

# 分布式V-BLAST OFDM中存在多个频偏时的信号检测

邓 凯, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 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, 因此必须在信号检测中考虑多个频偏的影响。该文利用迫零(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低复杂度频偏校正方法; 再针对其不足, 结合传统频偏校正方法, 提出了采用两次频偏校正的基于迫零的信号检测方法。仿真结果表明, 在低时延扩展信道下, 该文所提频偏校正方法能有效消除多个频偏对系统性能的影响; 且在时延扩展较大时, 采用两次频偏校正的信号检测方法能进一步改善系统性能。

**关键词** 载波频偏; 校正; 信号检测; 分布式发射天线; V-BLAST; 迫零

中图分类号 TN914

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.04.008

## Detection in Distributed V-BLAST OFDM with Multiple Frequency Offsets

DENG Kai and TANG You-xi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**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 (CFOs) between the receiver and each transmit antenna are possibly different, the effects of multiple CFOs should be taken into account in detection. This paper first proposes a low-complexity CFO correction method for low delay spread channels by exploiting the underlying characteristics of zero-forcing (ZF) detection; and then proposes a ZF based detection method involving two CFO correction processes by combining the proposed CFO correction method with the conventional one. Simulation results show that the proposed CFO correction method can effectively eliminate the effects of multiple CFOs in low delay spread channels; while in channels with larger delay spread the proposed detection method involving two CFO correction processes can further improve the system performance.

**Key words** carrier frequency offsets; correction; detection; distributed transmit antennas; V-BLAST; zero-forcing

与单天线单载波系统相比, 垂直贝尔实验室分层空时结构(V-BLAST)正交频分复用(OFDM)系统可以在不增加系统带宽的前提下显著提高数据传输速率, 并能有效抵抗无线信道的多径效应<sup>[1]</sup>。而作为未来无线通信的另一项新兴技术, 分布式发射天线近年来也引起了广泛的研究兴趣<sup>[2]</sup>。

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)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), 从而降低系统性能。因此, 必须在检测前对频偏进行准确的估计, 并在检测中消除其影响。在分布式发射天线V-BLAST OFDM系统中, 由于各发射天线分布在不同的地理位置, 它们与接收机之间的频偏均可能不同<sup>[3]</sup>, 因此系统中将

存在多个频偏。文献[3-4]讨论了分布式发射天线系统中多个频偏的估计问题; 文献[5]针对存在多个频偏的分布式发射天线空时分组编码(space-time block code, STBC)的OFDM系统提出了一种检测方法, 该方法经过简单修改可以直接应用于V-BLAST OFDM系统, 但其涉及大矩阵的求逆运算, 复杂度较高。

本文针对存在多个频偏的分布式发射天线V-BLAST OFDM系统, 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低复杂度频偏校正方法; 并针对其不足, 结合传统频偏校正方法, 提出一种采用两次频偏校正的基于迫零的信号检测方法, 在信道时延扩展较大时能进一步改善系统性能。本文还通过计算

收稿日期: 2008-12-29; 修回日期: 2009-03-24

基金项目: 国家自然科学基金(60832007, 60572090, 60602009, 60902027)

作者简介: 邓 凯(1980-), 男, 博士, 主要从事无线通信中的同步与检测技术方面的研究。

机仿真给出了本文方法在ITU-R M.1225信道模型<sup>[6]</sup>的两种不同时延扩展测试环境下的性能。

## 1 系统模型

针对一个配置  $M_T$  个分布式发射天线和  $M_R$  个集中式接收天线的V-BLAST OFDM系统,从  $M_T$  个发射天线上发送一个OFDM符号的时域采样信号向量  $\mathbf{x}(n)$ ,由频域数据符号向量  $\mathbf{X}(k)$  的快速傅里叶反变换(IFFT)有:

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

式中  $\mathbf{x}(n)=[x_1(n),x_2(n),\dots,x_{M_T}(n)]^T$ ,  $x_i(n)$  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。为避免符号间干扰,通常还要在OFDM符号前加入长度为  $N_g$  的循环前缀(CP)。

接收机在去掉CP之后,将通过快速傅里叶变换(FFT)对接收时域采样信号向量  $\mathbf{y}(n)$  进行解调。在存在多个频偏的情况下,FFT的输出向量可表示为<sup>[7]</sup>:

