

# 编队卫星雷达正交码分LFM信号设计及性能分析

宗竹林<sup>1,2</sup>, 胡剑浩<sup>1</sup>, 朱立东<sup>1</sup>

(1. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054; 2. 电子科技大学电子科学技术研究院 成都 610054)

**【摘要】**结合LFM信号和CDMA技术,提出了一种正交码分线性调频(OCD-LFM)信号,研究了该信号的模糊函数、正交性以及距离分辨等方面的性能;讨论了降低互相关峰值和减小多普勒失配的信号参数设计要求。计算机仿真和理论分析表明OCD-LFM信号随着码元数 $N$ 的增加,正交性能逐步增强。与传统LFM+二相编码信号相比,该信号在距离分辨和多普勒容限等方面均表现出较好的性能。

**关键词** 模糊函数; 编队卫星; 线性调频信号; 正交码分

中图分类号 TN95

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2012.04.004

## OCD-LFM Signal Design and Performance Analysis for Formation-Flying Satellite Radar

ZONG Zhu-lin<sup>1,2</sup>, HU Jian-hao<sup>1</sup>, and ZHU Li-dong<sup>1</sup>

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Communication, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054;  
2. Research Institute of Electronic Science and Technology, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** Formation-flying satellite radar is a new technique developed recently. It offers the potential for diversity gain and spatial resolution gain through transmitting the orthogonal waveforms. Combining the performance of LFM signal with the orthogonal code division technology, OCD-LFM (orthogonal code division linear frequency modulation) signals is proposed. Then, the cross-ambiguity and the range resolution on the performance of the designed signals are analyzed. Also, the relationship between the parameters that minimize the cross-correlation peaks and minimize the effect of Doppler frequency shift of the proposed signals is derived. Theoretical analysis and computer simulation results illustrate that the orthogonal performance of OCD-LFM signals gradually enhanced with the increase of phase code length  $N$ , while the proposed signal has better performance than the traditional hybrid waveform obtained by combining chirp waveform with binary pseudo-random sequences in range resolution and Doppler tolerance.

**Key words** ambiguity function; formation-flying satellite; linear frequency modulation (LFM); orthogonal code division

编队卫星雷达是近年提出的一种新概念雷达系统<sup>[1-2]</sup>,各编队卫星之间以及各子雷达之间通过协同工作、队形控制完成多种任务(如SAR、GMTI和InSAR)。随着编队卫星的发展,对卫星数量的需求也在与日俱增<sup>[2-4]</sup>,若为每个卫星均分配一定的带宽,将使得空间带宽资源变得日益紧张,为了使编队卫星雷达的优势能够得以发挥,必须研究一种能够节省带宽资源的正交信号波形。此外,由于编队卫星是一个高速运动的平台,因此需要设计的波形具有较强的多普勒容忍性。

目前在波形设计及优化方面,文献[5]通过对二

相码优化设计了分布式卫星雷达的正交波形;文献[6-7]利用模拟退火算法优化正交多相编码波形和正交离散频率编码波形;文献[8]通过利用相位编码信号连接LFM信号设计出LFM+二相编码复合波形。上述方法设计的正交波形对多普勒频率均很敏感。文献[9-10]利用雷达波形与通信中的频分多址概念的结合研究正交波形,并通过遗传算法对该波形进行了优化。这些方法虽然能提高距离及速度分辨性能,但由于其通过频分实现正交,增加了系统对带宽的要求。

本文借鉴通信中的CDMA理论,对LFM信号的

相位进行CDMA编码,使各编队卫星的发射波形相互正交。然后利用雷达的模糊函数工具,对该波形的正交性和分辨性能进行深入的分析,通过理论推导和算法仿真相结合论证了该波形除节省带宽资源和具有正交性外,其距离分辨性能和多普勒容忍性也比传统的LFM+二相编码信号有所提高。

