

# 基于钻柱声波信道的随钻数据V-OFDM传输方法研究

马东, 师奕兵, 张伟, 柳国振

(电子科技大学自动化工程学院 成都 611731)

**【摘要】**随钻数据声波传输系统利用声波沿钻柱信道传播, 实现井下和地面信息准确高效的实时通信。钻柱信道由钻杆和接箍周期性构成, 通过理论分析和建模仿真, 得到通阻带交替存在的梳状频谱特性, 并采用FIR滤波器逼近, 建立信道仿真平台。矢量正交频分复用技术(V-OFDM)可以将多径衰落信道分解为多个矢量子信道, 通过加入适量的循环前缀, 在消除符号间干扰(ISI)的同时, 利用分集增益, 可以减小由于信道频谱零点造成的误码, 增加系统的鲁棒性。仿真和实测结果表明, 该方法在满足低误码率的同时, 能降低数据冗余, 提高传输效率。

**关键词** 声波传输; 误码率; 钻柱信道; FIR滤波器; V-OFDM

**中图分类号** TN92      **文献标志码** A      **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2017.01.008

## Research on the Logging While Drilling Data Transmission Method of V-OFDM Based on Drillstring Acoustic Channel

MA Dong, SHI Yi-bing, ZHANG Wei, and LIU Guo-zhen

(School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

**Abstract** Data transmission system of logging while drilling achieves real-time communication between ground and under well accurately and effectively by acoustic wave transmitting along the drillstring. A drillstring channel is periodically constructed by pipes and joints. By theoretical analysis and modeling simulation, the spectrum of drillstring channel is a comb-filtering-like transfer function composed of alternating passed bands and stop bands. A finite impulse response (FIR) filter is used to approximate the spectrum and to build a simulation platform of the channel. Vector orthogonal frequency division multiplexing technology (V-OFDM) can convert the multipath fading channel into a number of vector sub-channels. The number of error bits which are led by channel spectral nulls can be reduced and the robustness can be increased by diversity gain when eliminating symbol interference by adding right amount of cyclic prefix. Simulation and test results show that this technology can reduce data redundancy and increase transmission efficiency extremely when meeting the need of low bit error rate.

**Key words** acoustic wave transmission; bit error rate; drillstring channel; FIR filter; V-OFDM

随钻数据传输<sup>[1-2]</sup>是随钻测井技术的核心之一, 通过实时传输测井数据, 能有效指导钻井作业。目前随钻传输方法主要有泥浆脉冲、电磁波、智能钻杆、光纤和声波遥传。其中, 泥浆脉冲传输速率很低, 无法适应大数据要求; 电磁波传输受地层电阻率影响较大, 局限性强; 智能钻杆和光纤传输成本昂贵、技术复杂, 不适合在井场现场操作。声波遥传是利用声波沿钻柱传输, 实现地面和井下双向通信, 传输速率可以达到100 bit/s。该技术具有成本低、实现简单等优点, 同时也具有声波传输衰减大、噪声干扰大、钻柱信道复杂多变等缺点。

由文献[3-4]可知, 理想钻柱周期性级联信道的频谱特性呈现通阻带交替出现的梳状滤波器结构,

这为利用其通带传输提供了理论基础。文献[5]提出了基于OFDM的钻柱声波传输, 由于实际钻柱信道多径延时导致的符号间干扰(ISI), 需要添加大量的循环前缀, 数据冗余增加; 同时其对传输通带内出现的频谱零点显得无力。文献[6]首次提出了V-OFDM原理, 是一种预编码OFDM技术, 利用分集增益, 减小由于信道频谱零点导致的误码。通过对多径信道进行矢量化处理, 可以减少克服ISI而加入的循环前缀, 提高传输效率<sup>[6-8]</sup>。

针对以上声波传输研究中所面临的问题, 本文提出了基于V-OFDM的钻柱声波传输方法。首先通过等效透射膜法理论分析<sup>[4]</sup>和建模仿真非一致尺寸的钻杆接箍级联信道的幅频特性, 然后通过FIR滤波

收稿日期: 2015-11-10; 修回日期: 2016-03-28

基金项目: 国家自然科学基金(61201131); “十二五”国家科技重大专项(2011ZX05020-005)

作者简介: 马东(1989-), 男, 博士生, 主要从事深井声波通信、随钻数据无线传输等方面的研究。

器逼近, 搭建通信系统的仿真平台; 其次在详述V-OFDM调制原理后, 进行系统仿真实验, 对比误码率, 最后在实验室完成实测。仿真和实测结果表明, 该技术可以增加在深衰落信道下系统鲁棒性, 满足误码率的同时, 减小冗余数据, 提高传输效率。

## 1 随钻数据声波钻柱传输信道

### 1.1 随钻声波传输系统模型

随钻声波传输系统模型如图1所示, 声波以机械振动的形式在钻柱中传输, 钻柱由多个钻杆及接箍级联而成, 贯穿井眼, 直接到达地面, 为声波传输提供通道, 同时该通道受地层和钻井液影响较小。上下行发射与接收电路包括声波发射换能器、接收换能器、信号放大器、同步采集电路等。上下行声波通过相同路径传输, 在钻头和钻杆连接处放置有隔声体, 减小钻头噪声对声波干扰。