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

式中  $\mathbf{Y}(k)=[Y_1(k),Y_2(k),\dots,Y_{M_R}(k)]^T$ ,  $Y_j(k)$  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  $\{\mathbf{H}(k)\}_{ij} = H_{ij}(k)$ ,  $H_{ij}(k)$  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。本文考虑多径瑞利(Rayleigh)衰落信道模型,并假设各发射天线与接收天线对之间的信道相互独立;  $\mathbf{n}(k)$  表示方差为  $\sigma^2$  的独立同分布(i.i.d.) 零均值高斯白噪声向量;  $\mathbf{S}(k) = \text{diag}\{S_1(k),S_2(k),\dots,S_{M_T}(k)\}$  为ICI系数矩阵,其中ICI系数  $S_i(k)$  可表示为<sup>[7]</sup>:

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

式中  $\varepsilon_i$  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)。由于只有频偏的小数部分会产生ICI<sup>[8]</sup>,因此本文只考虑小数频偏,即假设  $|\varepsilon_i| \leq 0.5$ ,  $i=1,2,\dots,M_T$ 。

在FFT之后,接收机使用迫零检测分离原始数据符号子流,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:

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

式中  $\widehat{\mathbf{X}}(k)=[\widehat{X}_1(k),\widehat{X}_2(k),\dots,\widehat{X}_{M_T}(k)]^T$  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;  $\mathbf{n}'(k) = \mathbf{H}^\dagger(k)\mathbf{n}(k)$  为迫零后的噪声向量;

$\sum_{l=0,l \neq k}^{N-1} \mathbf{H}^\dagger(k)\mathbf{H}(l)\mathbf{S}(l-k)\mathbf{X}(l)$  为迫零后的ICI,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。

## 2 存在多个频偏时的信号检测方法

包含两次频偏校正的基于迫零的信号检测方法,其核心是迫零前频偏校正和迫零后频偏校正两次频偏校正过程。首先在迫零之前利用文献[9]得出的最优频偏校正时在时域进行初始频偏校正,使残留频偏尽可能地减小;然后在迫零之后再利用本文所提出的一种新的低复杂度频偏校正方法对残留频偏进行进一步校正。下面分别介绍迫零前频偏校正和迫零后频偏校正方法,指出各自的不足,并将两者结合起来给出采用两次频偏校正的信号检测方法。

### 2.1 迫零前频偏校正

为了在迫零前进行频偏校正,需要将每个接收天线上的接收时域采样信号与一个时域复指数信号  $\exp(-j2\pi n\varepsilon_0/N)$  相乘,其中  $\varepsilon_0$  为频偏校正值。

文献[9]在考虑大尺度衰落和多径瑞利衰落的情况下,通过最大化迫零前的平均信干噪比(SINR)得到最优频偏校正值。不失一般性,根据本文系统模型,不考虑大尺度衰落,采用文献[9]的推导方法可以得到最优频偏校正值为:

$$\begin{cases} \varepsilon_{0,\text{opt}} = \arg \max_{\varepsilon_0} \sum_{i=1}^{M_T} \text{sinc}^2(\varepsilon_i - \varepsilon_0) \\ \text{s.t. } \min\{\varepsilon_i\} \leq \varepsilon_{0,\text{opt}} \leq \max\{\varepsilon_i\} \end{cases} \quad (5)$$

式(5)有以下闭合解:

$$\varepsilon_{0,\text{opt}} = \frac{1}{M_T} \sum_{i=1}^{M_T} \varepsilon_i \quad (6)$$

即最优频偏校正值等于各发射天线频偏的平均值。

在频偏校正后,系统的残留频偏为  $\varepsilon_i - \varepsilon_{0,\text{opt}}$ ,  $i=1,2,\dots,M_T$ 。利用最优频偏校正值进行频偏校正可以使残留频偏尽可能地减小,但并不能完全消除

多个频偏的影响, 特别是在各发射天线频偏之差较大时性能较差, 因此还需要采用其他方法对残留频偏进行进一步校正。

### 2.2 迫零后频偏校正

不同于文献[5]所提出的需要高复杂度矩阵求逆运算的检测方法, 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低复杂度频偏校正方法。

从式(3)可知, 只有位于当前考察子载波附近的若干个子载波(用 $q$ 表示,  $q$ 值随频偏的增大而增大)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:

$$S(l-k) \approx \mathbf{0}_{M_T} \quad |l-k| > q \quad (7)$$

式中  $\mathbf{0}_{M_T}$  表示全零矩阵。因此式(4)可简化为:

$$\hat{\mathbf{X}}(k) \approx \mathbf{S}(0)\mathbf{X}(k) + \sum_{|l-k| \leq q} \mathbf{H}^\dagger(k)\mathbf{H}(l)\mathbf{S}(l-k)\mathbf{X}(l) + \mathbf{n}'(k) \quad (8)$$

