

VMIMO-OFDM 系统精频偏估计算法的研究^①

姜 建^② 邱云周 王营冠 刘海涛

(中科院上海微系统与信息技术研究所无线传感网与通信重点实验室 上海 200050)

摘 要 在对多种可应用于 VMIMO-OFDM 系统的频偏估计方法的性能和效率进行分析的基础上,针对基于 VMIMO-OFDM 的无线传感器网络中的精频偏估计问题,提出了一种在频域进行频偏估计的算法。同时,针对基于 VMIMO-OFDM 的无线传感器网络应用于瑞利衰落严重的环境时不同的导频子载波上频偏估计的误差差异较大的问题,提出了一种基于信道统计信息(CSI)加权的精频偏估计算法,该方法对各个子载波上的频偏估计结果进行加权平均,可使估计误差最小化。理论分析和仿真结果均表明,新提出的算法在高斯信道和多径信道中均有更优的性能。

关键词 VMIMO-OFDM, 频偏估计, 无线传感器网络, 基于 CSI 加权

0 引 言

无线传感器网络(wireless sensor network)是一种能量受限的网络,在其很多应用中,传感器节点的电池更换是很困难甚至是不现实的,因此使传感器节点能耗最小化是非常重要的。文献[1]构造了一种利用多个传感器节点进行协同发射和接收的虚拟多输入多输出(virtual multi-input multi-output, VMIMO)系统,相对于单天线系统,它能提供更高的数据速率,在同等条件下,可获得更低的系统能耗。同时,正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术由于其高频谱利用率和良好的抗多径性能,已在传统的通信系统中获得广泛应用。因此,将 VMIMO 和 OFDM 结合,可以有效地发挥两者的优势,这已成为无线传感器网络物理层的一种发展方向。文献[2, 3]已报道了若干基于 VMIMO-OFDM 的无线传感器网络在远程监控、无人值守等方面的应用。研究表明,VMIMO-OFDM 是实现高速通信的最具性价比的传输体制。

由于 OFDM 系统利用各个子载波之间的正交性实现多路并行传输,对频率同步误差非常敏感,因而有效地进行频偏估计对 VMIMO-OFDM 系统来说是很重要的。频偏估计方法通常分为两步,即先进行粗频偏估计,后进行精频偏估计。粗频偏估计需要提供较大的频偏估计范围,因此估计精度不高。精

频偏估计是对粗频偏估计和补偿后的数据再进行频偏估计,需要较小的估计范围和较高的估计精度,而且要消除粗频偏估计后的残留频偏。对精频偏估计技术的研究已做了大量工作,取得了一些成果,但也有不足,如文献[4]提出了基于帧头长训练序列在时域进行精频偏估计的方法,由于实际应用的系统中总存在一部分虚拟子载波,因而在时域进行估计时不能去除这部分虚拟子载波上的噪声的影响;文献[5]提出了在加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)信道中用基于循环前缀(cycle prefix, CP)的精频偏估计算法,利用符号的 CP 估计每个符号内频偏,从而对频偏的变化进行跟踪和补偿,但由于受到符号间干扰(inter symbol interference, ISI)的影响,此算法在多径信道中性能较差;文献[6, 7]利用未受 ISI 影响的 CP 部分进行精频偏估计,这要求 CP 长度要大于信道多径扩展,并需要预知信道的多径扩展长度。因此,这些算法只有在信噪比高而且可利用 CP 部分足够长的系统中才可以取得良好的估计效果,这样需要额外的 CP 长度,从而导致系统效率下降。文献[8]根据最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)准则推导了基于加权 CP 的精频偏估计算法,但这种加权算法的复杂度高,不适用于工程实现。文献[9]提出了一种在频域利用等增益方法进行精频偏估计的算法,该算法可以去除虚拟子载波上噪声的影响,相比时域估计算法具有更优的性能,但在瑞利衰落严重的环境中,可能会

^① 863 计划(2006AA01Z216)资助项目。

^② 男,1981 年生,博士生;研究方向:OFDM, MIMO, 无线传感器网络;联系人, E-mail: misterjiang@126.com
(收稿日期:2007-11-07)

