

随钻数据声波 NC-OFDM 传输及噪声抑制的研究*

马东^{1,2}, 师奕兵^{1,2}, 张伟^{1,2}, 柳国振^{1,2}

(1. 电子科技大学自动化工程学院 成都 611731; 2. 电子科技大学信息地学研究中心 成都 611731)

摘要:随着随钻测井技术的高速发展,多维立体化地层数据的实时传输变得尤为重要。针对目前传统传输方式的低速率、高成本及非实时性,提出了一种基于非连续正交频分复用调制的声波传输方式。首先,利用传输矩阵法对钻柱信道的幅频特性进行仿真,并在此基础上提出了信道估计算法以获取子信道的频率响应;然后,采用双加速度传感器阵列接收相移声波信号,通过接收信号的相关性可以有效的抑制上行传输中地面强噪声的干扰;最后设计了一套通信测试装置,对实验钻柱信道下系统传输性能进行验证。仿真及实测结果表明,该方案可以具有较高的传输速率和可靠性。

关键词:随钻测井;非连续正交频分复用;传输矩阵法;信道估计;噪声干扰

中图分类号: TH701 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.50 15

Research on acoustic NC-OFDM transmission and noise reduction for logging while drilling data

Ma Dong^{1,2}, Shi Yibing^{1,2}, Zhang Wei^{1,2}, Liu Guozhen^{1,2}

(1. School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China;

2. Center for Information Geoscience, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: With the rapid development of logging while drilling (LWD) technology, the real-time transmission of multi-dimensional formation data is particularly important. Aiming at improving the low data rate, high cost, and non-real time for traditional transmission approaches, this paper proposes a novel acoustic transmission scheme based on non-continuous orthogonal frequency division multiplexing (NC-OFDM). Firstly, the frequency response function of drill strings channel is simulated through transfer matrix method (TMM), and on this basis, a channel estimation method is proposed to obtain frequency response of each sub-channel. Then, a received array with two accelerometers is utilized to receive the acoustic signals with phase shifting, and the surface strong noise interference of uplink transmission can be reduced through the correlation of the received signals. Finally, a set of test device of communication is designed to validate the transmission performance under the channel condition of experimental drill strings. Simulation and test results show that the designed transmission scheme has high data rate and high reliability.

Keywords: logging while drilling (LWD); non-continuous orthogonal frequency division multiplexing (NC-OFDM); transfer matrix method (TMM); channel estimation; noise interference

1 引言

近年来,随着油气田勘测技术的发展,随钻测井(logging while drilling, LWD)已经获得越来越多的关注^[1]。其中,随钻传输已经成为制约 LWD 发展的关键问题之一。目前,利用不同媒介的传输方式主要有泥浆脉

冲传输、电磁波传输、光纤传输、智能钻杆传输及声波传输。泥浆脉冲传输以循环的泥浆脉冲信号作为载体,实时的向地面传输数据,其有效速率仅为 1~2 bit/s^[2]。电磁波传输容易受地层电阻率影响,信号通过地层时衰减过大,其应用受到很大限制^[3]。光纤传输和智能钻杆传输需要特殊的传输介质,其成本昂贵且操作复杂,不利于长期发展^[4]。声波传输以钻杆和接箍级联的钻柱作为传

输介质,利用纵波为载波的新型传输方式,具有成本低、操作简单、不易受地层特性影响等优点,但钻柱信道的多径效应和钻进过程强噪声等对声波传输有较大的影响^[5-7]。

声波传输的研究由来已久,1948 年, Sun Oil 公司首先提出通过声波沿钻柱传输进行数据实时传输,并得到了信号以 12 dB/1 000 ft 的速率进行衰减^[8]; 1972 年, Barnes T. G. 等人^[9]首次分析了在理想情况下钻柱, 声波传输特性; 1989 年, Drumheller D. S. ^[10]首次采用有限微元法得到了理想钻柱的频响特性。近年来, Wang CH. Y. 等人^[11]首次提出了利用传输矩阵法 (transfer matrix method, TMM) 获得任意级联的钻柱信道频率响应, 其结果和基于 ANSYS 的数值计算具有极大的相似度。以上对信道特性的研究均为理想状况下, 实际应用中信道的实时频响特性会有一定程度的变化。Mahsa M^[12]提出了基于正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 多载波调制的声波传输模型, 相对于单载波调制, 其传输速率得到很大的提升, 但其只利用了传输频段中小部分频带, 其频谱利用率低。

