

GNSS 空时最大 SINR 天线阵抗干扰算法机理分析

聂俊伟 车卫华 葛锐 王飞雪

(国防科技大学电子科学与工程学院卫星导航研发中心, 湖南长沙, 410073)

摘要: 未来功率增强背景下, 主波束指向有用信号并且将零陷指向干扰的空时联合处理将成为 GNSS 天线阵抗干扰的主要方式。采用最大信噪比准则是实现这一目标的方法之一, 但随着时域抽头数增加, 信号方向的等效滤波器频率响应通带以信号载频为中心将逐渐变窄。传统观点认为这一现象是由 BPSK 信号频谱峰值位于中心频率处的特性决定的。本文深入分析了这一现象出现的机理, 首次推导出等效滤波器响应的峰值位置及零点位置, 指出上述现象的根本原因是空时导向矢量仅取中心频率值使得通带集中在这一频率附近。有用信号为 M 码 BOC(10,5) 调制信号, 其频谱呈多峰特点, 且载波频率处频谱值为零, 但最大 SINR 空时处理等效滤波器响应的特性并不因此而改变, 从而验证了本文结论。

关键词: 卫星导航系统; 天线阵; 最大信噪比; 机理分析

中图分类号: TN921.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2011)07-1030-04

Analysis for Mechanism of MaxSINR Spatial-timal antijam array Algorithm in GNSS

NIE Jun-wei MOU Wei-hua GE Rui WANG Fei-xue

(Satellite Navigation R&D Center, School of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: With the trend of signals power enhancement, beamforming and nulling STAP processing has become the major method for GNSS antenna arrays anti-jamming. Under the maximum SINR targeted realization, the pass band of equivalent filter for useful signal direction will get narrower when the taps increase. Sophisticated viewpoint is that the character of BPSK spectrum whose maximum value locates at carrier frequency decides this phenomenon. This paper analyzed the underlying mechanism of the phenomenon, derived the frequency position of maximum value and zero value for the first time, and pointed out that the fundamental cause is the narrowband hypothesis. The frequency value of spatial-time steering vector decides the location of maximum value of the equivalent filter. In the end, the conclusion is verified by changing the useful signal to M code BOC(10,5) whose spectrum has two main lobe.

Key words: GNSS; anti-jam array; SINR; mechanism

1 引言

随着导航技术的不断发展, 卫星导航系统逐步成为了关系国家经济和军队安全的核心基础设施。由于其重要性, 要求不断提高干扰环境下的生存能力。GPS 现代化建设中, 诸多设备均开始引入天线阵来提升其抗干扰能力。在阵列权值调整方面, 主要有两类算法, 一类是仅形成零陷, 以 PI 为代表, 另一类是主波束指向信号的同时形成零陷, 指向干扰, 以 SINR 准则下算法为代表。未来功率增强背景下, PI 类算法难以适应,

将以后者为首选。

目前, 对空时 SINR 算法的机理研究较少, 大量文献集中于对算法性能的研究。文献[1][2][3]以阵列输出端性能为评价标准, 对各种准则的性能进行了分析, 认为多种准则得到的抗干扰性能理论上是一致的。文献[4]也有类似结论, 即空时处理条件下, 各种抗干扰算法得到的稳态 SINR 仅相差十几分之一分贝, 基本可以认为是等价的。文献[5]对空时 SINR 算法性能研究的同时对其机理进行了初步研究, 指出最大 SINR 算法会出现时域滤波器阶数越高, 信号方向等效滤波器

频率响应通带越窄,从而导致出现相关后性能越差的现象。文章认为这一现象是由BPSK信号的频谱特性决定的,即信号频谱峰值位于中心频率,从而使得通带越窄,输出信噪比越大。事实上,这一现象的出现有着深层次的原因。