因为某些子载波衰落较严重而影响估计精度。

针对上述问题,本文对频域等增益算法进行改进,提出了一种基于信道统计信息(channel statistical information, CSI)加权的精频偏估计算法。在瑞利衰落严重的环境中,该算法可以使估计误差最小化,提高精频偏估计的精度。

1 VMIMO-OFDM 系统模型

如图 1 所示,在基于 VMIMO-OFDM 通信体制的无线传感器网络中,发射端是由 P 个传感器节点组成的一个发射单元,接收端是由 Q 个传感器节点组成的一个接收单元。

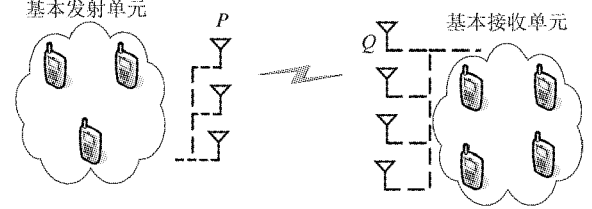


图 1 基于 VMIMO-OFDM 示意图

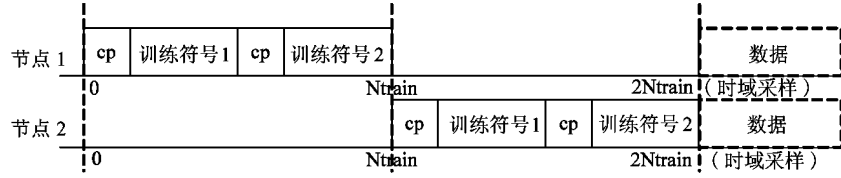


图 2 各节点发送训练序列结构图

将第 p 个传感器节点发送的第 M 个训练符号的频域符号表示为 $s_{p,M}(k)$, $k = 0, \dots, N-1$, k 为子载波序号,经快速傅立叶逆变换(inverse fast Fourier transform, IFFT)变换后得到的时域符号可以表示为

$$x_p(MN_s + i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_{p,M}(k) e^{j2\pi ik/N} \quad i = -N_{cp}, N \quad (1)$$

其中, N_s , N_{cp} , N 和 i 分别表示一个 OFDM 符号中的点数、循环前缀的点数、总的子载波数和时域采样点序号。接收端第 q 个接收机接收到的第 p 个发射机发送的 M 个符号表示为

$$\begin{aligned} y_{q,M}(i) &= y_q(MN_s + i) \\ &= e^{j2\pi\Delta f_{p,q}(i+MN_s)} \sum_{\tau=0}^{\tau_p} h_{p,q}(\tau) x_p(MN_s + i - \tau) + n(i) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $h_{p,q}(\tau)$ 为第 p 个发射机与第 q 个接收机之间的信道响应, τ_p 为最大多径时延, $\Delta f_{p,q}$ 为第 p 个发射机与第 q 个接收机之间的频偏, $n(i)$ 为噪声的时域表示。

接收机对接收到的第 M 个符号进行快速傅立叶变换(fast Fourier transform, FFT)变换,得到第 k_0 个子载波上的符号为

$$r_{q,M}(k_0) = \sum_{i=0}^{N-1} y_{q,M}(i) e^{-j2\pi ik_0/N}$$

$$= s'_{p,M}(k_0) + T_{p,M}(k_0) + N(k_0) \quad (3)$$

其中, $s'_{p,M}(k_0)$ 为解调结果的信号部分, $T_{p,M}(k_0)$ 为解调结果中由于频偏造成的子载波间干扰部分, $N(k_0)$ 为子载波上的噪声。信号部分和子载波间干扰部分可分别表示为

$$\begin{aligned} s'_{p,M}(k_0) &= e^{j2\pi\Delta f_{p,q}MN_s} s_{p,M}(k_0) H_{p,q}(k) I_{p,q}(0, \Delta f_{p,q}) \\ T_{p,M}(k_0) &= e^{j2\pi\Delta f_{p,q}MN_s} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq k_0}}^{N-1} s_{p,M}(k) H_{p,q}(k) I_{p,q}(k_0 - k, \Delta f_{p,q}) \end{aligned}$$

