

用于无源雷达的 GPS 卫星信号性能分析

杨进佩 刘中 朱晓华
(南京理工大学电子工程系 南京 210094)

摘要: 该文研究了 GPS 卫星信号作为照射信号的双基无源雷达信号性能。首先论述了雷达系统结构和信号模型, 然后分析了雷达探测距离和信号的模糊函数特性, 最后计算机仿真了 GPS 雷达信号的性能。理论分析和计算机仿真表明 GPS 卫星信号是性能优良的无源雷达信号。

关键词: GPS; 无源雷达; 模糊函数; 照射器

中图分类号: TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)05-1083-04

The Performances Analysis of GPS Signals for Passive Radar

Yang Jin-pei Liu Zhong Zhu Xiao-hua
(Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: This paper studies the performances of GPS signals as the illuminator of bistatic passive radar. The radar system structure and signal model are firstly developed, then the detection range and signal ambiguity are analyzed, and finally computer simulations are used to evaluate the performances. Theoretical analyses and simulation results reveal that the GPS signals are applicable as the passive radar signals.

Key words: GPS; Passive radar; Ambiguity function; Illuminator

1 引言

现代战争对雷达探测系统提出了越来越高的要求, 不仅要求其具有较高的探测精度和快速的反应能力, 而且要求其具有极强的“四抗”能力。在这种情况下, 对于无源雷达探测系统的研究就显得越来越重要。无源雷达是指雷达本身不发射电磁波信号而只用目标辐射电磁信号进行目标探测和跟踪的雷达。目标辐射的电磁信号可能是目标自身发射的信号, 亦或是第三方电磁波信号经目标反射后的电磁信号。因此, 根据目标辐射信号源的类型, 无源雷达可分为两类: 一是利用目标自身辐射源的无源雷达, 包括待观测的目标自身携带的辐射源, 如雷达、通信、应答机、有源干扰和导航等电子设备; 二是利用第三方发射信号经目标反射的信号而无源雷达, 这类发射源包含地面广播电台、电视台、通信台站、直播电视卫星和导航与卫星定位系统等。

在过去的二十年里, 上述两种雷达都得到广泛的研究^[1]。本文研究的雷达属于第二类无源雷达, 即利用第三方发射信号经目标反射的信号而无源雷达。业已发现广播电视信号、无线通信信号和卫星导航信号等都可用作为无源雷达的照射信号。美国早在 80 年就开展了利用商业无线电信号作为照射器的双基或多基雷达系统相关研究。Lockheed Martin 公司花费大约 15 年的时间, 于 1998 年研制出利用调频无线电和电视信号作为照射器的多基雷达系统“沉默哨兵”^[2]。英国较早地开展利用商业无线电信号进行无源定位, 发展了使用 TV 信号和卫星信号等实验系统^[3]。

GPS 卫星信号也已被应用到无源雷达系统。文献[4]利用了 GPS 海面反射信号对海浪高度变化实现监测, 德国、意大利和俄罗斯还报道了利用卫星信号进行目标探测和识别的实验系统^[5]。此外, 日本和澳大利亚等国也都进行了这方面的研究, 充分显示了这类雷达在目标探测与跟踪中的生命力。然而, 从业已报道的工作可以看出, 人们对 GPS 卫星信号作为无源雷达的照射信号的性能还没有进行深刻的分析。本文从使用 GPS 卫星信号的无源雷达结构出发, 对 GPS 卫星信号进行了理论和计算机模拟分析, 结果表明 GPS 卫星信号作为雷达信号具有较好的距离和速度分辨率, 是性能优良的雷达信号。

2 基于 GPS 卫星信号无源雷达系统结构

本文研究的基于 GPS 卫星信号的无源雷达系统结构如图 1 所示。图中 R_T 是卫星到目标的距离, θ_R 是目标观察角, R_R 是目标到无源雷达的距离, L 是卫星到无源雷达的距离(基线), β 是双基角, v 是目标速度, ϕ 是双基角二分之一与目标速度方向夹角。

