

文章编号: 2095-4980(2018)04-0697-06

一种引入相位补偿的直接时延估计算法

伍 警^{a,b}, 蒋鸿宇^a, 李 兵^b, 胡茂海^a, 邢政利^b

(中国工程物理研究院 a.电子工程研究所; b.研究生院, 四川 绵阳 621999)

摘 要: 在多天线信号合成技术中, 合成系统需在中频完成各信号间时延差估计与补偿, 以便进行信号合成, 提高接收质量。分析发现, 利用同一本振对两路信号下变频会引入新的相差, 该相差将导致直接时延估计算法性能下降。通过在直接时延估计算法(ETDE)基础上增加一个相位补偿因子, 将时延与相差进行解耦, 利用相位补偿因子来修正相差, 最终实现无偏时延估计。理论分析与仿真结果均表明, 该算法能够不受相差的影响准确估计时延并进行跟踪, 相比无相差下的直接时延估计算法, 该算法的收敛速度提升 $1+3(\omega/\pi)^2$ 倍, 并且估计性能改善3 dB以上。

关键词: 时延估计; 下变频; 相差; 相位补偿器

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201804.0697

An explicit time delay estimation algorithm with phase compensation

WU Jing^{a,b}, JIANG Hongyu^a, LI Bing^b, HU Maohai^a, XING Zhengli^b

(a. Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics; b. Graduate School, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: In order to improve signal quality, the combined system needs to complete the time delay estimation and compensation between intermediate-frequency signals in the multi-antenna combining technology. The newly introduced phase difference when using same local oscillator to make frequency conversion to the two signals will malfunction the Explicit Time Delay Estimation(ETDE) algorithm. To realize the unbiased time delay estimation, an adjustable phase compensator is added to the ETDE algorithm to decouple the time delay and the phase difference. Theoretical analysis and simulation results indicate that the novel algorithm can estimate and track the time delay accurately regardless of phase difference, with $1+3(\omega/\pi)^2$ faster convergence rate and at least 3 dB smaller variances compared to the ETDE algorithm with no phase difference.

Keywords: time delay estimation; down-conversion; phase difference; phase compensator

多天线信号合成技术是提高接收信号信噪比的一种有效方法。它通过多个天线接收同一信号, 根据信号的相干性与噪声的不相关性, 加权合成信号以提高接收质量, 具有稳定、灵活的特点, 从而受到广泛关注, 成为无线通信领域的研究热点。各阵元接收信号间存在着一定时延差异, 各路信号与参考信号之间的时延估计与补偿精确度直接决定了系统合成性能, 尤其针对宽带信号^[1-4]。时延估计方法总的可以分为两类: 基于信号各阶统计量的时延估计方法^[5-7]和自适应类方法^[8-10]。前者依赖于信号和噪声的统计先验知识, 而后者可以在迭代的过程中不断调整自身的结构参数, 有效克服此缺点, 尤其适用于时变环境。

在工程应用中, 各接收天线传输给合成系统的射频信号, 频率较高, 合成系统首先将其下变频至中频, 进行采样后完成时延估计与补偿。分析发现, 应用同一本振对两路信号下变频会引入新的相差, 导致时延估计错误。关于两路信号之间存在随机相差的时延估计问题, 文献[11-13]利用最大似然估计法对时差和相差进行二维搜索来估计时延。而针对由于下变频引入了固有相差的时延估计问题, 文献[14-15]提出了引入相位补偿的广义相关法, 该方法只需对时差做一维搜索, 有效提高了计算效率, 但仅适用于整数时延, 不能跟踪时变时延。

本文首先针对由下变频引入的固有相差的时延估计问题建立数学模型, 然后对存在相差时的直接时延估计算

收稿日期: 2017-03-15; 修回日期: 2017-05-07

基金项目: 中国工程物理研究院科学技术发展基金资助项目(2015A0403001)

法(ETDE)进行性能分析,并在此基础上提出了引入相位补偿的直接时延估计算法(Explicit Time Delay Estimation with Phase compensation, ETDEP)。该算法通过增加一个相位补偿因子来消除相差影响,从而实现时对延的无偏估计。