## 1 编队卫星雷达信号模型

编队卫星雷达各卫星发射端发射多个正交信号,接收端通过匹配滤波处理恢复每个卫星的发射信号分量。设发射通道发射的信号为 $S_i(t)$ , $i=1,2,\dots,M$ , $M$ 为卫星的个数。则OCD-LFM信号模型为:

$$S_i(t) = S_L(t)S_{P_i}(t) \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (1)$$

式中, $S_L(t)$ 为线性调频信号; $S_{P_i}(t)$ 为相互正交的相位编码信号; $T$ 为编队卫星雷达信号的脉冲宽度。

$$S_L(t) = a(t)\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)\exp(j\pi\mu t^2) \quad (2)$$

式中, $a(t)$ 为线性调频信号的包络信号,通常为一常数,令 $a(t) = \frac{1}{\sqrt{T}}$ ;  $\mu = \frac{B_L}{T}$ 为频率变化斜率; $B_L$ 为线性调频信号的扫频带宽; $j$ 为复数单位。

$$S_{P_i}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{ki}u\left(t - k\tau_c + \frac{T}{2}\right) \quad (3)$$

式中, $u(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \tau_c/2}{\tau_c}\right)$ 是宽度为 $\tau_c$ 的矩形脉冲;

$N$ 为码长,且 $T=N\tau_c$ ;  $B_p = \frac{1}{\tau_c}$ 为相位编码信号的带

宽; $C_{ki}$ 为第 $i$ 颗卫星采用的码值,只有1和-1两种,分别对应0和 $\pi$ 两个相位调制。

OCD-LFM信号的波形图如图1所示。

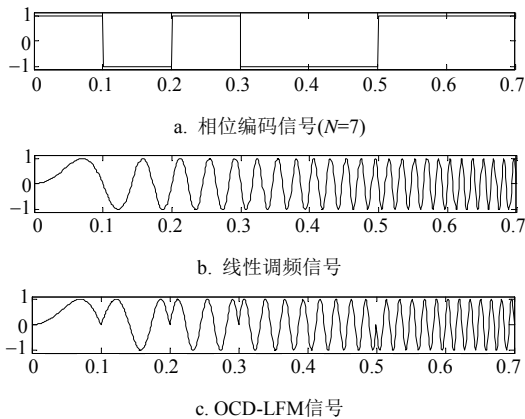


图1 OCD-LFM信号波形示意图

因为正交相位编码信号相互正交,因此由式(1)给出的编队卫星发射信号也具有正交性,即:

$$\rho_{mn} = \int_0^T S_m(t)S_n^*(t)dt = \begin{cases} T & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad (4)$$

式中, $\rho_{mn}$ 为两个不同发射信号 $S_m$ 和 $S_n$ 的互相关函数。

编队卫星雷达的信号处理过程是一个滑动相关的过程,此时,信号间不再保持正交,将产生互相关输出,如果互相关峰值或者自相关旁瓣过高,将会产生虚假目标,或者掩盖临近的真实弱目标。因而,正交信号设计的目的是要让互相关尽可能小,且自相关旁瓣尽可能低。下面将对OCD-LFM信号的性能进行具体分析。

## 2 OCD-LFM信号的性能分析及构造方法

### 2.1 OCD-LFM信号的互模糊函数

互模糊函数描述了发射波形间的正交特性及信号处理对分辨率等系统指标的影响。假设两个正交信号分别为 $S_m$ 和 $S_n$ ,则它们的互模糊函数定义<sup>[11]</sup>为:

$$\chi_{mn}(\tau; f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_m(t)S_n^*(t - \tau)\exp(j2\pi f_d t)dt = \chi_1(\tau; f_d) + \chi_2(\tau; f_d) \quad (5)$$

