

无人机载软件接收机同步方案研究

熊海良^① 肖竹^① 杨宏^{①②} 田红心^① 易克初^①

^①(西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室 西安 710071)

^②(中国空间技术研究院总体部 北京 100094)

摘要: 为确保无人飞机进行稳定的数据传输, 该文提出了一种基于部分匹配滤波器和两级FFT的快速同步捕获算法, 该算法能在搜索出同步点位置的同时, 有效估计载波频偏, 且计算复杂度显著下降。在动态环境中, 载波多普勒频移变化剧烈, 普通接收机跟踪环容易失锁, 该文提出了一种基于经验值查表的载波跟踪算法, 在锁频环内引入经验值查找表, 环路能自适应调整滤波器带宽, 任意时刻都能保证高精度跟踪。仿真实验表明, 当输入信噪比高于-35 dB, 载波初始多普勒频偏在±12.8 kHz以内, 机动载体相对于卫星转发器的径向加速度为5 m/s²(等效多普勒频移变化速度为180 Hz/s), 无人机载软件接收机可以进行稳定的数据传输。

关键词: 无人机; 同步捕获; 部分匹配滤波器和两级FFT; 载波跟踪; 经验值查找表

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)11-2671-06

Investigation of Synchronization for Software Receivers on Unmanned Aerial Vehicles(UAVs)

Xiong Hai-liang^① Xiao Zhu^① Yang Hong^{①②} Tian Hong-xin^① Yi Ke-chu^①

^①(State Key Lab of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(China Academy of Space Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: To ensure the reliability of the data transmitting for the Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) in dynamic environment, a novel class of fast acquisition algorithm based on Partial Matched Filters and Two-Leveled FFT(PMF-TLFFT) is proposed, which is capable of searching for the code synchronization point as well as estimating the carrier-frequency offset for correction. However, in dynamic environment, as the UAVs usually possesses a larger axial acceleration compared with that of the satellite repeater, the Doppler frequency shifts dramatically, making the tracking loop of a general receiver out of balance. Therefore, An FPLL based on Look-Up Tables (LUT-FPLL) is presented, which employs a list of experiential values in FLL and the bandwidth of the loop filter in FLL is adaptively adjusted, this ensures the high precision tracking performance. Simulation results demonstrate that with the input SNR higher than -35 dB, initial carrier-frequency offset ranging from -12.8 kHz to +12.8 kHz and axial acceleration 5 m/s² the receiver on the UAVs can efficiently and reliably work.

Key words: Unmanned Aerial Vehicles (UAVs); Code-acquisition; Partial Matched Filters and Two-Leveled FFT (PMF-TLFFT); Carrier tracking; Look-Up Tables (LUT)

1 引言

近年来, 对无人机理论和相关技术的研究受到了广泛的关注^[1,2], 随着各种新型无人机的不断出现和在军事上的广泛应用, 对无人机测控技术和数据传输等提出了更高的要求。无人机数据链的使用环境相对恶劣, 要求数据链有良好的电磁兼容性、较低的截获概率和足够的抗干扰能力。频谱扩展技术^[3], 是一种信号带宽大于信息传输带宽的传输方法, 同时也是一种非常重要的抗干扰通信技术。直

接序列扩频技术, 因具有抗干扰能力强, 发射功率低, 不易被截获, 保密性能好, 具有码分多址和任意选址的功能, 非常适合于无人机通信的需求。对无人机载软件扩频接收机来说, 系统同步是影响接收性能的关键的因素。

系统同步是保证系统正常通信的前提, 系统同步包括扩频码同步和载波同步^[4,5], 其中载波同步又包括载波频率同步和相位同步^[6]。接收机的同步捕获过程是一个遍历的随机过程, PN码序列初始相位的不确定性、信道失真、加性干扰、未知的载波相位偏移或多普勒频移以及系统前端部分的加性高斯白噪声等诸多因素均影响接收机的同步捕获。当无人