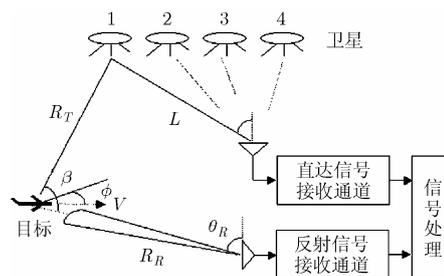


图 1 无源雷达的系统结构图

该系统由 GPS 直达信号接收通道和反射信号接收通道组成。直达接收通道主要由标准 GPS 接收机构成, 反射接收通道主要由接收天线、预放、滤波、变频电路等构成。图中所示的 4 颗卫星和直达接收通道用于实现无源雷达自身位置定位、雷达基线测量以及 GPS 卫星信号码和载波的捕捉跟踪。选用其中的一颗作为目标照射器, 对目标照射产生的含有目标信息的 GPS 卫星反射信号, 经反射接收通道处理, 输入到信号处理器, 进行数据分析和处理, 实现对目标的探测功能。

由于 GPS 卫星发射的信号是右旋圆极化波, 因此直达通道天线采用标准的 GPS 接收机配套天线, 即右旋圆极化带抑径板或抑径圈的天线, 该天线指向天顶(信号最强), 可抑制地面产生的多路径效应; 而反射通道天线采用左旋圆极化天线, 天线倾斜指向目标, 主要用于获取目标的反射信号。

3 信号模型

GPS^[6]是由 24 颗地球同步卫星组成, 在地球任何位置可同时观测 3~4 颗卫星用于确定携带 GPS 接收系统的目标位置。GPS 卫星发射的信号包含调制在卫星导航数据 $D(t)$ 上的粗码 $C(t)$ 和精码 $P(t)$, 这些调制信号经上变频调制发射出去, 供地面卫星接收系统使用。由于精码仅供美军方使用, 在实际中难以获取, 本文只研究使用粗码的 GPS 卫星信号。这样, GPS 卫星信号在数学上表述为

$$S(t) = \sqrt{2P}C(t)D(t)e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \quad (1)$$

式中 P 是发射信号功率, $C(t)$ 是带宽为 1.023MHz 的粗码(C/A 码), $D(t)$ 是带宽为 50Hz 的卫星导航数据, $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 为 1575.42MHz 的载频, ϕ_0 是信号初始相位。

根据式(1), 直达通道收到的信号为

$$S^d(t) = \sqrt{2P_d}C((t - \tau_d) - K/f_0^2)D((t - \tau_d) - K/f_0^2) \cdot e^{j((\omega_0(t - \tau_d) - K/f_0^2) + \phi_0)} \quad (2)$$

式中 P_d 是直达信号功率, τ_d 是信号从卫星直达雷达的传播时间(L/c , c 为光速), K/f_0^2 是空间电离层对信号产生的时延误差。

该信号经滤波、放大和变频至中频信号为

$$S_{if}^d(t) = \sqrt{2P_d}C((t - \tau_d) - K/f_0^2)D((t - \tau_d) - K/f_0^2) \cdot e^{j((\omega_{if}(t - \tau_d) - K/f_0^2) + \phi_{if0})} \quad (3)$$

式中 ϕ_{if0} 是直达中频信号初始相位。

同理可推导出反射通道的中频信号为

$$S_{if}^r(t) = \sqrt{2P_r}C((t - \tau_r) - K/f_0^2)D((t - \tau_r) - K/f_0^2) \cdot e^{j((\omega_{if} + \omega_d)(t - \tau_r) - K/f_0^2) + \phi_{if1}} \quad (4)$$

式中 P_r 是反射信号功率, τ_r 是信号从卫星到目标被其反射到达雷达的传播时间($(R_r + R_r)/c$), ω_d 是目标产生的多普勒差, ϕ_{if1} 是反射中频信号初始相位。

无源雷达系统对该中频直达信号和反射信号处理一般

是采用直接对两路中频数字信号进行正交混频、放大、低通滤波和模数转换, 获得基频信号, 然后一是直接相关处理, 实现目标判别和两路信号间的时延差($\Delta\tau = \tau_r - \tau_d$)的测量, 如图 2 所示; 二是采用码分组匹配滤波器(最大输出信噪比准则)来处理 GPS 卫星反射信号, 实现目标判别和两路信号间的时延差($\Delta\tau = \tau_r - \tau_d$)及多普勒测量, 如图 3 所示。

