

文章编号: 2095-4980(2015)06-0924-06

## 一种超高速移动图像传输系统的研究与仿真

刘 畅, 王劲涛, 阳 辉

(清华大学 电子工程系, 北京 100084)

**摘 要:** 针对超高速移动场景下进行图像传输的应用需求, 提出了一种适用于多普勒多径信道条件的宽带无线传输系统。分析了低空航行信道模型的特点, 基于时域同步正交频分复用(TDS-OFDM)技术, 合理设计帧结构, 采用低码率的短低密度奇偶校验(LDPC)码进行信道编码并使用正交相移键控(QPSK)调制, 结合信息辅助抗多普勒频移(IAADO)方法, 并对双伪随机噪声(PN)帧结构的信道估计与均衡策略进行理论推导与改进, 设计出能够适应多普勒多径信道条件的基带传输系统。在计算机仿真中, 本文提出的信道估计改进算法获得了 0.1 dB 的性能增益, 该传输系统在带有 1 kHz 多普勒、莱斯因子为 10 dB 的 6 径信道下, 利用 10 MHz 带宽传输 3 Mbps 的速率, 在信噪比为 -1.1 dB 时达到  $10^{-4}$  以下的误比特率, 能够满足超高速移动场景下图像或者视频的传输需求。

**关键词:** 无线通信; 时域同步正交频分复用; 信道估计; 多普勒; 快时变

**中图分类号:** TN911.5

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11805/TKYDA201506.0924

## Simulation for an ultra-high-speed mobile image transmission system

LIU Chang, WANG Jintao, YANG Hui

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** This paper presents a broadband wireless transmission system which is suitable for the multipath channel with Doppler, in order to meet the requirements of the image transmission in the ultra-high-speed mobile application. The characteristics of the low-altitude navigation channel model are studied and analyzed. Based on the Time-Domain Synchronous Orthogonal Frequency Division Multiplexing(TDS-OFDM) technology, the base band transmission system is designed for the multipath channel with Doppler, by properly designing the frame structure, using short Low Density Parity Check(LDPC) code with low code rate and Quadrature Phase Shift Keying(QPSK) modulation, combining with the Information Aided Anti Doppler Offset(IAADO) method and improving the channel estimation and equalization method for the dual PN(Pseudo Noise) frame structure. In the simulation, the proposed method of channel estimation has a gain of 0.1 dB. The transmission rate of the system can reach 3 Mbps by using 10 MHz bandwidth under the 6-path channel with 1kHz Doppler shift and 10 dB Rician factor, and the Bit Error Rate(BER) can be lower than  $10^{-4}$  at -1.1 dB Signal-to-Noise Ratio(SNR). The system enables an image or video transmission in the ultra-high-speed mobile application.

**Key words:** wireless communication; time-domain synchronous orthogonal frequency division multiplexing; channel estimation; Doppler; fast-varying

在宽带无线通信系统中, 根据一些特定应用场景的需求, 发射机或者接收机可能被装置在快速移动的设备上, 也就是收发两端具有较高的相对移动速度, 例如: 将飞行设备拍摄到的视频图像传回地面, 或者高速移动的工具进行宽带数据通信等等。这类应用场景通常需要考虑高速移动带来的一系列问题: 收发端相对移动产生的多普勒效应以及多径的存在会使得信道在时域和频域上都存在衰落, 信道参数具有快时变特性, 同时高速移动的物理条件也要求足够小的处理延时才能满足实际应用的需求。