2008-11-11 收到, 2009-05-07 改回

国家自然科学基金(60572148, 60702060)和高等学校学科创新引智计划(B08038)资助课题

机在执行远程侦察任务时, 采用卫星中继传输数据是一种常用手段。在卫星通信中由于载波频偏对系统性能影响较大, 故本文着重考虑收发两端存在未知载波频率和相位偏差影响下系统同步问题。对伪码较长、载波多普勒频移较大的软件接收机来说, 传统的 PMF-FFT 同步捕获算法, 需要进行的 FFT 点数较多, 需要完成大量的乘加运算, 捕获耗时长。而在较长的捕获时间内, 捕获得到的参数估计过于陈旧, 无法应用于跟踪环路。为了克服上述缺点, 有效降低计算复杂度, 本文提出了一种基于部分匹配滤波器和两级 FFT 的快速同步捕获算法(PMF-TLFFT), 该算法能在搜索出同步点位置的同时, 有效估计载波频偏, 完成频偏纠正, 且计算复杂度显著下降。

同时还应当考虑到, 无人机常需要穿越高空动态危险环境完成侦察等任务, 在动态环境中, 由于机动载体相对于卫星转发器具有较大的径向加速度, 载波多普勒频移变化剧烈^[7], 较大的频偏将导致传统的 FPLL 载波跟踪环路失锁, 无法保证跟踪精度。针对该问题, 本文提出了一种新的基于经验值查找表的 FPLL 载波跟踪环路(LUT-FPLL)设计方案, 方案中 FLL 和 PLL 可同时独立工作, 避免了现有 FPLL 机制中 FLL 与 PLL 之间的切换, 提高了硬件实现的可行性; 根据鉴频器的输出自适应的调整环路带宽, 在鉴频器的输出较大时, 增加带宽以适应高动态, 当输出比较小时, 减小带宽, 从而减小噪声的影响。

仿真实验和分析表明, 本文提出的 PMF-TLFFT 能在搜索出同步点位置的同时, 有效估计载波频偏, 完成频偏纠正, 且计算复杂度明显降低; LUT-FPLL 跟踪方案的动态性能和抗噪声性能, 完全可以保证无人机在高空动态环境中进行稳定数据传输。

2 快速同步捕获算法

2.1 PMF-FFT 同步捕获算法

PMF-FFT 同步捕获算法, 让本地伪码与输入信号伪码之间保持相对滑动, 滑动过程中, 用本地伪码序列与接收信号进行分段相干累积, 分段相干累积过程也称部分匹配滤波。部分匹配滤波的结果进入 FFT 处理单元进行相位补偿, 实现频偏纠正。在本地码与接收码对齐的情况下, 当 FFT 的第 n 路的补偿相位与频偏引起的相邻部分相关器之间相位差最接近时, 该路将有最大输出模值。该算法可以在搜索出同步点位置的同时, 估计出载波频偏值。频偏估计精度取决于所做的 FFT 点数。对于伪码较

长, 频偏精度要求较高的场合来说, 用 PMF-FFT 算法进行同步捕获, 需要进行的 FFT 点数较多, 软件接收机需要完成大量的乘加运算, 捕获耗时长。而在较长的捕获时间内, 捕获得到的参数估计过于陈旧, 无法应用于跟踪环路。

2.2 PMF-TLFFT 快速同步捕获算法

为了克服上述缺点, 下面对算法进行改进, 用部分匹配滤波器和两级 FFT 进行联合处理。PMF-TLFFT 算法基本流程如图 1 所示。

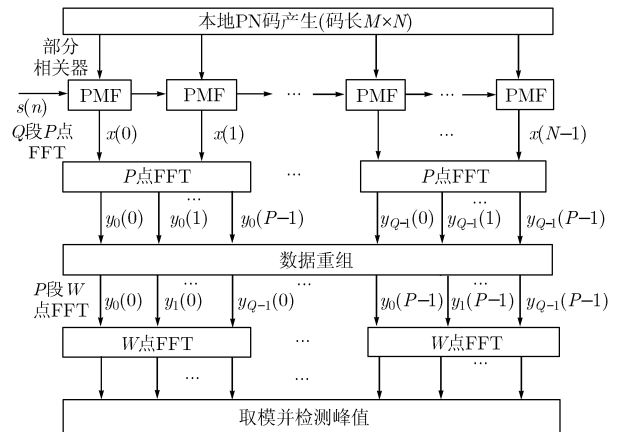


图 1 基于部分匹配滤波器和两级 FFT 的快速捕获算法

设接收信号 $s(t)$ 是经下变频, 剩余频偏为 f_d 的单位幅值信号, 为了分析方便, 这里仅讨论本地伪码与接收伪码同步, 且没有噪声的情况。最前面一个相关器的输出为