1 信号模型

理想远场条件下,两天线接收信号表示成:

$$r_1(t) = s_0(t)e^{j(\omega_c t + \varphi_0)} + n_1(t) \tag{1}$$

$$r_2(t) = s_0(t-d)e^{j(\omega_c(t-d) + \varphi_0)} + n_2(t) \tag{2}$$

式中: $s_0(t)$ 为基带调制信号; ω_c 为载波角频率; φ_0 为初相; $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 为互不相关的零均值复加性高斯白噪声,且与源信号之间相互独立; d 表示 2 路信号之间时延,由于天线与辐射源的相对运动,时延 d 是缓慢时变的。

用本振频率为 ω 的本振信号对信号 $r_1(t)$ 和 $r_2(t)$ 进行下变频,得到:

$$x(t) = r_1(t)e^{-j\omega t} = s_0(t)e^{j(\omega_c t + \varphi_0)} + \theta(t) \tag{3}$$

$$y(t) = r_2(t)e^{-j\omega t} = s_0(t-d)e^{j(\omega_c(t-d) + \varphi_0)}e^{-j\omega d} + \phi(t) \tag{4}$$

式中:中频频率为 $\omega_i = \omega_c - \omega$; $\theta(t), \phi(t)$ 为等效复高斯白噪声。

观察式(3)、式(4)可以发现,利用本振信号对信号 $r_1(t)$ 和 $r_2(t)$ 下变频过程中,在两信号之间引入了一个额外相差 ωd 。

下变频后 2 路采样信号分别为:

$$x(kT_s) = s(kT_s) + \theta(kT_s) \tag{5}$$

$$y(kT_s) = s(kT_s - DT_s)e^{-j\omega D} + \phi(kT_s) \tag{6}$$

式中: $s(kT_s)$ 为中频采样信号; $\theta(kT_s)$ 和 $\phi(kT_s)$ 是干扰噪声; D 为两信号之间时延; T_s 为采样周期(后面将其忽略); ω 为归一化本振角频率。为了简化问题分析,这里不妨假设 $s(kT_s), \theta(kT_s), \phi(kT_s)$ 均为不相关零均值复高斯白噪声,信号与噪声功率分别为 σ_s^2, σ_n^2 。

2 存在相差时 ETDE 算法性能分析

文献[7]基于最小均方误差准则,提出了直接时延估计算法。相比最小均方(Least Mean Squares, LMS)算法,它将滤波器系数形式约束为 $\text{sinc}(n-D)$, 具有更快的收敛速度与更高的估计精确度。算法结构框图如图 1 所示。

k 时刻的输出误差:

$$e(k) = y(k) - \sum_{n=-P}^P \text{sinc}(n - \hat{D}(k)) \cdot x(k-n) = y(k) - x(k - \hat{D}(k)) \tag{7}$$

$k+1$ 时刻时延估计迭代公式:

$$\hat{D}(k+1) = \hat{D}(k) - \mu \frac{\partial |e(k)|^2}{\partial \hat{D}(k)} \tag{8}$$

假设 k 时刻采样信号与估计值不相关并且滤波器阶数 $2P+1$ 足够大,利用式(7)得到均方误差曲面为:

$$E\{|e(k)|^2\} = 2\sigma_n^2 + 2\sigma_s^2(1 - \cos(\omega D) \text{sinc}(\hat{D} - D)) \tag{9}$$

当 $0 < \cos(\omega D) \leq 1$ 时,全局最小点 $\hat{D} = D$ 。但相差 ωD 引起最小均方误差增大 $2\sigma_s^2(1 - \cos(\omega D))$, 而且 $\cos(\omega D)$ 越小,算法估计性能越差。直至 $\cos(\omega D) \leq 0$ 时,全局最小点 $\hat{D} \neq D$, 此时算法为有偏估计。

