

基于迫零检测的分布式发射天线 V-BLAST OFDM 系统中的载波频偏补偿

邓 凯^{1,2}, 唐友喜², 邵士海²

(1. 四川师范大学物理与电子工程学院, 四川成都 610101; 2. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 610054)

摘 要: 在采用分布式发射天线的垂直贝尔实验室分层空时结构(V-BLAST)正交频分复用(OFDM)系统中,由于各发射天线与接收机之间的载波频偏(CFO)均可能不同,传统系统中针对单个频偏的简单补偿方法不再适用.不同于已有的使用高复杂度矩阵求逆运算的线性频域均衡方法,本文利用迫零(ZF)检测的固有特性,提出一种适用于低时延扩展多径信道的无需矩阵求逆运算的载波频偏补偿方法.仿真结果表明,在 ITU-R M.1225 信道模型的三种低时延扩展测试环境下,使用本文所提频偏补偿方法进行频偏补偿能有效改善系统误符号率(SER)性能.

关键词: 垂直贝尔实验室分层空时结构(V-BLAST); 正交频分复用(OFDM); 分布式发射天线; 载波频偏(CFO); 补偿; 迫零(ZF)检测

中图分类号: TN914 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2010)04-0776-05

Compensation of Carrier Frequency Offsets in V-BLAST OFDM Systems with Distributed Transmit Antennas Using Zero-Forcing Detection

DENG Kai^{1,2}, TANG You-xi², SHAO Shi-hai²

(1. School of Physics and Electronic Engineering, Sichuan Normal University, Chengdu, Sichuan 610101, China;

2. National Key Laboratory of Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: In Vertical Bell labs LAYered Space-Time (V-BLAST) Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems with distributed transmit antennas, since the Carrier Frequency Offsets (CFO) between the receiver and each transmit antenna are possibly different, the simple CFO compensation method used in conventional systems becomes invalid. Rather than the existing linear frequency-domain equalization method that involves computationally complex matrix inversions, we proposed a CFO compensation method without need for matrix inversion by exploiting the underlying characteristics of the Zero-Forcing (ZF) detection and assuming low delay spread of the multipath channel. Simulation results show that the Symbol Error Rate (SER) performance of the system is significantly improved by using the proposed CFO compensation method in the low delay spread cases of the three test environments in the ITU-R M.1225 channel model.

Key words: vertical Belm Labs layered space-time (V-BLAST); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); distributed transmit antennas; carrier frequency offset (CFO); compensation; zero-forcing (ZF) detection

1 引言

与单天线系统相比,垂直贝尔实验室分层空时结构(V-BLAST; Vertical Bell labs LAYered Space-Time)可以在不增加系统带宽的前提下显著提高数据传输速率^[1,2];而正交频分复用(OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技术能有效抵抗无线信道的多径效应^[3,4].因此,由 V-BLAST 与 OFDM 相结合而成的 V-BLAST OFDM 系统能够获得更高的容量和更好的性能^[5,6].另外,作为未来无线通信的另一项新兴技术,分布式发射天线系

统近年来也引起了广泛的研究兴趣^[7-9].

与单天线 OFDM 系统类似,分布式发射天线 V-BLAST OFDM 系统同样对载波频偏(CFO: Carrier Frequency Offset)非常敏感.载波频偏会破坏 OFDM 子载波间的正交性,产生载波间干扰(ICI: Inter-Carrier Interference),从而降低系统性能^[10].因此,在检测之前必须对频偏进行准确的估计和有效的补偿.在分布式发射天线 V-BLAST OFDM 系统中,各发射天线与接收机之间的频偏均可能不同^[11,12],即系统中会存在多个频偏,这使得频偏估计和补偿问题更为复杂.文献[11~15]讨论了多个

频偏的估计问题;另一方面,传统系统中针对单个频偏的简单补偿方法也不再适用.文献[16]针对分布式空时分组编码(STBC: Space-Time Block Coded) OFDM 系统提出了一种线性频域均衡方法来对多个频偏进行补偿,该方法经过简单修改可以直接应用于 V-BLAST OFDM 系统,但其需要进行大矩阵的求逆运算,计算复杂度很高.虽然文献[16]同时给出了一种较低复杂度的均衡算法,但它仅适用于频偏很小的情况并且仍然不能避免矩阵求逆运算.

