

面向地面 CDMA 定位系统的微频分互相关减轻方法^①

余彦培^{②*} 邓中亮^{③*} 袁 协^{*} 万 能^{*}

(* 北京邮电大学电子工程学院 北京 100876)

(** 信息光子学与光通信国家重点实验室 北京 100876)

摘 要 为解决地面码分多址(CDMA)定位系统互相关干扰现象严重的问题,从信号体制的角度进行互相关干扰理论分析,分析了 CDMA 信号频率间隔、扩频码周期及积分时间等三要素与信号互相关干扰分量的关系,提出了基于微频分技术的互相关干扰减轻方法:对不同信号节点发射的信号进行微小频移(即微频分),设计扩频码周期并调整积分时间实现互相关干扰消除。该方法与现有基带互相关干扰抑制方法并不冲突,仿真结果表明,它可面向室内等应用场景,在不增加基带处理复杂度的情况下实现强弱信号差达 34 ~ 40dB 的弱信号检测,有效提高系统的互相关干扰抑制能力。

关键词 互相关,频分,码分多址(CDMA),扩频码,弱信号

0 引 言

地面无线系统具有信号强度好、覆盖能力强等优势,因而广泛应用于城市室内外导航与通信系统中。与卫星系统相比,其不同信号节点的信号覆盖强度差异更为明显。目前类似伪卫星等室内定位增强系统仍广泛使用码分多址(CDMA)信号体制,此类系统,在接收机靠近某一信号节点时,强信号节点将对弱信号产生极强的互相关干扰,使弱信号难以检测或导致弱信号的跟踪测距误差增加^[1],以至定位精度降低甚至不能定位。以 Gold 码为例, GPS 采用的 C/A 码码长 1023,互相关峰能量低于自相关峰能量 23.94dB,若强弱信号差异过大,则可能导致互相关峰高于弱信号自相关峰,使弱信号检测失败。本文针对这一问题进行了研究,提出了面向地面 CDMA 定位系统的微频分互相关减轻方法,并通过仿真验证了其有效性。

1 相关工作

目前抑制互相关干扰的方法主要分为三类。第

一类令信号节点轮流停发信号,接收机在强信号停发的时间段里完成对其余信号节点的接收和解调。该方式主要缺点在于 CDMA 信号发送时间受限,增加了基带跟踪难度,在网络节点较多且出现新增节点的情况下系统各节点轮流停发的时序分配复杂,不利用网络维护。目前,宽带码分多址(WCDMA)通信系统中的下行空闲周期(idle period downlink, IPDL)定位法使用了该种方式。

第二类从扩频码的特性入手,对于 Gold 码而言,码长越长,互相关干扰抑制特性越好,如 GPS 中 P 码的互相关干扰抑制能力可远高于 CA 码^[2],但码长的增加将直接增加接收机的基带资源消耗及信号捕获时间。

第三类则通过基带算法处理进行互相关干扰抑制,典型的有串行干扰抵消法、并行干扰抵消法、子空间投影法等。串行干扰抵消法精确复现强信号的码相位、载波频率及相位、信号幅度等特征,从接收信号中依次减去复现的强信号,再对弱信号进行相关捕获^[3,4]。并行干扰抵消则同时减轻多个强信号的干扰^[5],文献[6]进一步提出了基于频差因子的并行互相关干扰减轻法,将不同帧的互相关影响由频差因子进行表示,只用一帧数据的相关结果就可

① 863 计划(2012AA120801,2012AA120802)资助项目。

② 男,1986 年生,博士生;研究方向:无线定位;E-mail:yuyanpeibupt@163.com

③ 通讯作者;E-mail:dengzhl@bupt.edu.cn

(收稿日期:2012-11-13)

以计算出若干帧数据累加后的相关结果,降低了一定的运算量。串/并行干扰抵消方法应用于地面 CDMA 系统时,由于地面系统多径等信道影响复杂,限制了强信号复现精度,导致强信号干扰影响难以精确消除,该类方法通常可提升互相关干扰抑制能力 10 ~ 13 dB。子空间投影法从接收信号中提取并减去在强信号分量上的投影,以减轻强信号对弱信号的捕获干扰,如文献[7]提出了伪卫星正交投影法,在捕获概率为 90% 的条件下,能将抗互相关干扰能力提高约 9 dB。文献[8]提出的替换码法也属于子空间投影法的一种,该方法通过部分改变本地码,提升其与强信号的扩频码正交性的同时与弱信号保持良好的相关性,降低互相关影响。子空间投影法无需对强信号进行精确的参数估计,但需进行大量矩阵与向量计算,实现复杂度极大,目前应用并不广泛。此外,还有学者针对弱信号检测门限进行研究,可提升强弱干扰下的捕获概率,降低虚警率^[9,10],但其本身并不减轻互相关能量,抗互相关干扰能力改善有限。

