

一种基于双图案的卫星信号能量检测粗同步方法

何其恢, 朱立东

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都611731)

摘要: PMF-FFT(Partial Matched Filters-Fast Fourier Transform)算法具有优秀的同步性能,但需要采用较短的搜索步长来保证其性能. 在卫星通信环境下,很难在功率和处理能力受限的情况下使用这样的算法进行信号检测. 本文提出了一种基于跳频和跳码扩频双图案的能量检测算法,该算法能够以符号周期为步长进行搜索. 本文分析了这种同步方法的性能,确定了最佳参数并进行了蒙特卡洛仿真. 将该算法性能和复杂度与一些其他的算法进行对比,证明了使用该算法作为粗同步算法,PMF-FFT算法作为精同步算法组成同步机制时,能够大幅降低运算量并维持PMF-FFT算法的良好同步性能.

关键词: 双图案; 能量检测; 粗同步; 低复杂度

中图分类号: TN914.43

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)03-0524-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI:10.12263/DZXB.20200716

Double Pattern Based Coarse Synchronization Method Using Energy Detection for Satellite Signal

HE Qi-hui, ZHU Li-dong

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: The PMF-FFT(Partial Matched Filters-Fast Fourier Transform) algorithm has excellent synchronization performance and a short search step size is required to ensure its performance. In satellite communications, it is difficult to use such an algorithm for long time signal detection with limited power and processing abilities. In this paper, an energy detection algorithm based on double pattern with frequency hopping and code hopping spread spectrum is proposed, which can search with the symbol period as the step. We analyze the synchronization performance of this method, and determine the best parameters and perform Monte Carlo simulation. By comparing performance and complexity of this algorithm with some other algorithms, it is proved that when this algorithm is used as the coarse synchronization and the PMF-FFT algorithm is used as the fine synchronization to form the synchronization mechanism, the complexity can be reduce greatly and the synchronization performance of the PMF-FFT algorithm can be maintained good.

Key words: double pattern; energy detection; coarse synchronization; low complexity

1 引言

卫星通信信道具有开放性特征. 其传输路径长、信号衰落大且多普勒效应明显. 在卫星通信条件下对信号进行同步一般设置同步头引导数据段,利用同步头来降低同步难度. 为了提高通信的安全性,有必要采用一些方法来削弱信号自相关函数的周期性以降低信号被截获的概率,这种做法同时提高了接收方进行信号捕获与同步的难度.

PMF-FFT(Partial Matched Filters-Fast Fourier Trans-

form)算法^[1,2]具有优秀的同步性能,计算复杂度相对较低,对多普勒频偏的容忍度高于传统的匹配滤波,从而在各种通信系统中得到了广泛的应用^[3-5],但是直接将PMF-FFT算法用于卫星通信系统中则存在一些问题. 采用窗函数进行优化的PMF-FFT算法^[6]具有优秀的同步性能,能够精确地估计出信号的时延与频偏. 串行快速傅里叶变换^[7]利用信号的过采样更改了经典FFT(Fast Fourier Transform)算法的运算流程,提高了算法的频偏估计范围. 这些算法虽然相比于传统FFT并行

算法降低了复杂度,但对系统运算能力仍然有较高的要求. 2014年, J Qi提出了一种折叠PMF-FFT算法^[8], 这种算法在传统PMF-FFT算法的基础上降低了系统需要的加法器个数,提升了运算速度. 但目前有关PMF-FFT算法的性能推导都在接收信号能与本地信号基本对齐的基础上进行^[1-8], 这就意味着接收端需要以不高于一个码片周期的长度为步长使用PMF-FFT算法进行搜索. 在卫星通信环境下,使用这样的算法进行全天候的信号检测对卫星的功耗和运算能力具有很高的要求,所以需要设计一种以更大步长来进行信号检测的粗同步方法来避免这一点.

在一种同时采用了跳频和扩频技术的信号的基础上,本文在传统PN(Pseudorandom Noise)序列和频率双图案同步算法^[9]的基础上提出了一种能量检测粗同步方法进行信道监测,这种算法能够利用确定的跳频图案和跳码图案提升信号同步性能. 经理论计算和仿真验证,该算法与PMF-FFT算法配合,能够在较低的计算复杂度下提供很好的捕获性能,满足星上通信的功耗和处理能力要求.

2 跳频与跳码扩频双图案信号结构

首先给出一种具有代表性的信号结构以进行之后的分析与推导. 由于卫星通信信道具有开放性,卫星通信信号需要具有抗截获和抗干扰的性质^[10]. 不失一般性,该信号同时采用了快速跳频与跳码扩频技术. 由于普通直扩信号具有非常好的自相关函数周期特性,跳码扩频技术大大削弱了这一性质,如果一个同步算法能够在跳码扩频信号上取得很好的效果,它在对普通直扩信号进行同步时应该会取得更好的效果. 基础信号的频率/扩频码结构如图1所示.

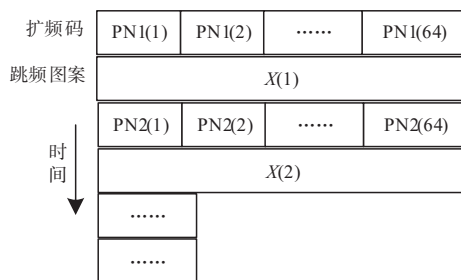


图1 双图案帧结构示意图

其中每跳对应一个信息码元, X 为跳频图案上根据时间变化的点, 此处为了安全性考虑, 跳频图案采用文献^[11]中提出的时间信息驱动的采样混沌序列, 跳频图案非常近似于均匀分布. PNY 为使用混沌序列从扩频码集合中选择出的扩频码.