其中, $H_{p,q}(k) = \sum_{\tau=0}^{\tau_p} h_{p,q}(\tau) e^{-j2\pi\tau k/N}$, $I_{p,q}(\Delta, \Delta f)$ 为第 p 个发射机和第 q 个接收机之间的频域信道响应, $I_{p,q}(\Delta, \Delta f)$ 表示第 p 个发射机和第 q 个接收机之间由于频偏引入的子载波之间的信道相关性, Δ 为子载波间隔。

由式(3)可知,频偏对解调出的符号有三方面的影响:

(1) 由于频偏的存在,使得每个符号有个公共的相移,对于采用相干解调的系统,这部分的相位偏移需要补偿;

(2) 由于频偏的存在,解调出的符号有用部分有个系数 $I_{p,q}(0, \Delta f) < 1$, 因此频偏导致解调出的信号有用部分衰减;

(3) 由于频偏的存在,各个子载波之间不再正交,因此导致解调出的符号存在载波间干扰。经过粗频偏估计和补偿之后, $\Delta f \leq 0.1$, $|I_{p,q}(0, \Delta f)| > 0.98$; 同时 $I_{p,q}(\Delta, \Delta f)$, ($\Delta \neq 0$) 近似为 0, 为了分析方便, 将式(3)进行简化, 忽略由于频偏造成的载波间干扰的影响, 得到

$$r_{q,M}(k_0) = s'_{p,M}(k_0) + N(k_0) \quad (4)$$

2 算法设计

在 VMIMO-OFDM 系统中, 训练序列通常是选用重复的两个导频符号, 并假定在这两个导频符号间的信道特性是静态的。于是, 对于两个重复的导频符号, 解调结果的信号部分对于两个导频符号的同一子载波是相等的, 即 $s'_{p,M+1}(k_0) = s'_{p,M}(k_0)$, 且 $s'_{p,M}(k_0)$ 的大小由 $H_{p,q}(k)$ 决定。由于受信道选择性衰落的影响, 不同的子载波 $s'_{p,M}(k)$ 的大小不同。另一方面, $N'(k)$ 服从均值为 0, 方差为 δ^2 的高斯分布。这样, 相邻两个导频符号内同一子载波上的导频共轭相乘的结果为:

$$r_{p,M+1}(k)r_{p,M}^*(k) = [e^{j2\pi\Delta f_{p,q}(M+1)N} s'_{p,M'}(k) + N(k)] [e^{j2\pi\Delta f_{p,q}MN} s'_{p,M'}(k) + N(k)]^* \quad (5)$$

于是两个导频符号的相差为

$$\varphi_{p,q}(k) = \arg[r_{p,M+1}(k)r_{p,M}^*(k)] \quad (6)$$

对式(6)进行变换, 得到频偏的估计

$$\Delta \hat{f}_{p,q,k} = \varphi_{p,q}(k)/(2\pi N_s) = \Delta f_{p,q} + \xi_{p,q}(k) \quad (7)$$

其中, $\xi_{p,q}(k)$ 为第 k 个子载波上的估计误差。

根据文献[9], 估计的方差为

$$\text{var}(\xi_{p,q}(k)) = \frac{1}{2\pi E_s/\delta^2} = \frac{\delta^2}{2\pi |s_{p,M'}(k)|^2} \quad (8)$$

从式(8)中可以看出, 对于各个子载波, $s_{p,M'}(k)$ 的值较大时, 估计出的频偏较准确。为了提高估计的精度, 降低估计的均方误差, 文献[9]将各个子载波上的估计结果进行等增益平均

$$\Delta \hat{f}_{p,q,e} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \Delta \hat{f}_{p,q,k} = \Delta f_{p,q} + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \xi_{p,q}(k) \quad (9)$$

估计的均方误差(MSE)为

$$\begin{aligned} \text{MSE}(\Delta \hat{f}_{p,q,e}) &= E\left[\left|\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \xi_{p,q}(k)\right|^2\right] \\ &= \frac{\delta^2}{2\pi N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{|s_{p,M'}(k)|^2} \end{aligned} \quad (10)$$