本研究从信号体制的角度探讨新的互相关干扰消除方法,在仅对基带处理进行少量改进的情况下,对不同信号节点的 CDMA 信号进行微小的频移,通过设计使频率间隔、伪码周期及积分时间满足一定的相互关系,实现互相关干扰消除。该方法与基带互相关干扰抑制算法并不冲突,在单独使用无法满足系统需求时,两者可结合使用。

2 互相关干扰理论模型

现有 CDMA 定位系统中,不同信号节点各自发送信号,接收时,将接收到的信号进行载波剥离,再与本地码进行相关。通常,用于基带处理的信号由 I、Q 支路组成,由式

$$S_I(t) + jS_Q(t) = \sum_{k=1}^N \sum_{p=1}^{q_k} A_{k,p} m_k(t - \tau_{k,p}) P_k(t - \tau_{k,p}) \exp[j(\omega_k t + \theta_{k,p})] \quad (1)$$

表示。其中, N 为接收信号的个数, q_k 为来自第 k 个信号节点的信号多径数量, $A_{k,p}$ 为来自第 k 个信号节点的第 p 径信号幅值, $p = 1$ 时表示该节点发送信号的首径, $m_k(t)$ 为第 k 个信号节点发送的导航电文数据, $P_k(t)$ 与 $\tau_{k,p}$ 分别为信号节点 k 使用的伪随机码及其第 p 条径传播时延, ω_k 、 $\theta_{k,p}$ 分别为经射频处理后,来自第 k 个信号节点的信号中频载波频

率及其第 p 径对应的初始相位。

接收机每路通道分别对信号进行中频载波剥离及解扩,假定在积分时间内,导航电文数据不发生变化,只随机性的影响积分结果的正负特性,由于积分结果的正负特性同时受载波相位的随机性影响,故在互相关干扰分析中不必再考虑 m_k 的影响。对信号节点 h 发送的信号进行检测,结果如式

$$\begin{aligned} S &= I + jQ = V + H \\ V &= V_I + jV_Q \\ &= \int_0^T \sum_{p=1}^{q_j} A_{h,p} F_{h,h}(t - \tau_{h,p} + \tau_l) \\ &\quad \exp[j(\Delta\omega_{h,l}t + \Delta\theta_{h,p,l})] dt \\ H &= H_I + jH_Q \\ &= \int_0^T \sum_{k=1, k \neq h}^N \sum_{p=1}^{q_k} A_{k,p} F_{k,l}(t - \tau_{k,p} + \tau_l) \\ &\quad \exp[j(\Delta\omega_{k,l}t + \Delta\theta_{k,p,l})] dt \end{aligned} \quad (2)$$

所示。其中, V_I 、 V_Q 分别为所求信号节点 h 的 I、Q 支路信号自相关部分, $A_{h,p}$ 为信号节点 h 的第 p 径信号幅值, $F_{h,h}(t - \tau_{h,p} + \tau_l) = P_h(t - \tau_{h,p}) \cdot P_h(t - \tau_l)$, $P_h(t)$ 与 $\tau_{h,p}$ 分别为信号节点 h 使用的伪随机码及其第 p 条径传播时延, τ_l 为本地复现的伪随机码时延, $\Delta\omega_{h,l} = \omega_h - \omega_l$, $\Delta\theta_{h,p,l} = \theta_{h,p} - \theta_l$, ω_h 、 $\theta_{h,p}$ 分别为经射频模块下变频后,信号节点 h 的信号中频频率及其第 p 条径对应的初始相位, ω_l 、 θ_l 分别为本地复现的载波频率及初始相位, T 为积分时间。 H_I 、 H_Q 分别为其它信号节点在 I、Q 支路产生的互相关干扰分量, $F_{k,h}(t - \tau_{k,p} + \tau_l) = P_k(t - \tau_{k,p}) \cdot P_h(t - \tau_l)$, $\Delta\omega_{k,l} = \omega_k - \omega_l$, $\Delta\theta_{k,p,l} = \theta_{k,p} - \theta_l$ 。最终积分结果为 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ 。