双图案指跳频图案和跳码图案. 跳码扩频去除了信号自相关函数的周期性,增加了信号的抗截获性能,跳

频技术同样带来了安全性能的提升. 扩频信号的自相关函数具有明显的自相关峰值,有利于完成信号同步. 对跳频信号进行接收时,若信号未达到同步,接收信号能量无法集中于预定的中频或基带,会出现较多散落于频谱中的跳频分量,使用滤波器可以有效地滤除这些分量. 所以当信号未达到同步时会有相当的分量无法通过滤波器,故采用扩频跳频双图案信号对不同检测方法生成的检测函数次峰值都有一定的抑制作用^[5].

3 采用双本地信号的能量检测粗同步算法

设计一种卫星导频信号粗同步算法,该算法设定两个时延不同的本地信号与接收信号进行相关同步,缩小精同步算法的搜索区间. 该算法通过检测基带信号能量来完成导频信号的粗同步,将具体的时延位置确定在一个符号的时间范围内. 在传统双图案早迟门同步算法的基础上接下来介绍该算法的设计原理,并对其功能进行分析.

3.1 双本地信号同步

当通过粗同步得到粗捕获信号后,信号仍存在较大的时域和频域误差. 接收方需要在粗同步捕获位置周围的区间上进行进一步的搜索,来确定信号时延的具体位置. 在传统的串行检测中,接收端会生成一个本地信号与接收信号进行相关处理,通过检测相关峰值来决定粗同步的位置,这时有可能出现图2情况.

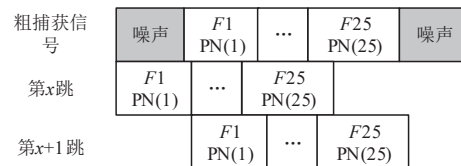


图2 采用原始载频进行同步可能出现的情况

可以发现,虽然接收信号中真正的信号开始时间应该在 x 跳中捕获得到,但相关峰值出现在第 $x+1$ 跳中. 为了防止漏检的情况发生,需要在捕获点前后各一个符号周期(共两个符号周期)进行搜索,这会大大增加精同步算法的搜索区间,从而提高系统的计算负荷,使用双本地信号同步技术可以有效降低该搜索区间的长度.

设置提前本地信号和滞后本地信号如图3所示.

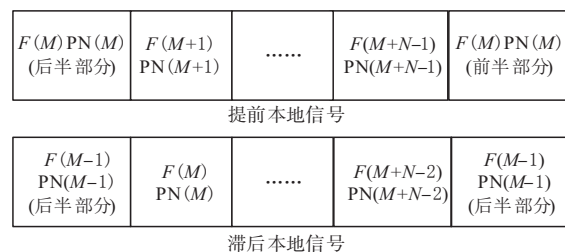


图3 双本地信号同步载频序列结构

将原始载频信号分别进行时域上的移位,后移0.5跳形成滞后本地信号,前移0.5跳构成提前本地信号.使用这两个序列替代载频对接收信号进行相关处理,可以使得捕获峰值分别前移/后移,这样就可以确定同步位置就处于两个峰值之间.

捕获流程:将粗捕获信号分别与滞后本地信号和提前本地信号进行并行检测,得到两个相关函数峰值.计算两个峰值所处码片位置之间的差值,将该差值作为下一步精同步的搜索区间.

设普通的并行检测算法漏检概率为 P_{Lo} ,虚警概率为 P_{fa} ,由于该同步方案使用二次判定,只有两个本地信号相关判决的结果相同,该次判定才被认定为一次合法的判决,故双本地信号同步检测的漏检和虚警概率为:

$$\begin{aligned} P_{\text{double-Lo}} &= P_{Lo}^2 \\ P_{\text{double-fa}} &= P_{fa}^2 \end{aligned} \quad (1)$$

相比于传统的并行检测方法,本方法使用两个判决器进行判决,所以虚警概率和漏检概率都有所降低.

3.2 能量检测法

跳频信号在未能完全对齐时,接收信号与本地信号的相关过程如图4所示:



图4 未对齐时本地信号与接收信号相关情况

图中的灰色部分是本地信号与接收信号频点相同的部分,该部分信号相乘并滤波后会得到一个处于中频的稳定信号.白色部分为本地信号与接收信号频点未能对齐的部分,其表现为一种跳频信号,该跳频信号的频点分布由跳频图案决定.能量检测法即对经过滤波器后的相关信号进行能量检测,理论上来说,本地信号与接收信号之间的时延偏差越低,图中灰色的对应部分越多,则中频稳定信号的能量越高,通过判定该中频信号分量的能量大小即可对信号进行粗捕获.

由于采用了跳码扩频技术和跳频技术,若接收端截取信号的 M 个符号进行信号捕获,每个符号包含 N 个码片,码片周期为 T_c ,且有 T_M 为符号周期, $T_M = NT_c$.接收信号可以表示为:

$$\begin{aligned} r(t) &= w(t) + n(t) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(t)d(t)p(t-mT_M)\cos(2\pi(f_w(t)+f_d)t+\theta_d) + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $n(t)$ 为噪声, $f_w(t)$ 为随时间变化的跳频频点, c 表示扩频码取值, d 表示传输数据的值, p 表示该码片的基带调制波形,一般为矩形波. f_d 和 θ_d 表示卫星运动造成

的多普勒频偏和相移.

