase with the transmit-receiving distance for different azimuth angles of folded line source

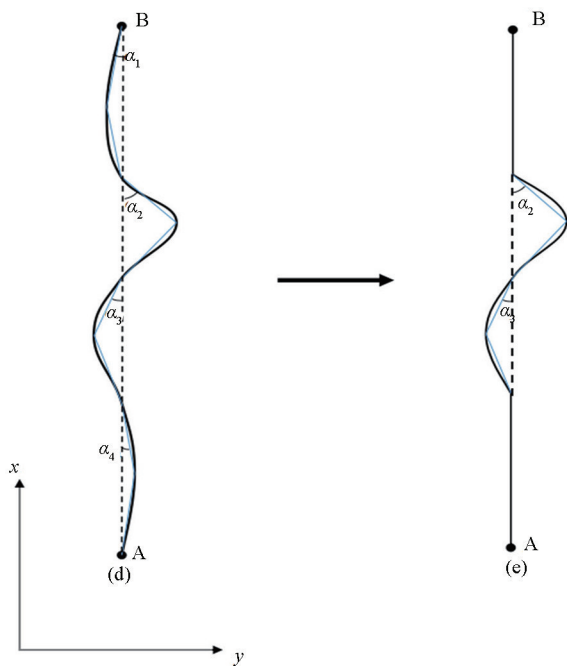


a—发射源模型 a、b、c 的视电阻率曲线;b—发射源模型 a、b、c 之间视电阻率的相对误差曲线;c—发射源模型 a、b、c 的阻抗相位曲线;d—发射源模型 a、b、c 之间阻抗相位的绝对误差曲线

a—apparent resistivity curves of transmitting source models a, b and c;b—relative error curves of apparent resistivity between transmitting source models a, b and c;c—impedance phase curves of transmitting source models a, b and c;d—absolute error curves of impedance phase between transmitting source models a, b and c

图 9 不同节点数折线形线源的视电阻率、阻抗相位和误差曲线

Fig. 9 Apparent resistivity, impedance phase and error curves of folded line sources with different number of nodes



d—任意形状折线形发射源模型;e—简化后的折线形发射源模型
d—arbitrarily shaped folded line transmitting source model;e—simplified folded line transmitting source model

图 10 折线形线源简化示意

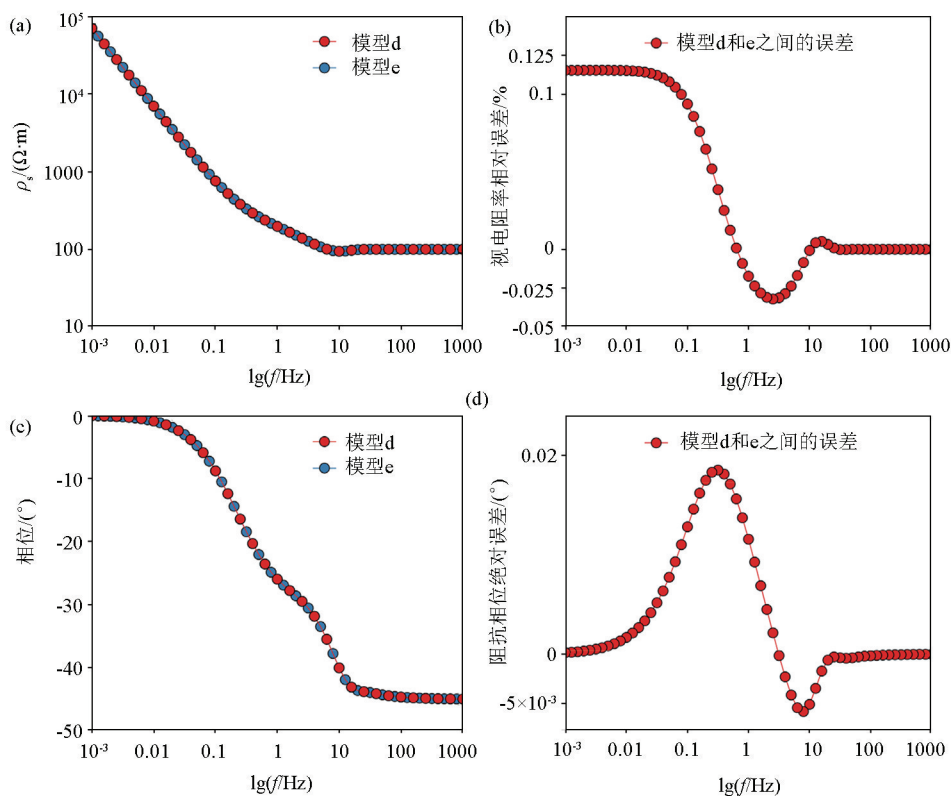
Fig. 10 Simplified schematic of folded line source