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, 则有:

$$\mathbf{H}(l) \approx \mathbf{H}(k) \quad |l-k| \leq q \quad (9)$$

因此:

$$\mathbf{H}^\dagger(k)\mathbf{H}(l) \approx \mathbf{I}_{M_T} \quad |l-k| \leq q \quad (10)$$

式(8)可进一步简化为:

$$\hat{\mathbf{X}}(k) \approx \mathbf{S}(0)\mathbf{X}(k) + \sum_{|l-k| \leq q} \mathbf{S}(l-k)\mathbf{X}(l) + \mathbf{n}'(k) \quad (11)$$

或等效为:

$$\hat{X}_i(k) \approx S_i(0)X_i(k) + \sum_{|l-k| \leq q} S_i(l-k)X_i(l) + n'_i(k) \quad (12)$$

式中  $n'_i(k)$  表示噪声向量 $\mathbf{n}'(k)$ 的第 $i$ 个元素。

从式(12)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在迫零后被有效抑制, 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。式(12)正是受单个频偏影响的OFDM符号的频域表达式, 可用传统系统中针对单个频偏所使用的简单频偏校正方法, 对每个子流上的频偏分别进行校正。由于频偏校正是在时域进行的, 因此需要先将频域数据再次变到时域, 进行频偏校正后再重新变回频域, 该过程不涉及高复杂度的矩阵求逆运算。

本文的频偏校正方法是针对低时延扩展信道提出的, 要求时延扩展足够小, 以致 $2q+1$ 个连续子载波上的信道频率响应近似平坦, 而 $q$ 值随频偏的增大而增大, 因此, 频偏越大该方法对信道平坦性的要求越严格, 即在信道时延扩展较大时性能越差。如果在迫零之前先用前面所介绍的最优频偏校正进行一次初始频偏校正, 就可以尽可能地减小频偏, 减小 $q$ 值, 从而进一步改善迫零后频偏校正方法在信道时延扩展较大时的性能。

### 2.3 采用两次频偏校正的信号检测方法

根据以上分析, 为了弥补迫零前频偏校正和迫零后频偏校正各自的不足, 本文将它们结合起来, 提出一种采用两次频偏校正的信号检测方法, 如图1所示。

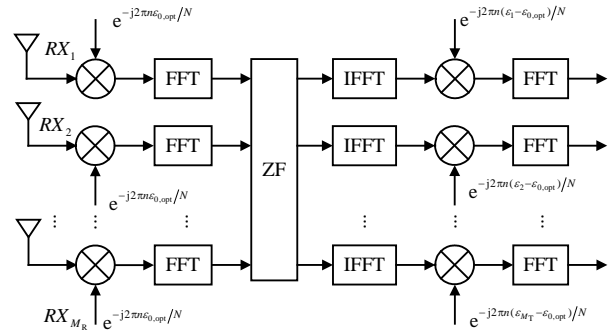


图1 信号检测方法框图

## 3 仿真结果

通过计算机仿真考察系统误符号率(SER)验证本文所提信号检测方法的性能。考虑一个两发两收的V-BLAST OFDM系统, 即 $M_T = M_R = 2$ ; 调制方式采用正交相移键控(QPSK); OFDM相关参数依据IEEE 802.16e标准<sup>[10]</sup>选择为 $N=256$ ,  $N_g = N/8 = 32$ , 标称信道带宽为1.75 MHz, 对应子载波间隔约为7.8 kHz; 归一化频偏 $\{\epsilon_i\}$ 根据 $[-0.5, 0.5]$ 上的均匀分布随机产生, 即 $\epsilon_i \sim U[-0.5, 0.5]$ ; 信道采用ITU-R M.1225信道模型<sup>[6]</sup>中的室内和车载两种测试环境的channel A模型; 信噪比定义为 $SNR = M_T P / \sigma^2$ , 其中 $P = E[|X_i(k)|^2]$ 为数据符号的平均功率。

图2和图3分别给出了在室内测试环境和车载测试环境的channel A信道模型下, 本文所提信号检测方法的SER性能。这两种测试环境的信道根均方(r.m.s.)时延扩展分别为35 ns和370 ns。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任何频偏校正情况下, 采用常规迫零检测的相应SER性能曲线。