正交频分复用(OFDM)技术将宽带信道划分成许多个频带很窄的子载波, 能够有效对抗多径信道的频率选择

性衰落，并且具有很高的频谱利用率，因此近年来被广泛地用于各种宽带无线通信系统中，比如地面数字电视广播等。OFDM 技术随着近年来的理论研究和实际应用也得到了一系列改进和发展。时域同步正交频分复用 (TDS-OFDM) 系统使用已知的伪随机训练序列代替传统的循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 作为 OFDM 符号之间的保护间隔，这样训练序列可以同时被用于同步和信道估计，进而提升 OFDM 系统的性能。一种基于频域伪随机噪声 (PN) 的时域训练序列的信道估计方法<sup>[1]</sup>，在保证信道估计准确度的同时大大简化了信道估计的计算复杂度，另外采用双 PN 帧结构可以简化训练序列用于信道估计时的迭代计算，使得 OFDM 可以适用于时频双选信道。

在移动场景下，多普勒频移会破坏传统 OFDM 系统子载波间的正交性<sup>[2-3]</sup>，因而导致性能严重下降。针对多普勒频移不大的情况，可以采用一种预编码的方法<sup>[4]</sup>来消除多普勒的影响。前人已有的研究工作提出了 OFDM 系统对于多普勒频移的估计方法<sup>[5-6]</sup>，以及利用先验信息对多普勒进行修正的方法<sup>[7]</sup>。根据本文需要针对的应用场景特点，多普勒频移将达到 kHz 量级，适用于几十 Hz 量级多普勒的改进方法便失去作用，然而信道存在明显的直射传播路径，因此利用已知的多普勒信息来修正主径频偏的方法可以用来改善系统性能。

另一方面，传统的 OFDM 信道估计算法中，通常假设信道参数在若干帧内保持不变。但在高速移动场景下，随着移动速度的提升，信道的快时变特性将使得不同帧的信道参数之间的变化不能忽略。针对快时变信道 OFDM 系统的信道估计策略，可以基于基本扩展模型 (Basis Expansion Model, BEM) 构造不同信道参数模型<sup>[8-10]</sup>来解决时变信道参数估计时的矩阵欠定问题。但对于使用时域训练序列的 TDS-OFDM 系统，相当于已知的导频序列集中在帧头的时隙内，直接用其估计出的信道参数与数据符号部分的信道参数会有一定误差。本文的研究工作从另一个角度考虑 TDS-OFDM 的帧结构特点，由于训练序列本身时长较短，那么训练序列可以被看作是对时变信道的一个采样。根据采样定理，当子帧长度足够小时，通过这些训练序列得到信道参数的矢量采样，便可以恢复出任意时刻所对应的信道参数。但对于实际应用场景，高速运动的物理特性要求延时尽量小才能满足具体应用的需求，因此不能等待所有的训练序列都被接收以后才进行后续处理。本文采用的方法只利用紧邻当前帧数据部分前后的帧头训练序列来实现时变信道估计算法，这是考虑了实际应用需求后，在算法精确度、算法复杂度以及处理延时之间的一种折中策略。本文的研究工作是希望在考虑了实际应用中延时和计算复杂度的限制下，找到一种适用于 TDS-OFDM 帧结构的快时变信道估计与均衡方法。

## 1 信道模型

本文的研究工作所针对的超高速移动应用场景，面对的是传输距离在几公里至十几公里范围、飞行高度为几百米的移动设备与地面设备之间的通信。因此，这种场景一般具有明显的视距 (Line-Of-Sight, LOS) 主径，并且由于地形或者周围环境因素存在着其他多径。飞行设备的移动速度大约在 120 m/s~200 m/s 范围内，如果取载频为 2 GHz，那么径向相对移动速度为 150 m/s 时所对应的主径多普勒频率约为 1 kHz。该应用场景可以对应于低空飞行无线信道<sup>[11]</sup>，即存在直射路径为主径的多普勒莱斯信道模型，其时域冲激响应的离散表达式为：

$$h(i, k) = a \cdot e^{j2\pi f_{D,LOS} k T_s} \cdot \delta(i T_s) + c \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j\theta_n} e^{j2\pi f_{D,n} k T_s} \delta(i T_s - \tau_n) \quad (1)$$