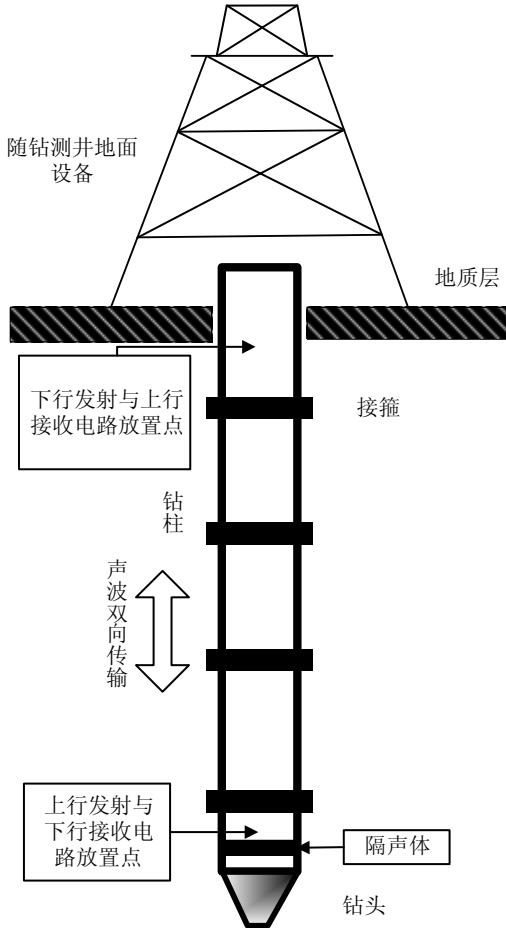


图1 随钻声波遥传系统模型图

### 1.2 钻杆接箍声波传输透射膜法分析

钻柱信道由钻杆和接箍周期性级联, 声波在传输的过程中, 受到接箍面透射与反射影响。本文使用透射膜法<sup>[4]</sup>分析了接箍与钻杆横截面积对声波反

射与透射影响, 图2为钻柱接箍透射模型。

声波在理想钻杆中的纵波波动方程为:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} \quad (1)$$

式中,  $v^2 = E/\rho$  是声波在钻杆中的传播速度。声波纵波沿钻杆轴向  $z$  轴振动的位移方程解为:

$$U(z, t) = (a_n e^{ikz} + b_n e^{-ikz}) e^{-j\omega t} \quad (2)$$

式中,  $a_n$ 、 $b_n$  分别为第  $n$  根前进波位移幅值和反射波位移幅值;  $k = \omega/v$  为波数;  $\omega$  为振动波频率。设钻杆和接箍材料相同, 在连接处满足位移和应力连续的边界条件下, 声波通过接箍的反射系数  $F$  和透射系数  $T$  分别为:

$$F = -\frac{a_0}{b_0} = \frac{A_{jp} \left( \beta^2 - \frac{1}{\beta^2} \right)}{A_{jp}^2 \beta^4 - 1} \quad (3)$$

$$T = \frac{a_1}{b_0} = \frac{1 - A_{jp}^2}{1 - A_{jp}^2 \beta^4} \quad (4)$$

可以求解  $S$  参数为:

$$S_{11}(j\omega) = \frac{2jA_{jp} e^{-j\omega L_0/v} \sin(l\omega/v)}{e^{j\omega l/v} - A_{jp}^2 e^{-j\omega l/v}} \quad (5)$$

$$S_{12}(j\omega) = \frac{e^{j\omega l/v} (1 - A_{jp}^2)}{e^{j\omega l/v} - A_{jp}^2 e^{-j\omega l/v}} e^{j\omega L_0/2v} e^{-j\omega L_1/2v} \quad (6)$$

当钻杆对称连接时,  $S_{12} = S_{21}$ ,  $S_{11} = S_{22}$ , 其中  $A_{jp} = (A_j - A_p)/(A_j + A_p)$ ,  $A_j$ 、 $A_p$  分别为接箍横截面积和钻杆横截面积。

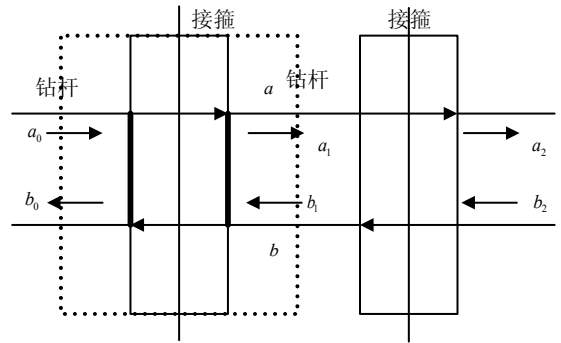


图2 钻柱接箍透射模型

当如图2中所示结构周期性级联时, 块状结构由左右半个钻杆和接箍构成, 为无缝连接, 因此首先得出一个块状结构的传递参数。此时声波在无缝处没有反射, 多个级联可以直接将传递参数  $M$  相乘。将  $S$  参数转化为  $M$  参数:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ -b_0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中,

$$M_{11} = -\frac{A_3}{S_{12}}, M_{12} = -\frac{S_{22}}{S_{12}}, M_{21} = -\frac{S_{11}}{S_{12}}, M_{22} = -\frac{1}{S_{12}} \quad (8)$$

$$A_3 = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (9)$$

在实际钻杆和接箍机械加工过程中与仪器长时间工作后的磨损后, 钻杆与接箍长度, 内外径大小都与标准尺寸存在一定的误差。假设各尺寸误差为高斯分布, 均值 $\mu$ 为标准尺寸, 标准差为标准尺寸值的 $\pm 3\% \sim \pm 5\%$ 。设此时第 $m$ 根钻杆传输矩阵为:

$$\mathbf{M}_m = \begin{bmatrix} M_{11}(m) & M_{12}(m) \\ M_{21}(m) & M_{22}(m) \end{bmatrix} \quad (10)$$

假设总共有 $m$ 根钻杆周期性级联, 并且假设声波在最后一根钻杆无反射, 即 $b_m = 0$ , 则有:

$$\begin{bmatrix} a_m \\ b_m \end{bmatrix} = \prod_{m=1}^M \mathbf{M}_m \begin{bmatrix} 1 \\ r \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中,  $a_m$ 为传输系数, 即声波沿周期性钻柱传输的频率特性。

