

# 大动态多普勒频率下微弱直扩信号的长时间积累算法

罗海坤,王永庆,申宇瑶,吴嗣亮

(北京理工大学信息与电子学院,北京 100081)

**摘要:** 大动态多普勒频率情况下,微弱直扩信号的长时间积累存在积累损失和计算量急剧增加的问题.对此,本文提出一种基于运动补偿的二倍分组块补零算法,在二倍分组块补零算法的基础上,通过谱循环移位搜索多普勒频率,采用包络平移和 Keystone 变换补偿码多普勒频率.理论分析和仿真结果表明,新算法能有效消除大动态多普勒频率对长时间累积的影响,同时计算效率高,相干积累 20ms 时的计算量仅为同类算法的 16%,且时间越长、优势越大.

**关键词:** 大动态多普勒频率;微弱直扩信号;长时间积累;运动补偿

**中图分类号:** TN911.6      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2013)12-2397-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.12.012

## Long-Term Integration Algorithm for Weak DSSS Signal in Large Dynamic Doppler Frequency Scenarios

LUO Hai-kun, WANG Yong-qing, SHEN Yu-yao, WU Si-liang

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

**Abstract:** There exist integration loss and computational cost drastic increasing in long-term integration of weak DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) signal in large dynamic Doppler frequency scenarios. A motion compensation-double block zero padding algorithm is proposed to this problem, which uses frequency spectrum cyclic shift for Doppler frequency searching, envelope shifting and Keystone transform for code Doppler frequency compensation based on the double block zero padding algorithm. Theoretical analysis and simulation results show that, the proposed algorithm can eliminate the influence of large dynamic Doppler frequency effectively, and has high computational efficiency, the computational cost is 16% of the similar algorithm in 20ms coherent integration, and the longer the time, the higher the efficiency.

**Key words:** large dynamic Doppler frequency; weak DSSS signal; long-term integration; motion compensation

### 1 引言

扩频微波统一测控系统具有结构简单、容量大、信号统一和抗干扰能力强等优点.美国宇航局的深空测控网、中继卫星系统、欧洲航天局的同步轨道通信卫星中的 TT&C (Telemetry, Tracking and Command) 系统均采用了直扩技术<sup>[1]</sup>.在我国,为了满足航天测控的新需求,伪码扩频测控体制正逐步代替传统的统一载波测控体制<sup>[2]</sup>.

航天飞行器通常具有距离远、速度快的特点,这要求其搭载的直扩接收机能够在低信噪比和大动态多普勒频率环境下快速、正确地捕获到信号<sup>[1]</sup>.增加积累时间是提升直扩接收机捕获灵敏度最根本的方法.但在大动态多普勒频率下,直扩信号的长时间积累面临信号能

量积累损失、计算量急剧增加的难题.这体现在积累时间变长时,频率搜索网格数会随之增多,从而增加计算量<sup>[3,4]</sup>.同时,动态范围加大时,码多普勒频率对码片宽度的拉伸效应会导致严重的积累损失<sup>[5]</sup>.

基于二维并行相关的二倍分组块补零(Double Block Zero Padding, DBZP)算法<sup>[4]</sup>计算效率较高,适用于长时间积累情况,但没有考虑码多普勒频率的补偿,大动态多普勒频率下的积累损失较大.改进的二倍分组块补零(Modified DBZP, MDBZP)算法<sup>[6~8]</sup>在 DBZP 算法的基础上,对码多普勒频率进行搜索,尽管减小了积累损失,但会导致三维搜索,计算量急剧增加.

针对以上问题,本文在 DBZP 算法的基础上,提出一种基于运动补偿的 DBZP (Motion Compensation DBZP,

MC-DBZP)算法,适合于大动态多普勒频率下长时间积累的情况.该算法采用谱循环移位来完成多普勒频率的搜索,通过一种基于包络平移<sup>[9,10]</sup>和 Keystone 变换<sup>[11~13]</sup>的组合运动补偿方法来补偿码多普勒频率的影响,具有计算量低、积累损失小的优点.