其中,

$$\chi_1(\tau; f_d) = \exp(-j\pi\mu\tau^2) \sum_{k=0}^{N-1} \int_{k\tau_c + \tau' - \frac{T}{2}}^{(k+1)\tau_c - \frac{T}{2}} C_{km}C_{k'n} \times \exp[j2\pi(\mu\tau + f_d)t]dt \quad (6)$$

$$\chi_2(\tau; f_d) = \exp(-j\pi\mu\tau^2) \sum_{k=0}^{N-1} \int_{k\tau_c - \frac{T}{2}}^{k\tau_c + \tau' - \frac{T}{2}} C_{km}C_{(k'-1)n} \times \exp[j2\pi(\mu\tau + f_d)t]dt \quad (7)$$

式中, $\tau' = \tau - \left[\frac{\tau}{\tau_c}\right]\tau_c$ ;  $k' = k - \left[\frac{\tau}{\tau_c}\right]$ , $[\cdot]$ 表示取整。

### 2.2 OCD-LFM信号的正交性分析

#### 1) 互相关性

对式(5)取模,并由许瓦兹不等式得:

$$|\chi_{mn}(\tau; f_d)| = |\chi_1(\tau; f_d) + \chi_2(\tau; f_d)| \leq |\chi_1(\tau; f_d)| + |\chi_2(\tau; f_d)| \quad (8)$$

令多普勒频率 $f_d=0$ ,可得:

$$|\chi_1(\tau; 0)| = \left| \sum_{k=0}^{N-1} \int_{k\tau_c + \tau' - \frac{T}{2}}^{(k+1)\tau_c - \frac{T}{2}} C_{km}C_{k'n} \exp[j2\pi(\mu\tau)t]dt \right|$$

$$|\chi_2(\tau; 0)| = \left| \sum_{k=0}^{N-1} \int_{k\tau_c - \frac{T}{2}}^{k\tau_c + \tau' - \frac{T}{2}} C_{km}C_{(k'-1)n} \exp[j2\pi(\mu\tau)t]dt \right|$$

令  $t' = -k\tau_c - \frac{\tau_c}{2} + \frac{T}{2} + t$ , 以  $B_L$  为采样率对  $\tau$  进行离散化处理, 并根据离散傅里叶变换的定义, 可得:

$$\begin{cases} |\chi_1(i;0)| = |\text{IDFT}[X(k)]| N |\tau_c - \tau'| \text{sinc} \left[ \pi \frac{i}{T} (\tau_c - \tau') \right] \\ |\chi_2(i;0)| = |\text{IDFT}[X'(k)]| N |\tau'| \text{sinc} \left[ \pi \frac{i}{T} \tau' \right] \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $i=0,1,\dots,B_L T-1; X(k)=C_{km} C_{kn}; X'(k)=C_{km} C_{(k'-1)n}, k=1,2,\dots,B_L T$ .

由于两个正交随机相位编码序列的点积也为随机相位编码序列, 因此  $X(k)$ 、 $X'(k)$  均为随机相位编码序列, 其傅里叶反变换值为  $\frac{1}{\sqrt{N}}$ , 其公式为:

$$|\chi_{mm}(i;0)| \leq \frac{1}{\sqrt{N}} N(\tau_c - \tau') + \frac{1}{\sqrt{N}} N\tau' = \frac{T}{\sqrt{N}} \quad (10)$$

又因为  $X(k)$ 、 $X'(k)$  为有限序列, 所以其傅里叶反变换值在  $\frac{1}{\sqrt{N}}$  附近波动。由式(10)可以看出, OCD-LFM信号的互相关性能随着  $N$  的增大而提高。

2) 自相关性

当  $m=n$  时, 式(5)表示的函数为自模糊函数, 且当  $0 \leq \tau \leq \tau_c$  时, 可得:

$$\frac{\chi_1(\tau; f_d)}{\chi_L(\tau; f_d)} = 1 - \frac{\exp[j2\pi(\mu\tau + f_d)\tau] - 1}{\exp[j2\pi(\mu\tau + f_d)\tau_c] - 1}$$