本文以相关输出端为性能评估点,对传统BPSK调制下,最大SINR空时抗干扰算法机理进行了分析。论文从理论上推导出了等效滤波器频率响应的峰值及零点位置,确定了通带的范围。指出时域阶数加长后,相关后性能变差的原因是由窄带假设造成的,即空时导向矢量仅选择单一频率,使得滤波器频率响应以该频率为中心逐渐变窄使然。此外,通过将有用信号取为GPS的M码BOC(10,5)信号并观察等效滤波器响应的方法验证本文结论。仿真结果表明,尽管BOC(10,5)信号频谱呈现多峰特性,且中心频率处频谱值为零,但等效滤波器响应并不发生改变,从而支撑了本文的分析结论。

2 天线阵最大信噪比抗干扰算法及其性能

2.1 天线阵最大信噪比抗干扰算法

假设天线阵有N个阵元,每个阵元后接M个时域抽头,抽头时间间隔为T,结合当前广泛使用的数字域加权处理方式,空时滤波结构如图1所示。

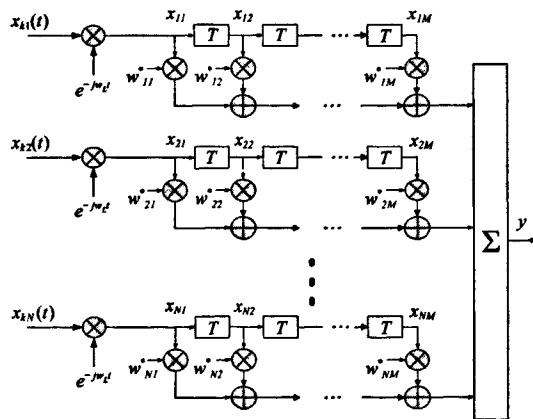


图1 空时滤波结构

Fig. 1 spatial-temporal filter structure

SINR(Signal to Interference plus Noise ratio,信干噪比)准则由Applebaum提出^[6],它调整权值使阵列输出信号的信干噪比最大。

阵列输出信号的信干噪比为

$$SINR = \frac{P_j}{P_j + P_n} = \frac{\mathbf{w}^H R_u \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (R_j + R_m) \mathbf{w}} \quad (1)$$

SINR准则调整权值(1)式最大,求得的最优权

值为^{[1][7]}

$$\mathbf{w}_{SINR} = \mu (R_j + R_m)^{-1} \mathbf{v}_0 \quad (2)$$

其中 μ 为任意常数。

对于空时处理,导向矢量 \mathbf{v}_0 需要用空域导向矢量与时域导向矢量的Kroneck积来替换^{[1][2][6]}。频率取基带信号中心频率 ω_0 ,来波方向取为有用信号方向(ϕ_0, θ_0),即

$$\mathbf{w}_{SINR} = \mu (R_j + R_m)^{-1} [\mathbf{v}'(\omega_0) \otimes \mathbf{v}'(\omega_0 + \omega_L, \phi_0, \theta_0)] \quad (3)$$

其中 ω_L 表示射频接收信号与基带处理信号的频率差。

2.2 BPSK信号下算法性能分析

空时处理条件下,参考文献[1][2]中给出的最大信噪比准则下权值计算方法,根据数值仿真的数据计算权值,进而得到信号方向等效滤波器,如图2(A)所示。根据信号跟踪后输出结果,得到信号方向的等效阵列增益,如图2(B)所示。随着时域抽头数的增加,信号通带变窄,信号损耗加大。