数)无关,折线段方位角越小,对测点的视电阻率、阻抗相位的影响越小;当某一个折线段方位角很小时,可以忽略该折线段方位角带来的影响并将其近似为折线段方位角为 0° 的情况,如图 10 所示忽略了发射源模型 d 中折线段方位角 α_1 和 α_4 的影响,只考虑折线段方位角 α_2 和 α_3 的影响,从而将发射源模型 d 简化为模型 e 处理,分别计算发射源模型 d 和模型 e 对应的视电阻率和阻抗相位,计算结果如图 11 所示。

从图 11 中可以看出发射源模型 d 和模型 e 计算得到的视电阻率曲线和阻抗相位曲线相互重合,误差分析显示两种发射源模型计算得到的视电阻率误差不超过 0.125%,阻抗相位误差不超过 0.02° ;因此把发射源模型 d 近似为模型 e 是合理的;在野外工作中,需要考虑折线形线源对观测结果的影响,当某一个折线段方位角很小时,可以将其忽略并近似为直线源进行处理,这样既可以充分考虑发射源的形态又可以提高工作效率。

4 结论

本文根据电磁场的线性叠加原理推导出折线形



a—发射源模型简化前后的视电阻率曲线;b—发射源模型简化前后视电阻率相对误差曲线;c—发射源模型简化前后的阻抗相位曲线;d—发射源模型简化前后阻抗相位绝对误差曲线

a—apparent resistivity curves before and after transmitting source model simplification; b—relative error curve of apparent resistivity before and after transmitting source model simplification; c—impedance phase curves before and after transmitting source model simplification; d—absolute error curve of impedance phase before and after transmitting source model simplification

图 11 折线形发射源模型简化前后的视电阻率、阻抗相位对比

Fig. 11 Comparison of apparent resistivity and impedance phase before and after simplification of folded line transmitting source model

电流源激发的电磁场数值计算方法;对于任意形状的电流源,先将其近似为若干个折线段构成的折线形线源,再将每一个折线段剖分为多个电偶极子,最终将电偶极子的电磁场线性叠加。通过对不同的折线形线源模型计算,分析均匀半空间情况下折线形线源对视电阻率和阻抗相位曲线的影响,得到如下结论:①折线形线源只影响 Cagniard 视电阻率曲线和阻抗相位曲线的过渡区和近区,对远区没有影响,这种影响体现为随着折线段方位角增大, Cagniard 视电阻率曲线过渡区和近区的位置向低频处偏移,而阻抗相位曲线在过渡区和近区会出现明显的畸变。②收发距越大,且折线段方位角越小时,观测结果受到的影响越小,因此应该选择合适的收发距,并尽量保持发射源与测线方向平行。③折线形线源对 Cagniard 视电阻率和阻抗相位曲线的影响主要是由各个折线段方位角引起的,与折线形线源的节点数(即折线段数)无关,当折线段方位角很小时,可以将其忽略并近似为直线进行处理,这样既可

以充分考虑发射源的形态又可以提高工作效率。

参考文献 (References):