## 2 信号模型

直扩接收机中的复基带信号可表示为:

$$x(i) = Ad(iT_s - \tau + \xi iT_s)c(iT_s - \tau + \xi iT_s) \times \exp(j2\pi f_d i T_s + j\varphi) + v(i) \quad (1)$$

式中,  $c(t)$  为伪码,伪码速率为  $f_c$ ,  $d(t)$  为数据.  $T_s$  为采样时间,采样率为  $f_s$ ,  $f_d$  为多普勒频率,  $\tau$  和  $\varphi$  分别为码相位和载波相位,  $\xi = f_d/f_0$  为归一化码多普勒频率,  $f_0$  为载波频率.  $A$  为信号幅度,  $v(i)$  为复高斯噪声,双边带功率谱密度为  $N_0$ ,双边带带宽为  $B_{in}$ ,噪声功率为  $\sigma_0^2 = N_0 B_{in}$ ,输入信噪比为  $SNR_{in} = A^2/(N_0 B_{in})$ .

## 3 动态对直扩信号长时间积累的影响

多普勒频率范围较大时,通常将二维搜索平面分割为若干个二维子区间,以利于算法实现及资源优化<sup>[3]</sup>,如图1所示.图中,  $f_b$  为频率子区间的中心频点,  $b$  为整数,代表频率子区间的编号.子区间之间通过下变频和滑动码相位来切换,子区间内则采用二维并行相关来搜索.

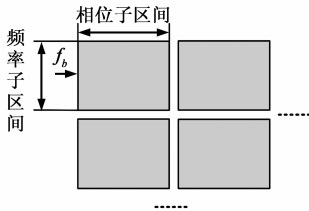


图1 二维搜索平面及二维子区间的划分

为了方便表述,采用矩阵来表示输入信号和参考信号.矩阵行和列的序号用  $n$  和  $k$  来表示,且有  $n = 0, 1, \dots, N-1; k = 0, 1, \dots, K-1$ .行数据的采样率和采样时间分别为  $f_s$  和  $T_s$ .列数据的采样率和采样时间分别为  $f_r = 1/T_N$  和  $T_N$ ,  $T_N$  同时也是部分相关时间.定义  $T_n = nT_s$ ,  $T_k = kT_N$  为行时间和列时间.相干积累时间为  $T = NKT_s$ ,考虑进行  $M$  次非相干积累,定义  $T_m = mT$  为段时间.

参考信号矩阵可写为:

$$\hat{S}_{n,k,m}(\hat{\tau}, \hat{f}_b) = \hat{s}(T_n + T_k + T_m) = c(T_n + T_k + T_m - \hat{\tau}) \exp[-j2\pi \hat{f}_b (T_n + T_k)] \quad (2)$$

式中,  $\hat{\tau}$  和  $\hat{f}_b$  为码相位搜索值和频率粗搜索值.输入信号不考虑数据位和噪声,可写为:

$$X_{n,k,m} \approx Ac [T_n + T_k + T_m - \tau + \xi(T_k + T_m)] \times \exp[j2\pi f_d (T_n + T_k + T_m) + j\varphi] \quad (3)$$

由式(2)和式(3)可得部分相关结果为:

$$R_{k,m}(\hat{\tau}, \hat{f}_b) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_{n,k,m} \hat{S}_{n,k,m}(\hat{\tau}, \hat{f}_b) = \frac{A \exp(j\varphi') \sin(\pi \delta f_{db} T_N)}{N \sin(\pi \delta f_{db} T_s)} \times R_c[-\delta\tau(T_k, T_m)] \exp(j2\pi \delta f_{db} T_k) \quad (4)$$

式中,  $\varphi'$  为无关相位,  $\delta\tau(T_k, T_m)$  和  $\delta f_{db}$  分别为码相位搜索残差和多普勒频率粗搜索残差,且有

$$\delta\tau(T_k, T_m) = \tau - \hat{\tau} - \xi(T_k + T_m);$$

$$\delta f_{db} = f_d - \hat{f}_b \quad (5)$$

对部分相关结果进行多普勒频率精搜索,可得第  $m$  次相干积累结果为:

$$\Psi_m(\hat{\tau}, \hat{f}_d) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} R_{k,m}(\hat{\tau}, \hat{f}_b) \exp(-j2\pi \hat{f}_v T_k) \approx \frac{A \exp(j\varphi') \sin(\pi \delta f_{db} T_N)}{NK \sin(\pi \delta f_{db} T_s)} \times \sum_{k=0}^{K-1} R_c[-\delta\tau(T_k, T_m)] \exp(j2\pi \delta f_d T_k) \quad (6)$$