非连续正交频分复用 (non-continuous OFDM, NC-OFDM) 作为一种较为灵活的多载波调制技术^[13], 已经广泛应用于认知无线电系统。它具有和传统 OFDM 相同的优点: 通过将多径衰落信道转换为多个平衰落的子信道, 可以有效地对抗多径效应; 同时, 其接收端均衡简单, 通过简单的运算就可以恢复出原始数据。但针对非连续频段时, NC-OFDM 可以有效地利用多个子频段, 提高频谱利用率。

针对上述情况, 本文提出了一种基于 NC-OFDM 的声波传输方法。该方法可以实时最大化的利用现有的传输频段, 极大地提高了频谱利用率和传输速率; 同时针对钻进过程中井下噪声和地面工作噪声的干扰, 采用双加速度传感器接收声波信号, 在接收端进行简单处理后, 可以有效抑制噪声干扰、提升信噪比 (signal to noise ratio, SNR)、降低系统误码率 (bit error rate, BER)。

2 随钻声波传输

2.1 随钻声波传输系统模型

随着钻井过程的进行, 钻杆与接箍级联后的钻柱直接贯穿井眼直达地面, 形成了声波传输的信道。声波在传输过程中, 收到井眼内钻井液的影响较小, 其可以沿钻柱双向传输, 实现井下和地面实时通信, 其模型如图 1(a) 所示。

井下发射电路将调制后的信号通过激振器转换为声波, 激励到钻柱信道上, 信号经过传输, 衰减后到达井上接收端加速度传感器, 最后转换成电信号进行处理, 恢复出原始发送数据。钻头在钻进过程中会产生强噪声, 通过在发射端和钻链直接级联隔声体可以有效降低钻头噪

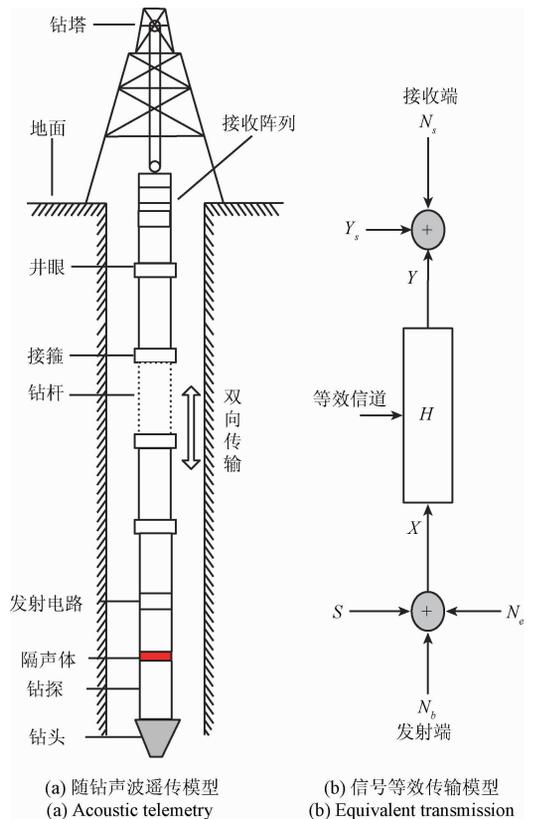


图 1 随钻声波传输系统

Fig. 1 Acoustic transmission system for LWD

声直接耦合在钻杆信道上。

信号等效传输模型如图 1(b) 所示, 其中, S 为发射端信号频域表达, H 为信道频率响应, Y_s 为接收端信号频域表达, N_b 、 N_e 和 N_s 分别为井下耦合到发射端的钻头噪声、井下环境噪声及地面耦合到接收端的环境噪声。其关系如下:

$$Y_s = H(S + N_b + N_e) + N_s \quad (1)$$

因此, 信道的频率响应和噪声干扰对传输性能具有重要的影响。

2.2 钻柱信道频率响应

钻柱由尺寸一致的钻杆通过接箍级联而成, 由于钻杆的横截面积和接箍不同, 声波在遇到有差异的截面时, 将发生部分反射, 由此导致了声波传输的多径效应, 钻柱信道模型如图 2 所示。

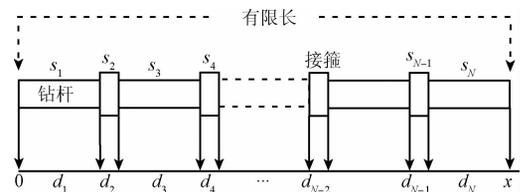


图 2 钻柱信道模型

Fig. 2 Drill strings model

图2中, d_i 表示结构单元的长度, s_i 表示结构单元的横截面积, 下标 $i = 1, 2, \dots, N$ 表示结构单元级联顺序。结构单元受力情况如图3所示。