上述方法在高斯信道下或者是多径不严重的信

道下, 能够取得较好的性能。然而, 在多径比较严重的无线传感器网络的应用中, 接收信号在频域有明显的频率选择性衰落, 导致不同的子载波之间信道的信噪比差距较大, 这些方法显然就不适合。针对这种现象, 本文提出了一种加权平均的频偏估计方法, 对估计较准确的结果分配较大的权重, 得到的估计结果表示为

$$\begin{aligned} \Delta \hat{f}_{p,q,m} &= \sum_{k=0}^{N-1} \lambda_k \Delta \hat{f}_{p,q,k} \\ &= \Delta f_{p,q} \sum_{k=0}^{N-1} \lambda_k + \sum_{k=0}^{N-1} \lambda_k \xi_{p,q}(k) \end{aligned} \quad (11)$$

其中, λ_k 为第 k 个子载波的权重。上式中, 右边的第一项为估计结果的有用部分, 第二项为估计的噪声部分。若保证权重的和为一个固定值, 上式右边的第一项是个常数。第二项中, 权重的选取, 应当保证较大的权重与误差较小的结果相乘, 较小的权重与误差较大的结果相乘。根据柯西定理, 这样可以使噪声部分达到最小值。

分析式(11)中的 $\xi_{p,q}(k)$ 项, 结合式(7)(8)可以看出, $\xi_{p,q}(k)$ 方差的值由 $s_{p,M'}(k)$ 决定, 并与 $s_{p,M'}(k)$ 成反比。参见图 4, 图中的虚线为频偏估计的误差, 星实线为频域解调符号的幅度。对比两条曲线, 可以看出, 当信道频域响应的幅度越低时, 频偏估计的误差越大, 反之亦然。这样权重可以根据 $s_{p,M'}(k)$ 来计算得到。定义

$$\lambda_k = \frac{s_{p,M'}(k)}{\sum_{k=0}^{N-1} s_{p,M'}(k)} \quad (12)$$

将式(12)代入式(11), 得到频偏的估计结果为

$$\begin{aligned} \Delta \hat{f}_{p,q,m} &= \sum_{k=0}^{N-1} \lambda_k \Delta \hat{f}_{p,q,k} \\ &= \Delta f_{p,q} + \frac{\sum_{k=0}^{N-1} s_{p,M'}(k) \xi_{p,q}(k)}{\sum_{k=0}^{N-1} s_{p,M'}(k)} \\ &= \Delta f_{p,q} + \xi_{p,q}'(k) \end{aligned} \quad (13)$$

加权后的频偏估计均方误差为

$$\begin{aligned} \text{MSE}(\Delta \hat{f}_{p,q,m}) &= \frac{\sum_{k=0}^{N-1} |s_{p,M'}(k)|^2 E[|\xi_{p,q}(k)|^2]}{\sum_{k=0}^{N-1} |s_{p,M'}(k)|^2} \\ &= \frac{\delta^2}{2\pi \sum_{k=0}^{N-1} |s_{p,M'}(k)|^2} \end{aligned} \quad (14)$$

对比式(10)和(14), 因为

$$\sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N^2 |s_{p,M'}(k)|^2} \geq \frac{1}{\sum_{k=0}^{N-1} |s_{p,M'}(k)|^2}$$

所以当 $s_{p,M'}(k)$ 都相等时等号成立。即

$$MSE(\Delta \hat{f}_{p,q,m}) \leq MSE(\Delta \hat{f}_{p,q,e}) \quad (15)$$

式(15)说明基于 CSI 加权的精频偏估计算法比文献[9]提出的等增益平均的算法具有更小的估计误差。

3 算法仿真

运用 MATLAB 仿真软件,对所提出的两种频域估计方法和时域估计方法^[4]在高斯白噪声信道和瑞利衰落信道中的频偏估计性能进行了比较。假定 VMIMO-OFDM 系统的带宽为 8MHz,基本发射单元内的节点数选为 2,基本接收单元内的节点数选为 2,总子载波数为 512 个,其中 384 个有效子载波,子载波间隔为 19.6kHz,各个子载波的调制方式采用 QPSK,CP 比例为 1/4,仿真系统的初始频偏为 500Hz。