本文研究采用迫零(ZF: Zero-Forcing)检测^[2]的分布式发射天线 V-BLAST OFDM 系统中的载波频偏补偿问题.不同于已有的使用高复杂度矩阵求逆运算的线性频域均衡方法,本文通过分析迫零检测的固有特性,提出一种适用于低时延扩展多径信道的无需矩阵求逆运算的载波频偏补偿方法,它能在迫零检测之后对每个空间复用子流分别进行频偏补偿.并通过计算机仿真给出所提频偏补偿方法在 ITU-R M.1225 信道模型^[17]的三种低时延扩展测试环境下的性能.

本文所使用的符号说明如下: \mathbf{A}^T 和 \mathbf{A}^\dagger 分别表示矩阵 \mathbf{A} 的转置和伪逆, $\text{diag}\{a_1, a_2, \dots, a_N\}$ 是以 a_1, a_2, \dots, a_N 为对角线元素的对角矩阵, $\mathbf{0}_N$ 为 $N \times N$ 的全零矩阵, \mathbf{I}_N 为 $N \times N$ 的单位矩阵, $E[A]$ 表示随机变量 A 的数学期望.

2 系统模型

考虑一个配置 M_T 个发射天线和 M_R 个接收天线的 V-BLAST OFDM 系统.我们假设发射天线分布在不同的地理位置而接收天线仍然集中于同一地理位置,这对应于单用户分布式天线系统的下行链路场景.这样,各发射天线与接收机之间的频偏均可能不同,而各接收天线与某一特定发射天线之间的频偏则都相同.我们同时假设信道和频偏在一个 OFDM 符号持续时间内保持不变^[13],且接收机已经通过信道估计和频偏估计准确知道信道和频偏.

从 M_T 个发射天线上发送的一个 OFDM 符号的时域采样信号向量 $\mathbf{x}(n)$ 由频域数据符号向量 $\mathbf{X}(k)$ 的 N 点快速傅立叶反变换 (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) 给出:

$$\mathbf{x}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}(k) e^{j2\pi nk/N}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中, $\mathbf{x}(n) = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_{M_T}(n)]^T$, $x_i(n)$ 为从第 i 个发射天线上发送的一个 OFDM 符号的时域采样信号; $\mathbf{X}(k) = [X_1(k), X_2(k), \dots, X_{M_T}(k)]^T$, $X_i(k)$ 为从第 i 个发射天线上发送的频域数据符号子流; N 为子载波数.为了避免符号间干扰 (ISI: Inter-Symbol Interference),通常还要在 OFDM 符号前加入长度为 N_g 的循环

前缀 (CP: Cyclic Prefix).

接收机在去掉 CP 之后,将对接收时域采样信号进行 N 点快速傅立叶变换 (FFT: Fast Fourier Transform) 以恢复频域数据.在存在多个频偏的情况下,FFT 的输出向量可表示为^[18]:

$$\mathbf{Y}(k) = \underbrace{\mathbf{H}(k) \mathbf{S}(0) \mathbf{X}(k)}_{\text{有用信号}} + \underbrace{\sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} \mathbf{H}(l) \mathbf{S}(l-k) \mathbf{X}(l)}_{\text{ICI}} + \mathbf{n}(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中, $\mathbf{Y}(k) = [Y_1(k), Y_2(k), \dots, Y_{M_R}(k)]^T$, $Y_j(k)$ 为第 j 个接收天线上的 FFT 输出; $\mathbf{H}(k)$ 表示第 k 个子载波上的信道矩阵,其元素 $\{\mathbf{H}(k)\}_{ji} = H_{ij}(k)$, $H_{ij}(k)$ 为第 i 个发射天线与第 j 个接收天线之间第 k 个子载波上的信道增益; $\mathbf{n}(k)$ 表示方差为 σ^2 的独立同分布 (i.i.d.: Independent and Identically Distributed) 零均值高斯白噪声向量.考虑多径瑞利 (Rayleigh) 衰落信道模型,则信道增益 $H_{ij}(k)$ 可建模为具有单位方差的零均值复高斯随机变量,同时我们假设各收发天线对之间的信道之间相互独立.

