

基于电缆 - 无线耦合的随钻测井信号传输新方法及其数值模拟研究*

朱柯斌[†] 聂在平 孙向阳

(电子科技大学电子工程学院, 成都 610054)

(2012年3月12日收到; 2012年10月19日收到修改稿)

信号传输是随钻测井的重要组成部分,也是随钻测井进一步发展的瓶颈.针对这个问题,研究了由 NovatekTM提出的基于钻杆内有线传输,钻杆间电磁耦合传输的随钻信号高速传输方法.首先,针对钻杆间的电磁耦合结构的对称性,采用了高效的数值模式匹配法对该耦合结构进行了电磁建模;然后,为了优化钻杆间耦合结构的耦合性能,利用上述的电磁建模方法对该耦合结构进行了仿真分析,分析了该耦合结构各个参数对耦合性能的影响,并得出了一些有意义的结论,该结论能够指导随钻测井信号钻杆间耦合传输的优化设计.另外,钻杆内传输线利用矩形传输线设计,设计出了 $50\ \Omega$ 特性阻抗的矩形传输线,并计算了相关损耗.最后,通过仿真和实验验证了优化设计的钻杆间耦合传输结构具有非常好的传输性能,并且仿真和实验结果符合良好.

关键词: 随钻信号传输, 数值模式匹配, 电磁耦合, 矩形传输线

PACS: 02.60.Cb, 93.85.Pq, 93.85.Fg, 41.20.Jb

DOI: 10.7498/aps.62.060202

1 引言

随钻测井因为有能探测原状地层、实时导向的作用,成为现代测井的重要发展方向之一.随着随钻测井技术的不断发展,对随钻数据传输^[1]的要求越来越高,但是,传统的随钻数据传输方法因为传输速率的限制已经远不能满足现代随钻测井的要求,导致随钻数据传输成为了随钻测井技术发展的瓶颈.

现在测井中用的数据传输方法主要分为有线和无线两大类.随钻测井中,因为受随钻条件的限制,不能用有线的数据传输方法.目前主要用于随钻测井的无线传输方法有以下几种:1) 泥浆脉冲遥传技术,这是目前使用最为广泛的随钻测井信号传输技术,它是将被测参数转变成钻井液压力脉冲,随着钻井液循环传送到地面,泥浆脉冲遥测技术的数据传输速率较低,一般为 4—16 bit/s,即使新一代的泥浆脉冲遥测系统的传输速率最多达到 50 bit/s,

作为目前应用最普遍的泥浆脉冲遥传技术,曾经极大地推动了随钻测井技术的发展,但是随着随钻测井技术的不断发展,泥浆脉冲遥传技术由于传输速率的限制已经远远不能满足随钻测井的要求;2) 电磁波传输技术,它没有泥浆脉冲传输技术应用广泛,但也是主要的随钻测井信号传输技术;电磁波传输技术是将载有被测信息的低频电磁波向井周地层传播,在地面,作为钻机和地面电极之间的电压差被探测出来;电磁波传输技术相比于泥浆脉冲传输优点是能用在空气、泡沫或泥浆的欠平衡井中,但是因为电磁波传输技术是在有耗地层中传播电磁波,所以主要存在的缺点是信号衰减大,传输距离短,所用载波频率一般为 2—20 Hz,传输速率与泥浆脉冲传输技术相当,也无法满足现在随钻测井的要求;3) 声波传输技术,它容易受钻井设备产生的声波噪声干扰使探测信号非常困难.

面对随钻测井中信号传输的难题,NovatekTM公司提出了基于电缆 - 无线耦合的随钻测井数据传输的方法^[2,3],该方法是无线和有线方法的结合,是

* 国家自然科学基金重点项目(批准号: 60931004, 61231001)和中央高校基本科研业务费专项资金(批准号: ZYGX2010J024)资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: zhukebin1234@126.com

钻杆内有线传输, 钻杆间无线传输, 传输速率能够达到 Mbit/s 的量级, 能够很好地满足随钻数据传输速率的要求. 但是国内外对该种传输方法的研究大多直接通过实验来考察传输性能, 并没有通过理论仿真的方法对该耦合结构进行理论仿真设计, 而耦合结构的参数是会影响其耦合性能的. 为了使其耦合性能达到最佳, 对耦合结构的参数进行优化设计是非常有意义的. 本文对基于电缆 - 无线耦合的随钻测井信号传输模型进行了数值模拟研究, 并对电磁耦合结构进行仿真优化.

对于该非均匀金属介质混合结构的电磁建模常用的方法有有限元法 [4] 和有限差分法 [5] 等, 但该类方法存在未知量大, 求解时间长等缺点, 特别由于金属和介质的电导率对比度大, 可能存在求解不收敛的问题. 由于仿真的结构存在对称性, 因此本文采用了基于半解析半数值的数值模式匹配法 [6-9], 该方法是文献 [6-10] 针对轴对称问题

提出的一种方法, 径向用离散数值本征模式, 纵向用广义反射和透射系数导出递推关系的解析表达式. 数值模式匹配法相对于其他数值算法 (如有限元法) 具有更高的计算效率. 本文中的耦合结构是轴对称模型, 所以非常适合应用数值模式匹配来进行建模.

另外对于钻杆间传输线, 为了更加合理地利用有限的钻杆壁厚度, 采用镶嵌在钻杆内壁的矩形传输线 [11-13].