### 1.3 FIR滤波器逼近

为了便于搭建信道仿真平台, 采用FIR滤波器逼近理论的信道频率特性。设信道的频率响应为 $H_d(e^{j\omega}) = a_m$ , 设计的FIR滤波器频率响应<sup>[9]</sup>为

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-j\omega n} \text{ 来逼近 } H_d(e^{j\omega})。$$

先对 $H_d(e^{j\omega})$ 做傅里叶反变换, 导出 $h_d(n)$ , 即:

$$h_d(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_d(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (12)$$

由于设计的 $h(n)$ 为有限长来逼近无限长 $h_d(n)$ , 因此需要选择一个有限长的窗函数 $w(n)$ 来截断 $h_d(n)$ , 即:

$$h(n) = w(n)h_d(n) \quad (13)$$

为了使得信号能量能够更加集中在主瓣, 加快

频谱外信号的衰减, 本文选用海明窗<sup>[10]</sup>作为截断窗函数, 其形式为:

$$w(n) = \left[ 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right] R_N(n)$$

$$R_N(n) = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq N \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

最终可以将99.963%的能量集中在窗谱的主瓣内, 与汉宁窗相比, 主瓣宽度同为 $8\pi/N$ , 但旁瓣幅度更小, 旁瓣峰值小于主瓣峰值的1%。下面给出FIR滤波器设计方法。

1) 给定所要求的频率响应函数 $H_d(e^{j\omega})$ 。通过对传递系数 $t_m$ 在频率范围 $0 \sim 2000$  Hz采样取得得到频率响应函数离散值。

2) 求 $h_d(n) = \text{IDTFT}[H_d(e^{j\omega})]$ , 计算理想情况下的滤波器系数。

3) 由过渡带和最小阻带的要求, 选定 $w(n)$ 及 $N$ 的大小, 一般 $N$ 通过几次试探而最后确定。

4) 求得所设计的FIR滤波器单位抽样响应 $h(n)$ , 最后验证 $H(e^{j\omega}) = \text{DTFT}[h(n)]$ 是否符合设计要求。

## 2 随钻声波数据传输方案

### 2.1 随钻声波传输总体设计

钻杆信道是一个频谱资源有限, 且具有严重频率选择性衰落的慢时变信道。为了提高数据传输的效率, 需要选择与信道特性相匹配的信号调制方式。传输部分由发射模块和接收模块组成, 如图3所示。发射模块包括QPSK调制<sup>[11-12]</sup>、功率分配、V-OFDM、上变频调制和声波换能器; 接收模块包括接收传感器、放大电路、滤波放大电路、V-OFDM解调和下变频、QPSK解调、数据接收。本文中功率分配采取各子载波平均分配原则。

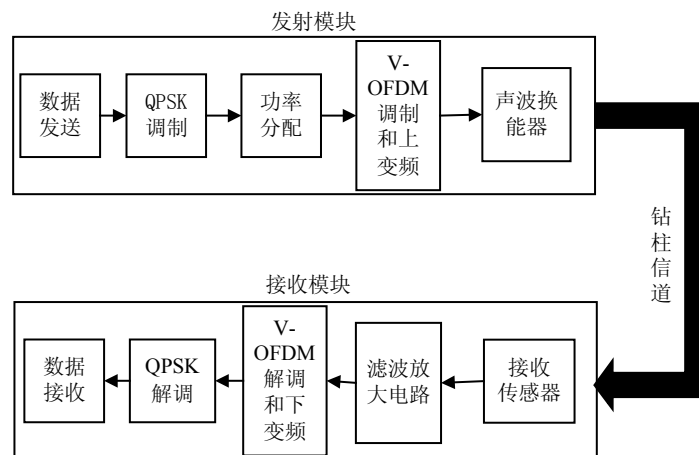


图3 随钻声波传输模型

## 2.2 V-OFDM调制技术

V-OFDM在OFDM基础上, 通过将多径信道矢量化多个子信道, 然后在每个发送矢量块中插入循环前缀, 加入循环前缀总数为OFDM的 $1/K$ , 减少了数据冗余。V-OFDM在接收端有和MIMO相同的接收形式, 利用了分集增益, 增加了系统鲁棒性。当 $K=1$ 时, V-OFDM退变为OFDM。

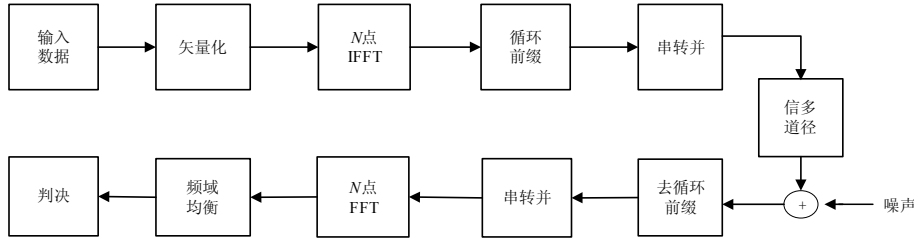


图4 V-OFDM系统框图

设  $\mathbf{X}_{1 \times KN} = [X(0), X(1), \dots, X(KN-1)]$  为发送的一组经过星座映射后的共  $KN$  个串行数据。 $\mathbf{X}_{1 \times KN}$  经过模块化处理变为:

$$\mathbf{X}_{K \times N} = [\mathbf{X}_{K \times 1}(0), \mathbf{X}_{K \times 1}(1), \dots, \mathbf{X}_{K \times 1}(N-1)] \quad (15)$$