互相关干扰是由 $\int_0^T F_{k,h}(t - \tau_{k,p} + \tau_l) dt$ 不为零导致的。 $A_{k,p}$ 与 $A_{h,p}$ 大小相差不大,且 $\tau_l \approx \tau_{h,p}$, $\omega_l \approx \omega_h$ 时, $\int_0^T F_{h,h}(t - \tau_{h,p} + \tau_l) dt \geq \sum_{k=1, k \neq h}^N \int_0^T F_{k,j}(t - \tau_{k,p} + \tau_l) dt$, 则 $\sqrt{V_I^2 + V_Q^2} \geq \sqrt{H_I^2 + H_Q^2}$, 信号节点 h 的信号自相关峰可明显捕获。在地面系统中,用户靠近某信号节点 k 时, $A_{k,p} \geq A_{h,p}$, 可能导致 $\sqrt{V_I^2 + V_Q^2} \leq \sqrt{H_I^2 + H_Q^2}$, 信号相关峰难以检测。

3 微频分互相关干扰消除方法

由式(2)可知,信号积分结果中的互相关干扰分量大小受信号幅值 $A_{k,p}$ 、积分时间 T 、伪码乘积

$F_{k,j}(t - \tau_{k,p} + \tau_l)$ 与载波的影响。

根据伪随机码的周期特性, $F_{k,j}(t - \tau_{k,p} + \tau_l)$ 为周期函数, 其周期为 $T_R = L \cdot f_s$, 其中 L 为码长, f_s 为码速率。

本地载波频率与待解调信号节点 h 的中频载波频率对齐时, 载波部分 $\exp[j(\Delta\omega_{k,l}t + \Delta\theta_{k,p,l})]$ 的周期为 $T_E = 2\pi/|\omega_k - \omega_l| = 2\pi/|\omega_k - \omega_h|$ 。

本节基于伪随机码的周期特性, 从积分时间与载波频率两方面综合考虑, 进行互相关干扰抑制分析。

3.1 微频分互相关干扰消除理想条件

令 $T_E = 2nT_R$, n 为任意整数, 则有

$$T_R = \frac{T_E}{2n} = \frac{\pi}{n|\omega_k - \omega_l|} = \frac{1}{2n|f_{R(k)} - f_{R(h)}|} \quad (3)$$

其中 $f_{R(h)}$ 、 $f_{R(k)}$ 分别表示待解调的信号节点 h 及其它第 k 个信号节点发送的射频信号中心频率, $f_{R(k)} - f_{R(h)} = f_k - f_l$ 。此时, H_I 、 H_Q 的周期 $T_H = T_E = 2nT_R$, 令积分时间为 $T = mT_E$, m 为任意整数, 则第 k 路信号产生的互相关结果如下:

$$H(k) = H_I(k) + jH_Q(k) = A_k \int_0^{mT_E} \sum_{p=1}^{q_k} F_{k,h}(t - \tau_{k,p} + \tau_l) \cdot \exp[j(\Delta\omega_{k,l}t + \Delta\theta_{k,p,l})] dt \quad (4)$$

由式(3)及三角函数的周期性可知

$$\exp[j(\Delta\omega_{k,l}t + \Delta\theta_{k,p,l})] = -\exp\{j[\Delta\omega_{k,l}(t - 0.5T_E) + \Delta\theta_{k,p,l}]\} \quad (5)$$

由 $R'_{k,j}(t - \tau_k + \tau_l)$ 的周期性可知

$$F_{k,h}(t - T_E/2 - \tau_{k,p} + \tau_l) = F_{k,h}(t - N \cdot T_R - \tau_{k,p} + \tau_l) = F_{k,h}(t - \tau_{k,p} + \tau_l) \quad (6)$$

将式(5)、(6)代入式(4), 令

$$f_{k,p}(t) = F_{k,h}(t - \tau_{k,p} + \tau_l) \exp[j(\Delta\omega_{k,l}t + \Delta\theta_{k,p,l})]$$

可得

$$\begin{aligned} H(k) &= A_k m \sum_{p=1}^{q_k} \left[\int_0^{T_E/2} f_{k,p}(t) dt + \int_{T_E/2}^{T_E} f_{k,p}(t) dt \right] \\ &= A_k m \sum_{p=1}^{q_k} \left[\int_0^{T_E/2} f_{k,p}(t) dt - \int_0^{T_E/2} f_{k,p}(t) dt \right] = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

综上, 如本地载波 $\omega_l = \omega_h$, 信号的中心频率与积分时间分别满足以下两个条件:

