

DS-UWB信号DOA的估计方法

夏 斌, 王文博

(北京邮电大学电信工程学院 北京 海淀区 100876)

【摘要】到达角估计是直接序列超宽带系统的关键技术之一。传统的到达角估计方法都基于窄带信号,不能直接应用在该系统。针对该问题,提出了一种基于四阶累积量的到达角估计方法。该方法建立在直接序列超宽带系统阵列信号的频域模型。仿真结果表明该算法有效易行,能准确估计直接序列超宽带信号的到达角。

关键词 到达角; 直接序列超宽带; 四阶累积量

中图分类号 TN914.4

文献标识码 A

Estimation Method of DOA for DS-UWB Signal

XIA Bin, WANG Wen-bo

(School of Telecommunication Engineering Beijing University of Posts and Telecommunications Haidian Beijing 100876)

Abstract Direction of Arrival (DOA) estimation is one of the key technologies of Direct Sequence Ultra Wide Bandwidth (DS-UWB) system. The traditional DOA estimation methods which are based on narrow-band signals are not suited for such system. So a fourth-order cumulant-based estimation method of DOA is proposed. This method is founded on the frequency domain model of DS-UWB array signals. The spatial spectral function is then derived for analysis. The performance of the estimation algorithm is evaluated by computer simulation and the results show that the algorithm is effective and can guarantee adequate estimation accuracy.

Key words direction of arrival; direct sequence ultra wide bandwidth; fourth-order cumulant

与传统的基于正弦波的无线通信不同,超宽带(Ultra Wide Bandwidth, UWB)技术是通过发送一系列频谱(从直流到几个吉赫兹的短脉冲序列)实现的。UWB短脉冲信号占据的频谱带宽很大,几乎覆盖了无线系统的大部分频段。美国联邦通信委员会(FCC)在分析了许多大学、公司和研究所的试验报告后,于2002年2月通过了一项认可超宽带用于民用用途的最终规定。由文献[1]提出的DS-UWB方案可以提供很高的传输速率、很低的功耗和极强的抗干扰/低截获特性,所以引起人们极大的关注和兴趣。智能天线在DS-UWB系统的应用既可改善接收信号的性能,又能减少对其他系统的干扰。

对外来目标信号进行波达方向DOA估计是智能天线的关键技术之一。经过多年的深入研究,DOA估计理论和技术得到了快速发展。其中,多信号分辨(MUSIC^[2])方法和参数旋转不变(ESPRIT^[3])方法是DOA估计中最常用和最经典的方法。这些方法都基于窄带信号等条件,不能应用在超宽带场合。文献[4]针对宽带信号的DOA提出了一种较好的估计

方法;文献[5]利用阵列输出的全部四阶累积量构成矩阵,采用子空间方法进行方向估计。本文针对DS-UWB信号的DOA问题,基于文献[4-5]提出了一种基于四阶累积量的估计方法。此外研究过程中采用了更符合实际的多径信道模型。

1 信号模型

考虑一个多用户DS-UWB^[6]系统,采用BPSK方式进行调制,信道为加性高斯白噪声信道。设接收机共接收到 K 个室内用户的信号,其中第 k 个用户发送信号为:

$$s_k(t) = \sum_m a_k^m b_k(t - mT_s)$$
$$b_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_k^n w(t - nT_c)$$

式中 $\{a_k^m\}$ 是第 k 个用户发送的第 m 个符号; $\{c_k^n\}$ 是第 k 个用户的扩频码序列,且 $a_k^m, c_k^n \in \{1, -1\}$; T_c 是扩频码片宽度; N 为扩频增益, NT_c 是符号宽度; $w(t)$ 为高斯脉冲波形。天线阵图如图1所示。图中任意噪声场中 K 个宽带源从不同方向入射到 P 元均匀

线阵上,其中 $K < P$;阵列由各向同性的宽带阵元组成,阵元间距 d 为信号最高频率对应的半波长。源信号假设为零均值的平稳高斯随机信号,各信号具有相同带宽。加性噪声与源信号具有相同的带宽,且与信号互不相关,波达方向分别为 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$ 。