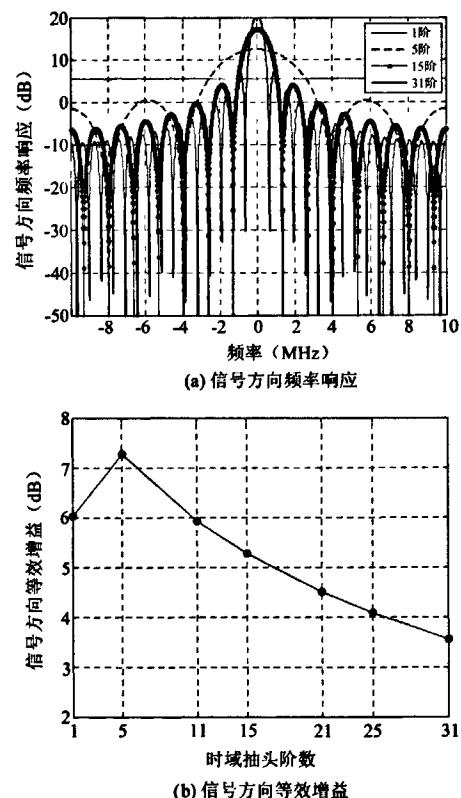


图2 BPSK调制不同时域抽头数下的最大SINR算法性能

Fig. 2 Performance of max-SINR algorithm with the different taps under BPSK modulation

仿真时采样率为20.46875MHz,4元圆阵,时域抽头数分别为1、5、15、31。有用信号调制方式为BPSK,码率10.23Mcps。为减小载噪比估计结果波动,采用无电文调制方式,以增加积累时间,降低噪声。

由于 BPSK 信号中心频率处为主峰, 文献[5]简单认为上述现象出现的原因是 BPSK 调制信号的谱形状造成的。滤波器带宽越窄, 经滤波器处理后输出的信噪比越大。

3 机理分析与验证

3.1 机理分析

最大 SINR 准则下, 滤波器权值为:

$$w_{SINR} = \mu (R_j + R_m)^{-1} [v'(\omega_0) \otimes v'(\omega_0 + \omega_L, \phi_0, \theta_0)] \quad (4)$$

对于频率 ω 以及方向 (ϕ_k, θ_k) 的信号, 传递函数频率响应可表示为^[**]:

$$H(\omega, \phi_k, \theta_k) = w_{SINR}^H [v'(\omega) \otimes v'(\omega + \omega_L, \phi_k, \theta_k)] \quad (5)$$

首先来看最大 SINR 准则下权值表达式。干扰与噪声的相关矩阵求逆, 与有用信号无关, 与信号相关的为空域导向矢量与时域导向矢量, 二者取 Kronecker 积, 称为空时导向矢量, 仅与有用信号来向、射频载波频率、基带处理频率以及采样率有关。权值表达式中不存在与信号频谱特性相关的部分。其次, 来分析传递函数, 即式(5)。传递函数为权值与空时导向矢量的内积。也就是说, 空时导向矢量与权值的相关性决定了传递函数。滤波器频率响应中不存在与有用信号频谱特性相关的分量。

下面以无干扰情况为例进行推导。

无干扰时, 由于各通道、各个采样时刻热噪声是不相关的, 因此噪声的相关矩阵的逆为单位矩阵乘以一个比例因子。可进一步推导传递函数表达式。

$$\begin{aligned} H(\omega, \phi_k, \theta_k) &= w^H [v'(\omega) \otimes v'(\omega + \omega_L, \phi_k, \theta_k)] \\ &= \mu' [v'(\omega_0) \otimes v'(\omega_0 + \omega_L, \phi_0, \theta_0)]^H \\ &\quad [v'(\omega) \otimes v'(\omega + \omega_L, \phi_k, \theta_k)] \end{aligned}$$

将空域导向矢量 $v'(\omega + \omega_L, \phi_k, \theta_k) = [e^{-(j(\omega + \omega_L)\tau_n(\phi_k, \theta_k))}, \dots, e^{-(j(\omega + \omega_L)\tau_n(\phi_k, \theta_k))}]^T$ 及时域导向矢量 $v'(\omega) = [1, \dots, e^{-j\omega(M-1)\tau}]^T$ 代入上式。

$$H(\omega, \phi_k, \theta_k) = \mu' \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M e^{-j[(\omega + \omega_L)\tau_n(\phi_k, \theta_k) - (\omega_0 + \omega_L)\tau_n(\phi_k, \theta_k)]} e^{-j(\omega - \omega_0)(m-1)\tau}$$