条件 1: 对任意信号 k , 存在正整数 n 可使等式

$$|f_{R(k)} - f_{R(h)}| = \frac{1}{2nT_R} \quad (\text{等效于式(3)}) \text{ 成立;}$$

条件 2: 对任意信号 k , 存在正整数 m 可使等式

$$T = mT_E = m/(f_{R(k)} - f_{R(h)}) \text{ 成立,}$$

则信号互相关干扰得以消除, 即

$$H = \sum_{k=1, k \neq h}^N H(k) = 0 \quad (8)$$

条件 1 与条件 2 共同组成微频分互相关干扰消除条件。

3.2 消除互相关干扰的微频分信号设计方法

为满足 3.1 中的条件 1、2, 实现互相关干扰消除, 需对信号微频分间隔、码周期进行设计。本小节对消除互相关干扰的微频分信号设计方法进行分析与举例。

根据 3.1 中所述条件 1, 任意两个伪码信号的频率间隔应满足

$$|\Delta f_{R(k,h)}| = |f_{R(k)} - f_{R(h)}| = \frac{a}{n_{k,h}} \quad (9)$$

其中 $a = 1/2T_R$, $n_{k,h}$ 为任意整数。

假定有 N 个信号节点, 以其中一个节点的中心频率 f_0 为基准, 其余 $N - 1$ 个节点的中心频率为

$$f_{R(k)} = \frac{ka}{(N-1) \cdot P} + f_0, \quad k = 1, 2, \dots, N-1 \quad (10)$$

其中 P 为常数, 在信号节点信号设计中, 需求出常数 P , 使任意伪码信号间的中心频率均能满足式(9)的要求。由式(10)可知, 任意两个不同信号节点发送信号的中心频率间隔可能为

$$|\Delta f_{R(k,h)}| = \frac{|k-h|a}{(N-1) \cdot P}, \quad |k-h| = 1, 2, \dots, N-1 \quad (11)$$

由式(9)、(11)可得

$$\frac{a}{n_{k,l}} = \frac{|k-h|a}{P \cdot (N-1)}, \quad |k-h| = 1, 2, \dots, N-1 \quad (12)$$

为了保证对于任意的 k 和 h 均满足 $n_{k,h}$ 为整数的条件, $P \cdot (N-1)$ 的取值应为序列 $\{1, 2, \dots, N-1\}$ 的公倍数。显然, 如 N 越大, 则式(11)中的 $|\Delta f_{R(k,h)}|$ 越小, 系统对多普勒效应等因素引起的频率偏差越敏感。假定信号节点布设类似蜂窝结构, 同一蜂窝内的 7 个节点通过中心频率的调制抑制相互间的互相关干扰, 不同蜂窝的节点则在中心频率上进行复用, 通过扩频码进行区分。则 $N = 7$, 选取 $P \cdot (N-1)$ 为序列 $\{1, 2, \dots, 6\}$ 的最小公倍数, 可得 $P = 10$ 。

由 3.1 中所述条件 1 与条件 2 可知, 伪码周期

T_R 越大,则所需 $|\Delta f_{(R)k,h}|$ 越小,最小积分要求时间 T 越长。设计中需考虑频率资源、应用场景等因素,选择码率与码长。如:选择扩频码码长 31,码率 7.75MHz,则 $T_R = 4\mu s$, $a/[(N-1) \cdot P] = 2083.3\text{Hz}$,由式(10)知,7个信号节点的中心频率分别为 $f_{R(k)} = 2083.3k + f_0, k=0,1,\dots,6$ 。系统的主瓣能量所处频带为 $(f_0 - 7.75)\text{MHz}$ 至 $(f_0 + 7.7625)\text{MHz}$ 。

至此,满足 3.1 中所述条件 1 的信号节点微频分信号设计完毕。在解调信号时,如积分时间满足 3.1 节中所述条件 2 则可完全消除互相关干扰。条件 2 中的 $\Delta f_{R(k,h)}$ 的可能取值为 $\Delta f_{R(k,h)} = 2083.3(k-h)$, $|k-h|=1,2,\dots,6$,为使积分时间 T 对于任意 $T_E = 1/|\Delta f_{R(k,h)}|$ 均满足条件 2,易得积分时间 T 应为 0.48ms 的整数倍。

3.3 频率误差产生的影响

由 3.1 节与 3.2 节可知,微频分互相关干扰消除方法对信号的频率精确度要求较高,当由于多普勒效应等因素使实际解调时的 $\Delta f_{R(k,h)}$ 发生偏移,导致本地载波 $\omega_l \neq \omega_h$ 时,频率误差将使互相关干扰将难以完全抑制。

