

一种新的 GPS 接收机宽带干扰抑制方法

任超 吴嗣亮 王菊

(北京理工大学信息科学技术学院 北京 100081)

摘要: 该文针对 GPS 扩频接收机空时自适应处理结构, 提出了一种新的极大抑制干扰的波束形成算法。通过估计空时二维功率谱得到各干扰信号的导向矢量矩阵, 并求解出该矩阵的一组最接近期望信号导向矢量的正交基, 作为空时二维最优权值。仿真结果表明, 该算法增强了空时自适应结构方向图的零陷深度, 比传统宽带多线性约束 LCMV 算法更有效地进行干扰抑制, 明显提高了信号干扰噪声比。

关键词: 空时自适应; 波束形成; 导向矢量; GPS; 干扰抑制

中图分类号: TN965; TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-1977-04

A Novel Wideband Interference Cancellation Method for GPS Receiver

Ren Chao Wu Si-liang Wang Ju

(School of Information Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: A new beamforming algorithm used in GPS receiver, which can greatly depress the wideband interference, is proposed. The algorithm is based on space-time adaptive processing. Firstly, the steering vectors matrix of interference signals can be estimated by space-time 2-dimension power spectrum. Secondly, with in the null space of the steering vectors matrix of interference signals, the space-time 2-dimension weight vector can be obtained with least square method through the linear combination of orthogonal basis. And the weight vector is closest to the steering vector of the expected signal and deeply depresses the interference signals simultaneously. Finally, compared with the constrained least mean-squares algorithm, the proposed algorithm is more efficient to depress wideband interference. The experimental results show the effectiveness and stability of the method.

Key words: Space-time adaptive processing; Beamforming; Steering vector; GPS; Interference depression

1 引言

全球定位系统(GPS)是一种真正的全球、全天候、实时、连续的高精度空基导航系统。作为一种通用的定位系统, 全球定位系统具有许多其它导航设备无可比拟的特性。正是由于 GPS 优良的导航性能, 人们对其重视程度也日益提高。一方面研究己方作战时能否有效利用 GPS, 另一方面研究如何破坏或干扰对方 GPS 的正常使用。我军所使用的 GPS 接收机是民用 C/A 码 GPS 接收机, 其抗干扰能力很弱。如 1W 辐射功率的干扰机在无遮蔽情况下就能干扰 10—20km 范围内的所有 C/A 码 GPS 接收机, 所以开展 GPS 接收机抗干扰的研究刻不容缓。这对我军现代化武器性能的提高、乃至整体战斗力的增强都将有着重要意义。

到目前为止, 自适应天线技术是提高 GPS 接收机抗干扰能力的主要方法。为了使阵列能够抑制宽带干扰^[1], 通常需要在每个通道上连接一定数量的延迟单元并施以一定的时间权系数, 这样阵列便拥有更多的自由度来实现对宽带干扰的抑制。这种自适应阵列处理技术就是空时自适应^[2, 3] (Space-Time Adaptive Processing, STAP)。2000年, Fante

首次全面论述了 STAP 处理技术在扩频接收机抗干扰上的应用^[4]。Frost 等人针对宽带信号提出了宽带多线性约束 (Linearly Constrained Minimum Variance, LCMV) 处理器^[5-7], 该算法在保证对有用信号的增益为常数的条件下, 使输出总功率最小; 但随着干扰功率的变化和热噪声的增强, 算法不能保证完全有效地滤除干扰。

本文采用了空时自适应处理结构, 首先估计空时二维功率谱, 根据期望信号功率远小于干扰信号功率的特性, 从二维功率谱得到准确的干扰波达方向, 并构造出干扰信号的导向矢量矩阵。求解该矩阵的正交基, 经过正交基矢量的线性组合, 用最小二乘法求得权值, 并使其接近期望信号导向矢量。由于所求权矢量位于干扰信号的导向矢量矩阵的零空间内, 波束形成器能够极大程度抑制掉各个干扰信号, 并且零陷深度不受干扰功率强弱影响, 从而较大地提高接收信号的信干噪比, 提高扩频接收机抗干扰能力。

2 空时最优处理器原理

空时自适应技术是将一维的空域滤波推广到时间与空间的二维域中, 形成空时二维处理的结构。Brenan 首先提出了空时二维处理的思想, 最早的应用是机载雷达, 在高斯杂波背景加确知信号的模型下, 根据似然比检测理论导出了一