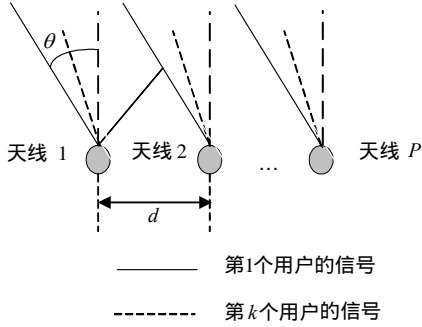


图1 天线阵

物理信道模型采用IEEE P802.15提出的多径模型^[7],假定发射机和接收机的时钟同步,那么第 p ($p=1,2,3,\dots,P$)个天线的接收信号为^[8]:

$$x_p(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l} s_k(t - \tau_{k,l} - \tau_k^p) + n_p(t) \quad (1)$$

$$\tau_k^p = p \frac{d \sin \theta_k}{c} \quad (2)$$

式中 L_k 表示用户 $s_k(t)$ 有 L_k 条路径; $\alpha_{k,l}$ 表示第 k 个用户第 l 条路径在第 p 个天线的损耗; $\tau_{k,l}$ 表示第 k 个用户第 l 条路径的时延; τ_k^p 表示第 k 个用户在第 p 个天线的附加时延。

2 基于四阶累积量的DS-UWB信号DOA估计方法

针对DS-UWB信号的到达角问题,本文提出了一种基于四阶累积量的估计方法。其具体方法如下:由式(2)得到宽带阵列信号的频域模型^[4]:

$$X(f_i) = A(f_i)S(f_i) + N(f_i) \quad i=1,2,\dots,L' \quad (3)$$

$$X(f_i) = [X_1(f_i) X_2(f_i) \dots X_P(f_i)]^T \quad (4)$$

$$A(f_i) = [a(f_i, \theta_1) a(f_i, \theta_2) \dots a(f_i, \theta_K)] \quad (5)$$

$$S(f_i) = \left[S_1(f_i) \sum_{l=1}^{L_1} \alpha_{1,l} e^{-j2\pi f_i \tau_{1,l}} \dots S_K(f_i) \sum_{l=1}^{L_K} \alpha_{K,l} e^{-j2\pi f_i \tau_{K,l}} \right]^T \quad (6)$$

$$N(f_i) = [N_1(f_i) N_2(f_i) \dots N_P(f_i)]^T \quad (7)$$

$$a(f_i, \theta_k) = \left[1 e^{-j2\pi f_i \frac{d \sin \theta_k}{c}} \dots e^{-j2\pi f_i (P-1) \frac{d \sin \theta_k}{c}} \right]^T \quad (8)$$

式中 $S(f_i)$ 和 $N(f_i)$ 分别是信号及噪声第 f_i 频段的数据矩阵; $A(f_i)$ 是第 f_i 频段的阵列方向矩阵。因此构造四阶累积量矩阵 $C(f_i)$, 其第 $(k_1 - 1)P + k_2$

行 $(k_1 - 1)P + k_2$ 列元素为阵列输出信号的四阶累积量 $\text{cum}(X_{k_1}(f_i), X_{k_2}(f_i), X_{k_3}^*(f_i), X_{k_4}^*(f_i))$, 且 $k_1, k_2, k_3, k_4 \in \{1, 2, \dots, P\}$ 。该四阶累积量为:

$$\begin{aligned} \text{cum}(X_{k_1}(f_i), X_{k_2}(f_i), X_{k_3}^*(f_i), X_{k_4}^*(f_i)) = \\ E(X_{k_1}(f_i), X_{k_2}(f_i), X_{k_3}^*(f_i), X_{k_4}^*(f_i)) - \\ E(X_{k_1}(f_i)X_{k_3}^*(f_i))E(X_{k_2}(f_i)X_{k_4}^*(f_i)) - \\ E(X_{k_1}(f_i)X_{k_4}^*(f_i))E(X_{k_2}(f_i)X_{k_3}^*(f_i)) \end{aligned} \quad (9)$$