$$x(0) = \sum_{n=0}^{M-1} e^{j(2\pi f_d n T_c + \varphi)} = e^{j[\pi(M-1)f_d T_c + \varphi]} \frac{\sin(\pi f_d M T_c)}{\sin(\pi f_d T_c)} \quad (1)$$

故第 d 个相关器的输出为

$$x(d) = \sum_{n=dM}^{(d+1)M-1} e^{j(2\pi f_d n T_c + \varphi)} = x(0)e^{j2\pi f_d d M T_c} \quad (2)$$

按图 1 所示对 $x(d), d=0, 1, \dots, N-1$ 分段并作 P 点 FFT 处理, 则第一级 FFT 的输出值可以写为

$$y_0(s) = \sum_{d=0}^{P-1} x(d)e^{-j\frac{2\pi}{P}sd}, \quad s = 0, 1, \dots, P-1 \quad (3)$$

$$y_1(s) = \sum_{d=P}^{2P-1} x(d)e^{-j\frac{2\pi}{P}sd}, \quad s = 0, 1, \dots, P-1 \quad (4)$$

$$y_i(s) = \sum_{d=iP}^{(i+1)P-1} x(d)e^{-j\frac{2\pi}{P}sd}, \quad i = 0, 1, \dots, Q-1, \quad s = 0, 1, \dots, P-1 \quad (5)$$

根据图 1 所示流程, 再对 $y_0(s), y_1(s), \dots, y_{Q-1}(s)$ 这 Q 点作一次 W 点 FFT 有

$$R(k) = \sum_{n=0}^{Q-1} y_n(s) e^{-j\frac{2\pi}{W}kn}, \quad k = 0, 1, \dots, W-1 \quad (6)$$

结合式(3)-式(5)可得

$$y_n(s) = \sum_{d=nP}^{(n+1)P-1} x(d) e^{-j\frac{2\pi}{P}sd} = \sum_{d=nP}^{(n+1)P-1} \frac{\sin(\pi f_d M T_c)}{\sin(\pi f_d T_c)} \cdot e^{j2\pi f_d d M T_c} \cdot e^{j[\pi(M-1)f_d T + \varphi]} e^{-j\frac{2\pi}{P}sd} \quad (7)$$

故第 2 级 FFT 的输出值为

$$R(k) = \sum_{n=0}^{Q-1} \sum_{d=nP}^{(n+1)P-1} \frac{\sin(\pi f_d M T_c)}{\sin(\pi f_d T_c)} \cdot e^{j2\pi f_d d M T_c} \cdot e^{j[\pi(M-1)f_d T + \varphi]} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{P}sd} e^{-j\frac{2\pi}{W}kn} \quad (8)$$

对 $R(k)$ 取模值并化简得

$$|R(k)| = \left| \frac{\sin(\pi f_d M T_c)}{\sin(\pi f_d T_c)} \right| \cdot \left| \frac{\sin[\pi(f_d M T_c - s/P)P]}{\sin[\pi(f_d M T_c - s/P)]} \right| \cdot \left| \frac{\sin[\pi(f_d M T_c P - k/W)Q]}{\sin[\pi(f_d M T_c P - k/W)]} \right| \quad (9)$$

令

$$A_1(f_d) = \left| \frac{\sin(\pi f_d M T_c)}{M \cdot \sin(\pi f_d T_c)} \right| \quad (10)$$

$$A_2(f_d, s) = \left| \frac{\sin[\pi(f_d M T_c - s/P)P]}{P \cdot \sin[\pi(f_d M T_c - s/P)]} \right| \quad (11)$$

$$A_3(f_d, k) = \left| \frac{\sin[\pi(f_d M T_c P - k/W)Q]}{Q \cdot \sin[\pi(f_d M T_c P - k/W)]} \right| \quad (12)$$