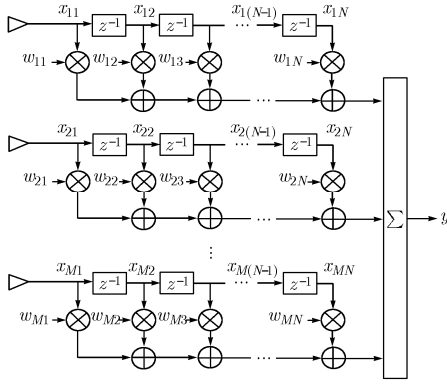


图1 扩频接收机联合空时抗干扰处理的基本输入输出关系

种空时二维处理自适应处理结构,称为“最优处理器”。图1给出了扩频接收机空时二维抗干扰处理器结构图^[5,6]。

如图1所示, $\{w_{mn}\}, n=1,2,\dots,N, m=1,2,\dots,M$ 为其空时二维权系数。每个节拍的时间延时 T , 要求 T 小于 $1/B$, B 为信号带宽; 每个阵元信号总的延时长 $(N-1)T$, 要求能够包括不同的多径延时。

用 $MN \times 1$ 维向量 \mathbf{w} 表示处理器权矢量, 则

$$\mathbf{w} = [w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1N}, w_{21}, \dots, w_{2N}, \dots, w_{M1}, \dots, w_{MN}]^T \quad (1)$$

$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H]$ 为接收数据的协方差矩阵 ($MN \times MN$ 维), 该处理器可以描述为一个有约束的最优化问题

$$\left. \begin{array}{l} \text{Min} \quad P_{\text{out}} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{a} = 1 \end{array} \right\} \quad (2)$$

\mathbf{a} 为空时二维导向矢量,

$$\mathbf{a} = \mathbf{S}_s \otimes \mathbf{S}_t \quad (3)$$

式中 \otimes 为可罗奈克积(Kronecker product),

$$\mathbf{S}_s = [1, e^{j\omega_s}, \dots, e^{j(M-1)\omega_s}]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{S}_t = [1, e^{j\omega_t}, \dots, e^{j(N-1)\omega_t}]^T \quad (5)$$

其中 ω_s , ω_t 分别是空间归一化频率和时间归一化频率。

对于宽带多线性约束LCMV处理器^[5,7]设定 K 个约束, 第1个约束是当频率为 f_1 的单位平面波以 θ_1 入射到阵时, 阵的输出(即阵的响应)为 b_1 , 则第1个约束可写为

$$\mathbf{c}_1^H \mathbf{w} = b_1 \quad (6)$$

其中 $\mathbf{c}_1 = \mathbf{S}_s \otimes \mathbf{S}_t$ 。第 k 个约束是当频率为 f_k 的单位平面波以 θ_k 入射到阵时, 阵的输出为 b_k , 类似的可以得到第 k 个约束方程为

$$\mathbf{c}_k^H \mathbf{w} = b_k, \quad k=1, \dots, K \quad (7)$$

由此, 有 K 个线性约束的最小方差(LCMV)优化方程为

$$\left. \begin{array}{l} \text{Min} \quad E\{|y(n)|^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} \quad \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{b} \\ \mathbf{C} = [\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_K] \\ \mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T \end{array} \right\} \quad (8)$$

利用拉各朗日乘子法可以推导出多约束最小方差处理器的解为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b} \quad (9)$$

3 抑制宽带干扰的波束形成算法

3.1 干扰信号 DOA 估计

设系统中采用 M 个天线元的均匀线阵, 共有 P 个信号入射到阵列上 ($M > P$), 一个期望信号和 $P-1$ 个干扰信号。它们的来波方向(Direction Of Arrival, DOA)分别是 $\theta = \{\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_{P-1}\}$, 不失一般性, 假设期望信号的 DOA 为 θ_0 , 信号形式记为 $s_1(t)$ 。若参考阵元接收到的入射波信号为 $s_1(t)$, 则均匀线阵第 m 阵元接收到的入射波信号为

$$s_m(t) = s_1[t - \tau_m(\theta)] = s_1[t - (m-1)d \sin \theta / c] \quad (10)$$

式中 $\tau_m(\theta)$ 为阵元 m 接收到的入射波相对于参考阵元接收到的波的延时。均匀线阵除了接收期望信号 $\mathbf{s}(n)$ 外, 还会接收到干扰 $\mathbf{j}(n)$ 和噪声 $\mathbf{n}(n)$, 这样, 阵列接收到的全部空时信号为