令 $\Delta f_{k,p,l} = f_{k,p} - f_l$ 的误差量为 f' , $f_{k,p}$ 为第 k 个节点信号的第 p 条径实际接收频率,令 $\omega' = 2\pi f'$, $\Delta\omega_{k,p,l} = 2\pi\Delta f_{k,p,l}$, $\Delta\tau_{k,p,l} = \tau_l - \tau_{k,p}$,伪码码片宽度为 T_C ,伪码码长为 L 。伪码周期与载波频率间隔满足 2.1 节中的微频分互相关干扰消除条件, $T_R = \pi/n\Delta\omega_{k,l}$ 。将式(4)中的积分过程进行数字化改写,积分结果为

$$\begin{aligned} H(k) &= A_k \sum_{p=1}^{q_k} \sum_{i=1}^{\lfloor mT_E/T_C \rfloor} F_{k,h}(iT_C + \Delta\tau_{k,p,l}) \cdot \\ &\quad \exp\{j[(\Delta\omega_{k,p,l} + \omega')iT_C + \Delta\theta_{k,p,l}]\} \\ &= A_k \sum_{p=1}^{q_k} \sum_{i=1}^{2mnL} F_{k,h}(iT_C + \Delta\tau_{k,p,l}) \cdot \\ &\quad \exp\{j[(\Delta\omega_{k,p,l} + \omega')iT_C + \Delta\theta_{k,p,l}]\} \\ &= A_k \sum_{p=1}^{q_k} \sum_{i=1}^L F_{k,h}(iT_C + \Delta\tau_{k,p,l}) G(k,p,i) \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $G(k,p,i) = \sum_{d=0}^{2mn-1} \exp\{j[(\Delta\omega_{k,p,l} + \omega')(dT_R + iT_{\text{chip}}) + \Delta\theta_{k,p,l}]\}$ 。对式(13)中的载波分量部分 $G(k,p,i)$ 做进一步进行推导如下:

$$G(k,p,i) = \sum_{d=0}^{2mn-1} \exp\{j[(\Delta\omega_{k,p,l} + \omega')(dT_R + iT_C) + \Delta\theta_{k,p,l}]\}$$

$$= \sum_{h=0}^{m-1} \sum_{z=0}^{n-1} \left\{ \exp\{j[f(h,z)]\} - \exp\{j[f(h,z) + \omega'\pi/\Delta\omega_{k,l}]\} \right\} \quad (14)$$

其中, $f(h,z) = (\Delta\omega_{k,p,l} + \omega')\left[\frac{2nh + z\pi}{n\Delta\omega_{k,p,l}} + iT_C\right] +$

$\Delta\theta_{k,p,l}$ 。

由式(13)、(14)可知,互相关干扰受伪码自身的相关特性 $F_{k,j}(iT_C + \Delta\tau_{k,p,l})$ 及频率误差系数 $|\omega'/\Delta\omega_{k,l}|$ 影响,在给定伪码的条件下, $|\omega'/\Delta\omega_{k,p,l}|$ 越小则 $|G(k,p,i)|$ 越小,互相关干扰量 $H(k)$ 越小,当 $\omega' = 0$ 时, $G(k,p,i) = 0$,则互相关干扰为 0。

4 仿真验证

4.1 应用场景仿真

4.1.1 应用场景分析

仿真场景架设为伪卫星定位系统,选取信号节点共 7 个,采用蜂窝状分布,节点间距 2.6km,如图 1 所示。根据奥村-哈塔模型,则当定位点 A 与节点 1 距离 240m 内时,节点 1 信号可高于其余节点 34dB 以上。

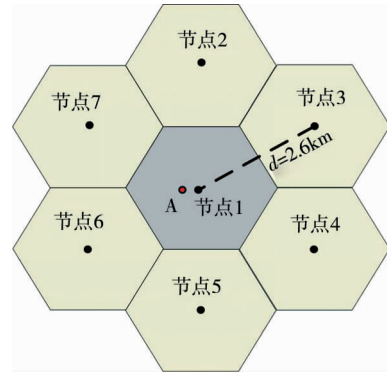


图 1 仿真环境节点分布图

由 3.3 节与 4.1 节可知,本文所述方法在理想条件下,可完全消除互相关干扰,当实际应用中 $\Delta f_{k,l}$ 偏离设计的理想值时,互相关干扰将难以完全抑制。

$\Delta f_{k,l}$ 的误差由信号节点发送频率偏差、接收机晶振误差与多普勒频移引起。伪卫星系统中,假定信号节点工作于 L 频段,信号节点可采用高精度时频基准(目前我国时频设备频率准确度可优于 10^{-12} ,已开始应用于试验网),节点自身发送信号的频率偏差可忽略。实际信号解调中,根据 GPS 接收机中的 FLL 跟踪环颤动误差公式^[11],在对强信号进行跟踪时,可精确复现强信号频率,接收机晶振偏差