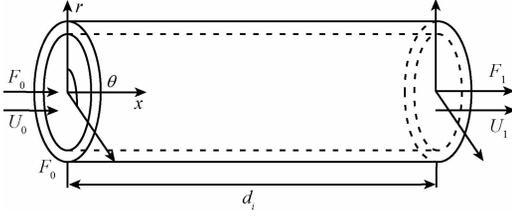


图3 结构单元受力模型

Fig. 3 Stress of structure model

声波传输以纵波为载波, 纵波方程的解^[14]可以表示为:

$$U_x = (C_1 e^{jkx} + C_2 e^{-jkx}) e^{-j\omega t} \quad (2)$$

式中: ω 为角频率, k 为波数, 其定义为 $k = \omega/c$ 。对应产生的力可以表示为:

$$F_x = -Es_i \frac{\partial U_x}{\partial x} \quad (3)$$

对于单个结构单元, 其左右两端受力及产生的位移可以表示为:

$$U_1 = \frac{1}{2}(e^{jkd_i} + e^{-jkd_i})U_0 - \frac{1}{2kEs_i}(e^{jkd_i} - e^{-jkd_i})F_0 \quad (4)$$

$$F_1 = -\frac{1}{2}kEs_i j(e^{jkd_i} - e^{-jkd_i})U_0 + \frac{1}{2}(e^{jkd_i} + e^{-jkd_i})F_0 \quad (5)$$

由于在钻杆和接箍的连接处位移与力具有连续性, 因此:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ F_1 \end{bmatrix}_i = \begin{bmatrix} U_0 \\ F_0 \end{bmatrix}_{i+1} \quad (6)$$

通过等式(4)~(6), 可以得到 N 个结构单元级联后位移与力的关系:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ F_1 \end{bmatrix}_N = \mathbf{M}_N \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_1 \begin{bmatrix} U_0 \\ F_0 \end{bmatrix}_1 \quad (7)$$

对于第 i 个单元, 其势函数可以表示为:

$$\phi^i e^{j\omega t} = (\phi_r^i e^{jkx} + \phi_T^i e^{-jkx}) e^{j\omega t} \quad (8)$$

而位移表示为:

$$U = \frac{\partial \phi}{\partial x} \quad (9)$$

通过将等式(7)和(8)带入等式(9), 且 $\phi_R^N = 0$, 可以得到信道的频率响应为:

$$H(\omega) = \frac{\varphi_T^N}{\varphi_T^1} \quad (10)$$

对周期性级联信道, 所有钻杆和接箍各参数均保持一致。各结构单元参数如表1所示。其中 d_1 为钻杆长

度, d_2 为接箍长度, r_{11} 为钻杆外半径, r_{10} 为钻杆内半径, r_{21} 为接箍外半径, r_{20} 为接箍内半径, ρ_1 为钻杆密度, ρ_2 为接箍密度, c_1 为声波在钻杆中的传播速度, c_2 为声波在接箍中的传播速度。

表1 结构单元参数

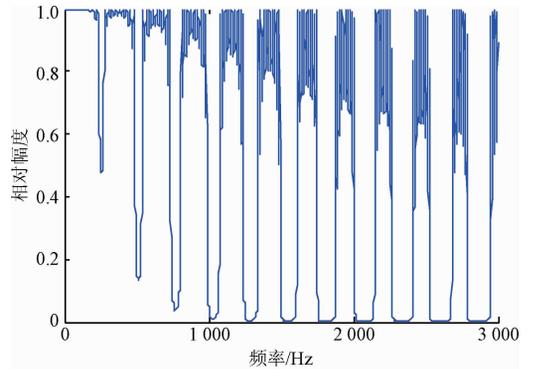
Table 1 Structure parameters

参数名	数值	参数名	数值
d_1/mm	8.76×10^3	d_2/mm	240
r_{11}/mm	60	r_{11}/mm	54
r_{21}/mm	104	r_{20}/mm	44
$\rho_1/(\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$	7.87×10^3	$\rho_2/(\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$	7.87×10^3
$c_1/(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	5.13×10^3	$c_2/(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	5.13×10^3

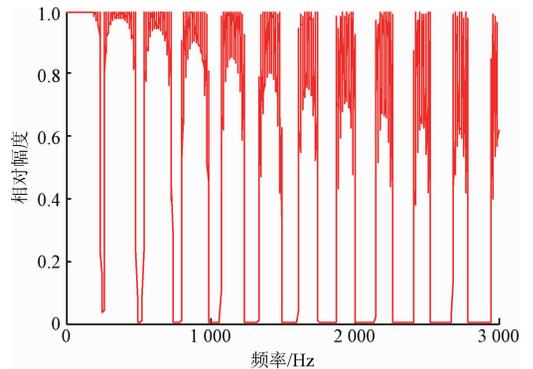
为了对比信道的频率响应特性, 选择两种不同长度的信道, 其中, 信道A由10根钻杆和9根接箍组成; 信道B由30根钻杆和29根接箍组成。获得的频率响应和单位冲击响应如图4所示, 从图中可以得到如下两个明显的结论:

1) 随着频率的增加, 信道的传输性能明显降低, 可用频带越来越窄;

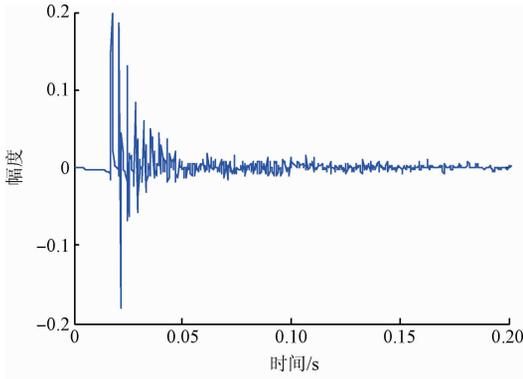
2) 随着信道长度的增加, 信道的各传输频带截止频率几乎没有变化, 但通带内起伏较大。



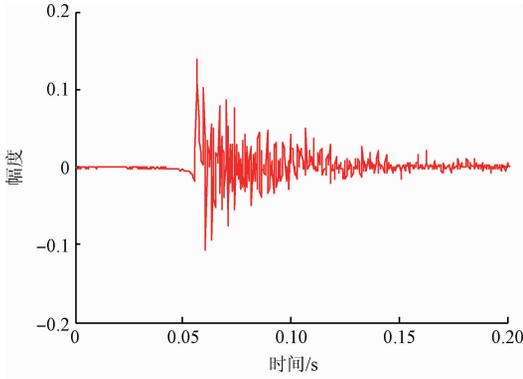
(a) 信道A的频率响应
(a) Frequency response of channel A



(b) 信道B的频率响应
(b) Frequency response of channel B



(c) 信道A的单位冲击响应
(c) Impulse response of channel A



(d) 信道B的单位冲击响应
(d) Impulse response of channel B

图4 信道传输特性

Fig. 4 Channel transmission characteristics

3 传输方案设计

3.1 NC-OFDM 调制技术

当一个频带可以分为多个子频段时,且可供传输的子频段非连续分布时,其可表示如图5所示。

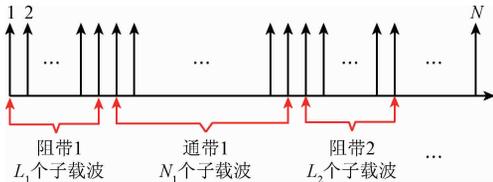


图5 NC-OFDM 传输频带分布

Fig. 5 Transmission bands distribution of NC-OFDM

整体频带共包含 N 子载波,可供传输的子载波数为 $N_1 + N_2 + \dots + N_J$, J 为可用传输的频段数。因此 NC-OFDM 基带信号可以表示为:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi kt/T} \quad (11)$$

式中: $X(k)$ 为星座映射后的第 k 个子载波上发送的值,且当 k 不在 J 个传输频段内时, $X(k) = 0$, T 是 NC-OFDM 符号周期,其对应子载波间隔 $\Delta f = 1/T$ 。

接收端去掉循环前缀 (cyclic prefix, CP) 后,信号与信道的线性卷积变为循环卷积,则其对应频域表达为:

$$Y(k) = H(k)X(k) + W(k) \quad (12)$$

式中: $H(k)$ 为第 k 个子信道的频率响应, $W(k)$ 为第 k 个子信道的噪声。因此通过获取 $H(k)$, $W(k)$ 和 $Y(k)$, 便可以恢复出发送端数据 $X(k)$ 。

3.2 NC-OFDM 导频设计

对于传统的 NC-OFDM,由于其通阻带范围无法确定且随时间变化,因此在导频设计是变得异常复杂。由于本文的信道特性较为特别,其通阻带范围可以通过预先仿真获得,而对于通带内各子载波的频率响应则可以通过信道估计获得。

假设钻进平均速度为 v_d ,则信道变化相干时间可以表示为:

$$t_d = (d_1 + d_2)/v_d \quad (13)$$

导频发送的周期由 t_d 决定,对应的 J 个传输频段的上下截止频率可以表示为 $f_0(1), f_1(1), \dots, f_0(J), f_1(J)$, 导频设计步骤如下。