图 1 所示是本文研究的用于随钻信号传输的钻杆模型, 在钻杆肩部挖槽, 嵌入铁氧体 [14], 对接后形成电磁耦合结构; 在钻杆内壁挖槽, 嵌入矩形传输线. 最后对单个钻杆的模型进行了仿真及实验分析, 得到了单个钻杆模型下的插损及带宽信息, 仿真和实验结果符合良好, 并且证明了我们优化设计的钻杆间耦合传输结构具有非常好的传输性能.

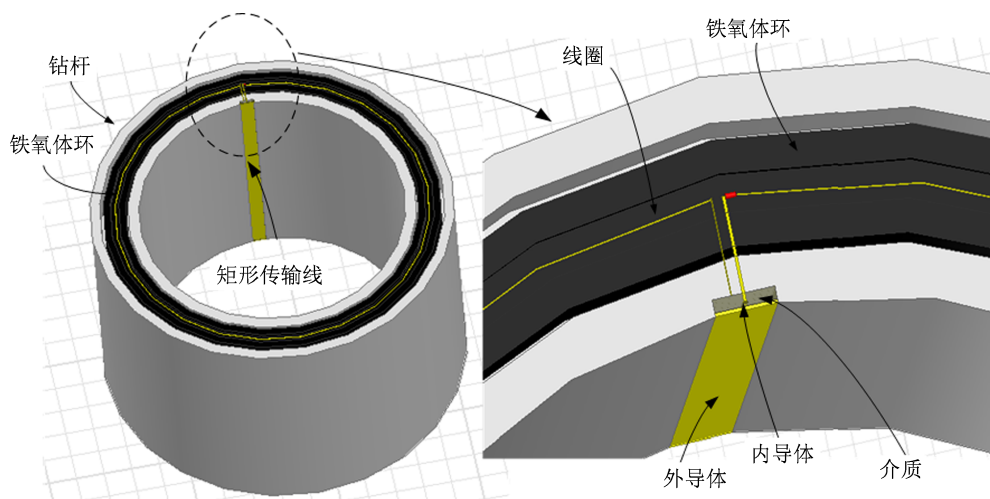


图 1 随钻信号传输模型图

2 耦合结构中的数值模式匹配理论

本文中需要模拟的电磁耦合结构如图 2 所示, 为轴对称模型, $\rho = 0$ 处表示对称轴. 当激励图 2 中的发射线圈时, 上下两个对接的铁氧体会形成磁路, 产生磁通, 通过磁场作用, 会在另一个线圈上激发信号, 从而实现信号的无线耦合传输.

因为在轴对称结构中, 且激励也是轴对称的, 只有 ϕ 分量, 所以电场也只有 ϕ 分量, 并且满足标量波动方程 [8]

$$\left[\mu\rho \frac{\partial}{\partial\rho} \left(\frac{1}{\mu\rho} \frac{\partial}{\partial\rho} \right) + \mu \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial}{\partial z} \right) + \omega^2 \mu\varepsilon \right] \rho E_\phi = -i\omega\mu I \delta(\rho - \rho') \delta(z - z'). \quad (1)$$

图 2 所示的耦合结构中, 尽管铁氧体放在钻杆的槽里, 两个钻杆对接以后形成耦合结构, 但是在钻杆间存在一定缝隙, 所以从 $\rho = \rho_1$ 和 $\rho = \rho_2$ 都不能设置 $E_\phi = 0$ 的边界条件. 另外因为耦合结构是轴对称的, 在 $\rho = 0$ 处, E_ϕ 分量相互抵消; 另外在 $\rho = a$ 处 (内钻杆螺纹和外钻杆螺纹的连接处), 是金属边界. 根据以上分析, 得出适合在此耦合结构中的边界条件如下:

$$E_\phi |_{\rho=0} = 0, \quad (2a)$$

$$E_\phi |_{\rho=a} = 0. \quad (2b)$$

另外在 $\rho = 0$ 到 $\rho = a$ 的金属当成导电率极高

的介质来处理. 所以, (1) 式满足的方程只要求解从 $\rho = 0$ 到 $\rho = a$ 的区域即可.

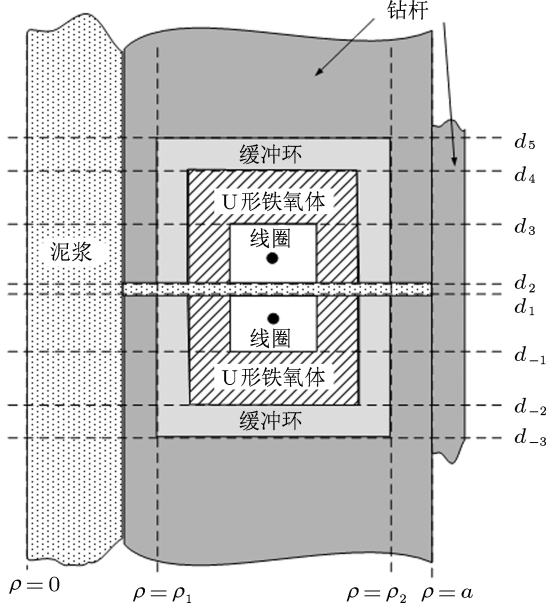


图2 无线耦合结构的数值模型

本文选用三角形基函数对 ρ 方向进行展开, 如图3所示.