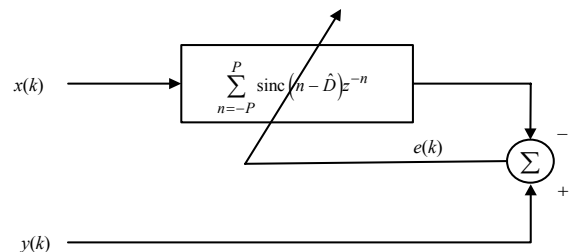


Fig.1 Explicit time delay estimator
图 1 直接时延估计器

3 所提出的 ETDEP 算法

分析式(6)可知, 额外的相差 $-\omega D$ 只与本振频率 ω 和时差 D 有关。而本振频率 ω 已知, 因此可以通过增加一个相位补偿因子来迭代修正相差, 以实现无偏时延估计。算法具体框图如图 2 所示。

k 时刻的输出误差:

$$e(k) = y(k) - e^{-j\omega\hat{D}(k)} \sum_{n=-P}^P \text{sinc}(n - \hat{D}(k)) \cdot x(k-n) = y(k) - e^{-j\omega\hat{D}(k)} x(k - \hat{D}(k)) \quad (10)$$

$k+1$ 时刻时延估计迭代公式:

$$\hat{D}(k+1) = \hat{D}(k) - \mu \frac{\partial |e(k)|^2}{\partial \hat{D}(k)} = \hat{D}(k) + 2\mu \text{Re} \left\{ e^*(k) \sum_{n=-P}^P g(n - \hat{D}(k)) x(k-n) \right\} \quad (11)$$

式中: $g(v) = e^{-j\omega\hat{D}(k)} [f(v) - j\omega \cdot \text{sinc}(v)]$; $f(v) = -\frac{\cos(\pi v) - \text{sinc}(v)}{v}$ 。

同理利用式(10)可得其均方误差曲面为:

$$E\{|e(k)|^2\} = 2\sigma_n^2 + 2\sigma_s^2 \left(1 - \cos(\omega(\hat{D} - D))\right) \text{sinc}(\hat{D} - D) \quad (12)$$

此时全局最小点为 $\hat{D} = D$, 表明本文算法能够不受相差 ωD 的影响, 保证时延估计的无偏性。

4 性能分析与比较

由于 $s(k), \theta(k), \phi(k)$ 均为不相关白噪声, 而且 P 足够大, 对式(11)两边取期望后利用泰勒级数展开并忽略高阶项可以得到:

$$E\{\hat{D}(k)\} = D + (\hat{D}(0) - D)(1 - \lambda)^k \quad (13)$$

式中 $\lambda = 2\mu\sigma_s^2(\pi^2/3 + \omega^2)$ 。因此, 对于足够大的 k 和合适的迭代步长 μ :

$$0 < \mu < \frac{1}{\sigma_s^2 \left(\frac{\pi^2}{3} + \omega^2\right)} \quad (14)$$

有 $E\{\hat{D}(k)\} = D$, 即为无偏估计。

另外考虑均方误差 $\varepsilon(k)$:

$$\varepsilon(k) = E\left\{(\hat{D}(k) - D)^2\right\} = E\{\hat{D}^2(k)\} - 2D \cdot E\{\hat{D}(k)\} + D^2 \quad (15)$$

对式(11)两边平方之后取期望并利用式(13),(15), 在 $\omega D = 2\pi$ 条件下得到其学习曲线为:

$$\varepsilon(k) = a^k \varepsilon(0) + b \frac{1 - a^k}{1 - a} + c \frac{d^k - a^k}{d - a} \quad (16)$$

式中:

$$a = 1 - 4\mu\sigma_s^2 \left(\frac{\pi^2}{3} + \omega^2\right) + 4\mu^2\sigma_n^2\omega^2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \left(\omega^2 - \frac{\pi^2}{3}\right) + 4\mu^2\sigma_s^4 \left(\frac{\pi^4}{3} + \frac{2\pi^2\omega^2}{3} + 3\omega^4\right) + 4\mu^2\sigma_s^2\sigma_n^2 \left(\frac{\pi^4}{9} - \frac{2\pi^2\omega^2}{3} + \omega^4\right) \quad (17)$$