式中： $T_s$  为采样周期，延时  $\tau = i T_s$ ，时刻  $t = k T_s$ ； $a$  与  $c$  分别为主径幅度和旁径幅度，莱斯因子  $K = a^2 / c^2 \in [2, 20]$  dB；多径相位  $\theta_n$  服从  $[0, 2\pi)$  均匀分布；多径多普勒  $f_{D,n}$  服从 Jakes 谱；多径延时  $\tau_n$  服从指数分布。令  $u_n \sim U(0, 1)$ ，则有

$$\theta_n = 2\pi u_n \quad (2)$$

$$f_{D,n} = f_{D,max} \cos(\varphi_L + (\varphi_H - \varphi_L) u_n) \quad (3)$$

$$\tau_n = \tau_{slope} \ln(1 - u_n) \quad (4)$$

式中： $\varphi_H$  与  $\varphi_L$  分别为反射径最大最小入射角； $\tau_{slope}$  为延时衰减率；最大多普勒频移  $f_{D,max} = f_{D,LOS} \approx f_{RF} \cdot v / c$ ， $f_{RF}$  为射频载频， $v$  为收发端径向相对移动速度， $c$  为光速 (其中  $v \ll c$ )。

## 2 传输系统设计

### 2.1 系统参数与帧结构

参考 TDS-OFDM 系统，为了适应信道的快速时变特性，需要对每一帧进行相对独立的信道参数估计，因此

全部的数据子帧都采用双 PN 帧结构。数据帧结构见图 1。基带传输系统参数见表 1。

双 PN 结构中的 PN-1 与 PN-2 均为相同的训练序列，即采用值为  $(-1,1)$  的频域 PN 序列通过逆快速傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)变换到时域。合理设计的频域 PN 训练序列有利于提高频域信道估计的精确度以及减少信道估计的计算复杂度<sup>[1]</sup>，同时可以保证良好的时域相关性便于进行数据子帧的时域同步。

传输系统理论上占用信道带宽为：

$$BW = 2\,048 \times 5 \text{ kHz} = 10.24 \text{ MHz} \quad (5)$$

双 PN 帧结构能够应对的信道最大延时不能超过单个训练序列的长度，因此根据系统参数计算可以容忍的信道最大延时为：

$$\tau_{\max} = \frac{128}{2\,048 \times 5 \text{ kHz}} = 12.5 \mu\text{s} \quad (6)$$

另外，时域训练序列的信道估计方法不同于在频域插入导频的方式，在时域上可以近似看作是对信道参数的离散采样，可以估算该帧结构能够应对的最大信道参数变化速率约为：

$$\Delta f_m < \frac{1}{2} f_{\text{sample}} = \frac{1}{2} \times \frac{10.24 \text{ MHz}}{2\,304} \approx 2.22 \text{ kHz} \quad (7)$$

如果忽略用于粗同步的超帧头，根据上述的基带参数可以计算数据传输速率约为：

$$v_{\text{data}} \approx \frac{2\,048}{2\,304} \times 2 \text{ bit/symbol} \times 10.24 \text{ MHz} \times \frac{640}{3\,840} \approx 3.034 \text{ Mbps} \quad (8)$$

## 2.2 传输系统各模块说明

### 2.2.1 编码调制

编码与调制方式的选取主要考虑了实际应用场景需要低信噪比(SNR)门限以及低延时的要求。纠错码采用 1/6 码率的(3 840,640)低密度奇偶校验(Low Density Parity Check, LDPC)码，使用低码率的 LDPC 码可以降低 SNR 门限，同时短 LDPC 码也不会引入太大的编解码延时。符号调制采用格雷映射的正交相移键控(QPSK)，不采用高阶调制的原因也是为了压低 SNR 门限，并且正交相移键控(QPSK)解调可以很容易地获得对数似然比(Log Likelihood Ratio, LLR)，降低了调制解调的计算复杂度。但低码率牺牲了传输速率，并且短码对于突发错误的抵抗能力也不如长码。为了弥补短 LDPC 码的抗突发错误能力，符号交织采用  $48 \times 64$  的矩形交织器。