时变的本地信号可以表示为:

$$w'(t) = \sum_{m=0}^{M-1} c(t)p(t-mT_M)\cos(2\pi f_w(t)t) \quad (3)$$

设 $T = mT_M + nT_c$, 采样后,接收信号可以表示为:

$$\begin{aligned} r(t) &= w(t) + n(t) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(nT_c + mT_M)d(nT_c + mT_M)p(nT_c) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi(f_w(nT_c + mT_M) + f_d)(nT_c + mT_M) + \theta_d) + n(t) \end{aligned} \quad (4)$$

设 $f_w(mT_M + nT_c + t) = f_{w,t}(mT_M + nT_c)$, $f_D(t - T, \tau) = f_w(t - T) - f_w(t + \tau - T)$, 则相关函数可表示为式(5):

$$\begin{aligned} &\int_{t-MNT_c}^t r(u+\tau) \cdot w'(u) du \\ &= \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\sum_{n=0}^{N-1-\tau} \frac{1}{2} (\cos(2\pi f_d(mT_M + nT_c) + \theta_d) \right. \\ &\quad \left. + \cos(2\pi(2f_{w,t}(mT_M + nT_c) + f_d)(mT_M + nT_c) + \theta_d)) \right. \\ &\quad \left. + \left(\sum_{n=N-\tau}^{N-1} \frac{1}{2} (\cos(2\pi(f_{D,t}(mT_M + nT_c, \tau) + f_d)(mT_M + nT_c) + \theta_d)) \right) \right) \\ &\quad \left. + \cos(2\pi((f_w(mT_M + nT_c + \tau) + f_w(mT_M + nT_c) + f_d)(mT_M + nT_c) + \theta_d)) \right) \\ &\quad + \int_{t-MNT_c}^t n(u+\tau) \cdot w'(u) du \end{aligned} \quad (5)$$

接收信号已经经过了双本地信号同步粗捕获,其时延 τ 小于符号长度 NT_c . 可以将相关函数分为对齐部分和错开部分,对齐部分扩频码取值、频点位置等参数均相同,错开部分为一个跳频信号,其频点位置随时间改变. C_d 值为 ± 1 , 表示相邻码片扩频码取值的乘积. 其中:

$$f_{D,t}(mT_M + nT_c, \tau) = f_w(t + mT_M + nT) - f_w(t + \tau + mT_M + nT) \quad (6)$$

一般来说,接收信号与本地信号相乘后,先经过中频滤波.

进行积分并得到相关函数,则相关函数可简化为:

$$\begin{aligned} R(t, \tau) &= \int_{t-MNT_c}^t r(u+\tau) \cdot w'(u) du \\ &= \frac{1}{2MN} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\sum_{n=0}^{N-1-\tau} \cos(2\pi f_d(mT_M + nT_c) + \theta_d) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{n=N-\tau}^{N-1} \cos(2\pi f_{D,t}(mT_M + nT_c, \tau) + f_d)(mT_M + nT_c) + \theta_d \right) \\ &\quad + \int_{t-MNT_c}^t n(u+\tau) \cdot w'(u) du \end{aligned} \quad (7)$$

从式(7)看出,由于采用了跳频技术,相关函数的功率被分散到了几个不同的频率上去,除了位于多普勒频偏处的主频,其余频率的分布取决于跳频图案相邻频点间的差分关系.对式(7)的前半部分进行离散傅里叶变换,得到:

$$R(\Omega, \tau) = e^{-j(\pi f_d(NM - \tau)T_c + \theta_d)} \cdot \frac{\sin(\pi f_d M N T_c)}{\sin(\pi f_d N T_c)} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\sin(\frac{1}{2}(\Omega - 2\pi f_d)T_c(N - \tau))}{\sin(\frac{1}{2}(\Omega - 2\pi f_d)T_c)} + \frac{\sin(\frac{1}{2}(\Omega + 2\pi f_d)T_c(N - \tau))}{\sin(\frac{1}{2}(\Omega + 2\pi f_d)T_c)} \right) \quad (8)$$

从功率谱函数可以看出,接收信号对齐部分的信号分量集中在 $\pm f_d$ 处,从能量检测的角度看,正负频率没有差别,将正负频率归一化可以得到:

$$R(\Omega, \tau) = e^{-j(\pi f_d(NM - \tau)T_c + \theta_d)} \cdot \frac{\sin(\pi f_d M N T_c)}{\sin(\pi f_d N T_c)} \cdot \frac{\sin(\frac{1}{2}(\Omega - 2\pi f_d)T_c(N - \tau))}{\sin(\frac{1}{2}(\Omega - 2\pi f_d)T_c)} \quad (9)$$

当 $\tau=0, \Omega=0$ 时,有:

$$R(\Omega, \tau) = e^{-j(\pi f_d N M T_c + \theta_d)} \cdot \frac{\sin(\pi f_d M N T_c)}{\sin(\pi f_d T_c)} \quad (10)$$

同匹配滤波器峰值相同. 可以认为当信号完全对齐时,整个接收信号功率均集中于信号的对齐部分分量.

将相关函数中的时延差 τ 拆分为两部分,此时 $\tau = |\tau_x - \tau_d|$, τ_x 为相关函数自变量, τ_d 为传输时延.

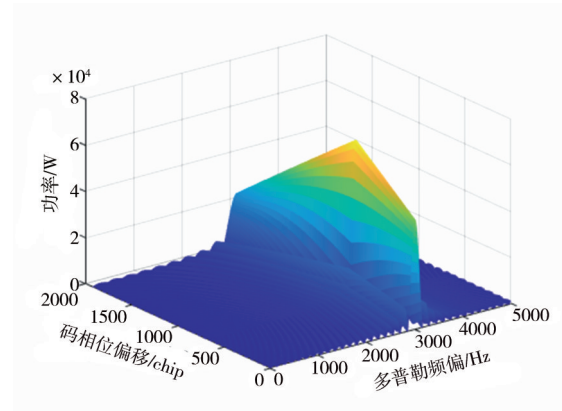
带入式(9)并取模,可以变换为:

$$|R(\Omega, \tau)| = \left| \frac{\sin(\pi f_d M N T_c)}{\sin(\pi f_d N T_c)} \cdot \frac{\sin(\frac{1}{2}(\Omega - 2\pi f_d)T_c(N - |\tau_x - \tau_d|))}{\sin(\frac{1}{2}(\Omega - 2\pi f_d)T_c)} \right| \quad (11)$$