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{s}(n) + \mathbf{j}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (11)$$

由以上的接收数据模型, 空时二维功率谱^[7]可以表示为

$$P(\theta, f) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta, f) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta, f)} \quad (12)$$

其中 $\mathbf{a}(\theta, f)$ 是对应不同角度和不同频率时的空时二维导向矢量, \mathbf{R}_{xx}^{-1} 是接收数据相关矩阵的逆。在实际中, 期望信号功率远小于干扰信号功率, 根据这一特点, 可以通过上式得到空时二维功率谱的分布, 高于期望信号功率的将其视为干扰信号功率, 大功率峰值对应的空间角度就是干扰信号的来波方向。

3.2 宽带干扰零陷条件

设空域自适应滤波器的权矢量为 \mathbf{w} , 根据信号模型得到波束形成器输出功率,

$$P(w) = E\{|s(t)|^2\} |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0)|^2 + \sum_{j=1}^{P-1} E\{|j(t)|^2\} |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_j)|^2 + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}\|^2 \quad (13)$$

为了保证来自方向 θ_0 的期望信号的正确接收, 并完全抑制其他 $P-1$ 个干扰, 很容易根据上式得到关于权向量的约束条件^[8]:

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1 \\ \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_j) = 0, \quad j=1, \dots, P-1 \end{array} \right\} \quad (14)$$

对于 STAP 结构接收的宽带信号, 建立模型时将空时二维导向矢量^[9-11] 记为 $\mathbf{a}(\theta, f)$ ($MN \times 1$ 维), 即导向矢量是信号方位 θ 和频率 f 的函数。存在正交基 \mathbf{H} 满足方程组,

$$\mathbf{H}^H \mathbf{a}(\theta_j, f_k) = 0, \quad j=1, \dots, P-1, \quad k=1, \dots, K \quad (15)$$

f_k 是信号带宽内均匀分布的 K 个频点, $K \leq N$ 。此时对应干扰信号导向矢量矩阵 $\mathbf{A}_1(\theta, f) = [\mathbf{a}(\theta_1, f_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_1, f_K), \dots, \mathbf{a}(\theta_{P-1}, f_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_{P-1}, f_K)]$ ($MN \times K(P-1)$ 维) 列满秩(信号波达方向和频率各不相同)。所以在 MN 维空间 C_{MN} 内, $\mathbf{A}_1(\theta, f)$ 的零空间 $\text{null } \mathbf{A}_1(\theta, f)$ ($\subseteq C_{MN}$) 的维数为 $Z = MN - K(P-1)$ 。

3.3 求解正交基

QR 分解来求解 $\mathbf{A}_1(\theta, f)$ 零空间的正交基矢量。 $\mathbf{A}_1(\theta, f) = \mathbf{Q}\mathbf{R}$, 其中列正交矩阵 \mathbf{Q} 为 $MN \times MN$ 维, 上三角矩阵 \mathbf{R} 为 $MN \times K(P-1)$ 维, 由于 $\mathbf{A}_1(\theta, f)$ 是一个列满秩矩阵, 设矩阵 \mathbf{Q} 的列矢量表示为 $\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_{MN}]$, 那么

$$\begin{aligned} & \text{span}\{\mathbf{a}(\theta_1, f_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_1, f_K), \dots, \mathbf{a}(\theta_{P-1}, f_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_{P-1}, f_K)\} \\ &= \text{span}\{\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_{K(P-1)}\} \end{aligned} \quad (16)$$

由于矩阵 \mathbf{Q} 是一个正交矩阵, 所以它的后 $MN - K(P-1)$ 个列矢量张成的空间与前 $K(P-1)$ 个矢量所张成的空间正交, 所以这 $MN - K(P-1)$ 个正交矢量可以作为 $\mathbf{A}_1(\theta, f)$ 的正交基矢量。

$$\mathbf{H} = [\mathbf{q}_{K(P-1)+1}, \mathbf{q}_{K(P-1)+2}, \dots, \mathbf{q}_{MN}] \quad (17)$$

3.4 求解权矢量

在求得 Z 个正交基矢量以后, 需要在 $\mathbf{A}_1(\theta, f)$ 的零空间中求得空时二维权矢量 \mathbf{w} ($MN \times 1$ 维), 对正交基进行线性组合得到

$$\mathbf{w} = d_1 \mathbf{h}_1 + d_2 \mathbf{h}_2 + \dots + d_Z \mathbf{h}_Z = \mathbf{H}[d_1, d_2, \dots, d_Z]^T = \mathbf{H}\mathbf{d} \quad (18)$$