参考复指数序列的如下性质^[8]:

$$\sum_{n=-N}^N e^{jk(2\pi/N)n} = \begin{cases} N, & k = 0, \pm N, \pm 2N, \dots \\ 0, & \text{其余 } k \end{cases}$$

则在信号来波方向,

$$H(\omega, \phi_0, \theta_0) = \mu' \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M e^{-j[(\omega - \omega_0)\tau_n(\phi_0, \theta_0)]} e^{-j(\omega - \omega_0)(m-1)\tau}$$

当频率值取为 ω_0 时, 上式达到最大, 其值为 $\mu' MN$ 。

当 $\omega = \omega_0 + k \frac{2\pi f_i}{M}$, $k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm (M-1)$ 时传递函数的值为零。

由于空时导向矢量是来波方向、频率的函数, 因此, 空时滤波响应是空域、频域二维空间上的响应。在有用信号方向上, 不同频率处, 权值与空时导向矢量的相关性不同, 从而出现了频率响应的起伏, 包括峰值以及零点。下面分别阐述峰值、零点及通带宽度。

(1) 峰值位置

可见, 当传递函数中空时导向矢量取值与权值中有用信号的空时导向矢量相匹配时, 传递函数出现峰值。获取权值过程中, 导向矢量取中心频率, 则阵列在信号方向等效滤波器响应峰值在中心频率。当设定的导向矢量频率改变时, 滤波器响应也随之发生改变。所以, 峰值位置与有用信号频谱特性是不相关的。

(2) 零点位置与通带宽度

根据上述推导结果, 有用信号方面等效滤波器共有时域抽头数减一对零点, 零点位置关于中心频率对称, 距离中心频率的间隔为 $k \frac{2\pi f_i}{M}$ 。第一零点位置与主波束间频率间隔为 f_i/M , 采样率 f_i 为 20.46875MHz, 对时域抽头数 M 为 5 阶的滤波器而言, 第一零点与峰值位置的频率差约为 4MHz, 图 2 显示结果与此一致。当采样率确定后, 随着时域抽头数 M 的增加, 第一零点位置逐渐靠近峰值位置, 通带变窄, 零点数增多。

3.2 BOC 信号下滤波器响应

取 GPS 军用 M 码, 即 BOC(10,5), 其信号频谱呈现多峰特性, 且中心频率处频谱值为零。由于其带宽较宽, 采样率为 30.75Msps, 仍然采用 4 元圆阵, 时域抽头数分别为 1、5、11、15、21、25、31。信号方向等效滤波器响应分析时仅取了 1、5、15、31 几种情形。

虽然 BOC(10,5) 信号的谱峰偏离中心频率 $\pm 10\text{MHz}$ 左右, 但最大信噪比准则下得到的有用信号方向等效滤波器响应并不因此而变化, 而与 BPSK 调制信号下相同。这边证明了传统观点认为有用信号频谱特性造成滤波器响应随抽头数增加以载频为中心逐渐变窄的观点是不正确的。

需要说明的是, 在上述滤波器条件下, BOC(10,5) 信号的主峰将被滤除, 在时域抽头数为 31 时, 引起信号损耗多达 10dB 以上, 这将对高精度应用造成严重影响。因此, 还需要进一步深入研究以期解决这一问题。

