

两根分布式接收天线载波频偏的联合估计

夏天 邵士海 官鹭 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 611731)

摘要:该文在平坦瑞利衰落信道下,针对一根发射天线、两根分布式接收天线场景,提出了一种缩小频率搜索范围的最大似然准则载波频偏联合估计方法。该方法利用载波频率、收发天线晶振精度和移动台最大运动速度的先验信息,确定了两个载波频偏之差的取值区间;联合各接收天线的相关值滑动此取值区间进行搜索,相比已有方法缩小了搜索范围。仿真结果表明,在信噪比为5 dB,载波频率为2 GHz,发射天线晶振精度为10 ppm,接收天线晶振精度为1 ppm,移动台最大运动速度为120 km/h的条件下,载波频偏联合估计的均方误差性能高出已有方法一个数量级。

关键词:分布式天线;联合估计;载波频偏

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)03-0533-04

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00671

Joint Estimation of Carrier Frequency Offsets Using Two Distributed Receive Antennas

Xia Tian Shao Shi-hai Guan Lu Tang You-xi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: A new technique of joint estimation of Carrier Frequency Offsets (CFOs) is proposed based on maximum-likelihood estimation using two distributed receive antennas helping for each other for flat-fading Rayleigh channels. By utilizing the prior information of the carrier frequency, the oscillators' accuracy of transceiver antennas and the maximum speed of mobile station, the range of the difference of two CFOs is determined. Taking advantage of this result, when joint searching correlation outputs from two distributed receive antennas, the frequency searching range can be reduced compared with existing methods. Simulation results show that when the Signal-to-Noise Ratio (SNR) is 5 dB, the Mean-Square Error (MSE) performance of joint CFOs estimation outweighs existing algorithms by more than one order of magnitude on condition that the carrier frequency is 2 GHz, the oscillator's accuracy of transmit antenna is 10 ppm, the oscillators' accuracy of distributed receive antennas is 1 ppm and the maximum mobile speed is 120 km/h.

Key words: Distributed antennas; Joint estimation; Carrier Frequency Offsets (CFOs)

1 引言

分布式天线系统作为未来无线通信系统的重要组成部分,近年来是学者们的研究热点之一^[1-3]。在分布式天线系统中,各收发天线分布于不同的地理位置,使得每对收发天线的多普勒频移独自变化,并且各收发天线使用独立的晶振,不同的收发天线对之间存在着不同的载波频偏^[4]。

针对分布式天线的多个频偏估计问题,文献[4]ECM(Expectation Conditional Maximization)和SAGE(Space-Alternating Generalized Expectation

-Maximization)算法,提出了两种迭代算法对多个频偏和信道参数共同进行估计。文献[5]设计了一种训练序列采用迭代方法对系统频偏依次进行粗同步和精同步。文献[6]通过最大化信干噪比,给出了校正多个频偏的一个最优估计。在这些多个频偏估计文献中,各接收天线独自对收到的信号中的多个频偏进行估计,未见多天线将各自收到的信号集中起来对多个载波频偏进行联合估计。

针对这个问题,本文基于文献[7]提出了一种载波频偏联合估计方法:中央处理器将各接收天线传来的相关值联合起来进行搜索。首先利用载波频率、收发天线晶振精度和移动台最大运动速度的先验信息,得出了两个载波频偏之差的范围;然后在联合两组相关值进行搜索时,利用两个载波频偏之间的关系缩小了搜索范围。在不同载波频率、收发天线

2010-06-19收到,2010-10-08改回

国家自然科学基金(60902027, 60832007, 60901018), 国家部委基金和国家863计划项目(2009AA01Z236)资助课题

*通信作者:唐友喜 tangyx@uestc.edu.cn

不同晶振精度和移动台不同的最大运动速度条件下,仿真了载波频偏联合估计的均方误差(MSE)性能,结果表明联合估计的MSE性能好于文献[7]方法得到的结果。

2 系统模型

图1描述了系统模型^[8]。接收天线1和接收天线2是两根分布式天线,分别位于点A和点B。移动台发射天线位于动点M,从点A运动到点B。

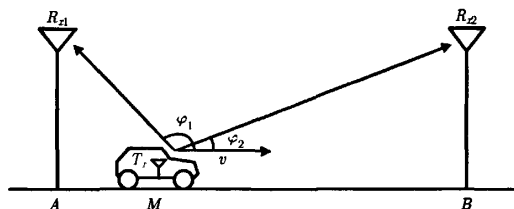


图1 系统模型

假设时间已同步,分布式接收天线*i*对来自移动台的信号采样后,得到^[7]