导致的本地频率误差可通过对强信号的频率进行稳定跟踪加以精确修正,该部分误差可忽略。对于多普勒频移,设定系统应用场景为最大多普勒误差小于 62Hz 的低速环境(如室内环境)。

在热噪声方面,假设布网规划中弱信号强度满足可靠接收需求,弱信号的检测瓶颈来自互相关干扰影响。

4.1.2 仿真参数配置及结果

仿真中采用 3.3 节中的微频分信号设计方案,信号节点频率间隔 2083.3Hz,扩频码为码长 31 的 gold 码,码速率 7.75MHz,积分时间 0.48ms。干扰信号多径情况采用典型的瑞利信道模型,并选择其中信号最强的三条径及时延最小的一条径,如表 1 所示。

表 1 瑞利信道下选取的多径模型

路径	幅度(dB)	延时(μ s)	相位($^{\circ}$)
1	-7.8	0.51865	336
2	-7.9	1.93557	8.8
3	-9.1	3.228872	174.9
4	-12.9	0.073883	122

在频率误差方面,首先假定强信号发射的中心频率为 $f_0 + k \cdot 2083.3\text{Hz}$,弱信号发射的中心发送频率 $f_0 + h \cdot 2083.3\text{Hz}$,系统频率误差主要由多普勒引起,令强、弱信号的主径相对多普勒误差为 f' ,其余信号与弱信号主径相对多普勒误差在 $0 \sim f'$ Hz 间随机产生。系统中, $|k - h|$ 的取值范围为 $1 \sim 6$, $|k - h|$ 越小,则相同频率误差下的频率误差系数 $|\omega' / \Delta\omega_{k,p,l}|$ 越大,越不利于互相关干扰抑制。

在第一组仿真中,首先考虑 7 节点信号同时接收,此时要求最强信号的相邻信道上的弱信号节点可接收,即考虑 $|k - h| = 1$ 的最苛刻条件。根据图 1 中所设场景,令最强信号能量高于弱信号 34dB,其余 5 个信号能量高于弱信号 0 ~ 10dB 不等;令各信号的主径载波相位在 $0 \sim 2\pi$ 间随机产生,强信号时延在 $0.8 \sim 1.6\mu\text{s}$ 间随机产生,其余信号时延在 $8.7\mu\text{s} \sim 10\mu\text{s}$ 间随机产生。在多普勒扩展引起的误差方面,在上述条件下,只考虑 f' 在 $0 \sim 62\text{Hz}$ 变化($|\omega' / \Delta\omega_{k,p,l}|$ 在 $0 \sim 3\%$ 变化)的情况下对最弱信号进行相位搜索,结果如图 2 所示。随频率误差增大,互相关峰逐渐上升,但自相关峰仍高于互相关峰。在 f' 分别取 37Hz 和 62Hz 时,各进行 200 次仿真,每

次仿真中信号时延、载波相位、除强信号主径外其余信号与弱信号主径的相对多普勒误差均在前述范围内随机产生,对两种情况分别求互相关峰与自相关峰之比,统计累计分布函数(cumulative distribution function, CDF),结果如图 3 所示。 f' 为 37Hz 时,自相关峰均大于互相关峰, f' 为 62Hz 时有 99% 的概率自相关峰大于互相关峰,互相关干扰得以有效抑制。

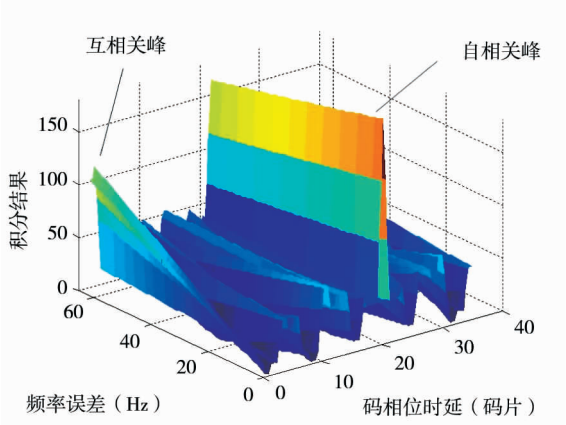


图 2 相关峰捕获效果(第一组仿真条件)