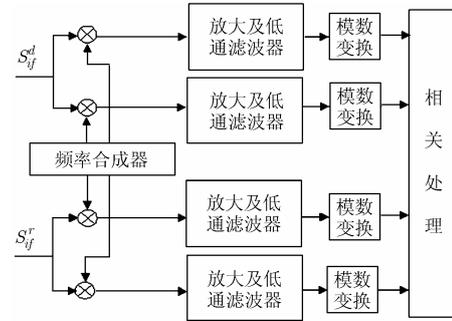


图 2 基频信号的相关处理

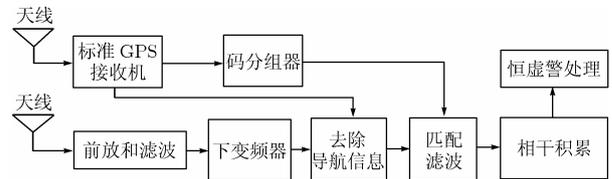


图 3 基频信号的码分组匹配滤波处理

因此, 下面从 GPS 卫星信号功率、C/A 码以及基频信号处理角度, 分析 GPS 卫星信号用于无源雷达照射器所具有的性能。

4 GPS 卫星信号性能分析

4.1 最大可探测距离

由于 GPS 卫星距离地面 20200km, 到达地面接收机的直达信号强度仅为 -160dBW, 而经目标反射的回波信号则更弱, 所以必须研究 GPS 卫星信号作为无源雷达照射器时, 雷达能实现的最大可探测距离。根据双基雷达方程和相关接收机检测理论可推导出目标探测距离为 R 的接收机输出信噪比为

$$\rho_r = P_r / P_N = [\rho_0 \sigma \Delta F A_e \pi \tau_k] / (R^2 \lambda^2 G) \quad (5)$$

式中 P_r 是接收机输出的目标反射信号功率, P_N 是接收机输出的噪声功率, ρ_0 是接收机输入端平均信噪比, 它为接收机灵敏度、天线增益和预处理增益三者之和(单位为 dB), A_e 是接收机天线有效面积, σ 是目标雷达截面积, ΔF 是接收机带宽, τ_k 是接收机相关积分时间, λ 是 GPS 卫星信号波长, G 是天线增益, R 是目标到接收机的距离。

另一方面, 由雷达恒虚警处理理论可得目标检测所需接收机端输出信噪比为

$$\rho_d = \rho_1(D, F) + L_i(\rho_1, N_H) + L_f(D, F) / N_H - 10 \log N_H \quad (6)$$

式中 ρ_1 是单脉冲信噪比率, D 是目标检测概率, F 是虚警概率, N_H 是最大非相干采样数, L_i 是非相干积分损耗, L_f 是目标起伏损耗。

当 $\rho_r \geq \rho_d$ 时,接收机方可检测到目标,求得雷达最大可探测距离为

$$R_{\max} = \left\{ (\rho_0 A_e \sigma \Delta F \pi \tau_k) / (\rho_d \lambda^2 G) \right\}^{1/2} \quad (7)$$

此外,根据相关接收机理论,可知其接收机的灵敏度为

$$\rho_s = k T_0 N a / \tau_k \quad (8)$$

式中 k 是波尔兹曼常数, T_0 是绝对温度 ($k T_0 = -144 \text{dBW/MHz}$), N 是接收机噪声系数, a 是信号识别系数, τ_k 是接收机相关积分时间。

若求典型状态下相关接收机可达到的灵敏度,不妨取信号识别系数 32, 相关积分时间为 0.14S, $k T_0 N$ 为 -140dBW/MHz , 由式(8)求得 ρ_s 为 -176dBW , 加上天线增益 15dB 和预处理增益可保证接收机输入端平均信噪比大于 36dB, GPS 接收机天线有效面积 0.092m^2 , 最大非相干采样数 4375, 接收机带宽 2MHz, C/A 码载波波长 0.19m。在检测概率 $D = 0.90$, 虚警概率 $F = 8.3 \times 10^{-6}$ 时, 雷达截面积为 10m^2 , 由式(6), 式(7)计算出 $\rho_d = -9.11 \text{dB}$, $R_{\max} \approx 107 \text{km}$, 满足一般战术指标。