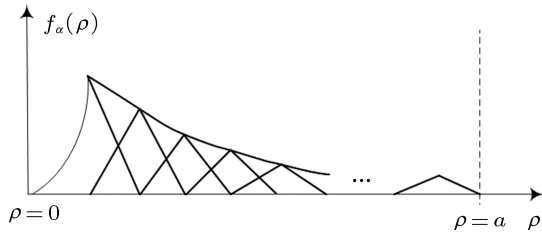


图3 场的径向用三角形基函数展开

当不考虑 z 向的平面分层时, 在 $\rho = 0$ 到 $\rho = a$ 的区域根据 (2) 式的边界条件求解 (1) 式, 得到源区场解为 [8]

$$\rho E_\phi = -\frac{\omega I}{2} \sum_{\alpha=1}^N \frac{f_\alpha(\rho') f_\alpha(\rho)}{k_{\alpha z} D_\alpha} e^{ik_{\alpha z}|z-z'|}, \quad (3)$$

其中 $f_\alpha(\rho)$ 为第 α 模的场的径向用三角形基函数展开, $k_{\alpha z}$ 为第 α 模的传播常数, 它们对应于一个本征模; D_α 为第 α 模归一化系数, 具体的公式推导详见文献 [8].

当源区具有 z 向平面分层, 只须引入广义反射矩阵和广义透射矩阵来描述各数值本征模式上、下界面反射和透射时所产生的模式耦合以及界面多次反射效应, 并利用它们到导出各区域位场的递推关系, 利用这些关系, 就得到各平面分层区域的

场. 其中, 源区场可表达为 [7-9]

$$\begin{aligned} \rho E_{0\phi} = & \frac{\omega I}{2} f_0^t(\rho) \left[e^{ik_{0z}|z-z'|} \right. \\ & + e^{ik_{0z}(z-d_{-1})} M_0^+ G_{0,-1} (e^{ik_{0z}(z'-d_{-1})} \\ & + e^{ik_{0z}(d_1-d_{-1})} G_{01} e^{ik_{0z}(d_1-z')}) \\ & + e^{-ik_{0z}(z-d_1)} M_0^- G_{01} (e^{ik_{0z}(d_1-z')} \\ & \left. + e^{ik_{0z}(d_1-d_{-1})} G_{0,-1} e^{ik_{0z}(z'-d_{-1})}) \right] \\ & \times (k_{0z} D_0)^{-1} f_0(\rho'), \end{aligned} \quad (4)$$

其中,

$$M_0^+ = \left(I - G_{0,-1} e^{ik_{0z}(d_1-d_{-1})} G_{01} e^{ik_{0z}(d_1-d_{-1})} \right)^{-1}, \quad (5a)$$

$$M_0^- = \left(I - G_{01} e^{ik_{0z}(d_1-d_{-1})} G_{0,-1} e^{ik_{0z}(d_1-d_{-1})} \right)^{-1}, \quad (5b)$$

d_1 和 d_{-1} 是源区 (即发射线圈区) 上下界面坐标, 如图2所示, $G_{i,j}$ 为广义反射矩阵.

在源上方的区域 $n > 0$ 中

$$\begin{aligned} \rho E_{n\phi} = & -\frac{\omega I}{2} f_n^t(\rho) \left[e^{ik_{nz}z} \right. \\ & \left. + e^{-ik_{nz}(z-d_{n+1})} G_{n,n+1} e^{ik_{nz}d_{n+1}} \right] \\ & \times A_n (k_{0z} D_0)^{-1} f_0(\rho'), \end{aligned} \quad (6)$$

$$A_n = e^{-ik_{nz}d_n} M_n T_{n-1,n} e^{ik_{n-1,z}d_n} A_{n-1}, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} M_n = & \left(I - R_{n,n-1} e^{ik_{nz}(d_{n+1}-d_n)} G_{n,n+1} \right. \\ & \left. \times e^{ik_{nz}(d_{n+1}-d_n)} \right)^{-1} \quad n > 0, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} A_0 = & e^{-ik_{0z}z'} + e^{-ik_{0z}d_{-1}} M_0^+ G_{0,-1} \left(e^{ik_{0z}(z'-d_{-1})} \right. \\ & \left. + e^{ik_{0z}(d_1-d_{-1})} G_{01} e^{ik_{0z}(d_1-z')} \right), \end{aligned} \quad (9)$$

上述式中, $T_{i,j}$ 和 $R_{i,j}$ 分别是局部透射系数和局部反射系数, 由 (9) 式算出 A_0 , 再利用 (7) 式的递推关系即可得出场幅 A_n .

在源下方的区域 $m < 0$ 中

$$\begin{aligned} \rho E_{m\phi} = & -\frac{\omega I}{2} f_m^t(\rho) \left[e^{-ik_{mz}z} \right. \\ & \left. + e^{ik_{mz}(z-d_{m-1})} G_{m,m-1} e^{-ik_{mz}d_{m-1}} \right] \\ & \times B_m (k_{0z} D_0)^{-1} f_0(\rho'), \end{aligned} \quad (10)$$

$$B_m = e^{ik_{mz}d_m} M_m T_{m+1,m} e^{-ik_{m+1,z}d_m} B_{m+1}, \quad (11)$$

$$\begin{aligned} M_m = & \left(I - R_{m,m+1} e^{ik_{mz}(d_m-d_{m-1})} G_{m,m-1} \right. \\ & \left. \times e^{ik_{mz}(d_m-d_{m-1})} \right)^{-1} \quad m < 0, \end{aligned} \quad (12)$$

$$B_0 = e^{ik_{0z}z'} + e^{ik_{0z}d_{-1}} M_0^- G_{01} \left(e^{ik_{0z}(d_1-z')} \right)$$

$$+ e^{ik_0z(d_1-d_{-1})}G_{0,-1}e^{ik_0z(z'-d_{-1})}). \quad (13)$$

同样由 (13) 式算出 B_0 , 再用 (11) 式的递推关系得出场幅 B_m .