式中,

$\mathbf{X}_{K \times 1}(n) = [X(Kn), X(Kn+1), \dots, X(Kn+K-1)]^T$ ,  $0 \leq n \leq N-1$ ,  $T$  为向量转置。 $\mathbf{X}_{K \times N}$  矩阵中第  $k$  行第  $n$  列元素表示为  $X_k(n) = X_{Kn+k}$ , 然后对  $\mathbf{X}_{K \times N}$  矩阵的每一行做  $N$  点 IFFT, 即得到矩阵  $\mathbf{x}_{K \times N}$  为:

$$\mathbf{x}_{K \times N} = [x_{K \times 1}(0), x_{K \times 1}(1), \dots, x_{K \times 1}(N-1)] \quad (16)$$

式中,  $\mathbf{x}_{K \times N}$  矩阵中第  $k+1$  行第  $n+1$  列元素表示为  $x_k(n) = x_{Kn+k}$ ,  $0 \leq k \leq K-1$ ,  $0 \leq n \leq N-1$ :

$$x_k(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \quad (17)$$

$\mathbf{x}_{K \times N}$  中每一列矢量  $\mathbf{x}_{K \times 1}(n) = [x_0(n), x_1(n), \dots, x_{K-1}(n)]$ 。

设多径信道最大时延为  $\Gamma$ , 则将  $\mathbf{x}_{K \times N}$  中最后  $C = \lceil \Gamma/K \rceil$  列作为循环前缀添加到  $\mathbf{x}_{K \times N}$  前面, 得到  $\mathbf{x}_{(K+C) \times N}$ 。最后对  $\mathbf{x}_{(K+C) \times N}$  做并转串, 然后将串行数据  $\mathbf{x}$  发射出去。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{1 \times (K+C)N} = & [x((N-C)K), x((N-C)K+1), \dots, \\ & x((N-1)K-1), x(0), x(1), \dots, x(K-1), \\ & x(K), x(K+1), \dots, x((N-1)K-1)] \end{aligned} \quad (18)$$

式中,  $x(m) = x_a(b)$ ,  $a = m - bK$ ,  $b = \text{mod}(m/K)$ ;  $\text{mod}$  为求余运算。

在接收端, 接收信号  $\tilde{r}(n)$  可以表示为:

$$\tilde{r}(l) = h(l) * x(l) + \eta(l) \quad (19)$$

式中,  $l = 0, 1, \dots, K(N+C)-1$ ;  $*$  为卷积;  $\eta(l)$  为传

输过程中加入的噪声。当OFDM符号矢量化为  $K \times 1$  的向量时, 多径ISI信道(多径延迟为  $\Gamma_1$ )被矢量化为  $K \times K$  维矩阵ISI信道。此时, 每个子信道的多径延迟  $\Gamma_2$  变为标量信道的  $1/K$ , 即  $\Gamma_2 = \Gamma_1/K$ , 矢量信道循环前缀长度  $L_2 = L_1/K$  ( $L_1$  为标量信道循环前缀长度, 且  $L_1 \geq \Gamma_1$ ), 满足  $L_2 \geq \Gamma_2$ 。图4为V-OFDM系统框图, 从图4中可以看到, V-OFDM在做IFFT之前, 先将输入数据矢量化。

输过程中加入的噪声。

由于多径效应, 接收信号  $\tilde{r}(l)$  在做FFT之前, 需要去掉循环前缀, 即  $\tilde{r}(l)$  中前  $K \times C$  个数, 得到:

$$r(l) = \tilde{r}(CK+l) \quad l = 0, 1, \dots, KN-1$$

然后将  $r(l)$  串并转换得到:

$$\mathbf{r}_{K \times N} = [r_{K \times 1}(0), r_{K \times 1}(1), \dots, r_{K \times 1}(N-1)]$$

其中,  $\mathbf{r}_{K \times N}$  矩阵第  $k+1$  行第  $n+1$  列元素表示为  $r_k(n) = r(nK+k)$ , 当  $0 \leq n \leq N-1$  时, 第  $n+1$  列元素表示为:

$$\mathbf{r}_{K \times 1}(n) = [r(Kn), r(Kn+1), \dots, r(Kn+K-1)]^T \quad (20)$$

对  $\mathbf{r}_{K \times N}$  的每一行做  $N$  点 FFT 变换, 得到  $\mathbf{Y}_{K \times N}$  矩阵, 其中第  $k+1$  行第  $n+1$  列元素表示为:

$$Y_k(n) = \sum_{m=0}^{N-1} r_l(n) \exp\left(\frac{-j2\pi Mk}{N}\right) \quad (21)$$

发送矩阵  $\mathbf{X}_{K \times N}$  第  $n+1$  列通过  $K$  维矢量 ISI 信道  $\mathbf{H}_K$  得到接收矩阵  $\mathbf{Y}_{K \times N}$  中第  $n+1$  列  $\mathbf{Y}_{K \times 1}(n)$ , 即:

$$\mathbf{Y}_{K \times 1}(n) = \mathbf{H}_K \mathbf{X}_{K \times 1}(n) + \boldsymbol{\eta}_{K \times 1}(n) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (22)$$

式中,  $\mathbf{H}_K$  为  $K \times K$  维矩阵;  $\boldsymbol{\eta}_{K \times 1}(n)$  为  $K \times 1$  维噪声矢量, 它的元素分布为均值为零, 方差为  $\sigma^2$  的高斯独立分布。

定义  $\mathbf{H}(z)$  如下:

$$\mathbf{H}(z) = \begin{bmatrix} h_0(z) & z^{-1}h_{K-1}(z) & \dots & z^{-1}h_1(z) \\ h_1(z) & h_0(z) & \dots & z^{-1}h_2(z) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{K-2}(z) & h_{K-3}(z) & \dots & z^{-1}h_{K-1}(z) \\ h_{K-1}(z) & h_{K-2}(z) & \dots & h_0(z) \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中,  $h_m(z) = \sum_l h(Kl+m)z^{-l}$ ,  $m = 0, 1, \dots, K-1$ 。  $\mathbf{H}_K$