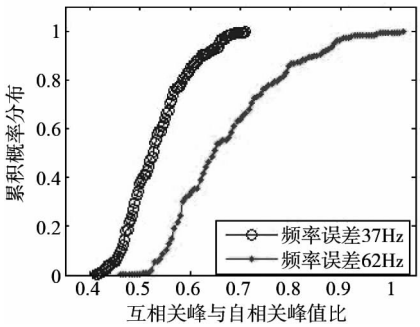


图 3 互相关与自相关峰值比 CDF 图(第一组仿真条件)

在第二组仿真中,考虑 5 节点信号同时接收需求,强信号相邻信道上的弱信号不需接收,则考虑 $|k - h| = 2$ 的条件。令强信号首径能量高于最弱信号 40dB,其余仿真环境一相同。只考虑 f' 在 $0 \sim 62\text{Hz}$ ($|\omega' / \Delta\omega_{k,p,l}|$ 在 0 至 1.5% 变化)的情况下对最弱信号进行相位搜索的结果如图 4 所示,在频率误差达 62Hz 时自相关峰仍高于互相关峰。 f' 分别取 37Hz 和 62Hz 时,以第一组仿真中的方式各进行 200 次仿真,互相关峰与自相关峰之比的 CDF 如图 5 所示,在 f' 为 37Hz 时,自相关峰均明显大于互相关峰, f' 为 62Hz 时有 99% 的概率自相关峰大于互相关峰,互相关干扰得以有效抑制。

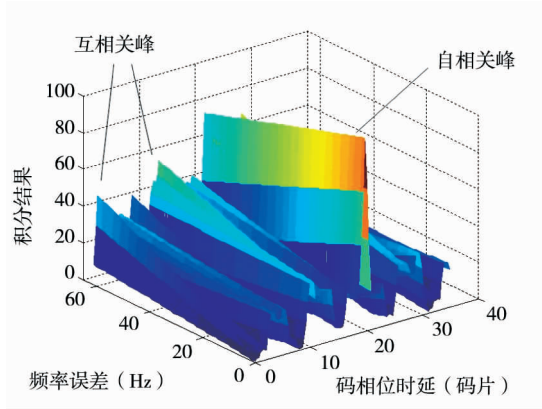


图4 相关峰捕获效果(第二组仿真条件)

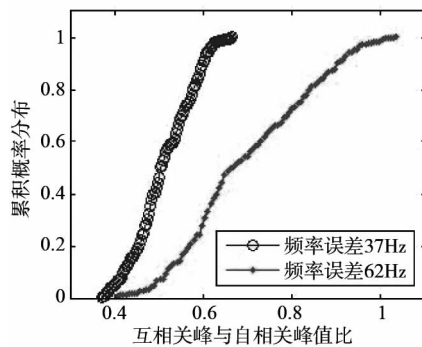


图5 互相关与自相关峰值比 CDF 图(第二组仿真条件)

根据 3.2 节所述方法,还可设计其它符合微频分互相关消除条件的方案,如:信号节点频率分为 7 组,频率间隔 520.825Hz,扩频码为码长 127 的 gold 码,码速率 7.9375MHz,积分时间 1.92ms。对于该组信号设计方案,当频率误差系数 $|\omega'/\Delta\omega_{k,p,l}|$ 变化范围与前述仿真条件相同时,亦可得到相似的仿真结果。

同等条件下,不对 7 个信源进行微频分设计,令强弱信号差 4dB,进行 200 次仿真,互相关与自相关峰值比的 CDF 图如图 6 所示,互相关峰大于自相关峰概率达 40%,信号干扰严重。

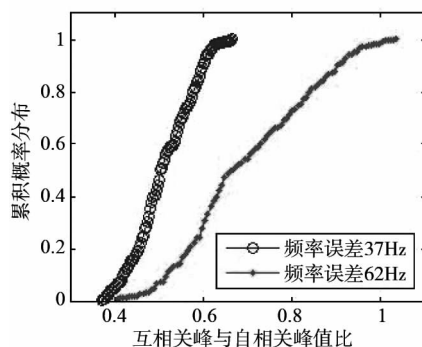


图6 传统条件下互相关与自相关峰值比的 CDF 图

4.2 与其它互相关消除方法比较

仿真结果表明,本文所述方法可有效降低 CDMA 信号的互相关干扰,该方法具有以下特点:

(1)信号频率间隔小,如第 4.1 节给出的设计方案中,信号频率间隔为 2083.3Hz,较传统频分复用的信号频率间隔(如 GLONASS 的 L1 邻频间隔 0.5625MHz, L2 邻频间隔 0.4375MHz)大幅降低,在降低互相关干扰的同时,由微频分所扩展的系统带宽极小,不会对日益紧张的频率资源带来额外的压力。