上式各式中广义反射矩阵 $G_{i,j}$, 及局部反射和透射矩阵 $R_{i,j}$ 和 $T_{i,j}$ 的表达式详见文献 [8, 9].

所以通过数值模式匹配算法就可以得出电场 E_ϕ , 通过对电场 E_ϕ 的圆周积分就可以得出发射线圈和接收线圈的电压 V_T, V_R .

另外耦合线圈的耦合系数的定义是

$$\kappa = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}, \quad (14)$$

其中 M 是耦合线圈的互感, L_1 和 L_2 为线圈的自感. 在本文中, 发射线圈和接收线圈在结构上对称, 所以 $L_1 = L_2$. 而线圈的自阻抗 $Z = R + j\omega L_1$, 在铁氧体加载线圈中, $\omega L_1 \gg R$, 所以耦合线圈的耦合系数近似为

$$\kappa = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}} = \frac{M}{L_1} \approx \frac{j\omega M}{R + j\omega L_1} = \frac{V_R}{V_T}, \quad (15)$$

其中, V_T, V_R 为发射线圈和接收线圈的电压, 可由数值模式匹配结果得出.

3 耦合结构的数值模拟结果及分析

利用数值模式匹配法对无线耦合结构进行数

值建模, 对如图 4 所示的 U 形铁氧体的参数, 线圈距离, 缝隙距离及泥浆电参数进行了仿真分析. 在对其中一个参数进行仿真分析时, 其他参数固定. 图 2 所示模型的部分参数是 (单位 mm): $\rho_1 = 47.5$, $\rho_2 = 51.5$, $\rho_3 = 61$, $a = 65$; 图 4 所示模型的参数是: $\mu_r = 1000$, $b = 2$, $h = 10$, $a_1 = a_2 = 2.5$, $h_c = 2.2$, $g = 0.2$, $\sigma = 0.01$. 仿真结果如图 5 和图 6 所示.

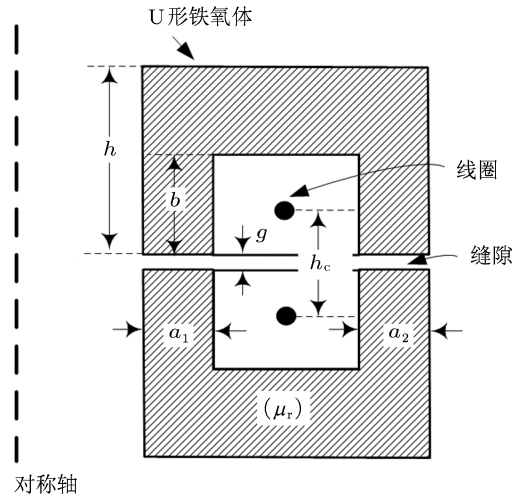


图 4 带 U 形铁氧体的耦合结构 (图中的 μ_r 表示铁氧体相对磁导率, h 表示铁氧体高度, b 表示铁氧体槽深度, a_1 和 a_2 分别表示铁氧体内壁和外壁厚度, g 表示缝隙距离, h_c 表示线圈距离)

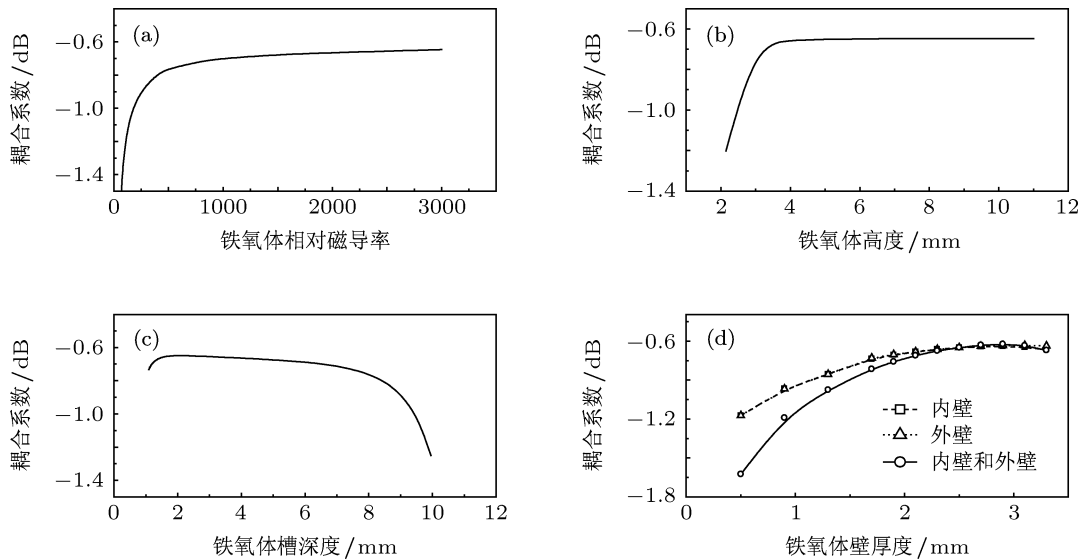


图 5 铁氧体各参数对耦合系数的影响 (a) 铁氧体相对磁导率; (b) 铁氧体高度; (c) 铁氧体槽深度; (d) 铁氧体壁厚度

图 5 所示是铁氧体各参数对耦合系数的影响. 图 5(a) 表示随着铁氧体相对磁导率的增加, 耦合系数增加. 相对磁导率较小时, 影响比较明显, 但是增加到一定程度, 曲线呈现平缓的状态. 这是因为铁