与  $H(z)$  的关系为:

$$H_k = H(z)|_{z=\exp(j2\pi k/N)} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (24)$$

最后对接收矩阵  $Y_{K \times N}$  中的每一列进行频域均衡, 需从  $Y_{K \times 1}(n)$  中估计  $\hat{X}_{K \times 1}(n)$ , 在此选择最小二乘法(LS)<sup>[13]</sup>, 有:

$$\hat{X}_{K \times 1}(n) = (H_K)^+ Y_{K \times 1}(n) \quad (25)$$

式中,  $+$  代表伪逆。则  $(H_K)^+$  为:

$$(H_K)^+ = ((H_K^*)^T H_K)^{-1} (H_K^*)^T \quad (26)$$

式中,  $*$  表示共轭。同时噪声估计为:

$$\hat{\eta}_{K \times 1}(n) = (H_K)^+ \eta_{K \times 1}(n) \quad (27)$$

其分布为高斯分布。

### 2.3 发射电路与接收电路设计

随钻数据传输电路主要由发射电路和接收电路组成, 所选芯片均需要满足高温要求。发射电路主要对发送数据进行编码、调制、D/A变换、滤波、功率放大等处理, 接收电路主要完成对接收信号进行滤波、放大、A/D变换、解调、解码等处理。

发射电路工作流程如图5所示, 主要流程如下:

1) FPGA芯片(XC3S250E)接收来自井下各仪器数据(支持不同传输接口), 然后通过DSP将其有序存入外部SRAM(CY7C1049BV33)。

2) DSP芯片(TMS320C6713B)读取外部SRAM中的数据, 并进行星座映射, 然后做V-OFDM变换,

最后将变换后的数据送入D/A数模转换器(AD5546)。

3) 转换后的模拟信号通过带通滤波器(滤波电路由简单有源二阶带通滤波器组成), 然后进行功率放大。

4) 放大后的模拟信号通过激振器(JZK-2)产生激振力, 然后通过钻柱信道到达接收端。电源模块负责给电路各单元供电; Flash(M25P16)可以脱机其程序, 使其上电可以工作。看门狗(EM6323)可以监测DSP工作, 防止DSP进入死循环。

接收电路工作流程如图6所示, 主要流程如下:

1) 加速度传感器芯片(CA-YD-186)将接收钻杆信道上的机械力转换成电信号, 然后通过二阶带通滤波器, 最后进行功率放大。

2) 滤波放大后的信号通过模数转换器A/D(AD7985), 送入到FPGA(XC3S250E)。

3) DSP芯片(TMS320C6713B)读取FPGA处理后的数据, 进行解调和解码, SRAM(CY7C1049BV33)负责存储计算数据和最终结果。

4) 通过蓝牙(ZX-15MV2.13)传输已处理的数据到上位机, 进行最后地层数据反演, 完成随钻数据的上行传输。

5) 看门狗、Flash和电源模块完成和发射电路相同的功能。

随钻传输电路实物图如图7所示。

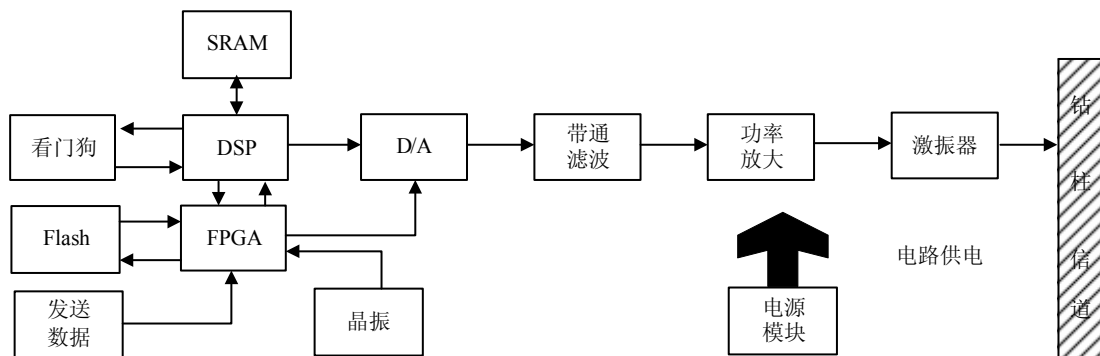


图5 发射电路流程图

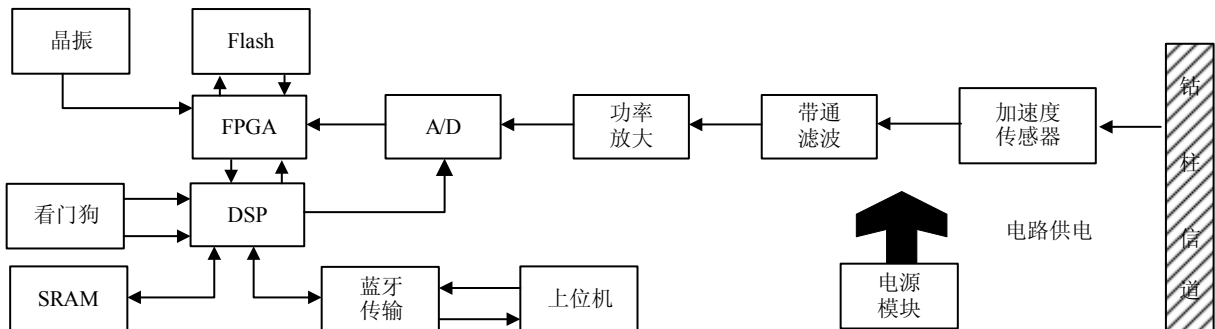


图6 接收电路流程图



图7 随钻传输电路实物图

### 3 仿真与实测结果分析

#### 3.1 周期性钻柱信道仿真和FIR逼近

仿真钻杆标准参数如表1所示。

表1 钻杆接箍标准尺寸

参数名	取值	参数名	取值
声波传播速度 $v/m \cdot s^{-1}$	5 130	接箍长度 $l/m$	0.24
钻杆接箍总长度 $L/m$	10.00	钻杆外径 $D/m$	0.120
钻杆内直径 $D_0/m$	0.108	接箍外直径 $d/m$	0.165
接箍内直径 $d_0/m$	0.095		