$$b = 4\mu^2\sigma_n^2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \left[\frac{2\pi^2}{3} + D^2\omega^2 \left(\omega^2 - \frac{\pi^2}{3}\right)\right] \quad (18)$$

$$c = 8\mu^2\sigma_n^2\omega^2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \left(\omega^2 - \frac{\pi^2}{3}\right) D(\hat{D}(0) - D) \quad (19)$$

$$d = 1 - \lambda \quad (20)$$

而且, 算法收敛后的均方误差等效为估计方差为:

$$\text{Var}(\hat{D}) = \frac{b}{1 - a} \quad (21)$$

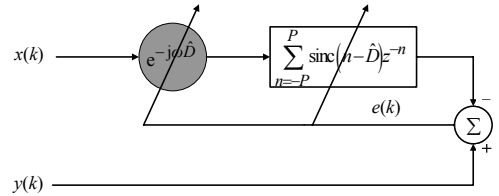


Fig.2 Explicit time delay estimator with phase compensation
图 2 引入相位补偿的直接时延估计器

在给定其余参数条件下，分析方差与角频率 ω 的关系可以得到最优下变频角频率为：

$$\omega_{\text{opt}} \approx \sqrt{\frac{\pi|D|\sqrt{\frac{2D^2\pi^2}{9} + \frac{2}{3}} - \frac{\pi^2}{3}}{D^2}} \quad (22)$$

此时，最小收敛方差：

$$\text{Var}(\omega_{\text{opt}}) \approx \frac{\mu\sigma_n^2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{\sigma_s^2} \left[\frac{2\pi|D|\sqrt{6 + 2\pi^2 D^2}}{3} - \pi^2 D^2 \right] \quad (23)$$

式(23)表明：最优角频率只取决于时延真值 D ，并随 $|D|$ 的增加，单调递减，最终收敛至 $\pi\sqrt{(\sqrt{2}-1)}/3$ 。而且最小收敛方差不仅受迭代步长 μ 、信号与噪声功率 σ_s^2, σ_n^2 的影响，还与时延真值 D 有关，并有：

$$\text{Var}_{\text{max}}(\omega_{\text{opt}}) \Big|_{D=\pm\frac{\sqrt{3}}{\pi}\text{ETDEP}} = \frac{\mu\sigma_n^2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{\sigma_s^2} \quad (24)$$

$\omega = 0$ 是函数 $V(\omega)$ 的极大值点。而 $\omega = 0$ 时本文算法退化为无相差的 ETDE 算法，有：

$$\text{Var}(\omega = 0) \Big|_{\text{ETDE}} \approx \frac{2\mu\sigma_n^2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}{\sigma_s^2} \quad (25)$$

因此得出结论：相比未变频 ($\omega = 0$) 的 ETDE 算法，

$$0 < \mu < \frac{\sigma_s^2 \left(\frac{\pi^2}{3} + \omega^2 \right)}{\sigma_n^2 \omega^2 (\sigma_s^2 + \sigma_n^2) \left(\omega^2 - \frac{\pi^2}{3} \right) + \sigma_s^4 \left(\frac{\pi^4}{3} + \frac{2\pi^2 \omega^2}{3} + 3\omega^4 \right) + \sigma_s^2 \sigma_n^2 \left(\frac{\pi^4}{9} - \frac{2\pi^2 \omega^2}{3} + \omega^4 \right)} \quad (26)$$

本文提出的 ETDEP 算法可以有效利用固有相差中所包含的时差信息，从而引入额外约束条件 $\omega\hat{D} = \omega D$ ，最终提高了估计精确度，对比式(25)~(26)可知估计性能至少改善了 3 dB。但在实际应用中，最优角频率取决于时延真值，无法获知，通过前面分析可以直接令