如果要求波束在期望信号方向增益最大, 则需要使得 $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\theta_0, f_c)$, 也就是 $\mathbf{H}\mathbf{d} = \mathbf{a}(\theta_0, f_c)$, 这个方程的系数矩阵 \mathbf{H} ($MN \times Z$ 维) 是一个高矩阵, 而且列满秩, 属于超定方程, 所以矢量 \mathbf{d} 可以用最小二乘法(LS)求得,

$$\mathbf{d} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{a}(\theta_0, f_c) \quad (19)$$

代入上式, 可以得到最后的权矢量

$$\mathbf{w} = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{a}(\theta_0, f_c) \quad (20)$$

综上所述, 联合空时极深零陷抗干扰处理的加权矢量 \mathbf{w} 可以通过如下过程求得: (1) 获得所有信号的 DOA, 得到 $\mathbf{A}_1(\theta, f)$ 矩阵; (2) 对 $\mathbf{A}_1(\theta, f)$ 进行分解, 根据式(17)求得 $\mathbf{A}_1(\theta, f)$ 的零空间正交基矢量, 为 \mathbf{H} ; (3) 求得 $\mathbf{w} = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{a}(\theta_0, f_c)$ 。

4 性能仿真

本文选择干扰抑制零陷、输入输出的信干噪比(SINR)和信干比(SIR)作为评价宽带干扰抑制能力的性能指标。信干噪比和信干比计算公式如下: $\text{SINR} = 10 \lg[P_s / (P_I + P_N)]$, $\text{SIR} = 10 \lg(P_s / P_I)$, 其中 P_s , P_I , P_N 分别是 GPS 信号功率、宽带干扰功率和噪声功率。

仿真试验 1 采用四元均匀线阵结构, 模拟远场有用信号 1 个, 功率为 1W。互不相干宽带线性调频干扰 3 个, 带宽均为 20MHz, 功率为 100kW。阵元间距 $d = \lambda/2$, λ 是接收信号载波频率对应的波长。接收信号快拍数为 5000, 采样频率为 60MHz, 输入信噪比为 -31.37dB, 输入信干噪比为 -55.02dB。实验中期望信号波达方向是 0° , 宽带干扰方向是 -20° , -40° , 30° , 每个阵元的延迟单元数为 16。本文算法实验结果方向图见图 2 所示。由宽带多线性约束 LCMV 算法所求得最优权值决定的方向图见图 3。

通过比较可以看出, 在期望信号、宽带干扰、噪声等仿

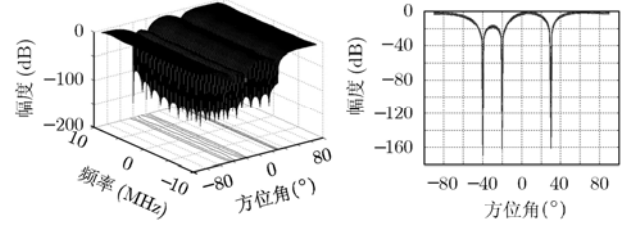


图2 本文算法空时二维方向图及侧视图

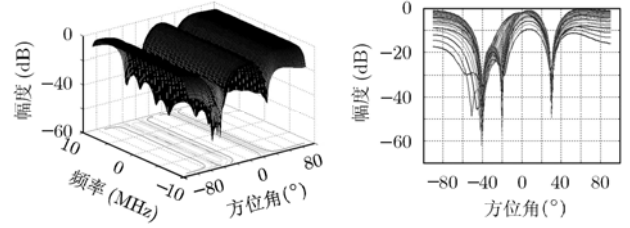


图3 宽带多线性约束 LCMV 算法方向图及侧视图

真环境相同的情况下, 本文算法在干扰方向产生的零陷平均深度远大于 LCMV 的结果, 说明该方法对宽带干扰进行了极大程度的抑制。表 1 给出了两种算法抑制干扰后的性能参数, 宽带多线性约束 LCMV 算法的输出信干比为 -24.78dB, 而用本文算法对宽带干扰抑制后的输出信干比为 -6.77dB, 干扰抑制能力远强于 LCMV, 同样输出信干噪比也得到了明显改善。