式中,  $\hat{f}_v$  为频率精搜索值,  $\hat{f}_d = \hat{f}_b + \hat{f}_v$  为多普勒频率搜索值,  $\delta f_d$  为频率精搜索残差,且有

$$\delta f_d = \delta f_{db} - \hat{f}_v = f_d - \hat{f}_d \quad (7)$$

定义相干积累的输出信噪比为:

$$SNR_{out} = \frac{\max_{\hat{\tau}, \hat{f}_d} |\Psi_m(\hat{\tau}, \hat{f}_d)|^2}{N_0 B_{out}} \quad (8)$$

式中,  $B_{out} = 1/T$  为相干积累后的双边带等效噪声带宽.进而可得相干积累的信噪比增益为:

$$G_{SNR} = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} = \bar{G}_{SNR} \eta \quad (9)$$

式中,  $\bar{G}_{SNR}$  和  $\eta$  分别表示理想信噪比增益和积累损失,两者分别为:

$$\bar{G}_{SNR} = B_{in} T; \quad \eta = \max_{\hat{\tau}, \hat{f}_d} \left| \frac{1 \sin(\pi \delta f_{db} T_N)}{NK \sin(\pi \delta f_{db} T_s)} \times \sum_{k=0}^{K-1} R_c[-\delta\tau(T_k, T_m)] \exp(j2\pi \delta f_d T_k) \right|^2 \quad (10)$$

可见,理想信噪比增益  $\bar{G}_{SNR}$  仅与相干积累时间  $T$  有关,而与搜索参数无关,故可看作信噪比增益的上限.积累损失  $\eta$  可看作相干积累后信号能量损失的倍数,它与积累时间  $T$  和参数搜索残差  $\delta\tau$ 、 $\delta f_{db}$  和  $\delta f_d$  有关,因此,可以用来描述动态对积累结果的影响.从式(5)和式(7)可见,相位搜索残差除了与搜索步长有关外,还与时间

有关,需要采用补偿方法才能消除。

#### 4 多普勒频率分段搜索

在式(4)中,若取频率粗搜索步长为  $f_r$ ,则会带来最大 4dB 的积累损失.将搜索步长减半后,损失不超过 0.91dB,由此可重新划分的频率搜索网格,如图 2 所示。

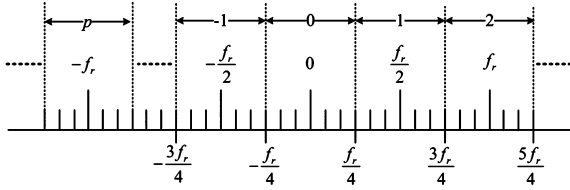


图2 重新划分后的频率搜索网格

图中频率子区间的宽度为  $f_r/2$ ,中心频点为  $f_b = bf_r/2$ .可将多普勒频率可写为  $f_d = f_b + f_v$ ,  $f_v$  为无模糊多普勒频率,且有  $|f_v| \leq f_r/4$ .在进行快速部分相关时,FFT 运算的数据长度被扩展为原来的 2 倍<sup>[4]</sup>,其频谱间隔为  $f_r/2$ ,正好等于相邻频率子区间的间隔,因此,可以通过对本地伪码进行循循环移位来完成多普勒频率的粗搜索.先不进行频率搜索,则部分相关结果可写为:

$$R_{k,m}(\hat{\tau}) = \frac{A \exp(j\varphi + j2\pi f_d T_m)}{N} \exp(j\pi b f_r T_k) \exp(j2\pi f_v T_k) \times \sum_{n=0}^{N-1} \{ c [ T_n + T_k + T_m - \delta\tau + \xi ( T_k + T_m ) ] \times c ( T_n + T_k + T_m ) \exp(j\pi b f_r T_n) \exp(j2\pi f_v T_n) \} \quad (11)$$

求和项中,复信号  $\exp(j\pi b f_r T_n)$  的频率恰好为每个频率子区间中心频点  $bf_r/2$ ,可通过对本地伪码的频谱进行循环移位来抵消.复信号  $\exp(j\pi b f_r T_k)$  为整数倍多普勒频率项,该项会改变 FFT 精搜索中谱峰的位置,从而造成估计错误,需要事先进行补偿,补偿函数为:

$$\exp(-j\pi \hat{b} f_r T_k) = \exp(-j\pi \hat{b} k) = (-1)^{\hat{b} \cdot k}, \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (12)$$