氧体的高相对磁导率使得大部分能力都集中在铁氧体内进行传输, 来提高耦合系数. 同样, 这也意味着当铁氧体相对磁导率已经足够高来聚集大部分能量时, 再提高铁氧体相对磁导率, 影响就会显得

非常小. 图 5(b) 表示随着铁氧体高度的增加, 耦合系数增加, 但是只有在铁氧体高度略微比铁氧体槽深度大的时候, 效果才比较明显, 这是因为大部分能量集中在离铁氧体槽底部附近的铁氧体中. 图 5(c) 表示随着铁氧体槽深度的增加, 耦合系数先略微增大, 然后再慢慢减小, 最后再快速减小. 刚开始的略微增大, 是因为当槽过浅的时候, 因为铁氧体壁离线圈太近, 会导致耦合系数的下降; 而后面耦合系数的变化原因实际上与图 5(b) 的变化原因是一样的. 图 5(d) 表示随着内壁和外壁厚度的增加, 耦合系数增加, 这是因为铁氧体的内壁和外壁是能量传输的通道. 内壁和外壁对耦合系数的影响几乎相同, 同时增加内外壁厚度比单增加内壁或者外壁厚度要明显得多. 另外当内外壁厚度增加到一定程度时, 耦合系数反而会略微下降, 这是因为铁氧体壁离线圈太近导致的.

图 6 为铁氧体缝隙距离及泥浆电导率和线圈距离对耦合系数的影响. 图 6(a) 表示随着缝隙距离的增加, 耦合系数快速减小, 这是因为缝隙大大增加了磁耦合的磁阻. 图 6(b) 表示随着线圈距离的增加, 耦合系数下降. 后面下降较快的原因是线圈快到铁氧体槽的底部, 离铁氧体壁太近导致的.

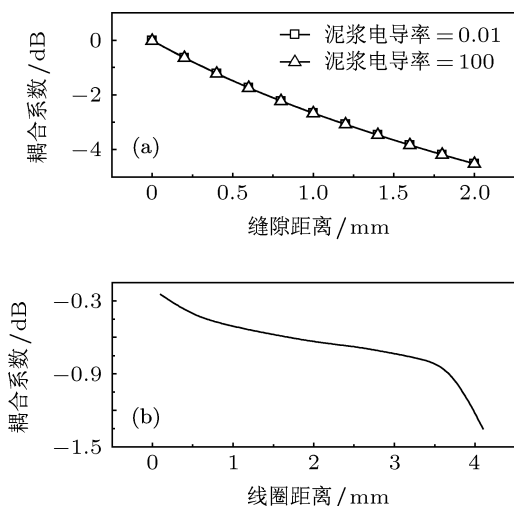


图 6 耦合结构中两个距离及泥浆介质对耦合系数的影响 (a) 缝隙距离; (b) 线圈距离

在本文中, 信号的传输方式是钻杆内有线传输、钻杆间电磁耦合传输的方式. 对于钻杆内有线传输而言, 泥浆没有任何影响, 而惟一有可能产生影响的是钻杆间的电磁耦合传输. 在钻杆间电磁耦合结构中, 会有少量的泥浆存在于铁氧体之间, 所以下面分析了这少量泥浆对于电磁耦合结构的耦合系数的影响. 如图 6(a) 所示, 改变泥浆的电导率从 0.01 到 100, 耦合系数几乎不变, 这是因为本文

中铁氧体之间的泥浆层非常薄, 并且本文中的方法是通过磁耦合实现, 泥浆电导率及介电常数对耦合系数的影响都是非常的小.

4 矩形传输线的数值求解

图 7 所示是把矩形传输线镶嵌在钻杆内壁的模型, 这个加工要求在以前所用的钻杆的基础上进行加工, 而不是制造新的钻杆. 因为钻杆壁的厚度非常有限, 利用常规的圆形同轴线很难实现镶嵌. 为了更加有效地利用钻杆壁厚度, 需要设计扁平的矩形传输线. 为了与其他设备更好地匹配, 这里设计的是 50Ω 的矩形传输线.

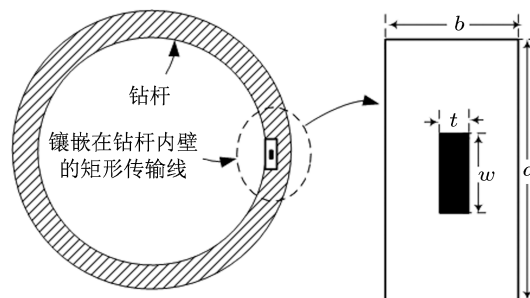


图 7 镶嵌在钻杆内壁的矩形传输线

另外为了保证在矩形传输线中传输的是 TEM 波, 设计的矩形传输线的截止波长需要小于本文中的载波波长. 本文中的载波波长在 10^4 cm 量级; 矩形传输线的截止波长^[11]与矩形传输线的内外导体的周长和在同一个量级. 而在本文中, 设计的矩形传输线的周长和是在 1 cm 量级, 截止波长在 1 cm 量级, 远远小于载波波长, 完全满足条件.