式中,  $\chi_L(\tau; f_d)$  为 LFM 信号的模糊函数。

当  $N$  较大时, 有  $(\mu\tau + f_d)\tau \leq (\frac{B}{T} \frac{T}{N} + f_d) \frac{T}{N} \ll 1$ ,

可得:

$$\begin{aligned} \frac{\chi_{mm}(\tau; f_d)}{\chi_L(\tau; f_d)} &= \frac{\chi_1(\tau; f_d) + \chi_2(\tau; f_d)}{\chi_L(\tau; f_d)} \approx \\ &\frac{\chi_1(\tau; f_d)}{\chi_L(\tau; f_d)} \approx 1 - \frac{\tau}{\tau_c} \end{aligned} \quad (11)$$

将式(11)代入式(5), 得:

$$\chi_{mm}(\tau; f_d) \approx (T - N|\tau|) \exp(j\pi\tau f_d) (1 - |\tau|/T) \times \text{sinc}[\pi T(\mu\tau + f_d)(1 - |\tau|/T)] \quad |\tau| \leq \tau_c \quad (12)$$

令多普勒频率  $f_d=0$ , 可得到距离模糊函数(即自相关函数):

$$\chi_{mm}(\tau; 0) \approx (T - N|\tau|)(1 - |\tau|/T) \times \text{sinc}[\pi T\mu\tau(1 - |\tau|/T)] \quad |\tau| \leq \tau_c \quad (13)$$

当  $\tau > \tau_c$  时, 自相关函数的性能与互相关类似, 因此, OCD-LFM信号的自相关函数的旁瓣随着  $N$  的增大而以  $\frac{1}{\sqrt{N}}$  降低。

由于OCD-LFM信号的自相关性和互相关性均

随码元数长度  $N$  的增加而提高, 因此其正交性也随  $N$  的增加逐步增强。

2.3 OCD-LFM信号的分辨性能

通常将峰值下降3 dB时的宽度作为输出脉冲的宽度  $T_{p0}$ , 由距离模糊函数式(13)可计算出:

$$T_{p0} \approx \frac{T}{\mu T^2 + N} = \frac{1}{B_L + B_p} \quad (14)$$

对应的距离分辨率  $\rho_r$  为:

$$\rho_r = \frac{CT_{p0}}{2} = \frac{C}{2(B_L + B_p)} = \frac{CT}{2(\mu T^2 + N)} \quad (15)$$

由式(15)可以得出, OCD-LFM信号的分辨性能与线性调频信号和相位编码信号带宽之和成反比关系。在信号时宽  $T$  不变的情况下, 随  $\mu$  和  $N$  的增大信号宽度逐渐变窄, 距离分辨性能逐渐增强。

因此, 要提高OCD-LFM信号的分辨性能, 可以通过增加LFM信号带宽或相位编码信号带宽或同时增加这两种信号的带宽来实现。

2.4 OCD-LFM信号的多普勒失配性能分析

同相位编码信号一样, OCD-LEM信号也对多普勒有一定的敏感性。根据式(13)可知, 随着  $|\tau|$  和  $|T(\mu\tau + f_d)(1 - |\tau|/T)|$  的增大,  $|\chi_{mm}(\tau; f_d)|$  逐渐减小。定义功率下降为峰值功率的一半时对应的多普勒为多普勒容限  $f_{md}$ , 则  $f_{md}$  为  $\tau \in [-\tau_c, \tau_c]$  时, 满足下式情况下  $f_d$  的极大值:

$$(T - N|\tau|)(1 - |\tau|/T) \text{sinc}[\pi T(\mu\tau + f_d)(1 - |\tau|/T)] = \frac{\sqrt{2}}{2} T \quad (16)$$