$$r_i(k) = h_i a(k) e^{j(2\pi\Delta f_i T_s k + \theta_i)} + n_i(k), \quad i=1,2; k=1,2,\dots,N \quad (1)$$

其中 h_i 为信道参数,这里我们假设 h_i 是均值为0,方差为1的复高斯随机变量且相互独立; $a(k)$ 为训练序列; Δf_i 为接收天线*i*的载波频偏; T_s 为符号周期; θ_i 为随机相位偏移,在 $[-\pi, \pi]$ 内服从均匀分布; $n_i(k)$ 为复高斯白噪声,实部和虚部相互独立且服从均值为0,方差为 $0.5\sigma^2$ 的高斯分布; N 为训练序列长度。

分布式接收天线*i*产生一组离散的频偏搜索值 $\Delta \hat{f}_{i,j}$,利用本地参考序列与 $r_i(k)$ 进行相关运算,输出^[7]

$$z_{i,j} = \left| \sum_{k=1}^N r_i(k) a^*(k) e^{-j2\pi\Delta \hat{f}_{i,j} T_s k} \right|, \quad i=1,2; j=1,2,\dots,M \quad (2)$$

将这两组相关值 $z_{i,j}$ 送入中央处理器对载波频偏进行联合估计。

3 联合估计

根据载波频偏的组成,接收天线*i*的载波频偏可以表示为^[9]

$$\Delta f_i = f_i + f_{ri} + f_{Di} \quad (3)$$

其中 f_i 为移动台天线即发射天线晶振引起的频偏, f_{ri} 为接收天线*i*晶振引起的频偏, f_{Di} 为移动台与接收天线*i*的相对运动引起的多普勒频移。

首先分析组成式(3)的这3部分频偏的大小范围。发射天线晶振可能产生的最大频率偏移 $f_{i\max}$ 和

两接收天线晶振可能产生的最大频率偏移 $f_{r\max}$ 由载波频率和各自的晶振精度决定:

$$\begin{aligned} f_{i\max} &= f_c e_i \\ f_{r\max} &= f_c e_r \end{aligned} \quad (4)$$

其中 f_c 为载波频率, e_i 为发射天线晶振精度, e_r 为两分布式接收天线晶振精度,于是 f_i 的取值范围为 $[-f_{i\max}, f_{i\max}]$, f_{ri} 的取值范围为 $[-f_{r\max}, f_{r\max}]$ 。多普勒频移 f_{Di} 的表达式为^[10]

$$f_{Di} = \frac{v}{c} f_c \cos \varphi_i \quad (5)$$

$$f_{D\max} = \frac{v}{c} f_c \quad (6)$$

其中 v 为移动台的运动速度, c 为光速, φ_i 如图所示; $f_{D\max}$ 为可能产生的最大多普勒频移。

结合式(3)-式(6),分布式接收天线可以预先确定接收天线1的载波频偏 Δf_{11} 在 $F_{11} = [-f_{i\max} - f_{r\max} - f_{D\max}, f_{i\max} + f_{r\max}]$ 范围内,接收天线2的载波频偏 Δf_{22} 在 $F_{22} = [-f_{i\max} - f_{r\max}, f_{i\max} + f_{r\max} + f_{D\max}]$ 范围内。