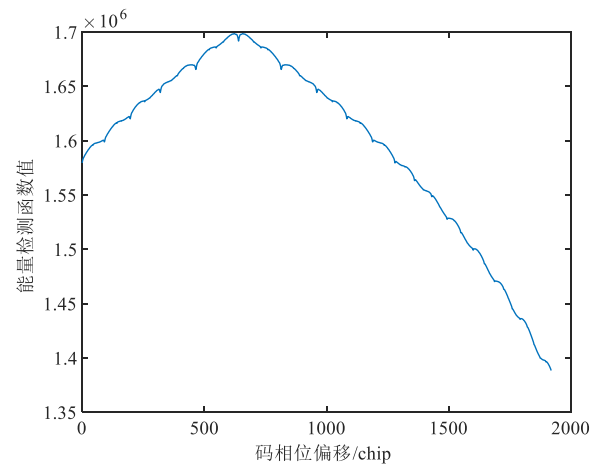
对式(11)进行仿真,其中, $M=25, N=64 \times 30=1920, \tau_d=540$ chips, $f_d=3000$ Hz, $R_c=19.2$ kHz 在一个符号时间的的时间跨度(在仿真中对应0.01 s)和0~5 kHz 频率范围内进行时延和多普勒频偏的搜索,仿真结果如图5所示.

从图5(a)中我们可以看出,信号的能量主要集中在 f_d 处,且随着码相位偏移逐渐被补偿,功率逐渐提高,当式(10)中 $\tau=0, \Omega=0$ 时达到最大值.

根据帕斯瓦尔定理,对能量检测法功率谱以频率为基础进行积分,即可得到以时域偏移为自变量的能量检测函数的输出曲线,即随着时间变化的粗捕获函数曲线,如图5(b)所示. 可以从图中发现,随着偏移码相位值逐渐接近真实时延,能量检测法输出稳步上升,这种上升趋势说明可以使用能量检测法作为信号粗同步方法.



(a) 能量检测法功率谱图像



(b) 能量检测法输出图像

图5 能量检测法的仿真结果

接下来对式(7)的第2部分进行分析,讨论 $f_{D,t}(mT_M + nT_c, \tau)$ 的可能分布.

$f_{D,t}(mT_M + nT_c, \tau) = f_w(t + mT_M + nT_c, \tau) - f_w(t + mT_M + nT_c, \tau)$,通过前文控制序列选择部分可知,跳频频点由采样量化后的混沌序列选择,频点之间近似相互独立且服从均匀分布,设共有 F 个频点,则有:

$$P(f_w(t) = f_i) = \frac{1}{F}, (i = 1, 2, 3, \dots, F) \quad (12)$$

本信号使用等间隔跳频,设 $f_{Interval}$ 为跳频频点间隔,则有:

$$P(f_w(t) - f_w(t + \tau) = i \cdot f_{Interval}) = \frac{|i| + 1}{F^2}, (i = -F + 1, -F + 2, \dots, F - 1) \quad (13)$$

此时假设 $f_w(t + \tau)$ 和 $f_w(t)$ 代表相邻频点,式(6)中第2部分的频点分布如式(13)所示.

由式(7),第1分量为:

$$\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} \cos(2\pi f_d(mT_M + nT_c) + \theta_d) \quad (14)$$

第2分量为:

$$\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=N-\tau}^{N-1} \cos(2\pi f_{D,t}(mT_M+nT_c, \tau)+f_d)(mT_M+nT_c)+\theta_d) \quad (15)$$

当时延小于一个符号周期时,设 τ 代表以码片周期为单位的时延,第1分量和第2分量的功率之比为 $N-\tau:\tau$,由于接收端一共接收 M 个符号,每个符号对应跳频系统的一个频点.设总能量为 E_A ,所以可以认为每个频点能量为 $E_A \tau/(NM)$.

可以认为对能量检测法判决产生干扰的因素有两点,其一是环境噪声,其二是式(15)表示的信号中能够通过滤波器的部分信号,该部分信号是由于本地信号与接收信号未能完全对齐,跳频图案错开产生的跳频信号.这两点又与低通滤波器带宽、白噪声信噪比、跳频频点间隔、判决门限相关,接下来对这些因素对同步功能的影响进行定量的分析.

3.3 同步头长度确定与虚警、检测概率

为了降低通信信号中信息调制造成比特翻转对信号同步捕获过程造成的影响,在信号上设置专门的同步头.同步头为不定长度的信号,它不携带信息,接收端能够根据这段信息更加精确的捕获信号.同步头长度与参数 M ,即接收端生成的本地信息符号长度相关,一般来说同步头长度应大于 M .通常 M 越大,进行同步时相关函数峰值越大,捕获精度越高.但与此同时, M 的增加会带来同步头长度的增加,从而降低消息的传输效率,还会导致接收端信号捕获的复杂度增加.所以在捕获性能和复杂度/效率间找到一个平衡,确定一个合适的 M 值并进一步确认同步头长度是必要的.

由上一节可知,采用滤波器和能量检测进行信号捕获,影响因素主要由滤波器带宽、信道噪声功率、门限以及本地信号长度 M 等构成,接下来推导粗捕获时的捕获概率公式,并根据该公式对参数进行优化.

首先确定滤波器带宽,设滤波器带宽为 B .已知式(13),设:

$$P(F_d=i \cdot f_{\text{Interval}})=\frac{|i|+1}{F^2} \quad (i=-F+1, -F+2, \dots, F-1) \quad (16)$$

F_D 指与本地信号相乘后产生的跳频分量,可得:

$$P(F_d \leq B)=2 \sum_{i=0}^{\lfloor B/f_{\text{Interval}} \rfloor} \frac{|i|+1}{F^2} - \frac{1}{F^2} \quad (17)$$

由于粗捕获采用提前和滞后信号同步进行,提前和滞后信号与原本的信号存在0.5个符号周期的时延偏差,且以一个符号周期为间隔进行相关函数计算.所以当提前信号和滞后信号捕获完成时,未进行时延处理的载波信号与接收信号的实际相位偏差小于0.5个符号周期.即在式(7)中,式(14)代表的第1分量至少

占据整个信号能量的50%,所以以此值作为信号粗捕获的采样门限的重要参考.