$\omega = \sqrt{(\sqrt{2}-1)}/3\pi$ 或先对时延粗估计后，再由式(23)求得最优角频率 ω_{opt} 。

5 仿真分析

为检验本文提出算法的有效性与正确性，做如下仿真实验。

仿真实验 1：源信号为零均值白高斯信号，两通道噪声为独立同分布的高斯白噪声，其中噪声功率归一化即 $\sigma_n^2 = 1$ ，且与源信号统计独立。而且 $P = 30$ ，时延 $D = 0.3T_s$ ，采样周期 $T_s = 1$ ，迭代步长 $\mu = 9 \times 10^{-5}$ ，数据长度为 4 000。在信噪比为 5 dB 的情况下分别针对角频率为 $\omega = [0, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9]\pi$ 各做 100 次 Monte Carlo 实验。时延估计均值与均方误差结果分别如图 3~4 所示。

图 3 中均值收敛曲线与理论曲线相当吻合。并且从式(13)可以发现：下变频角频率 ω 越大，收敛速度越快，因此相比于未变频 ($\omega = 0$) 的 ETDE 算法，本文算法收敛速度提升倍数为 $1 + 3(\omega/\pi)^2$ 。

图 4 中均方误差收敛曲线也与理论公式相一致。同时从式(16)也可以得出随角频率的增加，收敛速度加快的结论，仿真结果同样佐证了该结论。此时算法最优角频率为

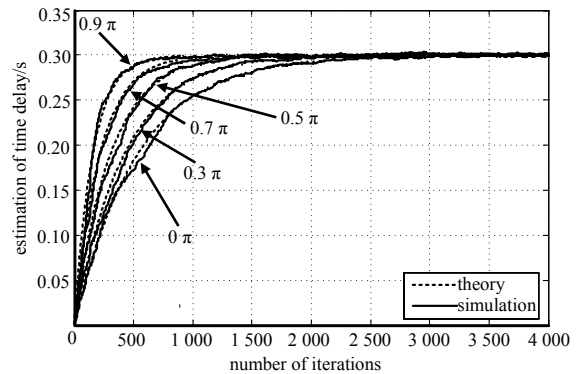


Fig.3 Convergence characteristics of the ETDEP
图 3 ETDEP 收敛特性

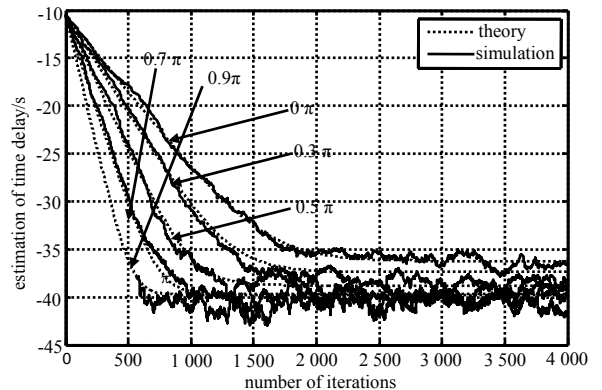


Fig.4 Mean-square error of delay estimation
图 4 时延估计均方误差

$\omega_{opt} \approx 0.808 1\pi$, 最小收敛方差 $Var(\omega_{min}) \approx -39.9 \text{ dB}$, 而 $Var(\omega=0) = -36.24 \text{ dB}$ 。所以相比未变频 ETDE ($\omega=0$) 算法, 最优下变频后的 ETDEP 算法估计性能提升 3.65 dB 左右。

仿真实验 2: 此时相位差 ωD 在 $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 上均匀取值, 其余参数与仿真实验 1 相同。图 5 给出了 2 种算法的时延估计性能对比。

图 5 中 ETDEP 算法在不同相差条件下均能准确估计时延, 同时估计方差抖动小于 4 dB, 并存在最优角频率 ω_{opt} , 此时具有最小均方误差。但 ETDE 算法估计性能如第 2 节分析, 随着 $\cos(\omega D)$ 的变小而急剧下降, 并且方差抖动超过 20 dB。

仿真实验 3: 由于接收天线和辐射源的相对运动, 辐射源达到 2 个接收天线的时延随着观测时间而变化。假设在观测时间 $T(T = NT_s)$ 内, 时延的值为:

$$D(n) = \begin{cases} 0.2T_s, & 1 \leq n \leq \frac{1}{4}N \\ (-0.3 + 2n/N)T_s, & \frac{1}{4}N \leq n \leq \frac{3}{4}N \\ 1.2T_s, & \frac{3}{4}N \leq n \leq N \end{cases} \quad (27)$$