接下来分析两个频偏各组成部分之间的关系。由式(3)可知,两个频偏中由发射天线晶振引起的频偏 f_i 是相同的,而由接收天线晶振引起的频偏 f_{ri} 和多普勒频移 f_{Di} 这两部分不同。由于两接收天线是分布式天线,使用精度相同的独立晶振, f_{ri} 之差范围如下

$$-2f_{r\max} \leq f_{r1} - f_{r2} \leq 2f_{r\max} \quad (7)$$

图2给出了在载波频率为2 GHz,移动台最大运动速度为120 km/h,两接收天线距离为200 m,接收天线有效高度为10 m的条件下,移动台从点A运动到点B两个多普勒频移 f_{Di} 的变化曲线。我们看出,接收天线1的多普勒频移 f_{D1} 从0变到 $-f_{D\max}$,接收天线2的多普勒频移 f_{D2} 从 $f_{D\max}$ 变到0,并且 f_{D1} 和 f_{D2} 之差范围如下

$$-2f_{D\max} \leq f_{D1} - f_{D2} \leq -f_{D\max} \quad (8)$$

联合式(3),式(7),式(8),得到

$$-2f_{r\max} - 2f_{D\max} \leq \Delta f_1 - \Delta f_2 \leq 2f_{r\max} - f_{D\max} \quad (9)$$

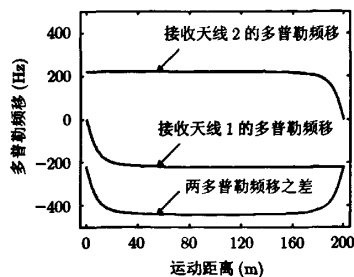


图2 移动台从点A运动到点B的两个多普勒频移变化曲线

式(9)确定了两个频偏之差的具体范围。

利用式(9), 假设接收天线 1 的载波频偏为 $\Delta\hat{f}_{1,j}$, 接收天线 2 的载波频偏 $\Delta\hat{f}_{2,j}$ 将在 $F_{21} = [\Delta\hat{f}_{2,j} - 2f_{r,\max}, \Delta\hat{f}_{2,j} + 2f_{r,\max} + f_{D,\max}]$ 范围内, 同时 $\Delta\hat{f}_2 \in F_{22}$, 令 $F_2 = F_{21} \cap F_{22}$, 此时载波频偏联合估计的表达式为

$$\Delta\hat{f}_i = \arg \left\{ \max_j \{z_{1,j} + z_{2,mj}\} \right\},$$

$$z_{2,mj} = \max_{\Delta\hat{f}_{2,j} \in F_2} \{z_{2,j}\}, i = 1, 2; j = 1, 2, \dots, M \quad (10)$$

即找出 $\max_j \{z_{1,j} + z_{2,mj}\}$ 中 $z_{1,j}$ 对应的频偏搜索值 $\Delta\hat{f}_{1,j}$ 和 $z_{2,mj}$ 对应的频偏搜索值 $\Delta\hat{f}_{2,mj}$ 分别作为接收天线 1 和接收天线 2 的载波频偏估计值 $\Delta\hat{f}_1$ 和 $\Delta\hat{f}_2$ 输出。

同样利用式(9), 假设接收天线 2 的载波频偏为 $\Delta\hat{f}_{2,j}$, 接收天线 1 的载波频偏 $\Delta\hat{f}_1$ 将在 $F_{12} = [\Delta\hat{f}_{1,j} - 2f_{r,\max} - f_{D,\max}, \Delta\hat{f}_{1,j} + 2f_{r,\max}]$ 范围内, 同时 $\Delta\hat{f}_1 \in F_{11}$, 令 $F_1 = F_{11} \cap F_{12}$, 此时载波频偏联合估计的表达式为

$$\Delta\hat{f}_i = \arg \left\{ \max_j \{z_{1,mj} + z_{2,j}\} \right\},$$

$$z_{1,mj} = \max_{\Delta\hat{f}_{1,j} \in F_1} \{z_{1,j}\}, i = 1, 2; j = 1, 2, \dots, M \quad (11)$$

即找出 $\max_j \{z_{1,mj} + z_{2,j}\}$ 中 $z_{1,mj}$ 对应的频偏搜索值 $\Delta\hat{f}_{1,mj}$ 和 $z_{2,j}$ 对应的频偏搜索值 $\Delta\hat{f}_{2,j}$ 分别作为接收天线 1 和接收天线 2 的载波频偏估计值 $\Delta\hat{f}_1$ 和 $\Delta\hat{f}_2$ 输出。