4.2 C/A 码的性能分析

(1) C/A 码相关性 根据 GPS 卫星信号产生原理可知 C/A 码是一种取值为 1 或 0 的伪随机码, 数学表达式为

$$C(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} u_{c1}(t - kT_r - nT_c) \quad (9)$$

$$u_{c1}(t/T_c) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

式中 N 是码长(1023), T_r 是周期(1ms), T_c 是码元宽度 ($0.977 \mu\text{s}$), K 为 GPS 卫星信号重复周期数。由于 C/A 码要经 BPSK 调制, 0, 1 变为 $-1, 1$, 对应的时频函数如图 4 所示。由图 4 可见 C/A 码具有良好的相关特性, 适于作为雷达信号。

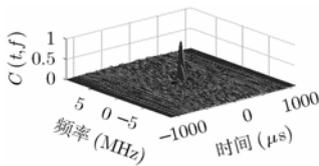


图4 C/A 码时频函数图

(2) C/A 码的双基雷达模糊函数 无源雷达属于双基雷达系统^[7], 系统的空间几何特性对信号的距离和速度模糊有影响。由图 1 可知, GPS 卫星构成的双基雷达空间位置参数有 5 个 ($R_T, \theta_R, R_R, L, \beta$)。一般地, θ_R 由阵列天线测得, L 由直达信号接收通道测得, $R = R_R + R_T$ 由反射信号接收通道测得。由此可求出目标位置参数为

$$\begin{cases} R_R = (R^2 - L^2) / (2(R + L \sin(\theta_R))) \\ R_T = (R^2 + L^2 + 2RL \sin(\theta_R)) / (2(R + L \sin(\theta_R))) \end{cases} \quad (10)$$

$$\beta = 2 \cos^{-1} \left(\sqrt{1/2 + \frac{R_R + L \sin(\theta_R)}{2\sqrt{R_R^2 + L^2 + 2R_R L \sin(\theta_R)}}} \right) \quad (11)$$

距离变化率

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} R &= \frac{d}{dt} R_R + \frac{d}{dt} R_T = V \cos(\phi - \beta/2) + V \cos(\phi + \beta/2) \\ &= 2V \cos(\phi) \cos(\beta/2) \end{aligned} \quad (12)$$

求得目标信号时延和多普勒频移分别为

$$\left. \begin{aligned} \tau_H(R_{RH}, \theta_R, L) &= \left[R_{RH} + \sqrt{R_{RH}^2 + L^2 + 2R_{RH} L \sin(\theta_R)} / c \right] \\ f_{DH}(R_{RH}, V, \phi, \theta_R, L) &= 2 \frac{f_{L1}}{c} V \cos(\phi) \sqrt{1/2 + \frac{R_{RH} + L \sin(\theta_R)}{2\sqrt{R_{RH}^2 + L^2 + 2R_{RH} L \sin(\theta_R)}}} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

由雷达信号的模糊函数定义^[8]求得GPS卫星信号双基雷达模糊函数为

$$\begin{aligned} \chi(R_{RH}, R_{Ra}, V_H, V_a, \theta_R, L) &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} C_i(t - \tau_a(R_{Ra}, \theta_R, L)) C_i^*(t - \tau_H(R_{RH}, \theta_R, L)) \right. \\ &\quad \cdot \exp \left[-j2\pi \left(f_{DH}(R_{RH}, V \cos(\phi), \theta_R, L) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - f_{Da}(R_{Ra}, V_a, \theta_R, L) \right) t \right] dt \Big|^2 \end{aligned} \quad (14)$$

式中 R_{RH}, V_H 是模糊函数距离和速度变量, τ_a 和 f_{Da} 是目标初始位置时延和多普勒频率, 在目标初始参数 ($R_{Ra}, V_a, \theta_R, L, \phi$) 已知条件下为常数, 由下式求出:

$$\tau_a(R_{Ra}, V_a, \theta_R, L) = \left[R_{Ra} + \sqrt{R_{Ra}^2 + L^2 + 2R_{Ra} L \sin(\theta_R)} \right] / c \quad (15)$$

$$\begin{aligned} f_{Da}(R_{Ra}, V_a, \theta_R, L) &= 2 \frac{f_{L1}}{c} V_a \cos(\phi) \sqrt{1/2 + \frac{R_{Ra} + L \sin(\theta_R)}{2\sqrt{R_{Ra}^2 + L^2 + 2R_{Ra} L \sin(\theta_R)}}} \end{aligned} \quad (16)$$

式中 $R_{Ra}, V_a, \theta_R, \phi$ 是目标初始位置参数, 分别为目标到雷达距离、目标速度、目标观察角、目标飞行方向与双基角二分线的夹角。