1) 预先仿真级联信道获取对应传输频带的上下截止频率,并将其存入井下发射电路。

2) 计算 J 个传输频段内相应的子载波数,其计算如下所示:

$$N_k = \left\lfloor \frac{f_1(k) - f_0(k)}{\Delta f} \right\rfloor \quad (14)$$

3) 均匀放置导频点数据,每个段内导频放置位置 $p_k(i)$ 可以表示为:

$$p_k(i) = i, i + \frac{N_k}{P_k}, \dots, i + \frac{(P_k - 1)N_k}{P_k} \quad (15)$$

其中,

$$i = 0, 1, \dots, \frac{N_k}{P_k} - 1 \quad (16)$$

式中: P_k 为第 k 个频段内的导频数量。

4) 以上 3 个步骤以信道的相干时间为周期进行循环操作。

图6 为一个 NC-OFDM 导频设计实例,其中 $J = 3$, $P_k = 3, N_k = 3, N = 15$ 。整体频段分为 3 个传输频段 B_1, B_3, B_5 和 2 个阻带 B_2, B_4 , 3 个传输带被 2 个阻带分割,为了更好地获取子信道的频率响应,将第 1 个发送模块全部设置为导频模块。

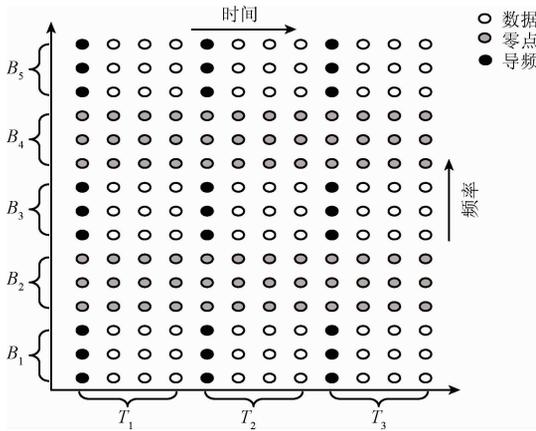


图6 NC-OFDM 导频设计实例

Fig.6 Example pilot design of NC-OFDM

3.3 NC-OFDM 信道估计

传统的 LS 估计法 (conventional least square, CLS) 如下所示:

$$\hat{H}(k) = \frac{Y(k)}{X(k)} = H(k) + \frac{W(k)}{X(k)} \quad (17)$$

其估计受噪声干扰,精确度较低。

对于 NC-OFDM,其发送端具有大量的 $X(k) = 0$, 因此可以认为其对应的 $H(k) = 0$ 。通过对等式(17)所得的子信道频响做快速傅里叶逆变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 变换,可以得到:

$$\hat{h}(n) = \text{IFFT}[\hat{H}(k)] = h(n) + \hat{w}(n) \quad (18)$$

式中: $n = 0, 1, \dots, N-1$ 。对于多径信道,当 $n > D$ 时, $h(n) = 0$ 。因此,式(18)可以变换为:

$$\hat{h}_{\text{new}}(n) = \begin{cases} h(n) + \hat{w}(n), & n = 0, 1, \dots, D \\ 0, & n = D + 1, D + 2, \dots, N \end{cases} \quad (19)$$

最后对式(19)得到的单位冲击响应做快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 运算,可以得到:

$$\hat{H}_{\text{new}}(k) = \text{FFT}[\hat{h}_{\text{new}}(k)] \quad (20)$$

该算法为基于 DFT 的 LS 估计,能得到的信道特性只能抑制最大多径延时外的噪声干扰,同时可能会带来栅栏效应或频谱泄露现象^[15]。

由于声波传输的特殊性,其第一径信号需要 L_c/c 才能到达接收端, L_c 为信道总长度。因此在此基础上提出了改进的 DFT-LS 算法,其可以将前 D_1 点置为 0:

$$\hat{h}_{\text{new}}(n) = \begin{cases} 0, & n = 0, 1, \dots, D_1 - 1 \\ h(n) + \hat{w}(n), & n = D_1, \dots, D \\ 0, & n = D + 1, D + 2, \dots, N \end{cases} \quad (21)$$

式中: $D_1 = \lfloor L_c f_s / c \rfloor$, 式(21)可以抑制两个时间段内的噪声干扰,提高信道估计的准确度。

3.4 双接收传感器设计

上行传输过程中,通过式(1)可知,地面环境噪声 N_s 对信道容量起到主要的影响。在不增加井下发射端复杂的前提下,采用双接收传感器,可以有效的抑制 $n_s(t)$ 对上行传输性能的影响^[16]。