式中,  $\hat{b}$  为当前搜索的频率子区间编号.当频率子区间编号为奇数时,将数据矩阵隔行符号取反;为偶数时,保持不变。

经过谱循环移位并补偿整数倍多普勒频率项后,部分相关结果可写为:

$$R_{k,m}(\hat{\tau}, \hat{f}_b) = \frac{A \exp(j\varphi') \sin(\pi \delta f_{db} T_N)}{N \sin(\pi \delta f_{db} T_s)} R_c [ -\delta\tau ( T_k, T_m ) ] \times \exp(j2\pi \delta f_b T_k) \exp(j2\pi f_v T_k) \quad (13)$$

式中,  $\delta f_b = f_b - \hat{f}_b$  为输入信号与本地参考信号之间,频率子区间中心频点之差。

#### 5 码多普勒频率补偿

从码相位搜索残差中可以看出,存在码多普勒频

率时,自相关峰的位置是时变的,这与雷达中的距离走动问题十分类似<sup>[9~13]</sup>,故将其称之为码相位走动.存在码相位走动时,部分相关结果中的峰值包络无法对齐,进一步积累时会造成能量损失和参数估计偏差.将  $\xi = f_d/f_0 = (bf_r/2 + f_v)/f_0$  带入式(13)中有

$$R_{k,m}(\hat{\tau}, \hat{f}_b) = \frac{A \exp(j\varphi') \sin(\pi \delta f_{db} T_N)}{N \sin(\pi \delta f_{db} T_s)} \times \exp(j2\pi \delta f_b T_k) \exp(j2\pi f_v T_k) \times R_c \left[ \hat{\tau} - \tau_{\text{end}} + \frac{b}{2f_0} (k + mK - MK) + \frac{f_v}{f_0} (T_k + T_m - MT) \right] \quad (14)$$

式中,  $\tau_{\text{end}} = \tau - \xi MT$  为积累结束时的码相位.不难看出,码相位走动被分成  $b(k + mK - MK)/(2f_0)$  和  $f_v(T_k + T_m - MT)/f_0$  两部分.前者与频率子区间的编号有关,称为固定码相位走动;后者与无模糊多普勒频率  $f_v$  有关,称为可变码相位走动。

固定码相位走动可通过对部分相关结果进行包络平移来校正,包络平移量为:

$$n_{\text{step}} = \lceil -f_s \frac{\hat{b}}{2f_0} (k + mK - MK) \rceil \quad (15)$$

式中,  $\lceil \cdot \rceil$  为向下取整函数.校正固定码相位走动的过程可写为:

$$R_{k,m}(\hat{\tau}, \hat{f}_b) = R_{k,m} \left( \hat{\tau} + \frac{n_{\text{step}}}{f_s}, \hat{f}_b \right) \approx \frac{A \exp(j\varphi') \sin(\pi \delta f_{db} T_N)}{N \sin(\pi \delta f_{db} T_s)} \times \exp(j2\pi \delta f_b T_k) \exp(j2\pi f_v T_k) \times R_c \left[ \hat{\tau} - \tau_{\text{end}} + \frac{\delta f_b}{f_0} (T_k + T_m - MT) + \frac{f_v}{f_0} (T_k + T_m - MT) \right] \quad (16)$$

可变码相位走动等效于速度未知的情况,可用 Keystone 变换来校正.先将部分相关结果变换到频域,则有

$$W_{k,m}(l, \hat{f}_b) = \mathcal{F}_\tau [ R_{k,m}(\hat{\tau}, \hat{f}_b) ] = |W_c(l)|^2 \frac{A}{N} \exp(j\varphi') \times \frac{\sin(\pi \delta f_{db} T_N)}{\sin(\pi \delta f_{db} T_s)} \exp(-j2\pi f_l \tau_{\text{end}}) \times \exp [ j2\pi (\delta f_b + f_v) (T_k + T_m - MT) / a_l ] \quad (17)$$

式中,  $\varphi'$  为无关相位,  $f_l$  为码相位对应的频率,  $W_c(l)$  为伪码功率谱,  $a_l = f_0/(f_0 + f_l)$  为耦合系数,  $\bar{T}_k = T_k + T_m - MT$ .包含耦合系数的复信号即为导致码相位走动的原因.令  $\bar{T}_k = \bar{T}_k' a_l$ , 即有  $T_k + (m - M)T = (T_k' + (m - M)T) a_l$ , 带入到式(17)中可得

$$\begin{aligned}
 W_{k',m}(l, \hat{f}_b) &= |W_c(l)|^2 \frac{A}{N} \exp(j\varphi'') \\
 &\times \frac{\sin(\pi \delta f_{db} T_N)}{\sin(\pi \delta f_{db} T_s)} \exp(-j2\pi f_l \tau_{end}) \\
 &\times \exp[j2\pi(\delta f_b + f_v)(T_k + T_m - MT)] \quad (18)
 \end{aligned}$$