$P = 30$, 迭代步长 $\mu = 0.001$, $\omega = 0.5\pi$, 数据长度为 16 000。其余参数同仿真实验 1。图 6 对比了 2 种算法针对时变时延的跟踪性能。

从图 6 可以看出静态时延下 $\cos(\omega D) \approx 1$, 此时 2 种算法均能有效估计。但本文算法收敛速度更快, 估计精确度更高, 同时在线性时变时延下也能够有效跟踪并只滞后真实时延 $0.02T_s$ 左右。而随着时延变大, ETDE 算法从时延 $D = 0.5T_s$ (此时 $\cos(\omega D) = \sqrt{2}/2$) 跟踪性能开始急剧下降, 直至 $D = 0.95T_s$ (此时 $\cos(\omega D) \approx 0$) 无法跟踪。

6 结论

本文针对存在固有相差的时延估计模型中 EDTE 算法估计性能急剧下降的问题, 提出了一种引入相位补偿的直接时延估计算法。与引入相位补偿的广义相关法相比, 本文算法不仅可以准确估计小数时延, 也能够有效跟踪时变时延。后续理论推导与仿真结果均表明 ETDEP 算法的估计性能不仅不受相差的影响, 而且相较于无相差模型下的 ETDE 算法具有更快的收敛速度与更高的收敛精确度。因此在多天线信号合成、基于时差定位等实际应用中, 本文算法具有一定的理论研究和实际应用价值。

参考文献:

[1] 张凯,于宏毅,沈彩耀,等. 随机布局多天线信号联合时差估计Cramer-Rao下界[J]. 信号处理, 2013,29(4):497-502. (ZHANG Kai,YU Hongyi,SHEN Caiyao,et al. Cramer-rao lower bound for joint time delay estimation in a randomly distributed antenna array[J]. Journal of Signal Processing, 2013,29(4):497-502.)

[2] SHEN C Y,YU H Y. Time-delay alignment technique for a randomly distributed sensor array[J]. IET Communications, 2011,5(8):1068-1072.

[3] 罗柏文,于宏毅. 采用合成方法的多路信号自适应时延联合估计[J]. 信号处理, 2013,29(2):159-164. (LUO Bowen, YU Hongyi. On adaptive time delay estimation using the signal combining method[J]. Journal of Signal Processing, 2013, 29(2):159-164.)