### 2.2.2 组帧

TDS-OFDM 传输系统的超帧同步头长度与数据帧长度相同，在超帧同步头内放入两段相同的已知序列，且两段序列延时  $1/2$  个帧长，在接收端即可用延时  $1/2$  个帧长的两个缓存计算复杂度较低的时域自相关来获得同步峰，进行信号的粗同步。数据子帧如前文帧结构部分所述，将频域 PN 序列通过 IFFT 变换得到时域训练序列，使用两个相同的时域训练序列作为数据帧的帧头；再将经过编码调制后的数据符号流分组为 2 048 一组，经过 IFFT 变换到时域，与帧头组成时域数据帧。为了提升子帧同步以及信道估计的准确性，将双 PN 帧头的功率提升为 DATA 部分的 2 倍，即双 PN 帧头的时域幅度乘以系数  $\sqrt{2}$ 。

### 2.2.3 信息辅助抗多普勒频移(IAADO)模块

信息辅助抗多普勒频移(IAADO)的基本原理<sup>[7]</sup>就是通过外系统或者先验信息得到收发两端的相对移动速度的估计值，即可在接收端乘以一个与多普勒频移相反的相位旋转因子，去除 LOS 主径大部分多普勒频移的影响。例如考虑只存在单径的理想情况，假设信道实际的多普勒频移为  $f_D$ ，通过测量或者先验信息得到的估计值为  $f_E$ ，那么直接接收到的信号可以表示为：

$$r(t) = x(t) \cdot e^{j2\pi f_D t} \quad (9)$$

经过 IAADO 模块修正后为：

$$y(t) = r(t) \cdot e^{-j2\pi f_E t} = x(t) \cdot e^{j2\pi(f_D - f_E)t} \quad (10)$$

那么消除大部分的多普勒频偏后，接收机的后续模块处理只需要消除误差  $(f_D - f_E)$  的频移即可。根据实际的具体应用环境，收发两端一般都可以得到比较准确的速度和角度的估计值，而主径残留的频偏以及多径造成的

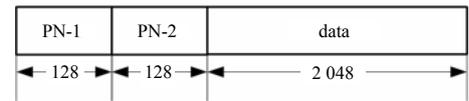


Fig.1 Data frame structure

图 1 数据子帧帧结构

表 1 传输系统基本参数

Table1 Basic parameters of transmission system

parameter	definition
subcarrier spacing	5 kHz
number of subcarriers	2 048
frame length	2 304
PN sequence length	128
data length	2 048
over sampling	4
interleaving	$48 \times 64$
channel coding	(3 840,640)LDPC
modulation	QPSK-Gray

多普勒扩展需要通过后续的信道估计与均衡等处理来进一步消除。

### 3 信道估计与均衡的改进策略

传输系统中信道估计与均衡模块考虑信道的时变特性，根据传统 TDS-OFDM 双 PN 帧结构策略进行改进。为了理论推导简便，假设一个数据帧长度的时间内信道冲激响应  $h(n)$  保持不变，从时域接收看，第  $k$  段接收信号  $r_k(n)$  看作是由第  $k$  段发射信号  $x_k(n)$  经过信道后的响应  $y_k(n)$ 、第  $k-1$  段信号的拖尾  $z_{k-1}(n)$  及噪声  $w_k(n)$  构成。

$$r_k(n) = y_k(n) + z_{k-1}(n) + w_k(n), n = 1, 2, \dots, N_k \quad (11)$$

$$y_k(n) = x_k(n) * h(n), n = 1, 2, \dots, N_k \quad (12)$$

$$z_k(n - N_k) = x_k(n) * h(n), n > N_k \quad (13)$$

为了准确重构频域符号序列<sup>[1]</sup>，需要在时域信号通过 FFT 变换到频域之前，把接收到的时域信号构建成对应的发射序列  $x_k(n)$  与信道冲激响应  $h(n)$  的循环卷积序列  $y_k^*(n)$ ，即：