式中,  $k' = 0, 1, \dots, K - 1$ . 以上过程即为 Keystone 变换, 由于有  $|f_v| \leq f_r/4$ , 故不存在“半盲速”问题<sup>[14]</sup>. 实际计算时, 可用计算量较小的 Knab 内插<sup>[15]</sup>来完成 Keystone 变换, 内插公式为:

$$\begin{aligned}
 W_{k',m}(l, \hat{f}_p) &= \sum_k W_{k,m}(l, \hat{f}_p) H(k'_{m,l} - k), \\
 \lceil k'_{m,l} \rceil - R/2 + 1 &\leq k \leq \lceil k'_{m,l} \rceil + R/2; \\
 0 &\leq k' \leq K - 1; \\
 -N &\leq l \leq N - 1 \quad (19)
 \end{aligned}$$

式中,  $H(x)$  为内插窗函数,  $R$  为内插窗长度, 可取为 16 点<sup>[15]</sup>,  $k'_{m,l}$  为差值中点, 且有

$$k'_{m,l} = a_l[k' - 1 - (M - m)K] + (M - m)K + 1 \quad (20)$$

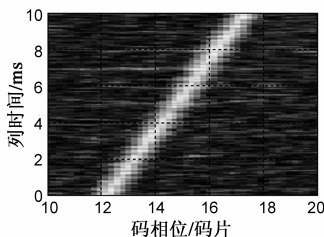
用  $k$  来代替式(18)中的  $k'$ , 再将其变回时域可得

$$\begin{aligned}
 R_{k,m}(\hat{\tau}, \hat{f}_p) &= \mathcal{F}_l^{-1}[W_{k,m}(l, \hat{f}_p)] \\
 &= \frac{A}{N} \exp(j\varphi'') \frac{\sin(\pi \delta f_{db} T_N)}{\sin(\pi \delta f_{db} T_s)} \\
 &\times \exp[j2\pi(\delta f_b + f_v)\bar{T}_k] R_c(\hat{\tau} - \tau_{end}) \quad (21)
 \end{aligned}$$

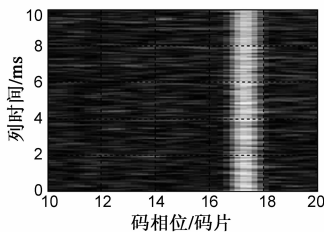
对比式(21)和式(14)可见, 在码多普勒频率未知的情况下, 基于包络平移和 Keystone 变换的组合运动补偿方法完全消除了码相位走动, 并将自相关峰位置校正到了积累结束时的位置.

### 6 算法实现

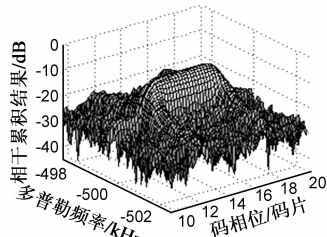
结合上文可得基于运动补偿的二倍分组块补零算



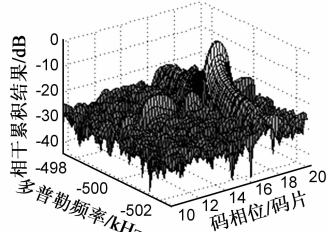
(a) 校正前码相位走动的自相关峰轨迹



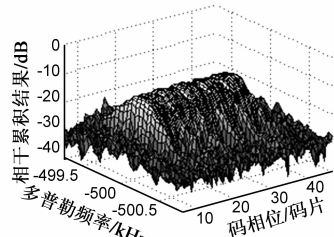
(d) 校正码相位走动后的自相关峰轨迹



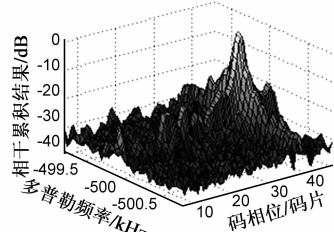
(b) 校正前码相位走动的相干积累结果



(e) 校正码相位走动后的相干积累结果



(c) 校正前码相位走动的非相干积累结果



(f) 校正码相位走动后的非相干积累结果

图4 校正码相位走动前后的自相关峰轨迹和相干及非相干积累结果

法(MC-DBZP), 其计算流程如图 3 所示. 数据预处理将输入信号进行两倍扩展, 并将矩阵的行变换到频域. 二维子区间的切换通过本地伪码频域值矩阵行和列的循环移位来完成. 码多普勒频率通过校正码相位走动来补偿. 与 DBZP 算法相比, MC-DBZP 算法不需要载波 NCO 和码 NCO, 这有利于计算过程优化.