完全未同步情况下,当本地信号符号长度为 M 的情况下,可以认为接收信号与本地信号相乘后得到的信号存在 M 个跳频信号,当 M 个跳频信号中有大于 $M/2$ 个频点经过滤波器的情况下会出现虚警,漏检情况则只与信道噪声相关.暂不考虑噪声情况,只考虑与跳频分量相关的虚警概率,该虚警概率形式类似于二项分布的累加:

$$P_{VI}=\sum_{i=\lfloor M/2 \rfloor}^M C_M^i P(F_d \leq B)^i (1-P(F_d \leq B))^{M-i} \quad (18)$$

确定滤波器带宽 B 和跳频频点间隔 f_{Interval} ,令 $B=10 \times f_{\text{Interval}}$,跳频频点数 $F=100$,对 M 从5至50的情况进行分析,结果如图6所示.

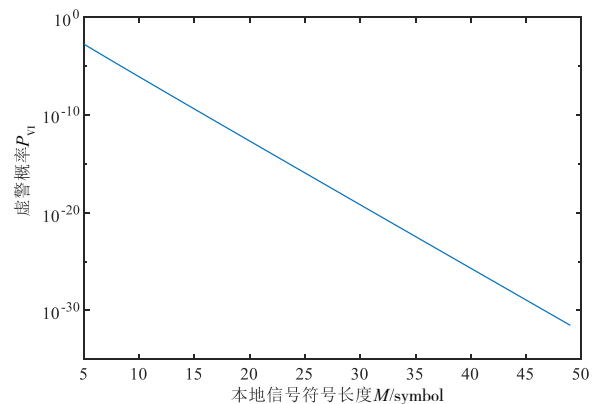


图6 跳频分量引起的虚警概率曲线

可以发现随着本地符号长度增加,虚警概率呈指数级下降.在同步头长度为10时,跳频分量总能量超过门限的概率已低于 10^{-5} ,可以认为这种情况对系统虚警造成的影响非常低.

经过噪声信道和低通滤波器后,使用经过滤波器后的能量总值作为捕获器输出值.由于采用能量总值作为输出值且考虑噪声对捕获的影响,可以认为在积分获得能量的过程中,信道中的高斯白噪声也进行了积分.对功率进行积分得到能量的过程近似于对原信号波形进行平方和,故得到的噪声干扰分布近似于卡方分布.

设跳频频点数量为 F ,跳频频点间隔为 $f_{\text{Interval}}=R_c$,根据奈奎斯特采样定律,设定采样频率为 $n_s \cdot R_c$, n_s 为单个符号内的采样点数.滤波器带宽为 $B=k \cdot f_{\text{Interval}}$,信噪比为 SNR ,信号单位比特能量为 E_b .噪声的干扰程度由卡方分布的自由度决定,接下来对自由度参数如何确定进行分析.

由于卡方分布可以由相互独立的标准正态分布的和来决定,为了便于计算,可以认为信道中高斯白噪声

在非平稳信号一个符号周期内的总能量为 1, 传输信号的单位比特能量可以由信噪比来得到, R_b 为信号传输速率. 设接收端使用的接收信号长度为 M 个符号, 由于噪声功率为 σ_0^2 , 信号持续时间为 M/R_b , 则接收信号能量中包含的归一化噪声能量均值为 $M\sigma_0^2/R_b = M$, 则噪声分布近似服从于:

$$p(R, A) = \begin{cases} \frac{1}{2^2 \Gamma(\frac{M}{2})} (R-A)^{\frac{M}{2}-1} e^{-\frac{R-A}{2}}, & R > A \\ 0, & R < A \end{cases} \quad (19)$$

其中 R 为校验统计量, A 表示跳频分量中通过低通滤波器的部分, 其中 A 可以表示为:

$$A(i) = \frac{i}{\frac{k}{F \cdot n_s} \cdot 10^{-\frac{\text{SNR}}{10}} \cdot \sigma_0^2} \quad (20)$$

$A(i)$ 表示与跳频信号个数对应的信号能量值, 则虚警概率可以表示为:

$$P'_{VI} = \sum_{i=0}^{\lfloor M/2 \rfloor} p(N_B = i) \int_{V_T}^{\infty} p(R, A(i)) dR \quad (21)$$

其中 N_B 表示通过低通滤波器的跳频信号个数, V_T 为检测门限, 在同步情况下通过滤波器的信号能量至少为全部信号能量的 50%, 但考虑到噪声的影响, 若将门限定义为 $V_T = 0.5E_s$, 虚警概率会偏高, 考虑到噪声能量累积值服从自由度为 M 的卡方分布, 所以在门限中引入自适应因子表示噪声能量的期望, 其值为 M , 在之后的分析中令 $V_T = 0.4E_s + M$.

同理可得漏检概率可表示为:

$$P_{MD} = \sum_{i=\lfloor M/2 \rfloor}^M p(N_B = i) \int_0^{V_T} p(R, A(i)) dR \quad (22)$$

式(22)中, i 表示进入低通滤波器的噪声分量个数, $A(i)$ 表示与跳频信号个数对应的信号能量值, $p(R, A)$ 表示能量值为 $A(i)$ 时能量检测值的概率密度分布. 接下来分析在确定信噪比、跳频间隔、滤波器带宽和门限的情况下本地信号长度 M 与虚警、漏检概率的关系.

$B = 10 \cdot f_{\text{Interval}}, V_T = 0.4E + M, n_s = 10, F = 100$, 噪声环境中未同步时的虚警概率如图 7 所示.