要设计特性阻抗为 50Ω 的矩形传输线, 首先要对矩形传输线的特性阻抗和衰减进行研究. 许多文献对特种截面, 其中包括矩形传输线的特性阻抗进行了研究, 给出了许多近似公式^[12,13], 但是这些近似公式都有一定的局限性. 本文利用基于有限元法的商业仿真软件 HFSSTM, 对矩形传输线的特性阻抗和衰减进行了研究. 在本文中填充的介质是聚四氟乙烯, 相对介电常数为 2.1.

矩形传输线的特性阻抗随内外导体尺寸的变化如图 8 所示. 当研究矩形传输线其中一个尺寸对特性阻抗的影响的时候, 其他尺寸限制在 $a = 4 \text{ mm}$, $b = 1 \text{ mm}$, $w = 0.7 \text{ mm}$, $t = 0.1 \text{ mm}$. 从图 8(a) 可以看出, 外导体长边 a 的尺寸对特性阻抗的影响非常小; 从图 8(b) 可以看出, 随着外导体短边 b 的增大, 特性阻抗增大; 从图 8(c) 和图 8(d) 可以看出, 随着

内导体尺寸的变大, 特性阻抗变小. 事实上矩形传输线的性质和常规的圆同轴线的性质是极为类似的, 只是在这里由于外导体短边 b 要比外导体长边 a 要小得多, 导致 a 的影响就会非常小.

当限制外导体尺寸 $a = 4 \text{ mm}$, $b = 1 \text{ mm}$, 变化内导体尺寸, 使得特性阻抗为 50Ω 的情况下来研究其插损. 在频率是 2 MHz 的情况下, 插损如表 1 所示.

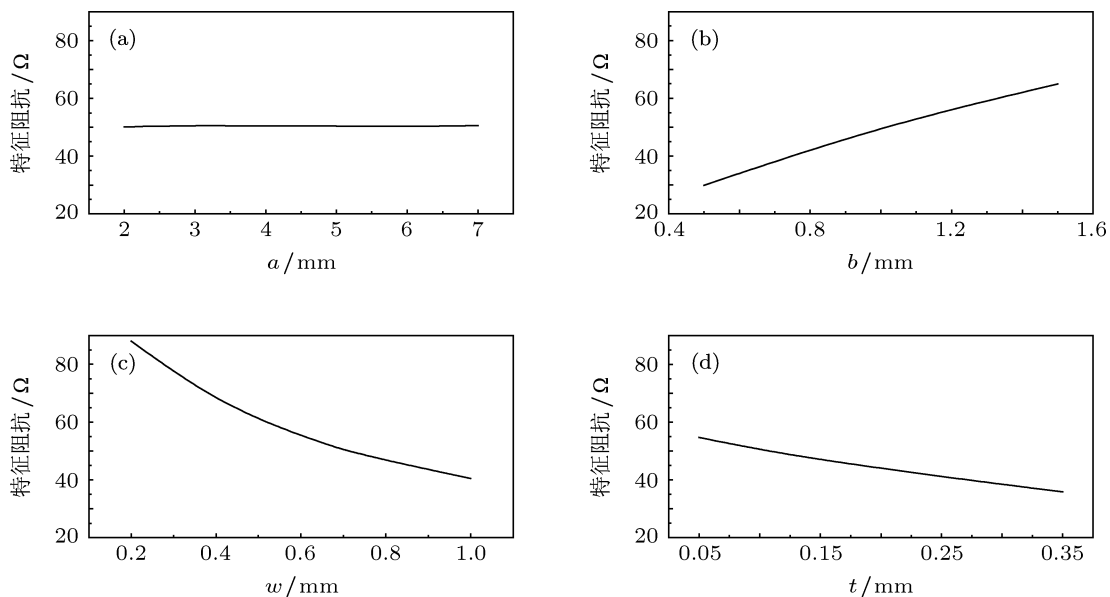


图 8 矩形传输线的特性阻抗随内外导体尺寸的变化 (对应于图 7) (a) 外导体长边; (b) 外导体短边; (c) 内导体长边; (d) 内导体短边

表 1 在特性阻抗 50Ω 的情况下插损随内导体的变化

插损/dBm	-0.0565	-0.0473	-0.0460	-0.0441	-0.0391	-0.0377	-0.0378
内导体尺寸 w/mm	0.18	0.35	0.40	0.48	0.62	0.71	0.80
内导体尺寸 t/mm	0.50	0.35	0.30	0.25	0.15	0.10	0.05

从表 1 比较得出, 当内导体的几何图形和外导体的几何图形类似时, 插损最小. 最后可选择 $a = 4 \text{ mm}$, $b = 1 \text{ mm}$, $w = 0.71 \text{ mm}$, $t = 0.1 \text{ mm}$ 作为镶嵌在钻杆内壁的矩形传输线, 特性阻抗为 50Ω , 在频率为 2 MHz 的情况下, 插损在 -0.0377 dBm

$\mu_r \approx 3000$, 槽深 $b = 2 \text{ mm}$, 高度 $h = 10 \text{ mm}$, 内外壁厚度 $a_1 = a_2 = 2.5 \text{ mm}$, 线圈距离 $h_c \approx 2.0 \text{ mm}$, 缝隙距离 $g \approx 0.1 \text{ mm}$. 所用线圈是 2 匝线圈.

5 一个单元钻杆的仿真及实验分析

为了更好地理解一个单元钻杆的信号传输性能, 基于第 2 到第 4 部分的仿真, 这里对整个单元的钻杆信号传输进行了仿真和实验.