在式(2)的等式右侧,第一项为有用信号,第二项为 ICI, $\mathbf{S}(k) = \text{diag}\{S_1(k), S_2(k), \dots, S_{M_T}(k)\}$ 为 ICI 系数矩阵,其中 ICI 系数 $S_i(k)$ 可表示为^[18]:

$$S_i(k) = \frac{\sin\pi(k + \epsilon_i)}{N \sin \frac{\pi}{N}(k + \epsilon_i)} e^{j\pi(1 - \frac{1}{N})(k + \epsilon_i)} \quad (3)$$

其中 ϵ_i 为第 i 个发射天线与接收机之间的归一化频偏 (实际频偏与子载波间隔的比值).归一化频偏可表示成整数部分频偏 (IFO: Integer Frequency Offset) 与小数部分频偏 (FFO: Fractional Frequency Offset) 之和.由于 IFO 仅仅改变 FFT 输出的顺序而只有 FFO 会减小有用信号的幅度并产生 ICI^[19],因此我们这里只考虑 FFO,即假设 $|\epsilon_i| \leq 0.5$, $i = 1, 2, \dots, M_T$.

3 载波频偏补偿

不同于文献[16]中所提出的需要高复杂度矩阵求逆运算的线性频域均衡方法,这里我们通过分析迫零检测^[2]的固有特性,提出一种适用于低时延扩展多径信道的无需矩阵求逆运算的载波频偏补偿方法.

在 FFT 之后,接收机使用迫零检测来恢复原始数据符号,即将每个子载波上的信道矩阵的伪逆与 FFT 输出向量逐一相乘:

$$\hat{\mathbf{X}}(k) = \mathbf{H}^\dagger(k) \mathbf{Y}(k) = \mathbf{S}(0) \mathbf{X}(k) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} \mathbf{H}^\dagger(k) \mathbf{H}(l) \mathbf{S}(l-k) \mathbf{X}(l) + \mathbf{n}'(k) \quad (4)$$

其中, $\widehat{\mathbf{X}}(k) = [\widehat{X}_1(k), \widehat{X}_2(k), \dots, \widehat{X}_{M_T}(k)]^T$ 表示用于恢复第 k 个子载波上的原始数据符号向量的判决向量, $\mathbf{n}'(k) = \mathbf{H}^\dagger(k) \mathbf{n}(k)$ 为迫零检测后的噪声向量. 式(4)的第二个等式中的第二项为迫零检测后的 ICI, 它可视为由子流内 ICI 和子流间 ICI 两部分组成, 其中子流内 ICI 由 $\mathbf{H}^\dagger(k) \mathbf{H}(l)$ 的对角线元素贡献, 而子流间 ICI 由 $\mathbf{H}^\dagger(k) \mathbf{H}(l)$ 的非对角线元素贡献.

从式(3)我们可知, 只有位于当前考察子载波附近的若干个(这里用 q 表示, q 随频偏的增大而增大)子载波对其产生的 ICI 较为明显, 而距离较远的子载波所产生的 ICI 则可以忽略, 即有:

$$\mathbf{S}(l-k) \approx \mathbf{0}_{M_T}, |l-k| > q \quad (5)$$

因此式(4)可简化为:

$$\widehat{\mathbf{X}}(k) \approx \mathbf{S}(0) \mathbf{X}(k) + \sum_{|l-k| \leq q} \mathbf{H}^\dagger(k) \mathbf{H}(l) \mathbf{S}(l-k) \mathbf{X}(l) + \mathbf{n}'(k) \quad (6)$$

在低时延扩展多径信道环境下, 只要时延扩展足够小以致信道相干带宽远大于 $2q+1$ 个连续子载波所占带宽, 则可认为 $2q+1$ 个连续子载波上的信道频率响应近似平坦, 那么我们有:

$$\mathbf{H}(l) \approx \mathbf{H}(k), |l-k| \leq q \quad (7)$$

因此, 有:

$$\mathbf{H}^\dagger(k) \mathbf{H}(l) \approx \mathbf{I}_{M_T}, |l-k| \leq q \quad (8)$$