如图7所示为双接收传感器模型,其中 L_0, L_1, L_2 分别为最后一根钻杆最右端到传感器1的距离,传感器1到传感器2的距离,传感器2到接箍的距离。

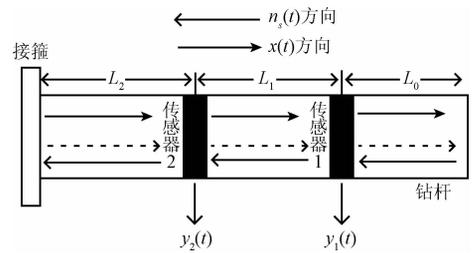


图7 双接收模型

Fig.7 Dual receiver model

到达传感器的信号可以表示为:

$$y_1(t) = x(t) + n_s(t) + rn_s(t - 2\tau_1 - 2\tau_2) \quad (22)$$

$$y_2(t) = x(t + \tau_1) + n_s(t - \tau_1) + rn_s(t - \tau_1 - 2\tau_2) \quad (23)$$

式中: τ_1, τ_2 分别为声波沿钻杆传输 L_1 和 L_2 的时间, r 为声波在接箍面的反射系数。对式(22)和(23)做傅里叶变换到频域表示为:

$$Y_1(w) = X(w) + N_s(w)(r + e^{-jw(\tau_1 + \tau_2)}) \quad (24)$$

$$Y_2(w) = X(w)e^{jw\tau_1} + N_s(w)e^{-jw\tau_1}(1 + re^{-jw2\tau_2}) \quad (25)$$

通过联合求解式(24)和(25),可以完全消除地面噪声对上行传输的影响。

4 验证与分析

本文采用 QPSK 星座映射,各仿真参数如表2所示,仿真采用图2中的信道B,4个传输频段分别为 $[546, 728]$, $[820, 980]$, $[1094, 1218]$, $[1366, 1468]$ Hz, 其对应的子载波数分别为 $N_1 = 183$, $N_2 = 161$, $N_3 = 125$, $N_4 = 103$ 。

表 2 系统参数

Table 2 System parameters

参数名	数值
符号周期	1 s
采样率	1 024 Hz
FFT 长度	1 024
传输带宽	1 024 Hz
子载波间隔	1 Hz
传输频段数	4
CP 长度	0.103 s

4.1 信道估计仿真结果分析

分别采用以上 3 种信道估计方法,得到了如图 8 所示结果。从图 8(a)和(b)可以看出,在低信噪比下,两种基于 DFT 的 LS 信道估计算法获得信道频率响应比 CLS 法更精确,而本文所提出的适合声波传输的 PDFT-LS 法比传统的 DFT-LS 法更加精确。这是由于 PDFT-LS 算法能够抑制信道单位冲击响应前后两段时间内的噪声干扰,使获得的信道估计值更加接近真实信道。图 8(c)为 3 种信道估计算法下,系统误码率对比。从图中可以看出,在低信噪比下,CLS 算法更加受噪声影响,但是随着信噪比的增加,DFT-LS 算法受频谱泄露影响,其性能反而低于 CLS。此时 PDFT-LS 算法能够提供更好的性能,而其复杂度并没有增加,十分适合本方案中的声波传输。图 8(d)为接收端信号星座映射分布图,从图中可以看出,噪声对信号的影响。当 SNR = 15 dB 时,部分 $X(k) = 0$ 都集中在星座图中心点附近,而当 SNR = 5 dB,由于受到噪声干扰,原本 $X(k) = 0$ 的点偏离中心较远,此时噪声的影响不能忽略。

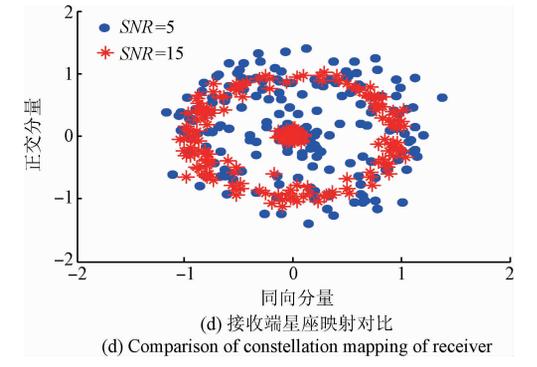
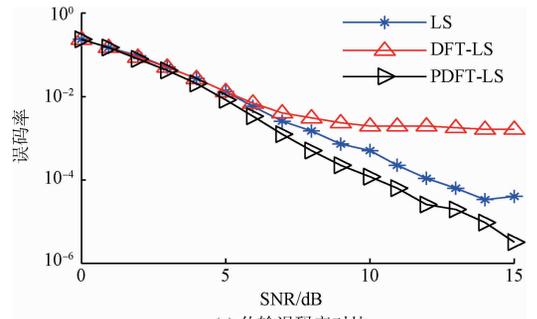
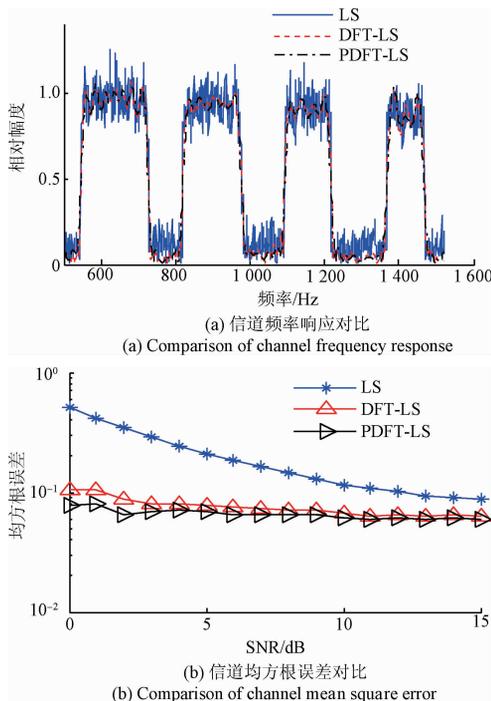