图8为钻杆级联时理论频谱特性和FIR滤波器逼近对比图, 图中纵轴幅度为输出与输入的比值。假设40根钻杆, 41根接箍的尺寸为高斯分布, 其中均值为表1中各个标准值, 标准差为各个标准值的4%。通过图8a中仿真幅频特性曲线可以看出, 1 500~1 600 Hz下, 多个频率衰减严重, 最大衰减超过80%; 0~1 350 Hz下有4个通带可以选择使用, 但通带内幅度高低不一。

图8b为350~650 Hz下信道幅频特性, 从图中可以看出420~620 Hz频带内, 没有出现频谱零点且FIR滤波器逼近效果较好。钻头噪声经过隔声体后, 再沿钻杆长距离衰减, 到达地面信号已经严重衰减, 此时主要噪声来自地表工作环境噪声, 大量实测数据显示地表噪声频率主要集中在0~400 Hz范围<sup>[14]</sup>。同时, 由于井下环境和功率限制, 发射换能器产生最大频率信号低于2 000 Hz, 因此, 选择420~620 Hz作为传输频带。最后通过FIR滤波器逼近, 可以得到较好通阻带间隔, 作为仿真实验平台。

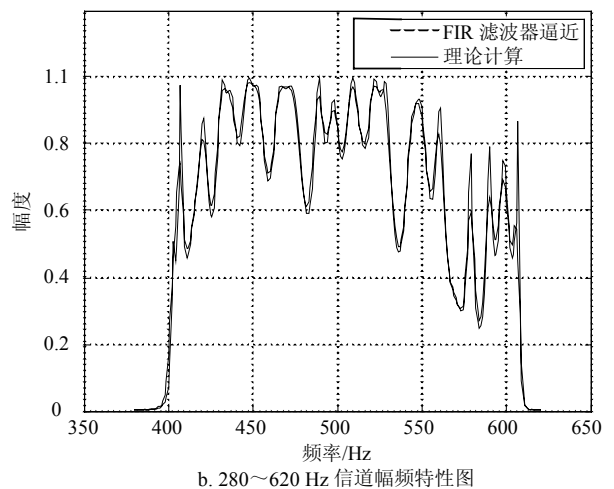
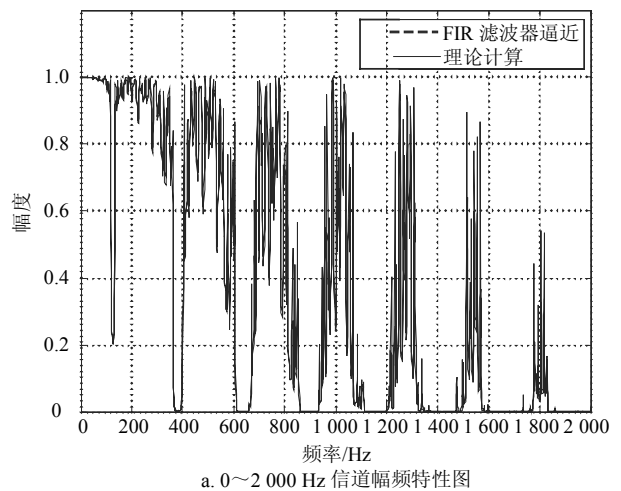


图8 40根钻杆级联0~2 000 Hz和280~620 Hz 信道幅频特性图

### 3.2 V-OFDM传输系统仿真

选择420~620 Hz作为信号传输频带,同时设各个子载波功率平均分配。考虑到实际中由于环境的影响以及钻杆不同程度的磨损,实际信道通带内可能出现深衰落,因此仿真时应予以考虑。钻柱信道最大多径时延约为 $\Gamma_{\max} = 0.1 \text{ s}^{[15]}$ 。通过 $L_{\text{order}} = 200$ 阶FIR滤波器逼近,则 $\Gamma_{\max} = L_{\text{order}} T_s$ , $T_s$ 为时域采样周期,V-OFDM子符号周期为 $T_{\text{symbol}} = KNT_s$ ,其中FFT变换点数 $N = 2000$ ,子载波间隔为 $\Delta f = 1/T_{\text{symbol}}$ 。仿真参数如表2所示。

表2 V-OFDM仿真参数表

参数名	取值	参数名	取值
时域采样周期 $T_s/\text{s}$	0.001	时域采样频率 $F_s/\text{Hz}$	2000
FFT变换点数 $N$	2000	多径延时采样点 $\Gamma_1$	200

仿真中采用QPSK调制解调, $K$ 值选择为1、2、4,其中 $K=1$ 时,V-OFDM退变为OFDM,此时加入的循环前缀最多,每个数据块加入 $\Gamma_1=200$ 个点,数据冗余比为 $\rho_1=50\%$ ;当 $K=2$ 时,每个数据块加入 $\Gamma_2=100$ 个点,数据冗余比为 $\rho_2=33.3\%$ ,同时传输效率增加2倍;当 $K=4$ 时,每个数据块加入 $\Gamma_4=50$ 个点,数据冗余比为 $\rho_4=20\%$ ,传输效率增加4倍。计算不同SNR下系统误码率(BER),得到图9的有无深衰落时传输误码率对比曲线。