$$y_k^*(n) = x_k(n) \otimes h(n) = y_k(n) + z_k(n) \quad (14)$$

由于噪声成分无法去除，则需要得到

$$y_k^*(n) + w_k(n) = r_k(n) - z_{k-1}(n) + z_k(n) \quad (15)$$

也就是将该段时域序列减去前一段时域序列的拖尾，再加上自身的循环拖尾。

由于采用了双 PN 帧结构，帧头中两段由频域 PN 经过 IFFT 变换构成的时域训练序列相同，那么对于帧头中第 2 段训练序列来说，其自身的拖尾与前一段训练序列的拖尾也就相同，因此有

$$\hat{r}_{k,PN2}(n) = r_{k,PN2}(n) = y_{k,PN2}^*(n) + w_{k,PN2}(n) \quad (16)$$

对于数据帧中 DATA 部分，则需要分别计算其自身的拖尾以及前一段训练序列的拖尾。利用当前帧与下一帧的帧头训练序列有

$$r_{k,PN2}(n) = y_{k,PN2}(n) + z_{k,PN1}(n) + w_{k,PN2}(n) \quad (17)$$

$$r_{k+1,PN1}(n) = y_{k+1,PN1}(n) + z_{k,DATA}(n) + w_{k+1,PN1}(n) \quad (18)$$

又因为所有的训练序列都相同，那么

$$y_{k,PN2}(n) = y_{k+1,PN1}(n) \quad (19)$$

$$z_{k,PN1}(n) = z_{k,PN2}(n) \quad (20)$$

$$r_{k+1,PN1}(n) - r_{k,PN2}(n) = z_{k,DATA}(n) - z_{k,PN2}(n) + w_{k+1,PN1}(n) - w_{k,PN2}(n) \quad (21)$$

第  $k$  帧的数据部分则可以表示为：

$$\hat{r}_{k,DATA}(n) = r_{k,DATA}(n) + r_{k+1,PN1}(n) - r_{k,PN2}(n) \quad (22)$$

$$\hat{r}_{k,DATA}(n) = y_{k,DATA}^*(n) + w_{k,DATA}(n) + w_{k+1,PN1}(n) - w_{k,PN2}(n) \quad (23)$$

需要注意的是，上述对于 DATA 部分的处理，也同时引入了额外的噪声项  $w_{k+1,PN1}(n)$  与  $w_{k,PN2}(n)$ ，相当于增加了双 PN 帧头长度的噪声进入 DATA 部分。因此在实际应用时，需要同时考虑传输信道的 SNR 与多径强度的大小，灵活选择是否使用上述的方法对 DATA 部分进行拖尾补偿处理。如果信道 SNR 较高并且信道多径较明显时，拖尾补偿处理带来的增益大于引入额外噪声的影响，那么就可以采用上述处理过程来改善系统性能；如果信道 SNR 较低并且信道旁径相对很小时，拖尾补偿处理引入的额外噪声对于重构频域数据符号是不利的，这种情况可以直接使用 DATA 部分时域序列进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)。

对于信道参数的估计采用当前帧和后一帧的训练序列共同完成，即将第  $k$  帧 DATA 部分前后 2 个帧头的 PN-2 训练序列做一个平均(相当于线性插值)

$$\hat{r}_{k,PN}(n) = \frac{\hat{r}_{k,PN2}(n) + \hat{r}_{k+1,PN2}(n)}{2} = y_{k,PN}^*(n) + \frac{w_{k,PN2}(n)}{2} + \frac{w_{k+1,PN2}(n)}{2} \quad (24)$$