给出目标初始位置参数 ($R_a = 60 \text{km}$, $v_a = 600 \text{m/s}$, $\phi = 0$) 和 C/A 信号参数, 由式(14)-式(16)仿真出 C/A 码双基模糊图如图 5 至图 10 所示。

显而易见, C/A 码信号在双基雷达中始终具有极好的距离模糊, 这是由于双基雷达基线较长(20200km), 减小双基雷达空间几何特性对模糊函数的影响, 目标靠近基线位置 ($\theta_R = -90^\circ$) 时, 亦具有良好的距离模糊特性。

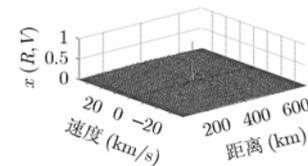


图5 $\theta_R=10^\circ$ 时的模糊图

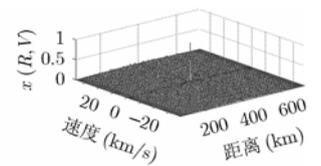


图6 $\theta_R=-10^\circ$ 时的模糊图

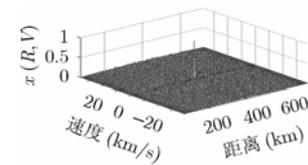


图7 $\theta_R=45^\circ$ 时的模糊图

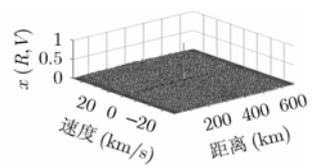


图8 $\theta_R=-45^\circ$ 时的模糊图

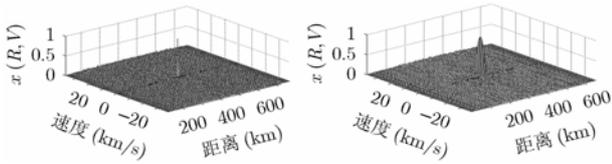


图 9 $\theta_R=85^\circ$ 时的模糊图 图 10 $\theta_R=-85^\circ$ 时的模糊图

4.3 基频信号分析

对基频信号相关处理，也就是匹配滤波处理，须考虑到目标多普勒频移对信号相关性的影响。取信号带宽 $B=2\text{MHz}$ ，采样频率 $f_s=5\text{MHz}$ ，设有 3 个目标回波(时延分别为 $1\mu\text{s}$ ， $2\mu\text{s}$ ， $4\mu\text{s}$)，其基频信号匹配滤波输出如图 11 所示。若 3 个目标回波具有多普勒频移(分别为 200Hz ， 500Hz ， 1000Hz) 时，此时基频信号匹配滤波输出如图 12 所示。

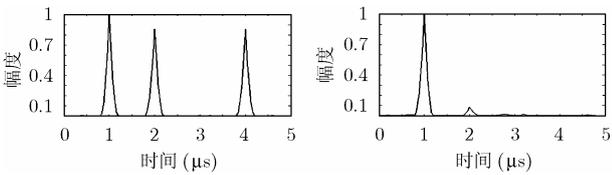


图 11 匹配滤波输出(无频移) 图 12 匹配滤波输出(有频移)

由图 12 可知，当多普勒频移大于 500Hz 时，就会引起匹配滤波输出衰减很大，造成目标漏检，这是因为多普勒频移调制了 C/A 码，相关性变差，所以未采用多普勒频率补偿的基频信号匹配滤波处理只适于低速目标探测。