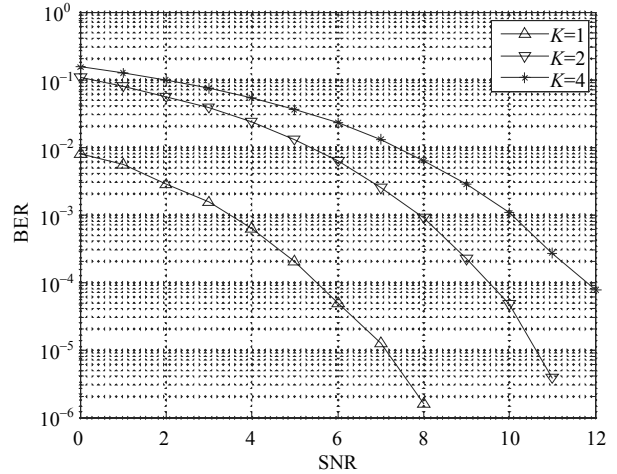
从图9a可以看出,当选择调制的带宽内没有出现深衰落即传输带宽内没有频谱零点,BER主要由SNR决定,其性能和在 Gaussian 白噪声信道下相同,选择QPSK时,BER为:

$$P_c = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (28)$$

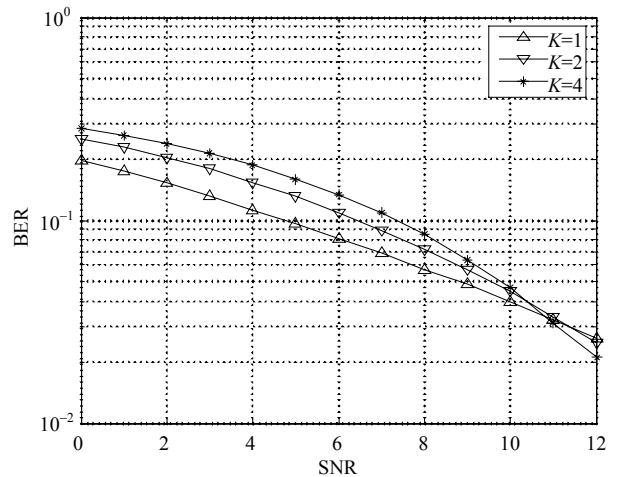
式中, $E_b$ 为比特能量。对于OFDM,当考虑到循环前缀,式(28)中 $E_b/N_0$ 应该由 $NE_b/(N+\Gamma)N_0$ 代替,而在V-OFDM中, $E_b/N_0$ 应该由 $KNE_b/(KN+\Gamma)N_0$ 代替。由 $Q$ 函数在 $[0,+\infty]$ 上递减,可得此时OFDM的BER大于V-OFDM。 $K$ 值越大,BER越高,其目的以牺牲部分BER来换取传输效率。

从图9b可以看出,当选择调制的带宽内出现深衰落即在传输带宽内出现多个频谱零点,当 $0 \leq \text{SNR} \leq 10$ 时,BER主要由SNR和信道深衰落共同导致,OFDM的BER和V-OFDM的BER可比,但V-OFDM循环前缀数减小了 $K$ 倍,减少了冗余数据;当 $10 \leq \text{SNR} \leq 12$ 时,BER随 $K$ 值的增加而减小,

由于分集增益,信道深衰落造成的误码对V-OFDM影响较小,此时V-OFDM性能强于OFDM。但随着 $K$ 值增大,计算复杂度增加,在井下恶劣环境下,电路设计难度加大,因此本文选择 $K=2$ 。

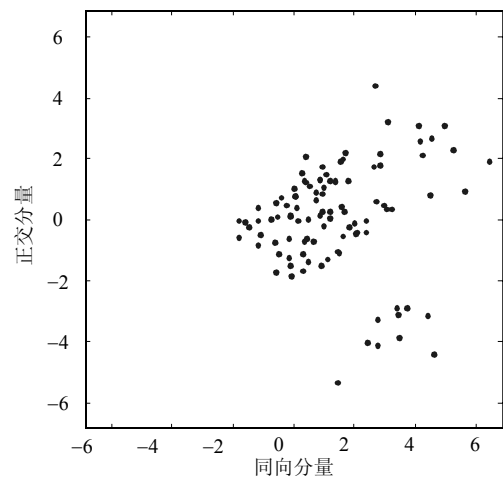


a. 无深衰落信道下 V-OFDM 性能对比图



b. 有深衰落信道下 V-OFDM 性能对比图

图9 有无深衰落时传输误码率对比曲线



a. SNR=0, K=2

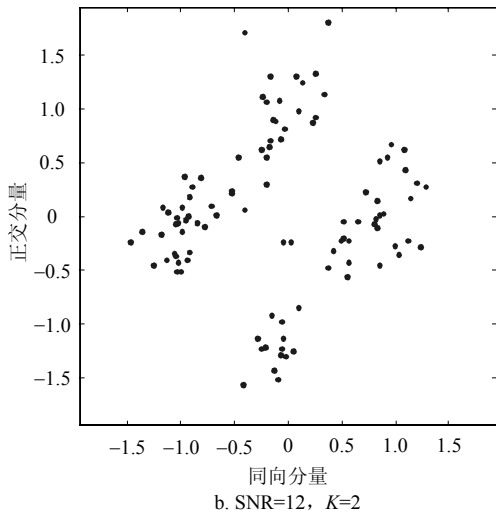


图10 两种信噪比下, 接收信号点星座分布图

图10为当  $K=2$  时, 两种信噪比下, 接收信号点星座分布图, 从图10a可以看出, 在  $SNR=0$  时, 星座点分布较为稀疏, 部分点偏离较大, 分布在2个星座区域交界处, 容易判决出错, 导致误码率变大。从图10b可以看出, 在  $SNR=12$  时, 星座点分布较为密集, 少数点受到噪声干扰而偏离, 因此此时传输误码率较低, 因此抑制噪声功率, 提高信噪比, 对传输性能提升有较好的效果。