由于式(16)中的  $(T - N|\tau|)$  和辛格函数均是单调递减函数, 随着  $N$  的减小, 辛格函数的递减趋势将起主导作用, 此时随着  $f_d$  的增大, 出现峰值功率的时刻将偏离  $\tau=0$  时刻, 从而减弱了多普勒带来的峰值影响。出现最大值时  $\tau$  与  $f_d$  的关系为:

$$T(\mu\tau + f_d)(1 - |\tau|/T) = 0$$

$$\text{即} \quad f_d = -\mu\tau \quad (17)$$

此时, 对应的  $|\chi_{mm}(\tau; f_d)|$  最大值为:

$$|\chi_{mm}(\tau; f_d)| = (T - N|\tau|)(1 - |\tau|/T) \quad |\tau| \leq \tau_c \quad (18)$$

由于  $\tau \in [-\tau_c, \tau_c]$  时,  $\frac{|\tau|}{T} \leq \frac{1}{N}$ , 当  $N$  值较大时,  $(T - N|\tau|)(1 - |\tau|/T) \approx T - N|\tau|$ , 此时多普勒容限对应的  $\tau$  为  $\pm(1 - \sqrt{2}/2)\tau_c$ , 则:

$$|f_d| \leq \mu[1 - \sqrt{2}/2]\tau_c = [1 - \sqrt{2}/2] \frac{B_L}{N} = \left( \frac{2 - \sqrt{2}}{2} \right) \frac{D_L}{NT} \quad (19)$$

$$\text{且 } f_{md} = \left( \frac{2 - \sqrt{2}}{2} \right) \frac{B_L}{N} = \left( \frac{2 - \sqrt{2}}{2} \right) \frac{D_L}{NT}$$

其中,  $D_L$ 为LFM信号的脉冲压缩比。

由式(19)可知, OCD-LFM信号的多普勒容限随着线性调频信号带宽(或脉冲压缩比)的增大而增大, 随着相位编码信号码元数的增大而减小。

### 2.5 OCD-LFM信号的构造方法

由于上述分析中都假设各相位编码均相互正交, 而工程实际中不存在完全正交的相位编码信号。本文通过最小化自相关峰值功率和互相关峰值功率的方法寻求最优OCD-LFM信号。

1) 根据编队卫星雷达对目标的分辨率  $\rho_r$  和多普勒的测量要求, 由  $B = \frac{C}{2\rho_r}$  确定信号的带宽, 再

由式(14)和式(19)及  $N = B_p T$  确定信号的时宽  $T$ 、线性调频信号带宽  $B_L$ 、相位编码信号的带宽  $B_p$  及码元长度  $N$ , 从而计算出线性调频信号的调频斜率  $\mu = \frac{B_L}{T}$ ,

根据式(1)~式(3)生成OCD-LFM信号。

2) 构造如下自相关和互相关的能量和函数:

$$E = \sum_{m=1}^M \max_{|\tau| > \tau_c} |A(m, \tau)|^2 + \sum_{p=1}^{M-1} \sum_{q=p+1}^M \max |C(p, q, \tau)|^2 \quad (20)$$

式中,  $A(m, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_m(t) S_m^*(t + \tau) dt$  为第  $m$  颗卫星雷达波形的自相关函数;  $C(p, q, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_p(t) S_q^*(t + \tau) dt$  为第  $p$  颗卫星和第  $q$  颗卫星雷达波形的互相关函数。

3) 以式(20)所示的和函数为适应度函数, 通过遗传算法<sup>[12]</sup>对各相位编码的码值进行搜索, 最终找到优化的正交波形。

由于伪随机序列具有较强的自相关和互相关性能, 通常情况下可用伪随机序列代替相互正交的相位编码信号来构造OCD-LFM信号。

## 3 性能仿真

本文以对伪随机序列与线性调频信号构成OCD-LFM信号, 对其性能进行仿真。等带宽的线性调频信号和伪随机序列(本源多项式为  $x^8 + x^7 + x^2 + x + 1$ )生成OCD-LFM信号的模糊函数如图1所示。

某一固定码长和LFM信号复合的OCD-LFM信号模糊函数如图2所示, 注意针对不同的信号参数, 其图像会有所差异, 下面对该信号的正交性、距离分辨性能和多普勒失配性能进行具体的仿真分析。