(2)在一定应用环境下利用短 gold 码进行互相关干扰抑制,如仿真条件中:码率 7.75MHz,多普勒误差 62Hz 条件下,可利用 31 位的短 gold 码进行 0.48ms 积分实现高达 34 ~ 40dB 强弱信号差下的弱信号可靠检测,较传统 31 位 gold 码的互相关干扰抑制性能提升 30dB 以上。如通过传统的增加码长以实现强弱差 34dB 以上的弱信号可靠检测则需码长 32767 位,码率 7.75MHz 时码周期 4.228ms,较本方法大幅增加基带资源消耗及捕获速度。

综上所述,CDMA 信号微频分互相关干扰消除方法与其它互相关干扰减轻的方法相比有较明显的优点。

5 结论

本文提出的 CDMA 信号微频分互相关干扰消除方法,从信号体制的角度,对不同 CDMA 信号进行微频分间隔、码率、码长及积分时间设计,无需在基带进行复杂的算法处理即可对不同节点的信号(包括多径信号)所产生的互相关干扰进行抑制。仿真结果表明,该方法可在低动态环境下,通过微小信号频率间隔,有效提高互相关干扰抑制能力。可应用于地面 CDMA 定位系统(如伪卫星室内定位系统),有效降低系统在低动态下的互相关干扰。当由于多普勒等因素导致本文所述方法失效时,可考虑结合现有的其它基带处理方法,进一步进行互相关干扰消除。

参考文献

- [1] Lestarquit L, Nouvel O. Determining and measuring the true impact of C/A code cross-correlation on tracking. In: Proceedings of the 2012 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Myrtle Beach, USA, 2012. 1134-1140
- [2] Gunawardena S, Van Graas F. Mitigation of GPS cross correlation errors using semi-codeless tracking. *IEEE Trans-*

- actions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48 (1):502-513
- [3] Madhani P, Axelrad P, Krumvieda K, et al. . Application of successive interference cancellation to the GPS pseudolite near-far problem. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, 39(2):481-488
- [4] 王婵, 何迪. 基于逐级干扰对消的微弱 GPS 信号捕获算法. 高技术通讯, 2009, 19(12):1228-1232
- [5] Patel P, Holtzman J. Performance comparison of DS/CDMA system using a successive interference cancellation (IC) scheme and parallel IC scheme under fading. In: Proceedings of IEEE 1994 International Conference on Communications. New Orleans, USA, 1994. 510-514
- [6] 梁坤, 王剑, 施浒立. 高灵敏度 GPS 接收机中的互相关减轻算法研究. 电子学报, 2008, 36(6):1098-1102
- [7] 李涛护, 刘建胜, 黄智刚等. 一种基于伪卫星信号正交性的远近效应消除技术. 电子与信息学报, 2010, 32(6):1366-1367
- [8] Glennon E P, Dempster A G. A novel GPS cross correlation mitigation technique. In: Proceedings of ION GNSS 2005, Long Beach, USA, 2005:13-16.
- [9] 刘杨, 秦红磊, 金天. 考虑互相关干扰的 GPS 信号捕获门限设定方法. 北京航空航天大学学报, 2011, 37(3):268-273
- [10] 何文涛, 徐建华, 叶甜春. 互相关干扰下的 GNSS 弱信号检测算法. 电子学报, 2011, 39(2):471-475
- [11] Kaplan E D, Hegarty C J. 寇艳红. GPS 原理与应用. 第 2 版. 北京:电子工业出版社, 2008:141-142

Mitigation of cross correlation based on micro-frequency division for terrestrial CDMA positioning systems

Yu Yanpei^{* **}, Deng Zhongliang^{* **}, Yuan Xie^{* **}, Wan Neng^{* **}

(^{*} School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876)

(^{**} State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing 100876)

Abstract

For mitigation of the serious cross correlation interference in a terrestrial code division multiple access (CDMA) positioning system, the theory of cross-correlation-interference, time on cross correlation, were analyzed, and the impacts of CDMA signal frequency interval, spreading code period and integration from the perspective of signal structure. Based on that, a micro-frequency-division based solution to mitigate cross correlation interference was proposed. It works by 3 steps of settings: micro-frequency-offsets in between signals, setting period of spreading code and time of integration. This method does not conflict with the existing methods for baseband cross correlation interference mitigation. The simulation results show that the new method can be applied to scenarios such as indoor, and it can detect the weak signals whose strength are 34-40dB lower than the strong ones without increasing the baseband complexity, while mitigating cross-correlation-interference significantly.

Key words: cross correlation, frequency division, code division multiple access (CDMA), spreading code, weak signal