用 $A(f_d, s, k)$ 表示频率偏移 f_d 对第 2 级第 s 段第 k 点 FFT 输出归一化幅值的影响, 则有

$$A(f_d, s, k) = A_1(f_d) \cdot A_2(f_d, s) \cdot A_3(f_d, k) \quad (13)$$

其中 $A_1(f_d)$ 是由部分相关器累积运算引起的, 当 $M=1$ 时, $A_1(f_d)$ 取最大值 1; $A_2(f_d)$ 是由第 1 级 FFT 操作中相位补偿不完全引起的, 当 $s=Pf_d M T_c$ 时, $A_2(f_d)$ 取最大值为 1; 而 $A_3(f_d)$ 则是由第 2 级 FFT 操作中相位补偿不完全引起的, 当 $k=Wf_d M T_c P$ 时, $A_3(f_d, k)$ 取最大值 1。实际操作中, 由于 s, k 要求为整数, 故 $A_2(f_d, s)$ 和 $A_3(f_d, k)$ 可能只是近似等于 1, 分析时可以认为 $A_2(f_d, s)$ 和 $A_3(f_d, k)$ 可取得最大值 1。这种情况下, 捕获的归一化相关峰值 $A(f_d, s, k)$ 就只由 $A_1(f_d)$ 确定, 可令归一化相关峰为 $A_{\max}(f_d)$, 即

$$A_{\max}(f_d) = \left| \frac{\sin(\pi f_d M T_c)}{M \cdot \sin(\pi f_d T_c)} \right| \quad (14)$$

当 $f_d = (n/(M T_c)) = n \cdot (R_c/M)$ 时 ($n=1, 2, \dots, R_c$ 为码片速率), $A_{\max}(f_d)$ 将降为零。因此在设计捕获算法时只要保证两次 FFT 点数的乘积足够的大, 相关峰值下降不超过最大值的三分之二, 就可以认为利用该算法进行快速捕获时残余频偏对捕获性能没有影响。

从上面的分析可知, 这种伪码捕获方式, 在进行第 2 级 FFT 时采样速率已经大大降低, 进而可使其频率分辨率大为提高; 这种方法进行了两级频偏纠正, 第 1 级是进行大频偏间隔的纠正, 而第 2 级则是在第 1 级频偏间隔范围内再进行的精细修正。

3 LUT-FPLL 高精度载波跟踪技术

3.1 传统的 FPLL 载波跟踪环路

传统的 FPLL 载波跟踪环基本设计思路是: 稳态时采用跟踪误差小的 PLL 提高相位跟踪精度, 当载体动态超过一定程度时, 自动从 PLL 切换到动态范围大的 FLL, 载体动态降低后再返回 PLL, 如此反复以达到跟踪的要求。但现有的 FPLL 跟踪环路需要在 FLL 和 PLL 之间进行切换, 不便于硬件实现, 而且当频率变化太快时, 环路无法切换到 PLL, 从而降低了跟踪精度。此外, 扩频接收机测量误差和跟踪环路滤波器带宽密切相关, 传统的 FPLL 无法自适应的调整环路滤波器带宽。

图 2 给出了传统的 FPLL 载波跟踪原理图, 从图中可看出, 载波跟踪方案需要在 FLL 和 PLL 之间切换, 此方案的不足之处在于: (1) 切换门限不易确定; (2) 环路滤波器带宽不可调; (3) 若动态较大, 则基本在 FLL 模式工作, 无法保证跟踪精度, 导致跟踪误差较大。