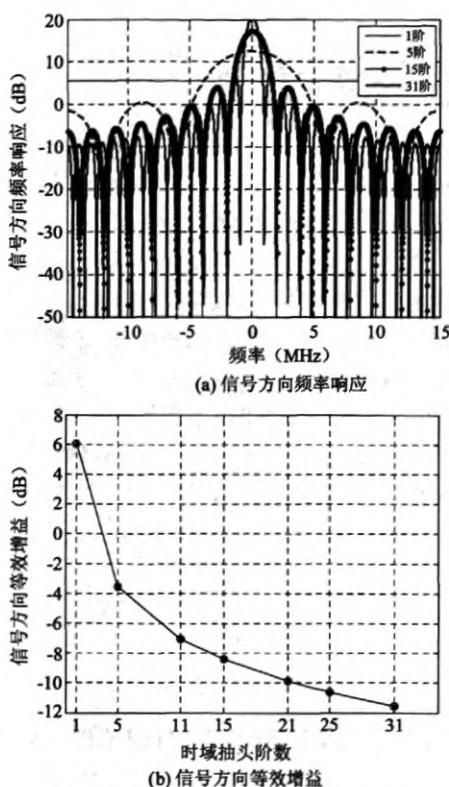


图3 BOC调制不同时域抽头数下的最大SINR算法性能

Fig. 3 Performance of max-SINR algorithm with the different taps under BOC modulation

4 结论

本文首先描述了采用最大信噪比准则空时抗干扰算法时随着时域抽头数增加滤波器响应通带变窄的现象,继而对最大信噪比算法的抗干扰机理进行了分析,从理论上推导了信号方向频率响应峰值以及零点位置。结果表明,峰值位置受权值计算时空时导向矢量中频率取值影响,而与有用信号频谱特性无关。通带宽度则由空时处理时域抽头延迟量及抽头数决定。通过将有用信号设定为BOC信号,仿真分析信号方向等效滤波器响应,结果验证了本文的理论分析结果。

参考文献

- [1] 郭艺. GPS接收机空时抗干扰理论与实现关键技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学研究生院, 2007.
Guo Yi. Research on the Theory and Key Realization Technologies of Space-Time Interference Suppression for GPS Receiver[D], Changsha: National University of Defense Technology, 2007. (in Chinese)
- [2] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2000.
- [3] Applebaum S P. Adaptive Arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1976, 24(5): 585-598.
- [4] Fante R L, Vaccaro J J. Wideband Cancellation of Interference in a GPS Receive Array[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 549-564.
- [5] Andrew J. O'Brien, Inder J. G., Comparison of Output SINR and Receiver C/N0 for GNSS Adaptive Antennas. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): p. 11
- [6] Widrow B, et al. Adaptive Antenna Systems[J]. Proc. IEEE, 1967, 55(12): 2143-2159.
- [7] 桑怀胜. 卫星定位接收机全局最优空时抗干扰技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学研究生院, 2003.
Sang Huasheng. Study of global Optimum Spatial-Temporal Anti-Jamming Technology for Satellite Positioning Receiver[D]. Changsha: Graduate School of National University of Defense Technology, 2003. (in Chinese)
- [8] ALAN V. OPPENHEIM 等著, 刘树棠译. 信号与系统[M]. 北京: 西安交通大学出版社, 1998.
Oppenheim A. V, Willsky A. S, Hamid Nawab W, S. Liu Shutang (translate). Signals and system [M]. Beijing: Xi'an Jiaotong University Press, 1998. (in Chinese)

作者简介



聂俊伟(1983-),男,国防科技大学电子科学与工程学院在读博士研究生,主要研究方向为导航战与GNSS抗干扰。

E-mail: njw1004@126.com



牟卫华(1979-),男,国防科技大学电子科学与工程学院在职博士研究生,主要研究方向为星基导航定位技术。

E-mail: whmou@nudt.edu.cn



葛锐(1976-),男,国防科技大学电子科学与工程学院在职博士研究生,主要研究方向为星基导航定位技术。

E-mail: flyfishgr@163.com



王飞雪(1971-),男,国防科技大学电子科学与工程学院教授、博士生导师。主要研究方向包括卫星导航定位系统及应用、电子系统抗干扰、扩频信号处理、全数字接收机等。

E-mail: wangfeixue365@sina.com

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，一直致力于专注于微波、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>