这样相当于使得 PN 训练序列部分的噪声功率减小了一半，增加了信道估计的准确性。另外对于快时变信道而言，由于帧结构中 PN 与 DATA 在时域上是分离的，因此单用  $r_{k,PN2}(n)$  的估计结果来对 DATA 部分进行均衡是不准确的，DATA 部分实际的信道参数应该更接近于  $r_{k,PN2}(n)$  与  $r_{k+1,PN2}(n)$  二者估计结果的插值。所以从上述 2 种情况分析，用当前帧和后一帧的训练序列做平均来进行信道估计都是有益的。因此有

$$\hat{R}_{k,PN} = FFT(\hat{r}_{k,PN}(n) | n = 1, 2, \dots, N_{PN}) \quad (25)$$

又因为训练序列在频域上就是(-1,1)的 PN 序列，记为  $C_{PN}(n)$ ，那么有

$$\hat{H}_1 = \frac{\hat{R}_{k,PN}(n|n=1,2,\dots,N_{PN})}{C_{PN}(n|n=1,2,\dots,N_{PN})} = \hat{R}_{k,PN}(n|n=1,2,\dots,N_{PN}) \times C_{PN}(n|n=1,2,\dots,N_{PN}) \quad (26)$$

$$\hat{h}_1 = IFFT(\hat{H}_1) = IFFT(FFT(\hat{r}_{k,PN}) \times C_{PN}) \quad (27)$$

为进一步消除噪声对信道估计结果的干扰，将信道的初步估计结果  $H_1$  再转换到时域进行一次滤波。针对有 LOS 主径的应用场景，系统需要在低信噪比(0 dB 或者更低)下进行工作，那么主径外的其他多径分量很可能被淹没在噪声中，因此对于信道估计中的去噪滤波器部分，其滤除噪声的作用比筛出多径的作用更为重要。通过仿真测试了不同去噪滤波门限的误码性能，最终将滤波器门限设置为 9 dB，即去噪滤波器忽略掉功率低于主径 9 dB(此阈值记为  $P_{th}$ )的旁径，得到滤波后的信道时域响应  $h_2$ ，补零后再通过 FFT 转换到频域，即

$$\hat{h}_2(n) = \begin{cases} \hat{h}_1(n), & P(\hat{h}_1(n)) > P_{th} \cdot \max\{P(\hat{h}_1(n))|n=1,2,\dots,N_{PN}\} \\ 0, & P(\hat{h}_1(n)) < P_{th} \cdot \max\{P(\hat{h}_1(n))|n=1,2,\dots,N_{PN}\} \end{cases} \quad (28)$$

$$\hat{H}_2 = FFT(\hat{h}_2 \text{补零至 } n = N_{DATA}) \quad (29)$$

得到信道估计结果  $H_2$  后，对 DATA 部分进行频域均衡，重构出数据符号序列。

$$\hat{X}_{k,DATA} = \frac{FFT(\hat{r}_{k,DATA})}{\hat{H}_2} \quad (30)$$

信道估计与均衡实现结构图见图 2。

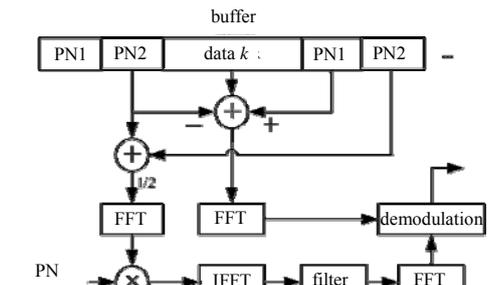


Fig.2 Channel estimation and equalization model  
图 2 信道估计与均衡模块示意图

### 4 仿真结果

通过计算机对前文所设计的传输系统进行了仿真测试。基带传输系统参数如表 1 所述，误码性能仿真中 LDPC 解码采用软判决译码，最大迭代次数为 50。仿真测试了基带传输系统在加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道、静态多径信道(ch I)以及高速移动多径信道(ch II)下的误码率曲线。其中，多径数量取为 6 径，多径最大延时为 12  $\mu$ s，高速移动时取多普勒频移为 1 kHz。图 3 对比了 2 种信道估计策略在静态多径信道和高速移动多径信道下的仿真结果，其中莱斯因子取 10 dB， $M_I$  为只使用当前帧帧头对数据部分进行信道估计的传统策略， $M_{II}$  为本文第 4 部分提出的信道估计改进策略；图 4 为采用信道估计改进策略的传输系统在不同莱斯因子的高速移动多径信道下的误码性能。