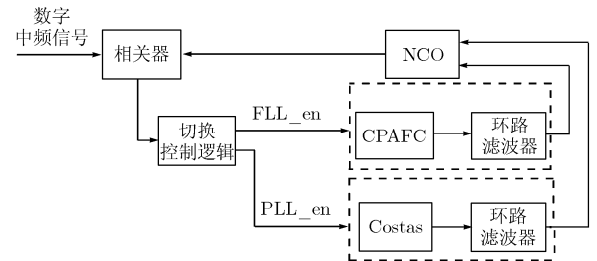


图 2 传统的 FPLL 载波跟踪原理图

3.2 LUT-FPLL 载波跟踪环路设计

为克服 FPLL 切换体制的不足, 下面将提出一种基于经验值查找表的载波跟踪算法 (LUT-FPLL), 跟踪环路内的用于频偏纠正的 CDPAFC (Cross and Dot Product Auto Frequency Tracking) 环和用于鉴相的 Costas (科斯塔斯) 环互不影响、独立工作。整个跟踪环路原理如图 3 所示, 其中, T_f 为 CDPAFC 环的积分时间, T_p 为 Costas 环的积分时间。一般取 T_f 为 T_p 的整数倍, 此处设定 T_p 为一个码元周期的长度。

3.2.1 叉积点积自动频率跟踪环 频率跟踪实质上是载波相位的差分跟踪, 用频率跟踪鉴相器测量载波相位在固定时间间隔内的变化量。CDPAFC 为常

用的 FLL 鉴频算法，原理框图如图 4 所示。

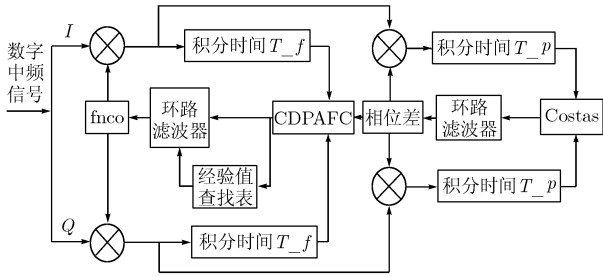


图 3 LUT-FPLL 载波跟踪模型

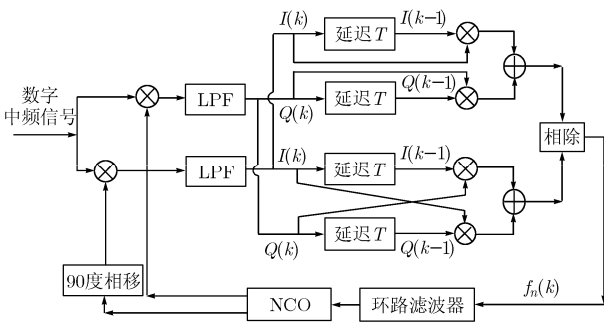


图 4 CDPAFC 原理框图

扩频信号经过混频、正交分解和积分后得到的同相和正交分量，可分别表示为

$$I(k) \approx AD(k) \text{sinc} \{ [\Delta f(k) \times \pi T] \} \times \cos [\phi(k) + n_f(k)] \quad (15)$$

$$Q(k) \approx AD(k) \text{sinc} \{ [\Delta f(k) \times \pi T] \} \times \sin [\phi(k) + n_q(k)] \quad (16)$$

其中， A 表示信号振幅， $D(k)$ 为调制数据， $\Delta f(k)$ 为多普勒频偏估计残差， T 为预检测积分时间。 $\phi(k) = \Delta f(k) \times 2\pi t_k + \varphi_0$ 为混频后的相位， φ_0 为输入信号的初始相位； $n_f(k)$ 和 $n_q(k)$ 分别为 I 路和 Q 路的输入噪声。令 $V(k) = I(k) + jQ(k)$ ，CDPAFC 的控制量可以通过式(17)和式(18)得到

$$\begin{aligned} f(k) &= \text{Cross}(k) / \text{Dot}(k) \\ &= [V(k) \times V(k-1)] / [V(k) \cdot V(k-1)] \\ &= [I(k-1)Q(k) - I(k)Q(k-1)] \\ &\quad / [I(k-1)I(k) + Q(k)Q(k-1)] \\ &= \tan[\Delta\phi(k)] + n(t) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \Delta\phi(k) &= \phi(k) - \phi(k-1) = \Delta f \times 2\pi(t_k - t_{k-1}) \\ &= 2\pi\Delta f T = \Delta\omega T \end{aligned} \quad (18)$$

$n(t)$ 表示噪声，当 $|\Delta f \cdot \pi T| \ll \pi/2$ 时， $\tan[\Delta\phi(k)] \approx \Delta\phi(k) = \Delta\omega T$ ，即积分鉴频器的输出与相位的变化量成正比，输出量用于控制载波 NCO 进行载波频率跟踪。