表 1 本文算法与宽带多线性约束 LCMV 算法评价参数比较

	输出 SINR	输出 SNR	输出 SIR
本文算法	-26.17	-26.12	-6.77
多线性约束	-30.17	-28.69	-24.78

仿真试验 2 为了更直观地比较算法对系统性能改善, 下面给出算法随输入干信比变化时, 对干扰抑制的输出信干噪比和输出信干比性能参数。选择传统的宽带多线性约束(LCMV)和基于最小均方误差(MMSE)准则的自适应旁瓣对消(sidelobe canceller)^[12]这两种比较典型的宽带波束形成算法, 与本文极深零陷算法做仿真比较。试验阵列结构为 8 阵元, 16 延迟单元, 互不相干宽带干扰 3 个, 系统输入信噪比 SNR 为 -31dB。图 4(a), 4(b)分别是输入干信比 ISR 从 0dB 到 65dB 变化时, 3 种算法对干扰抑制的输出信干噪比和输出信干比性能参数比较。图中实线为本文算法仿真结果, 可见随着干扰强度不断增大, 本文算法输出信干噪比最高。从图 4(b)可以看出, 本文算法对干扰的抑制能力明显强于线性约束 LCMV 算法和自适应旁瓣对消算法, 系统信干比有良好的改善, 从而提高了输出信干噪比。

5 结束语

本文在分析扩频接收机工作原理、干扰特性的基础上,

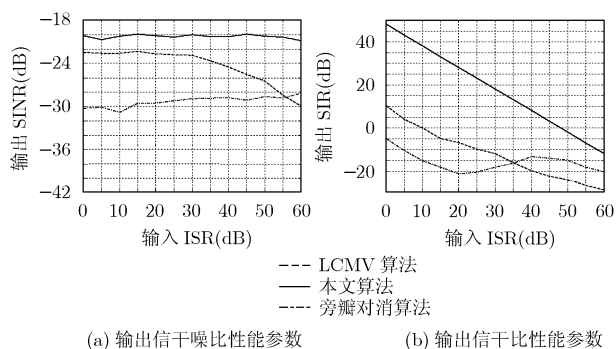


图4 各种算法干扰抑制性能比较

提出了一种新的空时自适应处理结构极大抑制干扰的波束形成算法。算法通过空时自适应处理结构,首先估计空时二维功率谱,根据期望信号功率远小于干扰信号功率的特性,从二维功率谱得到准确的干扰波达方向,并构造干扰信号的导向矢量矩阵。求解该矩阵的正交基,经过正交基矢量的线性组合,用最小二乘法求得最接近期望信号导向矢量的权值。仿真实验中将本文算法结果与宽带多线性约束LCMV算法相比,本文算法对宽带干扰的抑制更为彻底,提高了输出信干噪比,增强了扩频接收机抗干扰能力。

参考文献

- [1] Yan Shefeng and Hou Chaohuan. Broadband DOA estimation using optimal array pattern synthesis technique. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2006, 5(1): 88-90.
- [2] Xie Ning and Zhou Yuanping. A low complexity wideband antenna array receiver for wireless communications. Proc. 2005 International Conference on Communications, Hong Kong, Circuits and Systems, May 2005, Vol. II: 711-715.
- [3] Fante R L and Vaccaro J J. Cancellation of jammers and jammer multipath in a GPS receive. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 1998, 13(11): 25-28.
- [4] Fante R L and Vaccaro J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2000, 36(2): 549-564.
- [5] Frost O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. *Proc. IEEE*, 1972, 60(8): 926-935.
- [6] Monzingo R A and Miller T W. Introduction to Adaptive Arrays. New York, Wiley and Sons: 1980, chapter 2.
- [7] 龚耀寰. 自适应滤波——时域自适应滤波和智能天线. 北京: 电子工业出版社, 2003, 第11章.
- [8] 张贤达, 保铮. 通信信号处理. 北京: 国防工业出版社, 2000, 第14章.
- [9] Lee Ta-Sung. Efficient wideband source localization using beamforming invariance technique. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1994, 42(6): 1376-1386.
- [10] Friedlander B. A subspace method for space time adaptive processing. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2005, 53(1): 74-82.
- [11] Wang H and Kaveh M. Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources. *IEEE Trans. on Acoust. Speech Signal Processing*, 1985, ASSP-33(4): 823-831.
- [12] Griffiths L J and Jim C W. An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming. *IEEE Trans. on Antennas Propag*, 1982, 30(1): 27-34.

任超: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为智能天线、空时自适应处理。

吴嗣亮: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为现代信号处理的理论与应用、雷达系统理论与技术、电子系统仿真与信号模拟等。