这样, 式(4)可进一步简化为:

$$\widehat{\mathbf{X}}(k) \approx \mathbf{S}(0) \mathbf{X}(k) + \sum_{|l-k| \leq q} \mathbf{S}(l-k) \mathbf{X}(l) + \mathbf{n}'(k) \quad (9)$$

上式可等效的分解为以下一组等式:

$$\widehat{X}_i(k) \approx S_i(0) X_i(k) + \sum_{|l-k| \leq q} S_i(l-k) X_i(l) + n_i'(k), \quad i = 1, 2, \dots, M_T \quad (10)$$

其中 $n_i'(k)$ 表示噪声向量 $\mathbf{n}'(k)$ 的第 i 个元素.

从式(10)中我们可以看出, 在低时延扩展多径信道环境下, 由于迫零检测的固有特性, 子流间 ICI 在迫零检测后被有效抑制. 这样, 各空间复用子流被分开, 且每个子流仅分别带有各自的子流内 ICI. 注意到式正是受单个频偏影响的 OFDM 符号的频域表达式, 于是现在我们就可用传统系统中针对单个频偏所使用的简单补偿方法对每个子流上的频偏分别进行补偿.

我们提出的载波频偏补偿方法包括以下三个步骤:

①使用 IFFT 将迫零检测后的每个子流的频域数据分别变到时域:

$$\widehat{x}_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \widehat{X}_i(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (11)$$

②通过将每个子流的时域数据分别与一个复指数信号相乘来对各自的频偏分别进行补偿:

$$\widehat{x}'_i(n) = \widehat{x}_i(n) e^{-j2\pi n \epsilon_i / N} \quad (12)$$

③使用 FFT 将频偏补偿后的每个子流的时域数据再分别变回频域, 得到用于恢复原始数据符号的判决变量:

$$\widehat{X}'_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \widehat{x}'_i(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (13)$$

可以看出, 以上步骤中并不涉及高复杂度的矩阵求逆运算. 该载波频偏补偿方法的框图如图 1 所示.

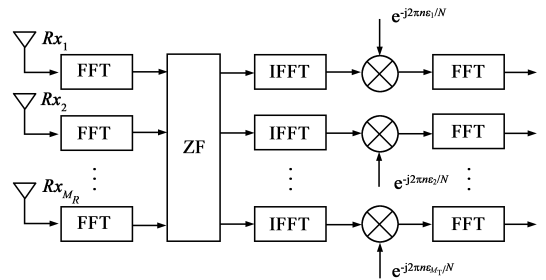


图1 载波频偏补偿方法框图

4 仿真结果

下面我们通过用计算机仿真考察频偏补偿对系统误符号率(SER: Symbol Error Rate)性能的影响来验证本文所提载波频偏补偿方法的性能. 考虑一个 2 发 2 收的 V-BLAST OFDM 系统, 即 $M_T = M_R = 2$; 调制方式采用正交相移键控(QPSK: Quadrature Phase Shift Keying); OFDM 相关参数依据 IEEE 802.16e 标准^[20]选择如下: $N = 256$, $N_g = \frac{N}{8} = 32$, 标称信道带宽为 1.75MHz, 对应子载波间隔约为 7.8kHz; 归一化频偏 $\{\epsilon_i\}$ 根据 $[-0.5, 0.5]$ 上的均匀分布随机产生, 即 $\epsilon_i \sim U[-0.5, 0.5]$. 我们选择 ITU-R M.1225 信道模型^[17]中的三种低时延扩展测试环境(即 channel A)来验证所提频偏补偿方法的性能. 这里信噪比(SNR: Signal to Noise Ratio)定义为 $\text{SNR} = M_T P /$