3.2.2 LUT-FPLL 载波跟踪环 LUT-FPLL 跟踪过程可归纳为：(1) 数字中频信号进入 LUT-FPLL 载波跟踪环路，在初始跟踪时，通过 CDPAFC 得到频率跟踪误差，并不断调整 NCO，此时，由于频率误差比较大，超出 Costas 环的鉴相范围，Costas 环的输出不准确，但由于锁频环和锁相环相互独立，所以 Costas 环的输出对跟踪没有影响；(2) 当频偏跟踪误差减小到一定的范围内时，Costas 环正常工作，纠正相偏，进一步提高跟踪性能。在静态或者低动态条件下，CDPAFC 将频率误差减小到一定范围后，基本不再更新 NCO，此时主要是 Costas 环工作，纠正残余的相偏；(3) 在动态环境下，由于载波多普勒频移变化较快，CDPAFC 不断更新 NCO 来纠正频率，使得频率在一定的误差范围内，在此基础上，Costas 环不断纠正相位误差，辅助信号进行相位旋转，使得跟踪达到一定的精度。

仿真过程中发现，当 CDPAFC 输出频差 f_e 在某一个固定数据附近作小范围波动时，只要选择一个适当的环路滤波器带宽，整个环路就会很快收敛，且最终的相位稳态误差会非常小。若带宽选择太大环路内引入的噪声过多，最终的相位稳态误差会变得很大；若带宽选择太小，则整个环路无法跟踪机动载体动态应力引起的载波频率和相位的变化。对于任意一个频差 f_e ，存在一个最佳的控制带宽 B_n ，环路的最大带宽由热噪声引起的跟踪误差的均方差决定，环路的最小带宽由载体的动态性决定。因此可以通过 CDPAFC 输出的频差 f_e 直接调节反馈控制量——环路滤波器带宽值 B_n ，输入频差增大，则其输出带宽增大；反之，当输入频差减小，则输出带宽相应减小。据捕获精度设置频差 f_e 取值范围为：(-20 Hz, +20 Hz)，考虑到噪声和动态性两方面的要求，并结合 1000 次 Monte Carlo 仿真实验，我们得出一个经验值查找表作为确切响应值 B_n 与 f_e 对应，其对应关系如表 1 所示。

表 1 经验值查找表

abs(f_e) (Hz)	0~1.0	1.0~2.0	2.0~3.0	3.0~4.0	4.0~5.0	5.0~6.0	6.0~7.0	7.0~8.0	8.0~9.0	>9.0
B_n (Hz)	4.5	5.4	6.1	6.7	7.2	8.0	8.6	9.3	10.5	12.0

4 仿真实验和性能分析

我们首先对 PMF-TLFFT 快速同步捕获算法与 PMF-FFT 捕获算法的计算复杂度作比较。从第 2 节的分析中可知, 在信号采样率和部分匹配滤波完全一致的情况下, 要获得按 PMF-TLFFT 算法(先做 P 点 FFT, 再做 W 点 FFT)进行同步捕获时的频率分辨率, PMF-FFT 算法需要做 $N = P \times W$ 点的 FFT。而一次 N 点的 FFT 运算需做 $1/2 \times N \times \log_2 N$ 次复数乘法运算, $N \times \log_2 N$ 次复数加法运算, 共 $3/2 \times N \times \log_2 N$ 次复数乘加运算。因此要获得相同的频率分辨率, PMF-FFT 算法需做 $3/2 \times P \times W \times (\log_2 P + \log_2 W)$ 次复数乘加运算; 而 PMF-TLFFT 算法只需做 $3/2 \times (P \times \log_2 P + W \times \log_2 W)$ 次复数乘加运算, 因此计算复杂度大大减少。例如按 $P=256$, $W=128$ 计算, $[3/2 \times P \times W \times (\log_2 P + \log_2 W)] / [3/2 \times (P \times \log_2 P + W \times \log_2 W)] = 166.9$, 这样运算效率提高了 160 多倍。