图 3 为在 10dB, 15dB 和 20dB 三种信噪比条件下,频偏对解调结果误码率的影响。根据前面的分析,频偏对解调结果有三方面的影响,当信噪比较高时,对于(3)式中的公共相移部分,可以通过信道估计和均衡处理来补偿掉,因此从仿真结果来看,信噪比较高时,在相同的频偏条件下,得到的误码率较小。同时看出,从(3)式中分析出的其他两方面的影响,是由于频偏造成了正交性的破坏所致,通过信道估计和均衡是无法补偿的,由仿真结果中也可以看出,频偏越大误码率越高。

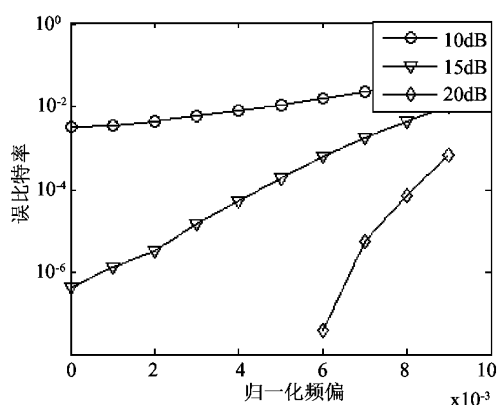


图 3 频偏对误码率的影响

瑞利衰落信道中,信噪比为 16dB 的情况下,对每个子载波分别进行频偏估计,并将每个子载波上的频偏估计误差与这个子载波的频域信道响应幅度进行对比,如图 4 所示。频域信道响应幅度越高的

子载波对应的解调信号信噪比越高,这样估计的结果越准确。

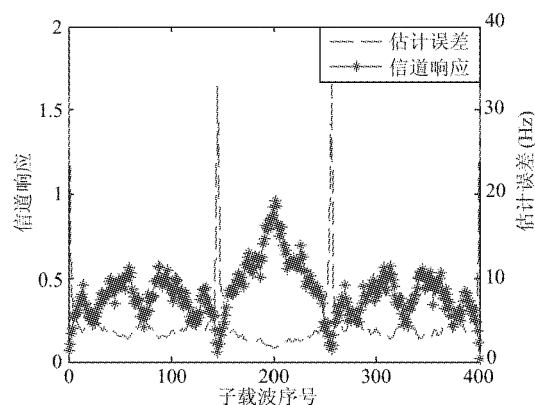
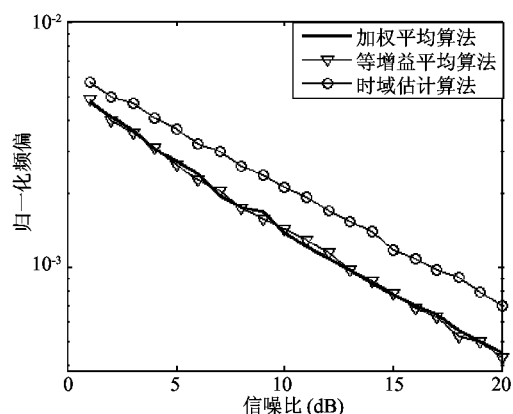
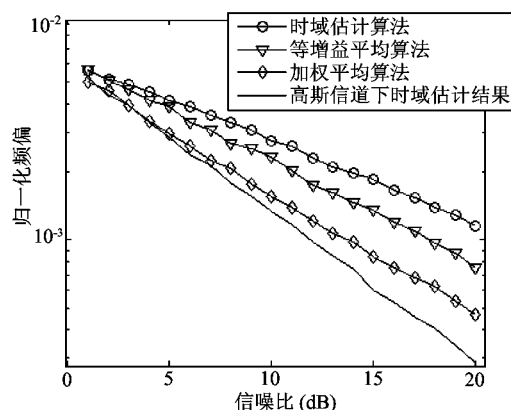


图 4 频域信道响应幅度和估计误差对比

图 5 为在 AWGN 信道和瑞利衰落信道两种信道模型下,时域估计方法、等增益平均的方法和加权平均的方法的频偏估计结果。从仿真的结果可知,在 AWGN 信道下由于各个子载波上的 $N'(i)$ 近似相等,等增益平均的方法与加权平均的方法性能相