- [1] Goldstein M A, Strangway D W. Audio-frequency magnetotellurics with a grounded electric dipole source [J]. Geophysics, 1975, 40 (4): 669-683.
- [2] Grandis H, Sumintadireja P. A brief review for the proper application of magnetotelluric (MT) and controlled-source audio-frequency magnetotelluric (CSAMT) in geothermal exploration [C]//12th annual indonesian geothermal association meeting and conference, 2012.
- [3] Di Q Y, Fu C M, An Z G, et al. An application of CSAMT for detecting weak geological structures near the deeply buried long tunnel of the Shijiazhuang-Taiyuan passenger railway line in the Taihang Mountains [J]. Engineering Geology, 2020, 268: 105517.
- [4] Wang G, Lei D, Zhang Z Y, et al. Tensor CSAMT and AMT studies of the xiarihamu Ni-Cu sulfide deposit in Qinghai, China [J]. Journal of Applied Geophysics, 2018, 159: 795-802.
- [5] Streich R. Controlled-source electromagnetic approaches for hydrocarbon exploration and monitoring on land [J]. Surveys in Geophysics, 2016, 37 (1): 47-80.

- [6] 底青云,薛国强,殷长春,等. 中国人工源电磁探测新方法[J]. 中国科学:地球科学,2020,50(9):1219-1227.
Di Q Y, Xue G Q, Yin C C, et al. New methods of controlled-source electromagnetic detection in China[J]. Scientia Sinica: Terrae, 2020, 50(9): 1219-1227.
- [7] 何继善. 可控源音频大地电磁法[M]. 长沙:中南工业大学出版社,1990.
He J S. Controlled source audio magnetotelluric method[M]. Changsha: Central South University of Technology Press, 1990.
- [8] 韩元红,申小龙,李兵,等. 基于综合物探的关中眉县构造裂隙型地热水靶区预测及钻孔验证[J]. 物探与化探,2023,47(1):65-72.
Han Y H, Shen X L, Li B, et al. Target area prediction and drilling verification of the tectonic fissure-hosted geothermal water in Meixian County, Guanzhong Plain based on the integrated geophysical exploration[J]. Geophysical and Geochemical Exploration, 2023, 47(1): 65-72.
- [9] 王军成,赵振国,高士银,等. 综合物探方法在滨海县月亮湾地热资源勘查中的应用[J]. 物探与化探,2023,47(2):321-330.
Wang J C, Zhao Z G, Gao S Y, et al. Application of a comprehensive geophysical exploration methods in the exploration of geothermal resources in Yueliangwan, Binhai County[J]. Geophysical and Geochemical Exploration, 2023, 47(2): 321-330.
- [10] 刘春伟,王重,胡彩萍,等. 综合物探方法在胶东岩浆岩缺水山区找水中的应用[J]. 物探与化探,2023,47(2):512-522.
Liu C W, Wang C, Hu C P, et al. Application of a comprehensive geophysical exploration methods to water exploration in magmatic rock mountainous areas with water shortage in Jiaodong Peninsula[J]. Geophysical and Geochemical Exploration, 2023, 47(2): 512-522.
- [11] Wang J L, Lin P R, Wang M, et al. A multiple parameter extraction and electromagnetic coupling correction technique for time domain induced polarisation full waveform data[J]. Exploration Geophysics, 2019, 50: 113-123.
- [12] 陈卫营,薛国强,崔江伟. 电性源瞬变电磁发射源形变对观测结果影响分析[J]. 地球物理学进展,2015,30(1):126-132.
Chen W Y, Xue G Q, Cui J W. Analysis on the influence from the shape of electric source TEM transmitter[J]. Progress in Geophysics, 2015, 30(1): 126-132.