图 8 信道仿真性能对比

Fig. 8 Comparison of channel estimation performance

4.2 双接收传感器仿真结果分析

为了验证双接收对上行传输中地面噪声的抑制,假设接收端已知信道响应,且反射系数设定为 $r = 0.1$ 。仿真结果如图 9 所示,从图 9 中可以看出,在井下和井上 SNR 相同时,双接收传感器可以抑制井上环境噪声对接收端的干扰,提高传输性能。当井上 SNR = 5 dB 时,井下 SNR = 5 dB 双接收的误码率小于井下 SNR = 10 dB 单接收,可以看出,通过采用双接收,可以在不增加发射端的复杂度的前提下,极大的提高接收端性能。当井下 SNR = 10 dB 时,双接收的传输误码率接近 10^{-3} 。

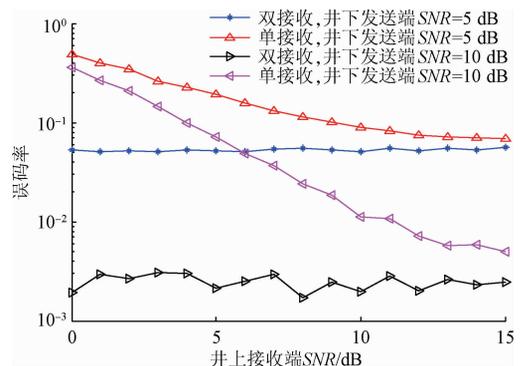


图 9 双接收性能对比

Fig. 9 Performance comparison of the dual receivers

4.3 电路测试

为了验证在实际钻柱信道中的传输特性,实验室搭建6根钻杆和5根接箍组成的信道,其总长度为53.76 m,其测试如图10所示,电路所用主要器件如表3所示。激振器固定在级联钻柱信道中第一根钻杆的最左端,用来产生调制后得声波信号,2个加速度传感器分别固定在最后一根钻杆最右端,其中两个传感器相距1 m。图11为发送端和接收端声波信号。测试传输误码率如图12所示。从图12中可以看出双接收下PDFT-LS性能最好,其次为双接收下LS,这是由于实验室噪声干扰较小,同时,单接收不能抑制接收端噪声干扰,其传输性能比双接收差,实测结果与仿真结果一致。

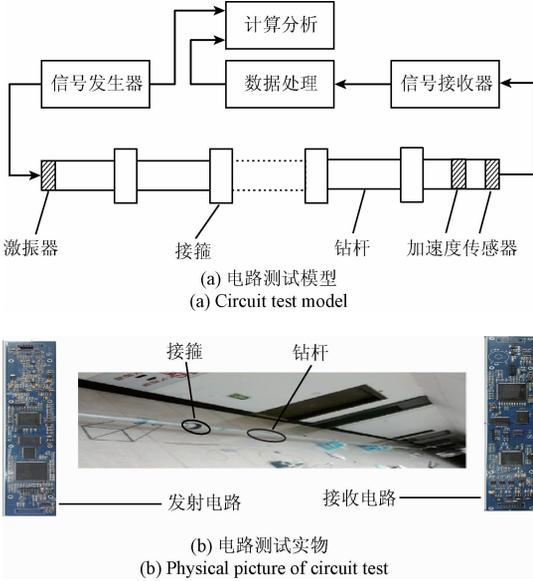


图10 电路测试
Fig. 10 Circuit test

表3 器件参数

Table 3 Parameters of device

器件	型号	性能
激振器	JKZ-2	输出:20N; 带宽:DC - 15kHz
DSP	TMS320C6713	高速低功耗
FPGA	XC3E250	246kbits RAM; 127L/O 端口
DAC	AD5546	16/14-bit; 低功耗低噪声
ADC	AD7985	16-bit; 低功耗
加速度传感器	CA-YD-196	输出:6V; 带宽:0.5 ~ 5 kHz