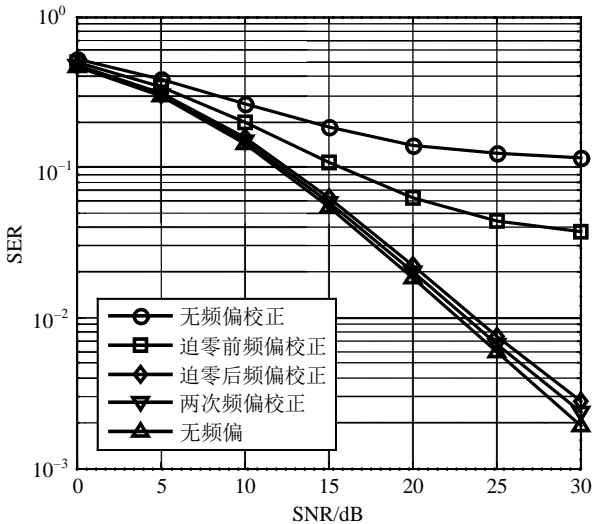


图2 室内测试环境下的检测性能比较

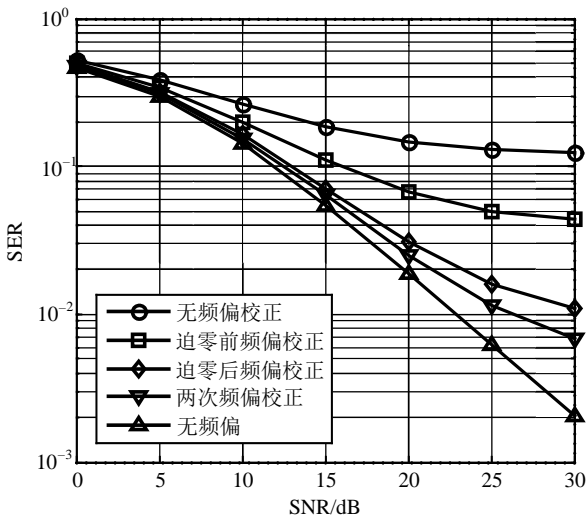


图3 车载测试环境下的检测性能比较

从图中可以得出以下结论: (1) 与没有进行任何频偏校正的情况相比, 仅采用迫零前频偏校正可以使系统性能得到一定的改善, 但由于不能完全消除多个频偏的影响, 因此改善程度有限。(2) 在室内测试环境下, 仅采用迫零后频偏校正就可以达到与不存在频偏情况下非常接近的性能, 基本消除频偏对系统性能的影响, 这是因为该测试环境的时延扩展很小, 能基本满足迫零后频偏校正方法对信道平坦性的要求, 此时在迫零前进行初始频偏校正已无太大必要。(3) 在车载测试环境下, 由于时延扩展比室内测试环境要大得多, 已不能满足迫零后频偏校正方法对信道平坦性的要求, 导致迫零不能有效抑制子流间ICI, 从而出现性能平台, 采用两次频偏校正就可以使系统性能得到进一步的改善。

## 4 结 论

本文讨论了分布式发射天线V-BLAST OFDM系统中存在多个载波频偏时的信号检测问题。提出了一种适用于低时延扩展多径信道的低复杂度频偏校正方法, 针对其不足提出了一种采用两次频偏校正的信号检测方法。仿真结果表明, 在低时延扩展信道下, 本文方法能有效消除多个频偏对系统性能的影响; 且在时延扩展较大时, 采用两次频偏校正的信号检测方法能进一步改善系统性能。

## 参 考 文 献

- [1] STÜBER G L, BARRY J R, MCLAUGHLIN S W, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications[J]. Proc IEEE, 2004, 92(2): 271-294.
- [2] ZHOU S D, ZHAO M, XU X B, et al. Distributed wireless communication systems: a new architecture for future public wireless access[J]. IEEE Commun Mag, 2003, 41(3): 108-113.
- [3] PHAM T H, NALLANATHAN A, LIANG Y C. Joint channel and frequency offset estimation in distributed MIMO flat-fading channels[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2008, 7(2): 648-656.
- [4] DENG K, TANG Y X, LI S Q. Frequency synchronization in distributed MIMO systems[C]//Proc IEEE ICCAS. Kokura, Fukuoka, Japan: IEEE, 2007: 222-226.
- [5] LI Z, QU D M, ZHU G X. An equalization technique for distributed STBC-OFDM system with multiple carrier frequency offsets[C]// Proc IEEE WCNC. Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2006: 839-843.
- [6] ITU-R M.1225-1997. Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000[S]. International Telecommunication Union, 1997.
- [7] ĐÀO D N, TELLAMBURA C. Intercarrier interference self-cancellation space-frequency codes for MIMO-OFDM [J]. IEEE Trans Veh Technol, 2005, 54(5): 1729-1738.
- [8] KIM Y H, SONG I, YOON S, et al. An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2001, 50(5): 1307-1312.
- [9] DENG K, TANG Y X, SUN K, et al. Carrier frequency offset compensation for distributed MIMO OFDM Systems [C]// Proc IEEE VTC-Fall. Calgary, Canada: IEEE, 2008: 1-4.
- [10] 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]. IEEE, 2005.