(a) 高斯白噪声信道下



(b) 瑞利衰落信道环境下

图 5 三种频偏估计方法的性能比较

近,比时域估计方法有一定的改善。在瑞利衰落信道模型下,不同的子载波上频偏估计的误差有较大的波动,将各个子载波上的估计结果进行等增益平均,会使某些子载波上的估计误差影响到其他子载波的估计结果,与 AWGN 信道的性能有 3dB 左右的差距。加权平均的方法采用各个子载波上的信道响应幅度作为每个子载波上的频偏估计结果的权重,这样可以有效抑制衰落较严重的子载波上的估计误差对估计结果的影响。从图 5 中的曲线可以看出,采用本文提出的方法,能够有效地克服频率选择性衰落的影响,比等增益平均的方法有 2.5dB 的性能提升。

4 结 论

本文对多种可应用于 VMIMO-OFDM 系统的频偏估计方法在性能和效率上的优缺点进行分析,并针对基于 VMIMO-OFDM 的无线传感器网络在瑞利衰落严重环境的应用中,不同的导频子载波上频偏估计的误差差异较大的问题,提出了一种频域基于 CSI 加权的精频偏估计算法。在频域利用有用子载波进行频偏估计,可以去除虚拟子载波上噪声的影响,比时域估计算法具有更优的性能;通过基于 CSI 的加权,估计误差较大的结果分配较小的权重,能够有效地克服多径的影响。仿真结果表明,在瑞利衰落信道中,本文提出的算法的性能比频域等增益估计算法优 2.5dB,比时域估计算法优 4dB。

随着研究的深入,频域频偏估计的算法将会不断完善,这将有效地提高接收机在信号比较弱时的

频偏补偿能力,提高接收机的灵敏度,降低无线传感器网络系统能耗,并最终促进无线传感器网络的发展与应用。

参考文献

- [1] Cui S G, Goldsmith A J, Bahai A. Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2004, 22(6): 1089-1098
- [2] Liu J B, Wang J Z, Dong F. Wireless communication system design for remote monitoring. In: Proceedings of 2006 IEEE World Congress on Intelligent Control and Automation, Dalian, China, 2006. 280-284
- [3] Coso D, Spagnolini A, Ibars U. Cooperative distributed MIMO channels in wireless sensor networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007, 25(2): 402-414
- [4] Yan C L, Li S Q. A novel frequency offset estimation method for OFDM systems with large estimation range. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2006, 52(1): 58-61
- [5] Beek J J, Sandellm, Boriesson P. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Trans on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800-1805
- [6] Max, Giannakis G B. Non data aided frequency offset and channel estimation in OFDM and related block Transmissions. In: Proceedings of 2001 IEEE International Conference on Communications, Helsinki, Finland, 2001. 1866-1870
- [7] Chen H, Pottle J G. A comparison of frequency offset tracking algorithms for OFDM. In: Proceedings of IEEE GLOBECOM'03, Francisco, USA, 2003. 1069-1073
- [8] Krongold S B. Blind OFDM carrier-frequency offset estimation in ISI channels. In: Proceedings of 2003 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, Darmstadt, Germany, 2003. 439-442
- [9] Paul H. Moose. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Transactions on Communications*, 1994, 42(10): 2908-2914

A novel fine frequency offset estimation algorithm for VMIMO-OFDM systems

Jiang Jian, Qiu Yunzhou, Wang Yingguan, Liu Haitao

(Key Laboratory of Wireless Sensor Network & Communication, Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050)

Abstract

The paper proposes a new frequency domain processing algorithm for fine carrier frequency offset estimation in VMIMO-OFDM wireless sensor networks. Considering that for the wireless sensor networks deployed in Rayleigh fading environments, the estimation errors among different pilot subcarriers are large, the proposed algorithm weights the estimation results according to the channel statistical information (CSI). Both of the theoretical analysis and simulation results demonstrate that the proposed algorithm has better performance than the time domain estimation algorithms in the additive white Gaussian noise (AWGN) and Rayleigh fading channels.

Key words: VMIMO-OFDM, frequency offset estimation, wireless sensor networks, weighting according to CSI