于是,四阶累积量矩阵为:

$$\begin{aligned} C(f_i) = E\{(X(f_i) \otimes X^*(f_i))(X(f_i) \otimes X^*(f_i))^H\} - \\ E\{X(f_i) \otimes X^*(f_i)\}E\{(X(f_i) \otimes X^*(f_i))^H\} - \\ E\{X(f_i)X^H(f_i)\} \otimes E\{(X(f_i)X^H(f_i))^*\} \end{aligned} \quad (10)$$

式中 \otimes 为kroncker积; $(\cdot)^*$ 为取复数共轭; $(\cdot)^H$ 为取复数共轭转置。

对 $C(f_i)$ 进行特征值分解,其特征值从大到小排列为 $(\lambda_1(f_i), \lambda_2(f_i), \dots, \lambda_{P^2}(f_i))$, 相应的特征向量为 $\{v_1(f_i), v_2(f_i), \dots, v_{P^2}(f_i)\}$, 其中矩阵 $C(f_i)$ 的 $\{\lambda_q(f_i), q=1, 2, \dots, K^2\}$ 特征值对应的特征向量张成四阶信号子空间 $\Omega_S(f_i)$, 其他 $P^2 - K^2$ 个特征值对应的特征向量张成四阶噪声子空间 $\Omega_N(f_i)$, 其中四阶信号子空间满足:

$$\Omega_S(f_i) = \text{span}\{b(f_i, \theta_1), b(f_i, \theta_2), \dots, b(f_i, \theta_K)\} \quad (11)$$

式中 $b(f_i, \theta) = a(f_i, \theta) \otimes a^*(f_i, \theta)$ 。定义四阶噪声子空间向量组成的矩阵为:

$$\Omega_N(f_i) = \{v_{K^2+1}(f_i), v_{K^2+2}(f_i), \dots, v_{P^2}(f_i)\} \quad (12)$$

因此,利用 $\Omega_S(f_i)$ 与 $\Omega_N(f_i)$ 的正交性,可以得到的

$$P(\theta) = \frac{1}{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^{L'} \sum_{k=K^2+1}^{P^2} \|b^H(f_i, \theta) v_k(f_i)\|^2}$$

3 模拟结果及分析

系统仿真采用Matlab软件,式(1)的高斯脉冲波形为:

$$w(t) = \left[1 - 16\pi \left(\frac{t - D_g/2}{D_g} \right)^2 \right] \exp \left[-8\pi \left(\frac{t - D_g/2}{D_g} \right)^2 \right]$$

脉冲持续时间 D_g 为 0.2 ns; 码片时间 T_c 为 1.6 ns; 符号时间 T_s 为 49.6 ns; 地址码使用 31 位 Gold 码序列。假设有三个等功率非相干信号源分别从 $12^\circ, 30^\circ, 54^\circ$ 方向入射。源信号假设为零均值的平稳高斯随机信号,噪声也为零均值的高斯过程,与信号具有相同的带宽。宽带阵为 4 元均匀线列阵,阵元间距为信号中心频率对应的半波长。基于四阶累积量的 DOA 估计算法得到的空间谱曲线如图 2 所示。图中该曲线