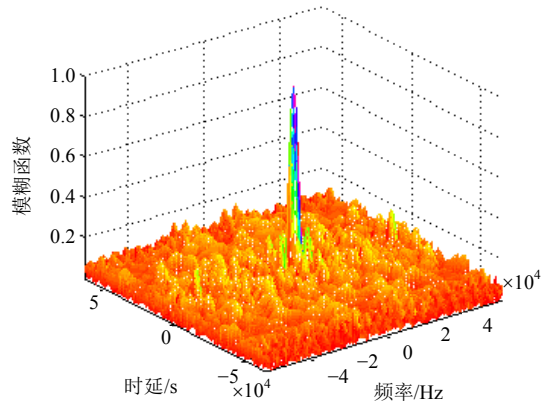


图2 OCD-LFM信号的模糊函数图

### 3.1 正交性能仿真分析

仿真参数选用本源多项式为  $x^{15} + x + 1$  和  $x^{14} + x^{10} + x^6 + x + 1$  的伪随机序列, 并将前  $N$  个码相位组成的信号作为相位编码信号, 信号的脉冲宽度  $T = 80 \mu\text{s}$ , 线性调频信号的带宽  $B = 12.8 \text{ MHz}$ , 根据式(1)生成OCD-LFM信号。随着相位编码信号码长  $N$  的增大, OCD-LFM信号自相关的峰值旁瓣与主瓣比、最大互相关值与自相关主瓣峰值比分别如图3和图4所示。

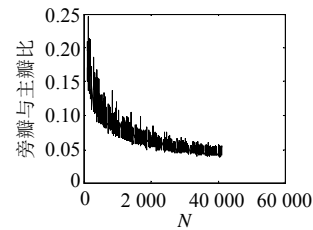


图3 自相关的峰值旁瓣与主瓣峰值比

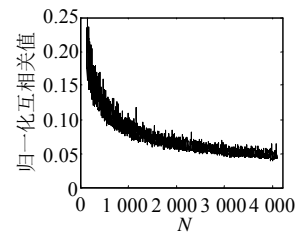


图4 最大互相关值与自相关主瓣峰值比

从图3和图4中可以看出, 自相关函数的峰值旁瓣与主瓣峰值比以及最大互相关值与自相关主瓣峰值比与码元  $N$  的平方根成反比关系, 即随着码元长度  $N$  的增大, 旁瓣或互相关的能量以  $\frac{1}{\sqrt{N}}$  的速度降低, 该结论与2.2节的推导相符, 即随着  $N$  值的增大, OCD-LFM信号的正交性在逐渐增强。

### 3.2 距离分辨性能仿真分析

信号的脉冲宽度  $T = 80 \mu\text{s}$ , 带宽  $B_L = 12.8 \text{ MHz}$  的线性调频信号, 码长为 1 024 的相位编码信号(本源多



LFM信号与传统LFM+二相编码信号相比,在具有相同正交性的情况下,OCD-LFM信号具有更小的时宽和更大的带宽,其距离分辨率和多普勒容限也优于传统的LFM+二相编码信号。

表1 OCD-LFM信号和传统LFM+二相编码信号的性能对比

	OCD-LFM信号	传统LFM+二相编码
时宽	$T_L$	$NT_L$
带宽	$B_L + B_p$	$B_L$
距离分辨率	$\frac{C}{2(B_L + B_p)}$	$\frac{C}{2B_L}$
多普勒容限	$\left(\frac{2-\sqrt{2}}{2}\right) \frac{D_L}{NT_L}$	$\frac{1}{2NT_L}$
自相关副瓣电平	$\propto \frac{1}{N}$	$\propto \frac{1}{N}$
互相关峰值电平	$\propto \frac{1}{N}$	$\propto \frac{1}{N}$