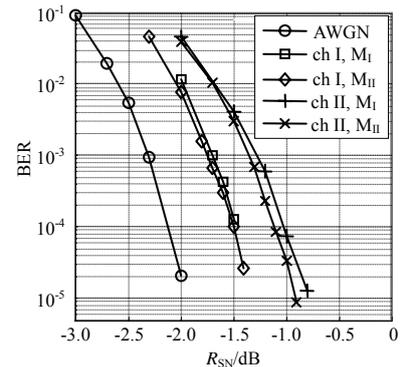


Fig.3 BER performance of traditional and improved channel estimation methods  
图 3 信道估计传统策略与改进策略的误码性能

从图 3 的仿真结果中可以看出：本文提出的信道估计改进策略相比传统的 TDS-OFDM 信道估计策略，在高速移动多径信道下大约有 0.1 dB 的性能增益，而在静态多径信道下只有微小的增益；改进策略在静态多径信道下，误码性能距离 AWGN 门限约为 0.6 dB，可以在  $R_{SN}=-1.4$  dB 时达到  $10^{-4}$  以下的误码率；在高速移动多径信道下，误码性能距离 AWGN 门限约为 1 dB，可以在  $R_{SN}=-1.1$  dB 时达到  $10^{-4}$  以下的误码率。另外，对于存在直视径的多径信道，莱斯因子越高说明主径越明显，莱斯因子越低则旁径的影响越强，可以反映多径信道条件的好坏。图 4 的仿真结果显示了在不同的莱斯因子下，所设计的传输系统在高速移动多径信道中的误码性能：莱斯因子为 2 dB 时，即低空飞行信道最恶劣条件，传输系统能够在  $R_{SN}=1.9$  dB 时达到  $10^{-4}$  以下的误码率；而莱斯因子为 20 dB 时，即低空飞行信道最好条件，传输系统能够在  $R_{SN}=-1.6$  dB 时达到  $10^{-4}$  以下的误码率。仿真结果反映了采用改进策略的传输系统可以很好地适应高速移动多径信道，能够在恶劣的信道条件下进行可靠的宽带无线传输，满足应用场景的通信需求。

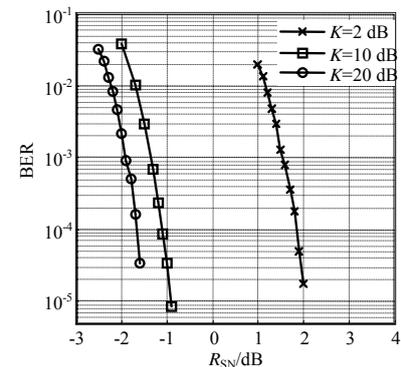


Fig.4 BER performance under different Rician factors  
图 4 不同莱斯因子下的误码性能

另一方面，信道估计与均衡模块进行了硬件实现，并在计算机下仿真了其延时性能。仿真结果显示，信道估计延时略大于 2 个数据帧长度，均衡延时小于 2 个数据帧长度，如果使用 10 MHz 时钟，那么信道估计与均