能清晰地分辨信号源。图3为 30° 的信号源用该方法估计的角度均方差与信噪比的关系。从空间谱和估计均方差来看,该算法可以很好地得到非相干源的DOA估计。

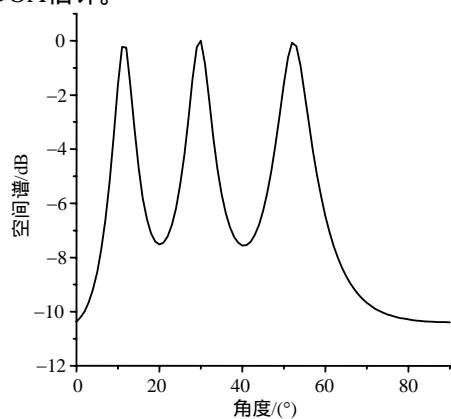


图2 信号的空间谱

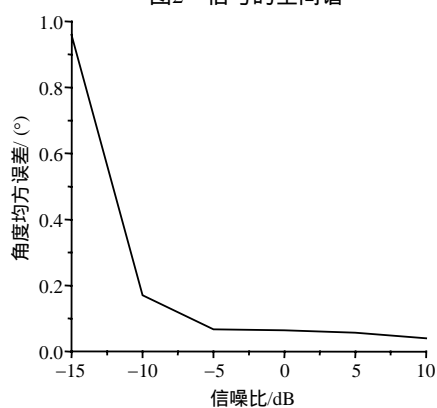


图3 角度均方差与信噪比的关系

4 结 论

DS-UWB信号的到达角估计在实际应用中具有重大意义,也是目前超宽带研究中的一个热点。超宽带信号不再满足MUSIC等传统DOA估计的假设条件。本文提出了基于四阶累积量的DS-UWB信号DOA估计方法,该方法与传统方法相比,能够适用于超宽带场合。

参 考 文 献

- [1] MATT W. IEEE P802.15 Wireless Personal Area Network (WPANS). XtremeSpectrum CFP Presentation[S]. IEEE P802. 15-03/153r6-SG3a, 2003
- [2] STOICS P, NEHORAI A. MUSIC, maximum likelihood and Cramer-Rao bound[J]. IEEE Trans. ASSP, 1989, 37(5): 720-741.
- [3] ROY R, KAILATH T. ESPIT-Estimation of signal parameters via rotational invariant techniques[J]. IEEE Trans. ASSP, 1989, 37: 984-995.
- [4] WAX M, SHAN T J, KAILATH T. Spatio-temporal spectral analysis by eigenstructure methods[J]. IEEE Trans. ASSP, 1984, 32 (4): 817-827.
- [5] BOAZ P, BENJAMIN F. Direction finding algorithms based on high order statistics[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1991, 39(9):2016-2024.
- [6] CANADEO C M, TEMPLE M A, BALDWIN R O, et al. UWB multiple access performance in synchronous and asynchronous networks[J]. Electronics Letters, 2003, 39(11): 880-882.
- [7] FOERSTER J. Channel modeling sub-committee report[S]. IEEE P802. 15-02/490r1-SG3a, 2002.
- [8] TAN S S, KANNAN B, NALLANATHAN A. Performance of UWB multiple access impulse radio systems in multipath environment with antenna array[J]. IEEE GLOBECOM'03, 2003, 4: 2182-2186.

编 辑 刘文珍

(上接第172页)

参 考 文 献

- [1] ALOUINI M S, GOLDSMITH A J. Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity combining techniques[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1999, 48(4): 1165-1181.
- [2] LEE W C Y. Mobile communications engineering :theory and applications[M]. New York: McGraw-Hill, 1998
- [3] GÜNTHER C G. Comment on: Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environment[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1996, 45(2): 401-403.
- [4] ALOUINI M S, Goldsmith A J. Capacity of Nakagami multipath fading channels[C]//Proc. of IEEE VTC, USA: Phoenix,AZ: [出版者不祥], 1997: 358-362.
- [5] ALOUINI M S, Goldsmith A J. Adaptive M-QAM modulation over Nakagami fading channels[C]//Proc. of IEEE Globecom USA: Phoenix, AZ: [出版者不祥], 1997: 218-223.
- [6] 李光球. 采用两条支分集接收的相关瑞利衰落信道容量[J]. 电子学报, 2003, 31(7): 1018-1021.
- [7] PROAKIS J G. 数字通信[M]. 第4版. 北京: 电子工业出版社, 2001, 800-830.

编 辑 刘文珍