因为线圈在自谐振频率^[15]之前的频率段表现为感性, 为了更好地实现信号传输, 在实验和仿真中都加入了匹配电容进行匹配. 最终, 目标是将中心频率 (即载波频率) 调试到 2 MHz .

利用电路仿真软件 Microwave officeTM 对一个单元的钻杆进行了仿真, 其中, 利用耦合线圈对耦合结构建模, 耦合线圈的耦合系数可以根据第 3 部分得出, 耦合线圈的自感根据实验测量得出, 传输线的损耗根据第 4 部分的仿真得出.

对耦合结构进行仿真分析的时候发现金属钻杆部分对耦合系数的影响很小, 所以本文在实验中没有加钻杆. 由于矩形传输线和同轴线性质很类似, 本文利用特性阻抗为 50Ω 的同轴线代替矩形传输线, 并且在耦合结构和同轴线之间加入匹配电容, 来进行实验. 其中同轴线的长度为 11 m , 稍微大于实际的钻杆长度.

经过第 3 部分中对耦合结构的理论分析, 设计加工出了铁氧体, 耦合结构参数为: 相对磁导率

仿真和实验的等效电路如图 9 所示, 实验照片如图 10 所示, 用矢量网络分析仪来测量单个钻杆信号传输模型的插损.

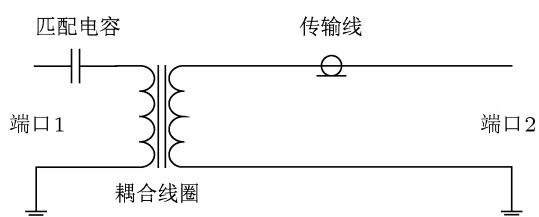


图9 实验和仿真的等效电路

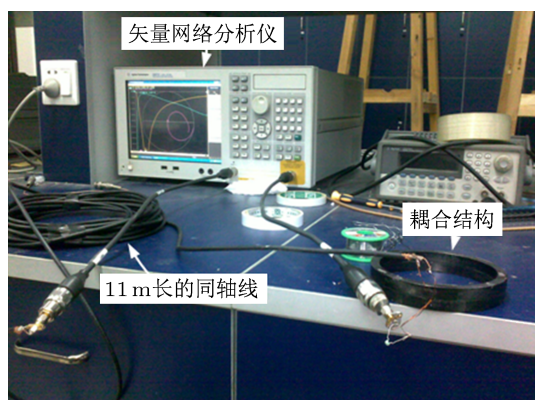


图10 模拟随钻信号传输的实验照片

为了说明实验中所用的同轴线和仿真中所用的矩形传输线有类似的性质, 图 11 给出了它们的插损, 两者基本符合, 对实验和仿真的结果影响非常小, 证明在实验中利用同轴线来代替矩形传输线是合理的.

整个单元钻杆的仿真和实验的插损 (包括由于失配引起的反射损耗, 传输线插损, 及耦合线圈的插入损耗) 如图 12 所示. 另外下面讨论的带宽是插损小于 1.5 dB 的频率范围.

从图 12 可以看出, 仿真和实验结果符合得很好, 并且可以看出整个单元的钻杆信号传输有很大的物理带宽. 从图 12 的实验结果得出, 插损小于 1.5 dB 的频率范围是 1.0 到 3.4 MHz, 最小的插损点在 1.8 MHz, 插损是 0.79 dB; 从图 12 的仿真结果得出, 插损小于 1.5 dB 的频率范围是 0.79 到 4.81 MHz, 最小的插损点在 1.82 MHz, 插损是 0.46 dB. 实验结果略差于仿真结果, 可能是因为铁氧体的磁损^[16], 线圈和缝隙的距离控制的略微有区别导致的. 从对整个钻杆的仿真和实验结果可以得出, 在载波频率为 2 MHz 的情况下, 能够很好地实现信号传输.

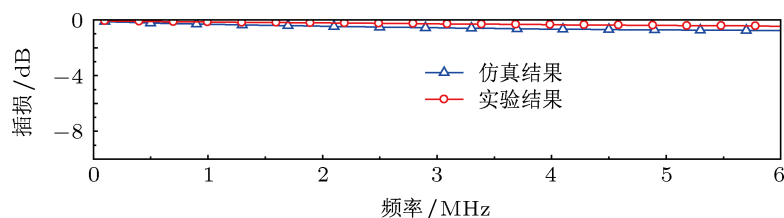


图11 矩形传输线仿真的插损和同轴线实验的插损

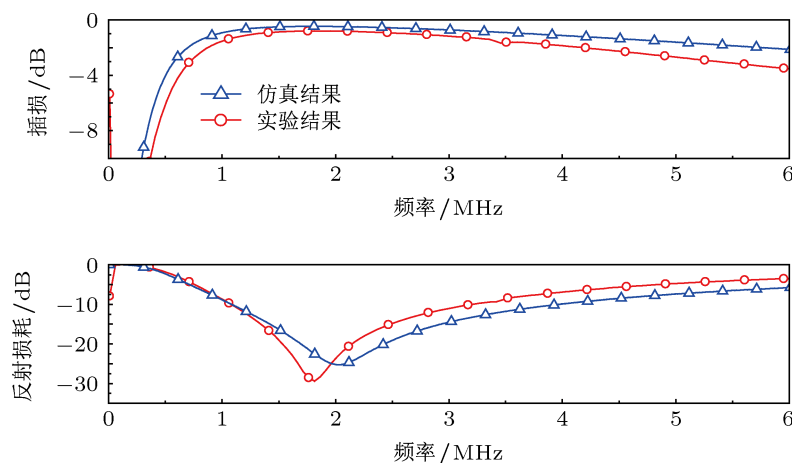


图12 整个单元钻杆信号传输的仿真和实验结果 (仿真和实验的匹配电容都是 2700 pF)

6 结论

本文利用数值模式匹配方法研究并建立了基于电缆 - 无线耦合随钻测井信号传输中的耦合结构的数值模拟算法. 数值计算结果显示, 影响线圈耦合系数的主要因素是铁氧体间的缝隙距离、铁氧体的横截面积以及线圈间的距离, 这是因为这些

因素都对磁耦合有较大影响. 然后利用矩形传输线的性质进行分析, 设计了适合在钻杆内镶嵌的 $50\ \Omega$ 矩形传输线.