衡模块的理论延时约为 0.48 ms。对于实际的整体系统来说，相比图像或视频信源编解码延时，该模块的延时很小，符合实际应用的要求。

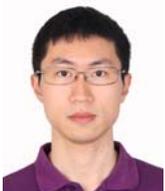
## 5 结论

本文针对超高速移动应用场景，基于 TDS-OFDM 设计了一种能够适应多普勒多径信道的超高速移动图像传输基带系统，并对双 PN 帧结构的信道估计与均衡算法进行了理论推导，得出了一种适应快时变信道的改进策略以及具体的实现结构。通过计算机仿真测试得到了所设计的超高速移动图像传输系统的误码性能，并验证了信道估计改进算法相比于传统信道估计算法在快时变信道下的性能增益。在实际应用中计算复杂度允许的条件下，本文提出的信道估计改进策略可以与其他时变信道估计算法相结合，算法性能还有进一步提升的空间。本文设计的基带传输系统通过了计算机仿真测试验证，为后续工作进行系统整体硬件实现或者类似的宽带移动传输系统设计提供了参考。

### 参考文献：

- [1] YANG Zhixing,WANG Xiaoqing,WANG Zhaocheng,et al. Improved channel estimation for TDS-OFDM based on flexible frequency-binary padding[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2010,56(3):418-424.
- [2] ZHAO Y,Haggman S G. Sensitivity to Doppler shift and carrier frequency errors in OFDM systems—the consequences and solutions[C]// IEEE 46th Vehicular Technology Conference. Atlanta,GA:IEEE, 1996:1564-1568.
- [3] Robertson P,Kaiser S. The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems[C]// IEEE 50th Vehicular Technology Conference. Amsterdam:IEEE, 1999:329-333.
- [4] Armstrong J,Grant P M,Povey G. Polynomial cancellation coding of OFDM to reduce intercarrier interference due to Doppler spread[C]// IEEE Global Telecommunications Conference. Sydney,NSW:IEEE, 1998:2771-2776.
- [5] HOU Zhanwei,ZHOU Yiqing,SHI Jinglin,et al. Doppler rate estimation for OFDM based communication systems in high mobility[C]// International Conference on Wireless Communications & Signal Processing. Hangzhou,China:IEEE, 2013:1-6.
- [6] ZHENG Yan,GU Xuemai,GUO Qing. A novel Doppler shift estimation algorithm for OFDM-based transform domain communication systems[C]// IEEE Military Communications Conference. Beijing:IEEE, 2008:1-7.
- [7] WU Xian,ZHANG Jun. Doppler frequency offset compensation using aid information for improving performance in aviation mobile broadband communication[C]// IEEE 4th International Wireless Communications Conference on Networking and Mobile Computing. Dalian,China:IEEE, 2008:1-4.
- [8] CHEN Shaoping,DAI Guangfa,RAO Wengui. A BEM for estimation of time-varying channels in OFDM[C]// WRI International Conference on Communications and Mobile Computing. Kunming,Yunnan,China:IEEE, 2009:256-259.
- [9] QI Fei,JU Yanhong,SUN Songlin,et al. BEM-based reconstruction of time-varying sparse channel in OFDM systems[C]// IEEE 78th Vehicular Technology Conference. Las Vegas,NV:IEEE, 2013:1-5.
- [10] 韩宜君,艾渤,王劲涛,等. 适用于高速移动场景的信道估计方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013,11(6):891-896. (HAN Yijun,AI Bo,WANG Jintao,et al. Channel estimation in high-speed mobile scenario[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013,11(6):891-896.)
- [11] 陈强,杨霄鹏,杨栋,等. 低空无线信道建模及其均衡技术研究进展[J]. 电讯技术, 2012,52(1):117-124. (CHEN Qiang, YANG Xiaopeng,YANG Dong,et al. Research progress of low-altitude wireless channel modeling and equalization techniques[J]. Telecommunication Engineering, 2012,52(1):117-124.)

### 作者简介：



刘 畅(1989-), 男, 成都市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为超高速移动宽带无线通信.email:lc\_1015@qq.com.

王劲涛(1978-), 男, 河北省邯郸市人, 博士, 副教授, 主要研究方向为宽带多媒体无线通信.

阳 辉(1967-), 男, 广西壮族自治区桂林市人, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为数字电视、电力线通信、可见光通信.