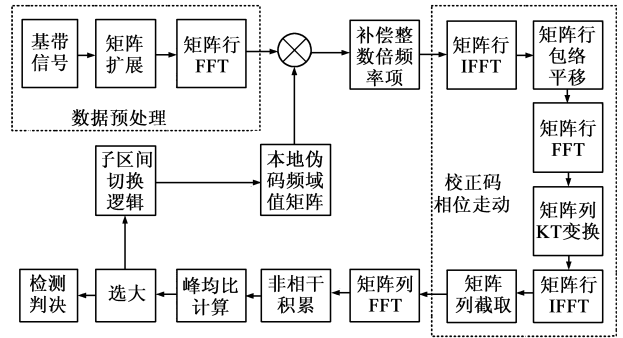


图3 MC-DBZP算法的计算流程

### 7 仿真验证

仿真参数如表 1 所示. 由部分相关时间可得频率和相位子区间的宽度分别为 200kHz 和 25.6 个码片, 二维搜索平面划分为 40 个相位子区间和 5 个频率子区间. 进行 5 次非相干积累.

表 1 仿真参数

参数	取值	参数	取值
采样频率	48MHz	载波频率	10GHz
伪码速率	10.23MHz	伪码长度	1023
多普勒频率范围	± 500kHz	部分相关时间	2.5μs
相干积累时间	10ms	起始码相位	12 个码片

由多普勒频率和码片未对准带来的积累损失最大

为 1dB 和 0.6dB, 考虑到 Keystone 变换的内插损失, 则总积累损失不超过 2dB. 首先验证算法对码相位走动的校正效果, 选择多普勒频率为  $-500\text{kHz}$ . 不校正码相位走动的自相关峰轨迹和相干及非相干积累结果如图 4 中的 (a)、(b)、(c) 所示. 可见, 自相关峰轨迹为斜线, 相干及非相干积累结果中, 峰值包络出现了主瓣展宽、位置偏移和能量降低的问题. 校正码相位走动后的结果如图 4 中的 (d)、(e) 和 (f) 所示. 可见, 自相关峰轨迹为垂直于码相位轴的直线, 在相干和非相干积累结果中, 峰值包络的主瓣变窄、能量增强, 后者中的包络峰值位于约 37 个码片处, 即为结束码相位的位置.

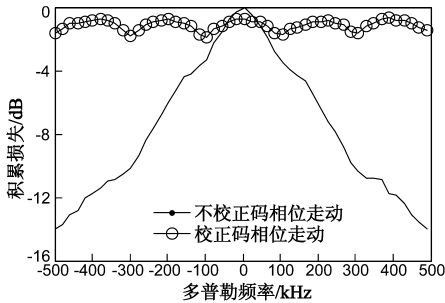


图5 码多普勒频率补偿前后的积累损失

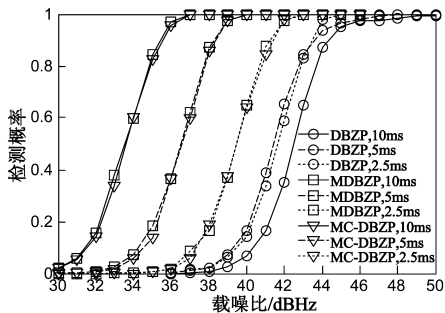


图6 三种算法的检测概率

接着验证 MC-DBZP 算法的积累损失. 仿真结果如图 5 所示, 若不校正码相位走动, 积累损失随多普勒频率的增加而增大. 补偿码相位走动后, 积累损失不随多普勒频率而发生变化, 且最大值不超过  $-2\text{dB}$ .