## 4 结束语

本文借鉴通信中的正交码分多址概念,提出了一种适合于编队卫星雷达的正交波形,利用雷达的模糊函数工具,对该波形的正交性、距离分辨能力和多普勒容限进行了深入的研究。理论推导得出以下结论:1) 通过增加正交相位编码的码元数 $N$ ,可以设计出具有很强正交性的OCD-LFM信号;2) 综合考虑 $N$ 值和LFM信号的脉压比 $D_L$ ,可以设计出较高距离分辨能力或较高目标速度探测能力的OCD-LFM信号。通过仿真结果证明了理论分析的正确性。由于OCD-LFM信号可以通过对 $T$ 、 $B_L$ 、 $B_p$ 、 $\tau_c$ 和 $N$ 的设计来满足编队卫星雷达的各种需求,且其性能优于传统波形,另外OCD-LFM信号使得同一编队的所有卫星占据相同范围的信号带宽,缓解了空间信号带宽的压力,因此该波形对编队卫星雷达的发展及高分辨成像提供了理论依据和发射信号设计参考。

## 参 考 文 献

[1] MARTIN M, STALLARD M. Distributed satellite missions and technologies—the TechSat 21 program[C]//AIAA Space Technology Conference. Albuquerque: NM, 1999.  
 [2] 林来兴. 分布式小卫星系统的技术发展与应用前景[J]. 航天器工程, 2010, 19(1): 60-66.  
 LIN Lai-xin. Technological development and application prospects of distributed small satellite system[J]. Spacecraft Engineering, 2010, 19(1): 60-66.

[3] SCHART D P. Future technology directions precision formation flying mission and technologies[R]. Washington: NASA, 2008.  
 [4] AUNG M, AHMED A, WETTE M, et al. An overview of formation flying technology development for Terrestrial Planet Finder mission[C]//IEEE Aerospace Conference Proceedings. Cambridge: IEEE press, 2004: 2667-2679.  
 [5] 陶海红, 黎薇萍, 洪伟, 等. 分布式卫星多发发射波形——地面运动目标检测系统研究[J]. 电子学报, 2009, 37(12): 2803-2809.  
 TAO Hai-hong, LI Wei-ping, HONG Wei, et al. Multiple-transmit waveform-GMTI algorithm in space-borne radar systems[J]. ACTA Electronica Sinica, 2009, 37(12): 2803-2809.  
 [6] DENG H. Polyphase code design for orthogonal netted radar system[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(11): 3126-3135.  
 [7] DENG H. Discrete frequency-coding waveform design for netted radar system[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(2): 179-182.  
 [8] 徐庆, 徐继麟, 周先敏, 等. 线性调频——二相编码雷达信号分析[J]. 系统工程与电子技术, 2000, 22(12): 7-8, 87.  
 XU Qing, XU Ji-lin, ZHOU Xian-min, et al. A discussion of performance of hybrid waveform of radar[J]. System Engineering and Electronics, 2000, 22(12): 7-8, 87.  
 [9] ZHANG J J, PAPANDREOU-SUPPAPOLA A. MIMO radar with frequency diversity[C]//International Waveform Diversity and Design Conference. Florida: WDD, 2009: 208-212.  
 [10] YANG Ming-lei, ZHANG Shou-hong, CHEN Bai-xiao, et al. A novel signal processing approach for the multi-carrier MIMO radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(1): 147-151.  
 [11] TANG Shi-gang, PENG Ke-wu, GONG Ke, et al. Channel estimation for cyclic postfixed OFDM[J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2008, 6(2): 264-268.  
 [12] LEI Y J, ZHANG S W, LI X W, et al. MATLAB GA algorithm toolbox and its application[R]. Xi'an: Xidian Press, 2005.  
 [13] IRFAN A. Doppler characterization for LEO satellites[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(3): 309-313.  
 [14] ZONG Zhu-lin, HU Jian-hao, ZHU Li-dong. Estimation of Doppler parameter for formation-flying satellite SAR system[J]. Applied Mechanics and Materials, 2010, 44(47): 3473-3477.