直观上讲, 我们希望通过联合估计来缩小频率搜索范围从而获得性能上的提升。由式(9)-式(11)我们发现, 联合估计方法缩小频率搜索范围的条件是两个频偏之差的范围小于整个频偏的范围。两个频偏之差的范围大小由 F_{21} 和 F_{12} 可知为 $4f_{r,\max} + f_{D,\max}$, 整个频偏的范围大小由 F_{11} 和 F_{22} 可知为 $2f_{i,\max} + 2f_{r,\max} + f_{D,\max}$ 。于是在 $4f_{r,\max} + f_{D,\max} < 2f_{i,\max} + 2f_{r,\max} + f_{D,\max}$, 即 $f_{r,\max} < f_{i,\max}$ 的条件下, 也就是说当接收天线晶振精度高于发射天线晶振精度时(值越小, 精度越高), 联合估计方法相比已有方法缩小了频率搜索范围。

4 仿真结果

由式(3)和式(9)可知, 决定频率搜索范围大小的是载波频率、收发天线晶振精度、移动台最大运动速度这 4 个参数。我们针对不同的载波频率(10 MHz 至 10 GHz)、移动台不同的最大运动速度(0 至 500 km/h)和收发天线不同的晶振精度(10 ppm 至 0.1 ppm), 仿真了载波频偏联合估计的 MSE 性能曲线, 并与文献[7]方法进行了比较。MSE 的表达式为 $E\{[(\Delta\hat{f} - \Delta f)T_s]^2\}$ 。

仿真参数如表 1 所示。在本文研究范围内, 采用何种训练序列不会影响仿真结果, 所以在仿真中, 训练序列选为全 1。我们定义信噪比 $\text{SNR} = 1/\sigma^2$, 则分布式天线 i 的信噪比相同, 此时式(10)和式(11)没有本质的差别, 将输出相同的估计值, 我们任选其中一个进行仿真。由于两接收天线各自载波频偏估计的 MSE 性能有相似的结果, 为了表达上清晰, 只画出了接收天线 1 的载波频偏估计的 MSE 性能曲线。

表 1 仿真参数

训练序列长度	128
符号周期	3.90625 μs
天线有效高度	10 m
两接收天线间距离	200 m

图 3 针对收发天线不同的晶振精度, 在 SNR 为 5 dB, 移动台最大运动速度为 120 km/h 条件下, 仿真了载波频率由 10 MHz 变到 10 GHz 载波频偏联合估计的 MSE 性能曲线, 并与文献[7]方法进行了比较。从图中看出, 当接收天线晶振精度 e_r 高于发射天线晶振精度 e_t 时, 随着载波频率的升高, 联合估计相比文献[7]方法的性能提升较高。当接收天线晶振精度 e_r 与发射天线晶振精度 e_t 相同时, 联合估计的性能只是稍稍好于文献[7]方法, 这是因为此时联合估计的频率搜索范围几乎与整个频偏范围相同。

根据图 3 的结果, 图 4 针对移动台不同的最大运动速度, 在 SNR 为 5 dB, 载波频率为 2 GHz, 接收天线晶振精度高于发射天线晶振精度的条件下, 仿真了载波频偏联合估计的 MSE 性能曲线, 并与文献[7]方法进行了比较。从图中看出, 移动台最大运动速度由 0 变到 500 km/h 几乎对 MSE 性能没有影响, 这是因为由移动台运动引起的多普勒频移在整个频偏范围中占的比例很小。当接收天线晶振精度 e_r 为 1 ppm, 发射天线晶振精度 e_t 为 10 ppm 时, 联合估计的 MSE 性能比文献[7]方法提高了 1 个数量级以上。当接收天线晶振精度 e_r 提高为 0.1 ppm, 发射天线晶振精度 e_t 提高为 1 ppm 时, 联合估计的 MSE 性能比文献[7]方法提高了 4.7 dB。