- [13] 李展辉,黄清华. 任意形状水平接地导线源瞬变电磁法一维正反演研究[J]. 地球物理学进展,2018,33(4):1515-1525.
Li Z H, Huang Q H. 1D forward modeling and inversion algorithm for grounded galvanic source TEM sounding with an arbitrary horizontal wire[J]. Progress in Geophysics, 2018, 33(4): 1515-1525.
- [14] 商天新,张继锋,冯兵,等. 任意形状水平电性源瞬变电磁全区视电阻率计算[J]. 地球科学与环境学报,2020,42(6):749-758.
Shang T X, Zhang J F, Feng B, et al. Calculation of all-time apparent resistivity for arbitrary horizontal electrical source transient electromagnetic method[J]. Journal of Earth Sciences and Environment, 2020, 42(6): 749-758.
- [15] 王鹏飞,王书明,安永宁. 不规则回线瞬变电磁法一维烟圈反演研究[J]. 地球物理学进展,2019,34(3):1113-1120.
Wang P F, Wang S M, An Y N. One-dimensional smoke ring inversion of irregular loop source transient electromagnetic method[J]. Progress in Geophysics, 2019, 34(3): 1113-1120.
- [16] 李建平,李桐林,张亚东. 层状介质任意形状回线源瞬变电磁场正反演[J]. 物探与化探,2012,36(2):256-259.
Li J P, Li T L, Zhang Y D. Tem forward and inversion of arbitrary shape loop source in layered media[J]. Geophysical and Geochemical Exploration, 2012, 36(2): 256-259.
- [17] 李建平,李桐林,赵雪峰,等. 层状介质任意形状回线源瞬变电磁全区视电阻率的研究[J]. 地球物理学进展,2007,22(6):1777-1780.
Li J P, Li T L, Zhao X F, et al. Study on the TEM all-time apparent resistivity of arbitrary shape loop source over the layered medium[J]. Progress in Geophysics, 2007, 22(6): 1777-1780.
- [18] 李建平,李桐林,张辉,等. 不规则回线源层状介质瞬变电磁场正反演研究及应用[J]. 吉林大学学报:地球科学版,2005,35(6):790-795.
Li J P, Li T L, Zhang H, et al. Study and application of the TEM forward and inversion problem of irregular loop source over the layered medium[J]. Journal of Jiling University: Earth Science Edition, 2005, 35(6): 790-795.
- [19] 刘云鹤,殷长春,翁爱华,等. 海洋可控源电磁法发射源姿态影响研究[J]. 地球物理学报,2012,55(8):2757-2768.
Liu Y H, Yin C C, Weng A H, et al. Attitude effect for marine CSEM system[J]. Chinese Journal of Geophysics, 2012, 55(8): 2757-2768.
- [20] 王若,王妙月,卢元林. 高山峡谷区 CSAMT 观测系统研究[J]. 地球物理学进展,2004,19(1):125-130.
Wang R, Wang M Y, Lu Y L. CSAMT observation system study in high mountain and steep gorge area[J]. Progress In Geophysics, 2004, 19(1): 125-130.
- [21] 王艳波. 考虑发射源起伏的 CSAMT 一维正演研究[J]. 物探化探计算技术,2016,38(1):30-36.
Wang Y B. 1D forward modeling of CSAMT on rolling source[J]. Computing Techniques for Geophysical and Geochemical Exploration, 2016, 38(1): 30-36.
- [22] 周子琨,翁爱华. 不规则发射源对可控源电磁测深的影响规律[C]//2018 年中国地球科学联合学术年会论文集(二十二)——专题 45: 海洋地球物理、专题 46: 电磁地球物理学研究应用及其新进展. 北京,2018:66-67.
- [23] 张斌,谭捍东. 带地形的可控源音频大地电磁法二维正演[J]. 物探与化探,2014,38(1):151-156.
Zhang B, Tan H D. The two-dimensional csamt modeling with topography[J]. Geophysical and Geochemical Exploration, 2014, 38(1): 151-156.
- [24] Xiong Z T, Tang X G, Li D D, et al. Linear source CSAMT response simulation in the 2D anisotropic formation with topography[J]. Journal of Applied Geophysics, 2019, 171: 103861.
- [25] 陈小斌,赵国泽. 关于人工源极低频电磁波发射源的讨论——均匀空间交流点电流源的解[J]. 地球物理学报,2009,52(8):2158-2164.
Chen X B, Zhao G Z. Study on the transmitting mechanism of