使用能量检测方法进行粗捕获, 当提前信号和滞后信号同时判决通过门限时认为捕获到信号, 虚警概率与本地同步信号长度的关系如上图所示. 可以发现虚警概率受信噪比影响比较大, 当信噪比为 -20 dB 时, 只需使用 10 个符号用作相关运算就可以将虚警概率降低至 1% 以下, 但当信噪比为 -25 dB 时, 则需要 25 个符号长度的本地信号将虚警概率降低至较为理想的范围 (约 5%). 理论分析结果表明, 在信噪比大于 -25 dB 的信道中, 使用符号长度为 20~25 的本地信号进行相关能够确保虚警概率处于较低的水平, 一般来说同步头长

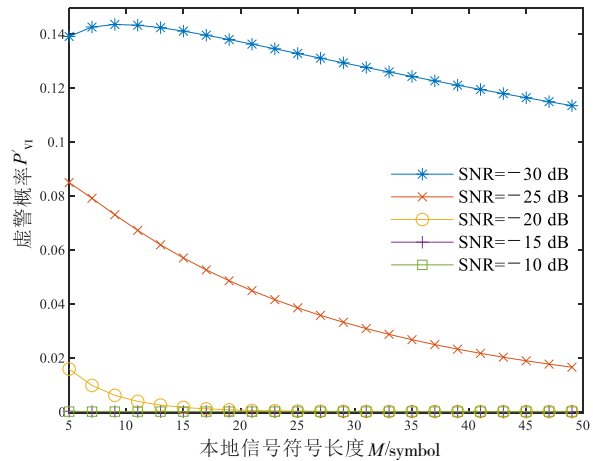


图 7 白噪声影响理论虚警概率

度与本地信号长度相等, 故同步头长度为 20~25 个符号时可以满足捕获系统的虚警概率要求. 虽然在噪声功率更大的情况下虚警概率较高, 但是可以通过加入额外的判定程序来降低虚警带来的影响, 该方法仍然能够使用.

信号检测概率与本地序列长度 M 的关系如图 8 所示.

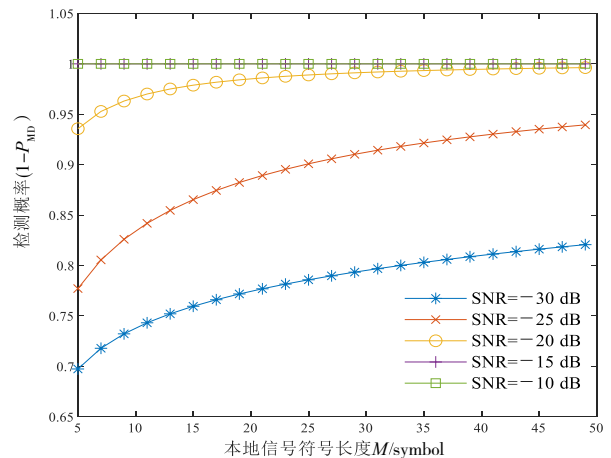


图 8 白噪声影响理论检测概率

在提前信号和滞后信号两次判决均判决失败的情况下, 判定为未捕获到信号. 从图中可以看出, 在低信噪比情况下漏检概率较高, 虽然随着本地信号长度增加, 漏检概率下降, 但其下降程度仍然不能满足需要. 当信噪比为 -20 dB 时, 粗捕获性能显著提升, 在本地信号长度为 25 符号时漏检概率能够降低到 1%, 信噪比大于等于 -15 dB 时, 只要本地信息长度大于 5 符号周期就可以使漏检概率逼近于 0. 可以发现当信噪比大于 -20 dB 时, 采用长度 25 的本地信号, 即同步头长 25 时粗捕获系统具有理想的性能.

接下来使用蒙特卡洛方法, 对捕获概率与本地信

号长度(同步头长度)的关系进行仿真,每个点对应1000次捕获,取这一千次捕获中成功次数的均值作为输出,代表粗捕获的期望成功次数.仿真参数如表1所示.

表1 能量检测方法的仿真参数

数据速率	跳频次数	跳频频点数	频率范围
100 bit/s	100次/s	200	1.28 MHz~3.84 MHz
信噪比	采样频率	多普勒频偏	扩频倍数
-20 dB	38.4 MHz	8 kHz	128
时延范围	跳频间隔		
0~0.5 s	12.8 kHz		

从图9可以看出,虽然蒙特卡洛仿真结果与理论分析结果存在差异,相比于理论曲线,蒙特卡洛仿真曲线存在一些波动,但整体上来说两条曲线吻合程度很好,可以认为在-20 dB的情况下,能量检测粗捕获算法的实际性能与理论分析得到的结果近似,能够很好地完成信号粗捕获的功能.

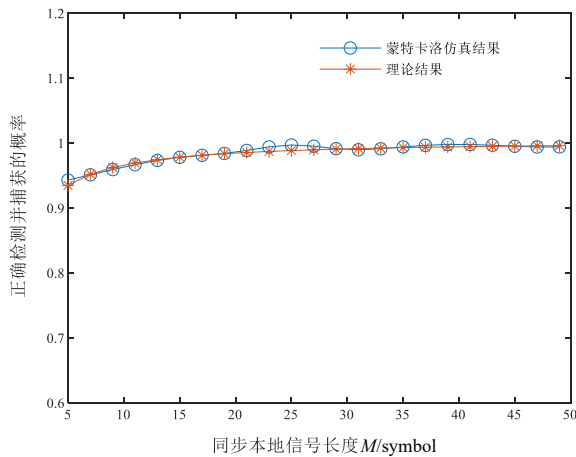


图9 蒙特卡洛仿真结果与理论曲线对比结果

粗同步结束后,能够将时延的估计区间缩小到一个符号周期的范围内,可以将粗同步模块与PMF-FFT模块进行级联.PMF-FFT模块在确定的区间内进行搜索并完成信号精同步.

接下来将结合了设计粗同步方法的PMF-FFT算法与传统PMF-FFT算法、全相位预处理PMF-FFT算法^[12,13]以及加窗PMF-FFT算法^[7]的检测概率进行仿真,设计信号同步头长度为25.仿真参数如表2.