最后通过对耦合结构的分析, 设计加工出了适合在钻杆上镶嵌的铁氧体, 并且对整个单元的钻杆进行了仿真和实验分析, 两者结果符合良好, 并且证明了本文的设计方案能够很好地实现信号传输.

-
- [1] Niu L L 2009 *World Well Logging Technology* **24** 7 (in Chinese) [牛林林 2009 国外测井技术 **24** 7]
- [2] Hall D R, Fox J, Daly J E 2009 *U.S. Patent* 7528736B2 [2009-05-05]
- [3] Hall D R, Hall T, Pixton D S, Dahlgren S, Fox J, Sneddon C 2005 *U.S. Patent* 6929493B2 [2005-08-16]
- [4] Hu H T, Xiao L Z, Wu X L 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 149302 (in Chinese) [胡海涛, 肖立志, 吴锡令 2012 物理学报 **61** 149302]
- [5] Lu S L, Wu X L, Ren X G, Mei Y C, Shen J, Huang Z X 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 194701 (in Chinese) [鲁思龙, 吴先良, 任信钢, 梅诣德, 沈晶, 黄志祥 2012 物理学报 **61** 194701]
- [6] Liu Q H, Chew W C 1990 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **38** 498
- [7] Chew W C, Nie Z P, Liu Q H, Anderson B 1991 *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* **29** 308
- [8] Nie Z P, Chew W C 1992 *Acta Geophys. Sin.* **35** 479 (in Chinese) [聂在平, W. C. Chew 1992 地球物理学报 **35** 479]
- [9] Pan J, Nie Z P 1994 *J. Electron.* **16** 388 (in Chinese) [潘锦, 聂在平 1994 电子科学学刊 **16** 388]
- [10] Zheng H Q, Ge D B 2000 *Acta Phys. Sin.* **49** 1702 (in Chinese) [郑宏兴, 葛德彪 2000 物理学报 **49** 1702]
- [11] Lou J Q, Liu Y A, Li S L 2009 *Sciencepaper Online* **4** 60 (in Chinese) [楼建全, 刘元安, 黎淑兰 2009 中国科技论文在线 **4** 60]
- [12] Zeng L R 1982 *Acta Phys. Sin.* **31** 709 (in Chinese) [曾令儒 1982 物理学报 **31** 709]
- [13] Lin W G, Zhong X L 1963 *Acta Phys. Sin.* **19** 249 (in Chinese) [林为干, 钟祥礼 1963 物理学报 **19** 249]
- [14] Han Z D, Li X Y, Yang Z, Liu R P, Liu S D, Zhang Y 2012 *Chin. Phys. B* **21** 118102
- [15] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, Joannopoulos J D, Fisher P, Soljačić M 2007 *Science* **317** 83
- [16] Yang F, Wen Y M, Li P, Zheng M, Bian L X 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 3539 (in Chinese) [杨帆, 文玉梅, 李平, 郑敏, 卞雷祥 2007 物理学报 **56** 3539]

Numerical modeling of the signal transmission by cables and electromagnetic coupling for logging while drilling*

Zhu Ke-Bin[†] Nie Zai-Ping Sun Xiang-Yang

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

(Received 12 March 2012; revised manuscript received 19 October 2012)

Abstract

Lack of efficiency in transmitting logging signals has long been one of the crucial problems for the development of logging while drilling. This study aims to address this issue by using the advanced scheme for logging while drilling signal transmission, proposed by NovatekTM. The main points of the study focus on electromagnetic coupling between two adjacent pipes and the signal transmission in coaxial cables imbedded in drilling pipes. According to the axial symmetry of the electromagnetic coupling structure, the numerical mode matching is used to establish the numerical model for it. Through simulation analysis which is based on the numerical modeling of the electromagnetic coupling structure, we analyze how various parameters of the structure influence the coupling, obtain some significant conclusions, and optimize the coupling structure. The conclusions can be used to guide optimization design of coupling structure between the drill-pipe for signal transmission in logging while drilling. In addition, the rectangular transmission line whose characteristic impedance is 50Ω is designed for the cable imbedded in the drill pipe, and the attenuation is calculated. Finally, simulation and experiment are performed for one unit of the pipeline. The results are in agreement with each other, thereby showing the good transmission performance.

Keywords: logging while drilling signal transmission, numerical mode matching, electromagnetic coupling, rectangular transmission line

PACS: 02.60.Cb, 93.85.Pq, 93.85.Fg, 41.20.Jb

DOI: 10.7498/aps.62.060202

* Project supported by the Key Program of the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 60931004, 61231001), the Fundamental Research Funds for the Central Universities of Ministry of Education of China (Grant No. ZYGX2010J024).

[†] Corresponding author. E-mail: zhukebin1234@126.com