### 3.3 实测结果分析

在实验室中选择4根钻杆级联, 信道总长度为 39.96 m, 误差为1%。此时, 同样选择420~620 Hz 作为信号传输频带。在上变频时, 分别选择420 Hz 和450 Hz 作为载波频率, 则传输频带分别为420~620 Hz 和450~650 Hz, 其中620~650 Hz 内, 信号将出现深衰落。发射端发送数据量为  $K \times 200 \times 50$ , 分别计算此时接收端无码数和误码率, 如表3所示。

表3 实测误码数和误码率

420~620 Hz	发送数据	误码数	误码率
1	10 000	7	$7 \times 10^{-4}$
2	20 000	59	$2.95 \times 10^{-3}$
4	40 000	237	$5.93 \times 10^{-3}$
450~650 Hz	发送数据	误码数	误码率
1	10 000	967	$9.67 \times 10^{-2}$
2	20 000	1 706	$8.53 \times 10^{-2}$
4	40 000	2 696	$6.64 \times 10^{-2}$

通过表3可以看出, 在无深衰落信道下, 当  $K=1$  时, 误码率最低, 当  $K$  值增大, 传输效率成倍增加, 数据冗余比大幅下降, 但误码率也会增加。在有深衰落信道下, 整体误码率会成倍增加, 但随着  $K$  增

大, 误码率会逐渐变小, 同时传输效率会大幅提升。实验结果误码率变化趋势和仿真结果一致。

## 4 结束语

本文通过对钻杆和接箍周期性级联结构的钻柱声波信道分析, 得到了通阻带交替出现的梳状频谱特性, 并使用FIR滤波器逼近, 搭建信道仿真平台, 得到了较好的效果。然后建立V-OFDM传输系统, 计算不同长度矢量块和不同质量信道下, 系统传输误码率。仿真和实测结果表明, 该方法可以增加深衰落信道下系统的鲁棒性, 在满足低误码率的同时, 降低冗余数据, 提高传输效率。

### 参 考 文 献

- [1] 王丽忱, 朱桂清, 甄鉴. 随钻测井数据传输技术新进展[J]. 石油科技论坛, 2014, 33(6): 42-45.  
WANG Li-chen, ZHU Gui-qing, ZHEN Jian. New progress in LWD data transmission technology[J]. Oil Forum, 2014, 33(6): 42-45.
- [2] 赵平, 郭永旭, 张秋海. 随钻测井技术新进展[J]. 国外测井技术, 2013(2): 7-13.  
ZHAO Ping, GUO Yong-xu, ZHANG Qiu-hai. Recent advances in logging while drilling[J]. World Well Logging Technology, 2013(2): 7-13.
- [3] DRUMHELLER D S. Acoustic properties of drill strings[J]. Acoust Soc Am, 1989, 85(3): 1048-1064.
- [4] 尚海燕, 周静, 燕并男. 声波钻杆信息及信息传输仿真研究[J]. 测井技术, 2015, 39(2): 165-170.  
SHANG Hai-yan, ZHOU Jing, YAN Bing-nan. On simulation of acoustic drill string channel and information transmission[J]. Well Logging Technology, 2015, 39(2): 165-170.
- [5] 高瑾. 基于OFDM的钻杆声波信道数据传输技术的研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.  
GAO Jin. Research on the data transmission technology of drillstring acoustic channel using OFDM[D]. Xi'an: Xidian University, 2014.
- [6] XIA Xiang-gen. Precoed and vector OFDM robust to channel spectral nulls and with reduced cyclic prefix length in single transmit antenna systems[J]. IEEE Transactions on Communication, 2001, 49(8): 1363-1374.
- [7] ZHANG Hong, XIA Xiang-gen. Iterative decoding and demodulation for single-antenna vector OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular, 2006, 4(55): 1447-1454.
- [8] HAN Cheng-gao, HASHIMOTO T, SUEHIRO N. Constellation-rotated vector OFDM and its performance analysis over rayleigh fading channels[J]. IEEE Transactions on Communication, 2010, 58(3): 828-838.
- [9] MUKHOPADHYAY A, KAR R, MANDAL D, et al. Optimal design of linear phase FIR band stop filter using particle swarm optimization with improved inertia weight



- technique[C]//Joint Conference on Computer Science and Software Engineering. Bangkok: IEEE, 2012: 168-173.
- [10] USTUN B, AVCI K. A new hybrid window based on cosh and hamming windows for nonrecursive digital filter design[C]//2015 23rd Signal Processing and Communications Applications Conference. Malatya: IEEE, 2015: 2282-2285.
- [11] PAPILAYA V N, SHONGWE T, VINCK A J H, et al. Selected subcarriers QPSK-OFDM transmission schemes to combat frequency disturbances[C]//International Symposium on Power Line Communication and Its Application. Beijing: IEEE, 2012: 200-205.
- [12] ZOU Bing-rong, YU Yu, HUANG Xi, et al. All-optical format conversion for multichannel QPSK signals[J]. Lightwave Technology, 2012, 3(31): 375-384.
- [13] LI Mei, WANG Xiang. QR decomposition-based LS channel estimation algorithm in MIMO-OFDM systems [C]//International Conference on Industrial Mechatronics and Automation. [S.l.]: IEEE, 2010, 2: 711-714.
- [14] SINANOVIC S. Limits of acoustic waveguide communication [D]. Houston, Texas: Rice University, 2006.
- [15] MEMARZADEH M. Optimal borehole communication using multicarrier modulation[D]. Houston, Texas: Rice University, 2007.

编辑 漆 蓉