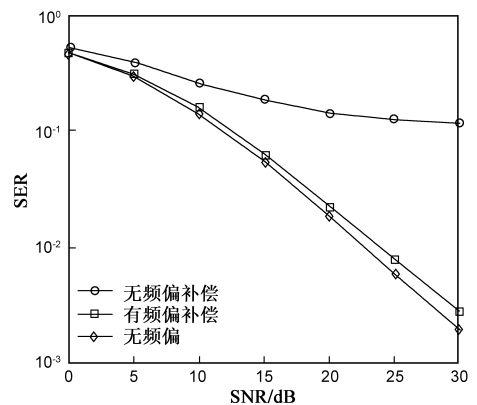


图2 室内测试环境下SER性能比较

σ^2 , 其中 $P = E[|X_i(k)|^2]$ 为数据符号的平均功率。

图 2, 图 3 和图 4 分别给出了在室内测试环境, 室外到室内步行测试环境以及车载测试环境的 channel A 信道模型下使用本文所提频偏补偿方法进行频偏补偿后的系统 SER 性能. 这三种测试环境下的信道根均方 (r. m. s.: Root Mean Square) 时延扩展分别为 35ns, 45ns 和 370ns. 作为比较, 图中同时也给出了不存在频偏情况下和存在频偏但并未进行频偏补偿情况下的相应 SER 性能曲线。

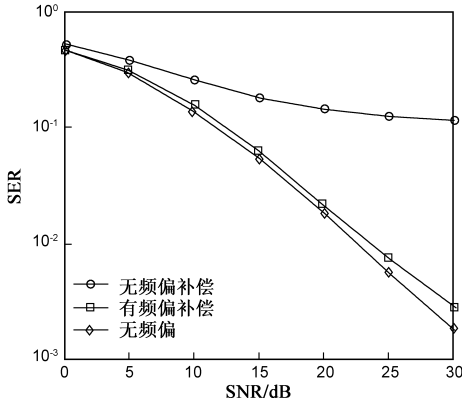


图3 室外到室内步行测试环境下SER性能比较

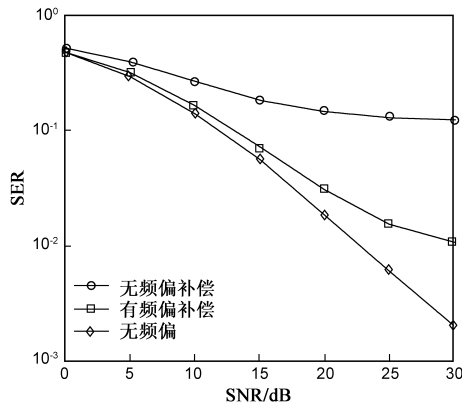


图4 车载测试环境下SER性能比较

从这些图中我们可以注意到以下几点:

(1) 与没有进行频偏补偿的情况相比, 使用所提频偏补偿方法进行频偏补偿后系统的 SER 性能得到了明显改善。

(2) 在室内测试环境与室外到室内步行测试环境下, 频偏补偿后的 SER 性能与不存在频偏时的 SER 性能非常接近, 基本消除了多个频偏对系统性能的影响. 这是因为这两种测试环境的 r. m. s. 时延扩展很小 (分别为 35ns 和 45ns), 能基本满足所提频偏补偿方法对信道平坦性的要求, 子流间 ICI 在迫零检测后得到了有效的抑制。

(3) 在车载测试环境下, 高 SNR 时出现了性能平台. 这是由于车载测试环境的 r. m. s. 时延扩展比前两

种测试环境要大得多 (为 370ns), 因此在 $2q + 1$ 个连续子载波上的信道频率响应不够平坦, 式 (7) 中的近似不够准确, 导致迫零检测未能有效抑制子流间 ICI 而造成系统性能下降。

5 结论

本文针对采用迫零检测的分布式发射天线 V-BLAST OFDM 系统, 提出了一种适用于低时延扩展多径信道的载波频偏补偿方法. 该方法利用迫零检测的固有特性, 避免了已有算法中所使用的高复杂度矩阵求逆运算. 仿真结果表明, 在 ITU-R M. 1225 信道模型的三种低时延扩展测试环境下, 使用本文所提频偏补偿方法进行频偏补偿能有效改善系统 SER 性能. 正如所预计的, 仿真结果同时显示所提频偏补偿方法的性能随信道多径时延扩展的增大而变差。

参考文献:

- [1] G J Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. Bell Labs Technical Journal, 1996, 1(2): 41 - 59.
- [2] A J Paulraj, R U Nabar, D Gore. Introduction to Space-Time Wireless Communications[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.
- [3] J A C Bingham. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come[J]. IEEE Communications Magazine, 1990, 28(5): 5 - 14.
- [4] B Hirosaki. An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform[J]. IEEE Transactions on Communications, 1981, 29(7): 982 - 989.
- [5] G L Stüber, J R Barry, S W McLaughlin, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications[J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2): 271 - 294.
- [6] H Bolcskei, D Gesbert, A J Paulraj. On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(2): 225 - 234.
- [7] S Zhou, M Zhao, X Xu, et al. Distributed wireless communication systems: a new architecture for future public wireless access[J]. IEEE Communications Magazine, 2003, 41(3): 108 - 113.
- [8] K J Kerpez. A radio access system with distributed antennas[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1996, 45(2): 265 - 275.
- [9] 孙德福, 唐友喜, 邵士海, 等. 一种分布式 MIMO 差分检测方法[J]. 电子学报, 2007, 35(10): 1980 - 1983.
Sun De-fu, Tang You-xi, Shao Shi-hai, et al. A differential detection scheme for distributed MIMO[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(10): 1980 - 1983. (in Chinese)
- [10] A N Mody, G L Stüber. Synchronization for MIMO OFDM systems[A]. Proceedings of IEEE Global Telecommunications Con-

ference (GLOBECOM)[C]. San Antonio, TX, 2001, 25 - 29.

- [11] T-H Pham, A Nallanathan, Y-C Liang. Joint channel and frequency offset estimation in distributed MIMO flat-fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(2): 648 - 656.
- [12] O Besson, P Stoica. On parameter estimation of MIMO flat-fading channels with frequency offsets[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(3): 602 - 613.
- [13] S Ahmed, S Lambotharan, A Jakobsson, et al. MIMO frequency-selective channels with multiple frequency offsets: estimation and detection techniques[J]. IEE Proceedings-Communications, 2005, 152(4): 489 - 494.
- [14] 谢玉堂, 姚瑶. 一种基于导频设计的 MIMO-OFDM 载波频偏估计方法[J]. 电子学报, 2006, 34(1): 110 - 113.
Xie Yu-tang, Yao Yao. Carrier frequency offset estimation in MIMO-OFDM systems based on pilots design[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(1): 110 - 113. (in Chinese)
- [15] K Deng, Y Tang, S Li. Frequency synchronization in distributed MIMO systems [A]. Proceedings of IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICC-CAS)[C]. Kokura, Fukuoka, Japan, 2007, 222 - 226.
- [16] Z Li, D Qu, G Zhu. An equalization technique for distributed STBC-OFDM system with multiple carrier frequency offsets [A]. Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)[C]. Las Vegas, NV, 2006, 839 - 843.
- [17] ITU-R M. 1225 - 1997. International Telecommunication Union, Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000[S].
- [18] D N Dào, C Tellambura. Inter-carrier interference self-cancellation space-frequency codes for MIMO-OFDM[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(5): 1729 - 1738.
- [19] Y H Kim, I Song, S Yoon, et al. An efficient frequency offset

estimator for OFDM systems and its performance characteristics[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2001, 50(5): 1307 - 1312.

- [20] IEEE P802.16e-2005. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems: Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands[S].

作者简介:



邓凯男, 1980年9月出生于四川宜宾。分别于2002年和2005年在电子科技大学获工学学士和工学硕士学位。现为四川师范大学物理与电子工程学院讲师。主要从事无线通信系统中的同步和检测技术等方面的研究工作。
E-mail: dengkai@uestc.edu.cn



唐友喜男, 1964年8月出生于河南潢川。教授、博士生导师、IEEE会员。1985年在中国人民解放军军械工程学院获工学学士学位, 1993年和1997年分别在电子科技大学获工学硕士和工学博士学位。现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室教授。主要从事无线通信系统中的信号处理等方面的研究工作。



邵士海男, 1980年7月出生于辽宁抚顺。讲师。分别于2003年和2008年在电子科技大学获工学学士和工学博士学位。现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室讲师。主要从事无线通信系统中的信号设计和检测技术等方面的研究工作。