最后验证 MC-DBZP 算法在相干积累下的检测性能, 同时给出 DBZP、MDBZP 的性能. 固定多普勒频率为  $-500\text{kHz}$ , 取相干积累时间分别为  $10\text{ms}$ ,  $5\text{ms}$  和  $2.5\text{ms}$ . 采用恒虚警检测, 设置峰均比门限为  $13\text{dB}$ , 对应虚警概率约为  $10^{-6}$ . 仿真结果如图 6 所示. 可见, DBZP 算法的性能最差, 受到码多普勒频率的影响, 积累时间增加后检测性能反而变差. MDBZP 算法和 MC-DBZP 算法不受码多普勒变化率的影响, 积累时间加倍后, 检测性能有明显的  $3\text{dB}$  增益.

## 8 计算量比较

下面对 DBZP、MDBZP 和 MC-DBZP 三种算法的计算量

进行比较. 不失一般性, 仅考虑相干积累和单次驻留的情况. 由于 DBZP 算法是后两个算法的基础, 故首先给出 DBZP 算法在一个二维子区间内搜索的计算步骤包括:

- (1) 输入信号下变频,  $KN$  点复乘;
- (2) 矩阵行 FFT,  $K$  次  $2N$  点 FFT;
- (3) 频域值矩阵相乘,  $2KN$  点复乘;
- (4) 矩阵行 IFFT,  $K$  次  $2N$  点 IFFT;
- (5) 矩阵前  $N$  列频率精搜索,  $N$  次  $4K$  点 FFT.

MDBZP 算法在 DBZP 算法的基础上, 将每个频率子区间又细分为  $Q$  个小区间, 用每个小区间的中心频率来补偿伪码速率. 最后, 将每个小区间对应的相干积累结果组合起来作为最终的结果. 补偿后的码相位走动量不能超过半个码片, 既满足

$$\frac{f_r}{2Q} \cdot \frac{T}{f_0} < \frac{T_c}{2} \quad (22)$$

从而有  $Q > K/(Tf_0)$ . 实际计算时, 在 DBZP 算法步骤 2 和 3 之间加入计算本地伪码频域值的步骤, 对应  $K$  次  $2N$  点 FFT. 除出第 1, 2 两步外, 其它步骤循环  $Q$  次.

MC-DBZP 算法在 DBZP 算法的步骤 4 和 5 之间加入码相位走动校正环节. 具体过程如图 3 所示, 其主要计算量是矩阵行的 FFT/IFFT 变换和列的内插计算, 分别对应  $K$  次  $2N$  点 FFT、 $2RNK$  次复乘和  $K$  次  $2N$  点 IFFT.

三种算法的计算量统计结果如表 2 所示.

表 2 三种算法的计算量统计结果

算法	复乘次数
DBZP	$KN(8 + 2\log_2 N + 2\log_2 K)$
MDBZP	$KN[2 + \log_2 N + 2Q(4 + \log_2 N + \log_2 K)]$
MC-DBZP	$KN(10 + 2R + 4\log_2 N + 2\log_2 K)$

取  $R = 16$ 、 $Q = K/(Tf_0)$ , 二维子区间的数量为 200, 三种算法的计算量与相干积累时间的关系如图 7 所示. 可见, MDBZP 算法的计算量最大, 且随相干积累时间的增加而显著增大, 这是因为相干积累时间增加时, 小区间数也随之增多, 从而造成计算量快速增加; DBZP 算法的计算量最小, 且随相干积累时间的增加而缓慢增长; MC-DBZP 算法的计算量介于两者之间, 但更接近 DBZP 算法. 可以看出, MC-DBZP 算法不用搜索码

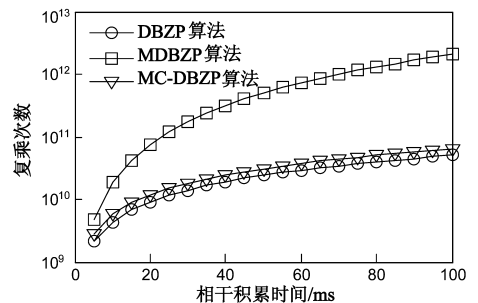


图7 三种算法的计算量随相干积累时间的关系

多普勒频率,这是其计算量优于 MDBZP 算法的根本原因.当相干积累时间为 20ms 时,MC-DBZP 算法的计算量约为 MDBZP 算法的 16%.