为了解决上述多普勒频移引起匹配滤波输出衰减问题，文献[9]提出一种基于 GPS 卫星信号的自适应处理算法，即通过 GPS 卫星接收机接收到直达信号(C/A 码)，以此为基准变换为一系列具有不同的时延和频移信号作为匹配信号，这些匹配信号分别与接收到的 GPS 卫星反射信号进行匹配，以达到完全匹配。但是在目标反射信号的最大多普勒频移一定情况下，如果多普勒分辨率高，则相同时延的每相邻两个匹配滤波器频移的间隔频率相对较小，所划分的单元就越多，即对同一时刻的反射信号匹配就需更多的不同的频移匹配滤波器，从而造成运算量相当庞大，难以实时处理。如采用码分组匹配处理，即把 C/A 码的 1023 个码元看作是一个码组，对 1023 个码元进行划分，假设分作 M 个码字，也就是 M 个匹配滤波器组，每个码字包含有 P 个码元，即每个匹配滤波器的阶数为 $P(M \times P = 1023)$ ，则目标回波信号经过 M 个匹配滤波器后再进行相关积累，可取得较好的匹配滤波输出，减小了多普勒频移引起的匹配滤波输出衰减。此方法与整码直接匹配方法相比，信噪比损失大约 1dB，但该方法易实时处理。用该方法处理 3 个目标回波(时延分别为 $1\mu\text{s}$ ， $2\mu\text{s}$ ， $4\mu\text{s}$ ，无频移)，其相关输出如图 13 所示。若 3 个目标回波具有多普勒频移(分别为 200Hz ， 500Hz ， 1000Hz) 时，此时基频信号匹配滤波输出如图 14 所示。

由图 13，图 14 可知，当目标回波信号无多普勒频移时，整码匹配优于码分组匹配；当目标回波信号产生多普勒频移时，码分组匹配优于整码匹配。因此采用码分组匹配，使系统的最大多普勒容限提高为 $f = 1/(PT_c)$ ，从而解决了多普勒频移引起的匹配滤波输出衰减问题。

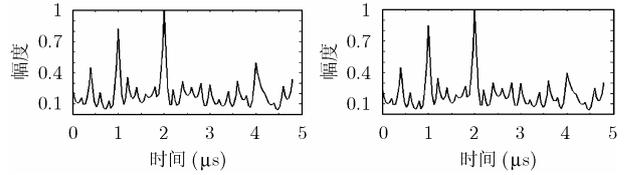


图 13 码分组匹配 图 14 码分组匹配
积累输出(无频移) 积累输出(有频移)

5 结束语

通过以上对 GPS 卫星信号分析与仿真，表明置于 20200km 太空的 GPS 卫星信号作为无源雷达信号空间目标照射器，与异地配置的接收机构成一个性能优良的双/多基无源雷达对空中目标实现探测是可行的，此外，隐身目标只在鼻锥 $\pm 30^\circ$ 范围内有极小的 RCS，而侧向及顶部散射和绕射并没有减小，还很强：这正是由太空 GPS 卫星和地面接收机组成的双基雷达的可利用之处，也是双基雷达系统可进行反隐身探测的关键所在。尽管在 $\beta = 180^\circ$ 的强散射区，双基雷达失掉分辨能力，但是在 $135^\circ < \beta \leq 180^\circ$ 时仍能进行目标定位。所以利用多颗 GPS 卫星和多部地面接收机组成雷达网，可建立一个反隐身目标的屏障。

参考文献

- [1] Griffiths H D. From a different perspective: Principles, practice and potential of bistatic radar. IEEE Radar Conference, Adelaide Australia, 2003: 1-7.
- [2] 朱庆明, 吴曼青. 一种新型无源探测与跟踪雷达系统——“沉默哨兵”. 现代电子, 2000, 70(1): 1-4.
- [3] Griffiths H D. Television-based bistatic radar. IEE Proc.-F, 1986, 133(7): 649-657.
- [4] Koch V and Westphal R. New approach to a multistatic passive radar sensor for air/space defense. IEEE AES System Magazine, 1995, 10(11): 24-32.
- [5] Ringer M A, Frazer G J and Anderson S J, et al. Waveform analysis of transmitters of opportunity for passive radar. US Defence Science & Technology Organisation TR-0809 1999: 1-59.
- [6] 刘基余. GPS 卫星导航定位原理与方法. 北京: 科学出版社, 2003: 31-85.
- [7] 杨振起, 张永顺, 骆永军. 双(多)基地雷达系统. 北京: 国防工业出版社, 2001: 1-100.
- [8] Tsao T, Slamani M, and Varshney P, et al. Ambiguity function for a bistatic radar. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System, 1997, 33(3): 1041-1051.
- [9] Mchintosh J C, Clary C E, and Ray L. An adaptive algorithm for enhanced target detection for bistatic space-based radar. IEEE Radar Conference, Atlanta US, 2001: 70-74.

杨进佩: 男, 1962 年生, 博士生, 研究方向为雷达信号处理。
 刘中: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为混沌与信息动力学、雷达信号处理。
 朱晓华: 男, 1966 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理。