- CSELF waves; Response of the alternating current point source in the uniform space [J]. Chinese Journal of Geophysics, 2009, 52 (8): 2158–2164.
- [26] 刘地渊, 徐凯军, 赵广茂, 等. 任意形状线电流源三维地电场研究[J]. 地球物理学进展, 2006, 21(2): 395–399.
Liu D Y, Xu K J, Zhao G M, et al. The study of three-dimensional geo-electric field of arbitrary shape line sources [J]. Progress in Geophysics, 2006, 21(2): 395–399.
- [27] 苏巍, 李大俊, 翁爱华. 均匀半空间有限长接地导线源地面电场响应特征[J]. 地质与勘探, 2019, 55(3): 801–808.
Su W, Li D J, Weng A H. Characteristics of the electric field generated by a finite-length-ground wire source in homogeneous half-space [J]. Geology and Exploration, 2019, 55(3): 801–808.
- [28] Nabighian M. Electromagnetic methods in applied geophysics [M]. Tulsa: Society of Exploration Geophysicists, 1988.
- [29] 徐士良. 计算机常用算法 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1995.
Xu S L. Common computer algorithms [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1995.
- [30] 刘云, 宋滔, 王赞. 大定源回线瞬变电磁场数值滤波算法[J]. 物探化探计算技术, 2016, 38(4): 437–442.
Liu Y, Song T, Wang Y. A digital filter method for evaluating the fixed-loop transient electromagnetic field [J]. Computing Techniques for Geophysical and Geochemical Exploration, 2016, 38 (4): 437–442.
- [31] 何光渝, 高永利. Visual Fortran 常用数值算法集 [M]. 北京: 科学出版社, 2002.
He G Y, Gao Y L. Visual Fortran commonly used numerical algorithm set [M]. Beijing: Science Press, 2002.
- [32] Wang X X, Deng J Z. A comparative study on the difference between the multi-dipole sources and vector synthesis source [J]. Journal of Environmental and Engineering Geophysics, 2020, 25 (4): 529–543.
- [33] 王显祥, 底青云, 许诚. CSAMT 的多偶极子源特征与张量测量 [J]. 地球物理学报, 2014, 57(2): 651–661.
Wang X X, Di Q Y, Xu C. Characteristics of multiple sources and tensor measurement in CSAMT [J]. Chinese Journal of Geophysics, 2014, 57(2): 651–661.
- [34] Kaufman A A, Keller G V. Frequency and transient soundings [M]. Amsterdam: Elsevier Scientific Pub. Co., 1983.

Numerical simulation of the field source for the CSAMT folded line source in a homogeneous half-space

DUAN Yue-Quan, LIU Yun, WANG Zi-Jun, LI Yu-Shan

(School of Earth Sciences, Yunnan University, Kunming 650500, China)

Abstract: For field surveys using the controlled source audio magnetotelluric (CSAMT) method, it is generally believed that the CSAMT line source is a simplified electric dipole source with a minimal length. However, CSAMT line sources are all arranged in a folded line pattern in field surveys. Based on the previous research results, this study derived the numerical calculation method for the electromagnetic field excited by the folded line source according to the linear superposition principle of electromagnetic fields. Through the calculation of different folded line source models, this study analyzed the influences of the folded line source on the apparent resistivity and impedance phase curves in the homogeneous half-space. Model calculations demonstrate that the folded line source significantly influenced the near and transition zones of the apparent resistivity and impedance phase curves but had no influence on their far zones. The influences on the near and transition zones were primarily caused by the azimuths of folded line segments, and higher azimuths were associated with more significant influences on the apparent resistivity and impedance phase of survey points. In the case of very low azimuth angles, the folded line source can be approximated as a straight line source for processing, improving the work efficiency while fully considering the morphology of the emission source. This study provides theoretical support for the near-field correction of subsequent CSAMT data processing and the CSAMT numerical simulation.

Key words: CSAMT; non-linear ground cable source; homogeneous half-space; folded line source; linear superposition

(本文编辑:王萌)