## 9 结论

大动态多普勒频率下,对微弱直扩信号进行长时间积累时,需要同时完成载波多普勒的搜索及码多普勒频率的补偿,并兼顾计算量的要求.本文提出的 MC-DBZP 算法,在二维并行相关的基础上,利用谱循环移位方法对多普勒频率进行分段搜索,通过运动补偿技术消除码多普勒频率的影响.新算法与同类算法的性能相同,但计算量更低,故适合于工程应用.

## 参考文献

- [1] 李海涛,孙平.扩频 TT&C 系统设计与分析[J].飞行器测控学报,2004,23(1):58-63.  
LI HAI-tao, SUN Ping. Analysis and design of spread spectrum TT&C systems[J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2004, 23(1): 58-63. (in Chinese)
- [2] 吴海玲,郭树人,王莉.统一扩频测控体制的初步探讨[J].电讯技术,2003,43(4):72-76.  
WU HAI-ling, GUO Shu-ren, WANG Li. Preliminary discussion on the unified pseudonoise spread spectrum TT&C system [J]. Telecommunication Engineering, 2003, 43(4): 72-76. (in Chinese)
- [3] 王俊,李加琪,吴嗣亮.P 码直接捕获算法的设计及资源优化[J].宇航学报,2011,32(12):2491-2498.  
WANG Jun, LI Jia-qi, WU Si-liang. P code direct acquisition algorithm and its resource optimization method[J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(12): 2491-2498. (in Chinese)
- [4] Lin D M, Tsui J B Y. Comparison of acquisition methods for software GPS receiver[A]. Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2000) [C]. Salt Lake City, UT, USA: ION, 2000. 2385-2390.
- [5] 李春霞,王飞雪,郭桂蓉.一阶动态条件下伪随机码信号相关函数研究[J].电子学报,2007,35(09):1789-1793.  
LI Chun-xia, WANG Fei-xue, GUO Gui-rong. Correlation of PN spread spectrum signal under first-order dynamics[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(09): 1789-1793. (in Chinese)
- [6] Ziedan N I, Garrison J L. Unaided acquisition of weak GPS signals using circular correlation or double-block zero padding[A]. Position Location and Navigation Symposium, 2004 (PLANS 2004) [C]. Monterey, CA, USA: IEEE, 2004. 461-470.
- [7] Heckler G W, Garrison J L. Implementation and testing of an unaided method for the acquisition of weak GPS C/A code signals[J]. Journal of Navigation, 2009, 56(4): 241-259.
- [8] Zhang W, Ghogho M. Computational efficiency improvement for unaided weak GPS signal acquisition[J]. Journal of Navigation, 2012, 65(2): 363-375.
- [9] 王俊,张守宏.微弱目标积累检测的包络移动补偿方法[J].电子学报,2000,28(12):56-59.  
WANG Jun, ZHANG Shou-hong. Study on the motion compensation of range migration for weak moving target detection[J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(12): 56-59. (in Chinese)
- [10] 王远模,马君国,付强,等.高速运动目标的积累检测研究[J].现代雷达,2006,28(3):24-27.  
WANG Yuan-mo, MA Jun-guo, FU Qiang, et al. Detection algorithm research for high velocity moving target[J]. Modern Radar, 2006, 28(3): 24-27. (in Chinese)
- [11] Perry R P, Dipietro R C, Fante R L. SAR imaging of moving targets[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35(1): 188-200.
- [12] Yang J, Huang X, Jin T, et al. New approach for SAR imaging of ground moving targets based on a Keystone transform[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2011, 8(4): 829-833.
- [13] 张顺生,曾涛.基于 Keystone 变换的微弱目标检测[J].电子学报,2005,33(9):1675-1678.  
ZHANG Shun-sheng, ZENG Tao. Weak target detection based on Keystone transform[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(9): 1675-1678. (in Chinese)
- [14] Cao Y, Qu X, Huang P. Research on Keystone formatting based on non-baseband interpolation[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2010, 21(4): 562-565.
- [15] Migliaccio M, Nunziata F, Bruno F, et al. Knab sampling window for InSAR data interpolation[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2007, 4(3): 397-400.

## 作者简介



罗海坤 男,1984 年生于云南楚雄.现为北京理工大学信息与电子学院博士生.主要研究方向为航天测控通信技术.

E-mail: luohaikun@bit.edu.cn



王永庆(通信作者) 男,1981 年生于安徽蚌埠.现为北京理工大学信息与电子学院讲师,博士,硕士生导师.主要研究方向为航天测控通信技术.

E-mail: wangyongqing@bit.edu.cn