综合图 3 和图 4 中载波频率、收发天线晶振精度、移动台最大运动速度这 4 个参数对 MSE 性能的影响, 图 5 仿真了载波频率为 2 GHz, 接收天线晶振精度为 1 ppm, 发射天线晶振精度为 10 ppm, 移动台最大运动速度为 120 km/h 条件下载波频偏联合估计的 MSE 性能随 SNR 的变化曲线, 并与文献

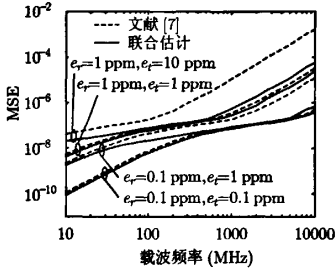


图 3 MSE 随载波频率的变化比较

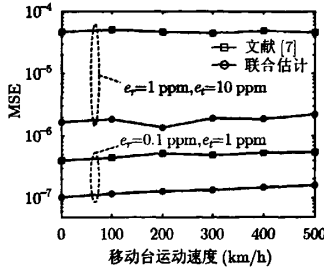


图 4 MSE 随移动台运动速度的变化比较

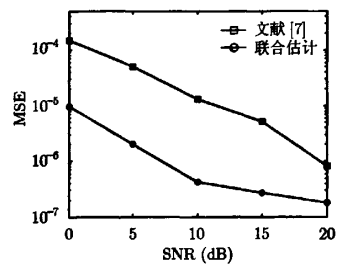


图 5 MSE 随 SNR 的变化比较

[7]方法进行了比较。从图中看出,随着 SNR 从 0 dB 增大到 20 dB,联合估计的 MSE 性能比文献[7]方法从提高了一个数量级(10 dB)下降到提高了 6.9 dB。

5 结论

本文在分布式天线场景下,使用训练序列基于最大似然准则,提出了一种载波频偏的联合估计方法。利用收发天线晶振引起的频偏和多普勒频移部分的先验信息,得到各载波频偏之间的关系,从而在联合各组相关值进行搜索时,缩小了频率搜索范围,减小了噪声功率。仿真结果表明当接收天线晶振精度高于发射天线晶振精度时,载波频偏联合估计的 MSE 性能明显好于已有方法。

参考文献

[1] Zhou S D, Zhao M, and Xu X B, *et al.* Distributed wireless communication system: a new architecture for future public wireless access [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(3): 108-113.

[2] Park J, Song E, and Sung W J. Capacity analysis for distributed antenna systems using cooperative transmission schemes in fading channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(2): 586-592.

[3] Chen X M, Zhang Z Y, and Chen H H. On distributed antenna systems with limited feedback precoding: opportunities and challenges [J]. *IEEE Wireless Communications*, 2010, 17(2): 80-88.

[4] Pham T H, Nallanathan A, and Liang Y C. Joint channel and frequency offset estimation in distributed MIMO flat-fading channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(2): 648-656.

[5] Liu G, Ge J H, and Guo Y. Time and frequency offset estimation for distributed multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing systems [J]. *IET Communications*, 2010, 4(6): 708-715.

[6] Deng K, Tang Y X, and Shao S H, *et al.* Correction of carrier frequency offsets in OFDM-based spatial multiplexing MIMO with distributed transmit antennas [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(4): 2072-2077.

[7] Besson O and Stoica P. On parameter estimation of MIMO flat-fading channels with frequency offsets [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(3): 602-613.

[8] Shen Y, Tang Y X, and Kong T, *et al.* Optimal antenna location for STBC-OFDM downlink with distributed transmit antennas in linear cells [J]. *IEEE Communications Letters*, 2007, 11(5): 387-389.

[9] Hong D, Lee Y, and Hong D, *et al.* Robust frequency offset estimation for pilot symbol assisted packet CDMA with MIMO antenna systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2002, 6(6): 262-264.

[10] Goldsmith A J. *Wireless Communications*[M]. New York: Cambridge University Press, 2005: 26-27.

夏 天: 男, 1987 年生, 硕士生, 研究方向为无线通信中的信号处理。

邵士海: 男, 1980 年生, 讲师, 研究方向为扩频通信及 MIMO 检测。

官 鹭: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为无线通信中的信号处理。

唐友善: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信中的信号检测。

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>