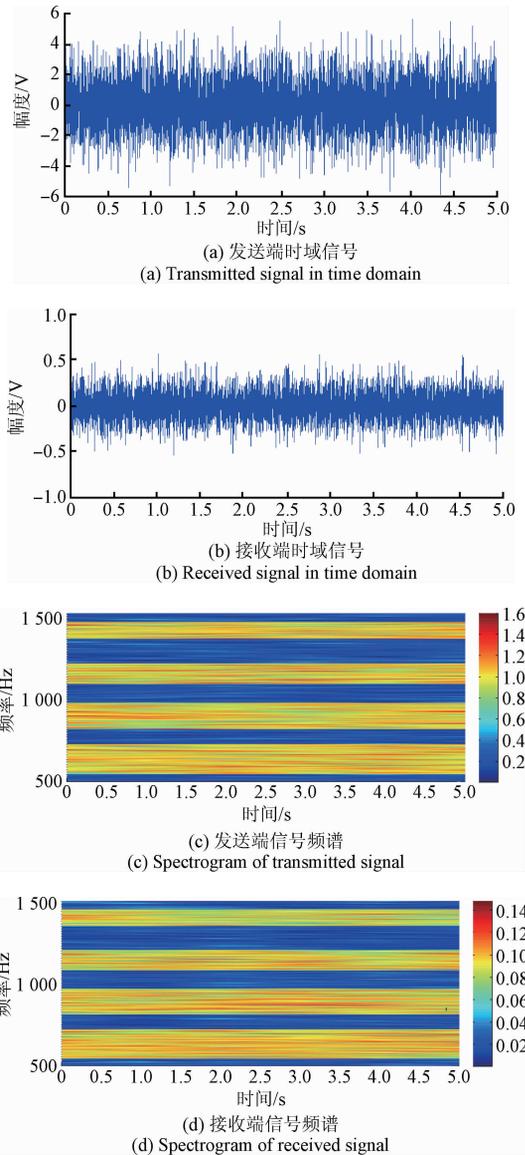


图11 测量的声波信号
Fig. 11 Measured acoustic signal

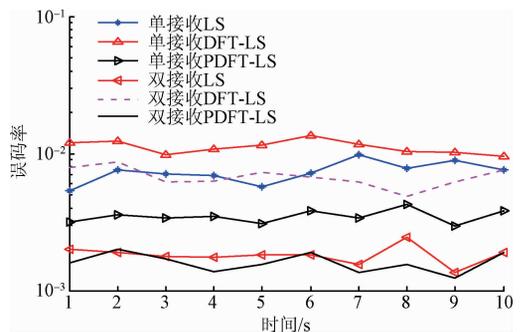


Fig. 12 Performance comparison of experimental test

2013, 35(8):1747-1752.

- [16] SINANOVIC S. Limits of acoustic waveguide communication[D]. Houston: Rice University, 2006.

作者简介



马东,2012年于电子科技大学获得学士学位,现为电子科技大学博士研究生,主要研究方向为随钻测井数据传输方法、微弱信号检测以及数据处理等。

E-mail:dongma_uestc@163.com

Ma Dong received his B. Sc. degree in 2012 from University of Electronic Science and Technology of China (UESTC), he is now a Ph. D. candidate in UESTC. His main research interests include logging while drilling (LWD) data transmission methods, weak signal detection, and data processing.



师奕兵,分别在1985年、1988年和2001年于电子科技大学获得学士学位、硕士学位和博士学位,现为电子科技大学教授、博士生导师,主要研究方向为测试理论及电子测试仪器、集成电路与电子系统综合测试。

E-mail:ybshi@uestc.edu.cn

Shi Yibing received his B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degrees all from UESTC in 1985, 1988 and 2001, respectively. Currently, he is a professor and doctoral supervisor in UESTC. His main research interests include test theory and design of electronic measurement instruments, comprehensive test of integrated circuits and electronic systems.



张伟(通讯作者),分别在2002年、2005年和2010年于电子科技大学获得学士、硕士和博士学位,现为电子科技大学自动化工程学院副教授,主要研究方向为随钻测井、深井无线通信方法与技术、微弱信号检测与处理、智能信息处理。

E-mail:weizhang@uestc.edu.cn

Zhang Wei (Corresponding author) his received B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degrees all from UESTC in 2002, 2005 and 2010, respectively. Currently, he is an associate professor in School of Automation Engineering, UESTC. His research main interests include methods of LWD and wireless communication in deep well, weak signal detection and processing, and intelligent information processing.