表2 同步方法仿真参数

匹配滤波点数	采样倍数	多普勒频偏	虚警概率	信号载频
64	4	8 kHz	<1%	1 MHz

图10为不同算法检测概率的仿真结果,可以看出在64点FFT和128点FFT的情况下,传统PMF-FFT算法的检测曲线与结合了双图案粗同步方法的PMF-FFT

算法检测概率曲线几乎相同.这是由于在该仿真条件下当信噪比小于-20 dB时,PMF-FFT算法检测概率快速下降,粗同步算法引起的性能下降不会影响到PMF-FFT算法的适用范围.当使用512点PMF-FFT时,可以发现使用粗同步方法对PMF-FFT的算法产生了一定的影响,当信噪比低于-20 dB的情况下,使用了粗同步算法的PMF-FFT算法比传统PMF-FFT算法检测概率下降的更快一些.相较于PMF-apFFT算法和加窗PMF-FFT算法而言,使用了粗同步的PMF-FFT算法性能的检测性能稍差,但是在信噪比大于-20 dB的情况下可以认为几种算法具有相同的检测与同步性能.

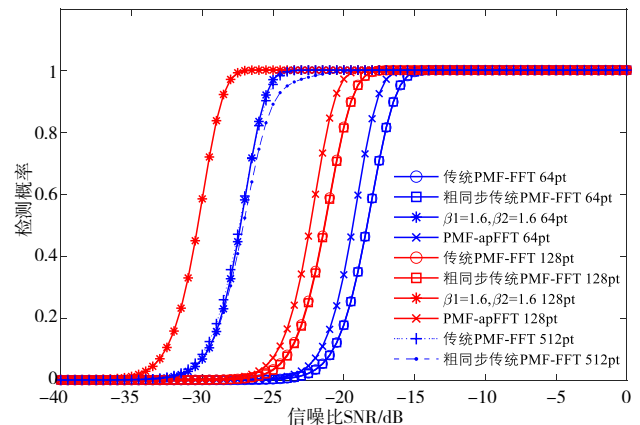


图10 信号检测性能对比图

4 计算复杂度分析

接下来比较传统PMF-FFT算法、本文所设计同步方法、加窗PMF-FFT算法以及PMF-apFFT算法的单位时间运算量.

设发送信号的符号速率为 R_s ,码片速率为 R_c ,采用扩频码周期为 D ,则有 $R_c = DR_s$.由于信号采用跳频技术,根据奈奎斯特采样定律,接收端需要使用较高的采样率进行接收端信号采样,设采样率为 $R_{\text{sample}} = s_r \cdot R_c$, s_r 表示每个码片的采样点数.令本地信号长度为 M 符号.接下来计算单位时间内PMF-FFT以码片周期为计算间隔的粗同步算法的运算复杂度.PMF-FFT算法每个码片间隔进行一次计算,每次计算中包含 N 次匹配滤波计算,每个匹配滤波计算中包含 MD/N 个点的复数乘法和复数加法.匹配滤波完成后进行 N 个点的FFT运算,得到FFT运算结果之后搜索 N 个点中的极值,综合之后可以得到单位时间内PMF-FFT运算的计算量如下:

$$C_{\text{PMF-FFT}} = R_c \cdot ((\log_2 N \cdot N + MD) \cdot C_m + (\log_2 N \cdot N + MD) \cdot C_a + (N-1) \cdot C_{\text{compare}}) \quad (23)$$

其中 C_m 为一次复数乘法计算的运算量, C_a 为一次复数加法计算的运算量, C_{compare} 为两个数比较计算的运算量.

接下来计算设计粗同步方法的复杂度,该粗同步方法以符号周期为步长进行搜索,每次运算中包含与本地信号相乘的 MD 次复数乘法,求总能量时的 MD 次复数乘法和复数加法次数,以及当搜索区间降低至一个符号内后进行传统PMF-FFT进行的复数乘法与复数加法次数.设 P 为信号单个符号周期内发送端发送未同步新信号的概率,则单位时间内设计同步方法的总运算量如下:

$$\begin{aligned} C_{\text{design}} &= R_s \cdot MD \cdot (2C_m + C_a) \\ &+ R_s \cdot P \cdot D \cdot ((\log_2 N \cdot N + MD) \cdot C_m \\ &+ (\log_2 N \cdot N + MD) \cdot C_a + (N-1) \cdot C_{\text{compare}})) \\ &= R_c \cdot ((2M + P \cdot (\log_2 N \cdot N + MD)) \cdot C_m \\ &+ (M + P \cdot (\log_2 N \cdot N + MD)) \\ &\cdot C_a + P \cdot (N-1) \cdot C_{\text{compare}}) \end{aligned} \quad (24)$$

接下来计算加窗PMF-FFT算法单位时间内的运算量.使用窗函数对PMF-FFT算法进行改善,即在进行局部匹配滤波和快速傅里叶变换之前为运算数据进行加窗处理.单位时间运算量如下:

$$\begin{aligned} C_{\text{PMF-FFT-window}} &= R_c \cdot ((\log_2 N \cdot N + 2MD + N) \cdot C_m \\ &+ (\log_2 N \cdot N + MD) \cdot C_a \\ &+ (N-1) \cdot C_{\text{compare}}) \end{aligned} \quad (25)$$

接下来计算全相位预处理PMF-FFT算法的运算量.PMF-apFFT在PMF部分与传统PMF-FFT相同,在FFT部分, N 点FFT的全相位预处理算法需要进行 $2N-1$ 个数据的加窗操作和 $N-1$ 次加法操作,最终得到 N 点数据进行FFT,其单位时间运算量如下:

$$\begin{aligned} C_{\text{PMF-apFFT}} &= R_c \cdot ((\log_2 N \cdot N + MD + 2N - 1) \cdot C_m \\ &+ (\log_2 N \cdot N + MD + N - 1) \cdot C_a \\ &+ (N-1) \cdot C_{\text{compare}}) \end{aligned} \quad (26)$$

每种算法的信号捕获过程计算量如表3所示.