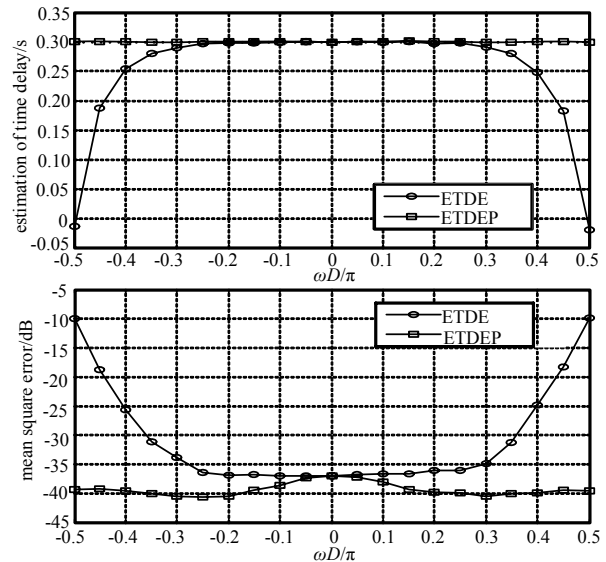


Fig.5 Estimation performance on different phase differences
图 5 不同相差下算法估计性能对比

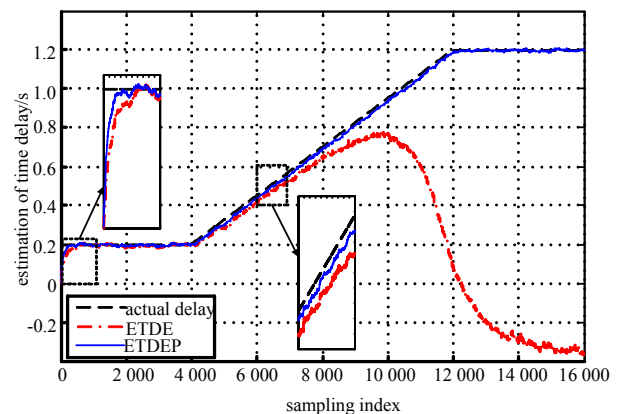


Fig.6 Comparison of tracking performance
图 6 算法跟踪性能对比

- [4] 孟玮,刘莹,张娅楠. 下行宽带信号天线组阵试验验证及分析[J]. 无线电工程, 2014,44(9):28-31. (MENG Wei,LIU Ying, ZHANG Yanan. Experiment and analysis of antenna arraying for downlink wideband signals[J]. Radio Engineering, 2014, 44(9):28-31.)
- [5] WU Yong,LEYMIN A R. Time delay estimation in unknown spatially uncorrelated Gaussian noise using high-order statistic[C]// International Conference Proceeding on ASSP. [S.l.]:IEEE, 1999:2813-2816.
- [6] 刘超,王英民. 子空间算法在OFDM信道时延估计中的应用[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2014,12(4):533-538. LIU Chao,WANG Yingmin. Application of subspace algorithm to time delay estimation in OFDM channels[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2014,12(4):533-538.)
- [7] YE D,LU J Y,ZHU X J,et al. Generalized cross correlation time delay estimation based on improved wavelet threshold function[C]// Sixth International Conference on Instrumentation & Measurement,Computer,Communication and Control. [S.l.]:IEEE, 2016:629-633.
- [8] SO H C,CHING P C,CHAN Y T. A new algorithm for explicit adaptation of time delay[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994,42(7):1816-1820.
- [9] CHENG Z,TJHUNG T T. A new time delay estimator based on ETDE[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003,51(7): 1859-1869.
- [10] 乔振岳. 最小均方误差自适应时延估计算法研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2014. (QIAO Zhenyue. Research on adaptive time delay estimation algorithm based on least mean square error[D]. Xi'an,China:Xidian University, 2014.)
- [11] WAX M. The estimate of time delay between two signals with random relative phase shift[J]. IEEE Transactions on ASSP, 1981, 29(3):497-501.
- [12] WAX M. The joint estimation of differential delay,Doppler and phase[J]. IEEE Trans. on IT, 1982,28(5):817-820.
- [13] DAVID HERTZ,JACOB REISS. An explicit estimate of time delay between two signals,with an unknown relative phase shift[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1982,30(6):1006-1007.
- [14] 李志刚,杨景曙,王江. 信号变频引入相差后的时延估计方法[J]. 火力与指挥控制, 2009,34(6):144-146. (LI Zhigang, YANG Jingshu,WANG Jiang. The research on time delay estimation method with the phase difference resulting from frequency mixing[J]. Fire Control& Command Control, 2009,34(6):144-146.)
- [15] 王江,李春生,熊秋彝. 窄带恒包络信号存在相差的时延估计新方法[J]. 信号处理, 2010,26(1):137-140. (WANG Jiang, LI Chunsheng,XIONG Qiuben. A new method of time delay estimation on narrow band constant envelop signal with phase difference[J]. Journal of Signal Processing, 2010,26(1):137-140.)

作者简介



伍 警(1992-), 男, 湖南省常德市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为多天线信号合成技术.email:15656569752@163.com.

蒋鸿宇(1982-), 男, 四川省绵阳市人, 博士, 副研究员, 主要研究方向为软件无线电、宽带数字接收机.

李 兵(1984-), 男, 陕西省宝鸡市人, 硕士, 助理研究员, 主要研究方向为高速数字信号处理、数字接收机.

胡茂海(1982-), 男, 四川省遂宁市人, 硕士, 助理研究员, 主要研究方向为无线通信、数字信号处理.

邢政利(1989-), 男, 河南省舞钢市人, 硕士, 研究实习员, 主要研究方向为通信信号处理、压缩感知理论.