表3 不同算法的运算量比较

算法种类	乘法运算数量
PMF-FFT	$\log_2 N \cdot N/2 + MD$
加窗PMF-FFT	$\log_2 N \cdot N/2 + 2MD + N$
PMF-apFFT	$\log_2 N \cdot N/2 + MD + 2N - 1$
设计算法	$2M + P \cdot (\log_2 N \cdot N/2 + MD)$
算法种类	加法运算数量
PMF-FFT	$\log_2 N \cdot N + MD$
加窗PMF-FFT	$\log_2 N \cdot N + MD$
PMF-apFFT	$\log_2 N \cdot N + MD + N - 1$
设计算法	$M + P \cdot (\log_2 N \cdot N + MD)$

可以发现,当 $P \leq (D-2)/D$ 时,设计算法的运算量要小于其他几种算法, P 越小则设计算法运算量越小.一般来说卫星通信中采用的扩频码周期大于64,故 $D > 64$, $(D-2)/D > 31/32$.考虑到正常通信情况下每个符号周期内接收到未同步信号的概率应小于1.故本文设计

的粗同步算法与PMF-FFT算法相结合能够较为有效的降低信号捕获过程的复杂度.

5 结论

本文针对卫星通信环境中终端功率受限,以及PMF-FFT算法搜索步长短,运算量大的问题,提出了一种利用跳频及跳码扩频双图案进行能量检测的粗同步方法.该方法相比于PMF-FFT算法及其各种优化算法具有更低的计算复杂度,并能够在搜索步长较长时获得较好的捕获性能.同时,该方法使用两个时域上的偏移信号进行信号粗同步,压缩了粗同步算法的搜索区间,提高了系统的同步速度.通过仿真可以验证,在信噪比大于 -20 dB的情况下,使用该算法作为粗同步算法,PMF-FFT算法作为精同步算法组成同步系统能够在大大降低计算复杂度的同时保证同步系统的性能非常接近于PMF-FFT算法,能够满足卫星通信环境的需要.

参考文献

- [1] SPANGENBERG S M, SCOTT I, McLaughlin S, et al. An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems[J]. *Wireless Personal Communications*, 2000, 13(1/2): 27-55.
- [2] VAN NEE D J R, COENEN A J R M. New fast GPS code-acquisition technique using FFT[J]. *Electronics Letters*, 1991, 27(2): 158.
- [3] CHANG L, JUN Z, ZHU Y B, et al. Analysis and optimization of PMF-FFT acquisition algorithm for high-dynamic GPS signal[C]//2011 IEEE 5th International Conference on Cybernetics and Intelligent Systems (CIS). Piscataway, NJ:IEEE, 2011: 185-189.
- [4] 齐华,施小茜,冀乐,等.PMF-FFT的PN码捕获方法分析及仿真[J]. *西安工业大学学报*, 2010, 30(01): 57-61.
Qi Hua, Shi Xiaoqian, Ji Le, et al. PMF-FFT algorithm for PN code acquisition[J]. *Journal of Xi'an Technological University*, 2010, 30(1): 57-61.
- [5] GRANT P M, SPANGENBERG S M, SCOTT I, et al. Doppler estimation for fast acquisition in spread spectrum communication systems[C]//1998 IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Piscataway, NJ:IEEE, 1998: 106-110.
- [6] 陈延涛,董彬虹,李昊,等.一种高动态低信噪比环境下基于多样本点串行快速傅里叶变换的信号捕获方法[J]. *电子与信息学报*, 2021, 43(6): 1691-1697.
CHEN Yan-tao, DONG Bin-hong, LI Hao, et al. A signal acquisition method based on multi-sample serial fast fourier transform in high dynamic and low SNR environment

- [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2021,43(6): 1691-1697.
- [7] LIU N Q, SUN B, GUAN C M. Research on an improved PMF-FFT fast PN code acquisition algorithm[J]. Communications and Network, 2013, 5(3): 266-270.
- [8] QI J Z, LUO F X, SONG Q P. Fast acquisition method of navigation receiver based on folded PMF-FFT[C]//2014 IEEE Computers, Communications and IT Applications Conference. Beijing: IEEE, 2014: 62-66.
- [9] 程郁凡, 李少谦. FFH/BFSK 系统的一种基于频率和 PN 序列双图案的早迟门同步捕获方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(3): 666-670.
Cheng Y F, Li S Q. Synchronization acquisition using early-late gate based on frequency-PN sequence double pattern for FFH/BFSK spread-spectrum systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(3): 666-670. (in Chinese)
- [10] 谢岸宏, 朱立东, 翟继强, 等. 一种抗盲检测的直扩隐蔽信号设计方法[J]. 电子学报, 2018, 46(12): 2817-2823.
XIE An-hong, ZHU Li-qiang, ZHAI Ji-qiang et al. A method of designing covert dsss-signal for anti-blind detection[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(12): 2817-2823. (in Chinese)
- [11] HE Q H, YUAN S, ZHU L D. Modulation domain encrypted transmission based on chaotic sequence for satellite communication[C]//2019 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies. Piscataway, NJ: IEEE, 2019: 1-6.
- [12] PAN Y, ZHANG T Q, ZHANG G, et al. A novel acquisition algorithm based on PMF-apFFT for BOC modulated signals[J]. IEEE Access, 2019, 7: 46686-46694.
- [13] 王云静, 张晓林, 郑昆. 一种基于全相位预处理的 PMF-FFT 改进算法[J]. 遥测遥控, 2018, 39(3): 15-20.
WANG Y J, ZHANG X L, ZHENG K. An improved PMF-FFT algorithm based on all phase preprocessing[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2018, 39(3): 15-20. (in Chinese)

作者简介



何其恢 男, 1996 年生于甘肃嘉峪关. 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士研究生. 主要研究方向为卫星通信信号处理、信号抗干扰抗截获技术.
E-mail: hheeqihui@126.com



朱立东 男, 1968 年生于四川邻水. 现为电子科技大学教授、博士生导师. 主要研究方向为卫星通信信号处理、信道建模与仿真、资源管理等.
E-mail: zld@uestc.edu.cn