图 5 中给出了 AWGN 信道下, 两种同步捕获算法捕获概率与输入信号信噪比之间的关系。具体仿真参数设置如下, 通过卫星转发到无人机终端的接收信号信息速率为 400 bit/s, 伪码的速率为 13.1072 Mbit/s, 发射端采用 BPSK 调制, 多普勒频移未知, 变化范围 ± 12.8 kHz, 接收机处于动态环境中。横轴为 SNR 值, 纵轴为捕获概率 P_d , 不同 SNR 值处仿真次数为 1000 次。由图可知, 两种捕获算法, 捕获概率 P_d 都随着 SNR 的提高而增大; FFT 点数对捕获概率有一定的影响, 在输入信噪比相同的情况下, 捕获概率随着 FFT 点数的增多而增大, 但并非无限制地增大, 当频率分辨率得到保证也就是 FFT 点数足够大时, 再增多 FFT 点数捕获概率的提高不明显; 若 FFT 点数太少, 捕获时对载波多普勒频偏的抵消不够充分, 残余频偏引起相关峰的衰落较大, 此时输入信噪比即使再高, 捕获成功率也难得得到保障; 当 $N=P \times W$ 时, 若输入信噪比相同, 两种捕获算法成功捕获概率相差不大, 但 PMF-TLFFT 计算复杂度大大减少, 因此 PMF-TLFFT 算法性能得到了很好的改善。综合权衡计算复杂度、捕获概率和输入信噪比三者之间的关系, 按本文所提出的 PMF-TLFFT 快速捕获算法, 取 $P=256$, $W=128$, 当输入信号的信噪比高于 -36 dB 时, 捕获概率大于 90%; 当 SNR 达到 -34 dB 时, 捕获概率大于 98%, 此时完全可以满足无人机在动态环境下进行码同步捕获的要求。

下面进行载波跟踪仿真实验, 仿真参数设置如下: 卫星转发给无人机的数据通过 X 波段(10.8 GHz)传输, 载波初始频偏经 PMF-TLFFT 同步捕获后残

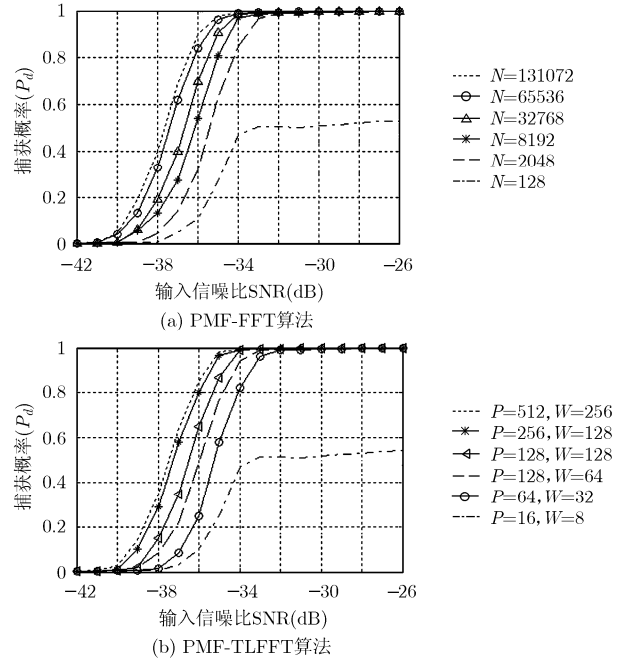


图 5 在不同 FFT 点数下两种捕获算法捕获性能比较

余频偏为 18 Hz, 输入信号的信噪比为 -35 dB, 积分时间为一个信息码元周期 ($T=0.0025$ s), 中频滤波器的带宽为 14 MHz, 机动载体相对于卫星转发器的初始速度为 50 m/s, 径向加速度为 5 m/s² (等效多普勒频移变化速度为 180 Hz/s), 加加速度 a 为 -1 m/s³ (等效多普勒频移变化加速度为 -36 Hz/s²)。由图 6 很容易看出, 采用本文所提出的 LUT-FPLL 载波跟踪算法, 环路收敛速度很快, 在不到 30 个码元周期内就完全收敛, 其频率误差经过短暂的振荡之后基本保持在 3.5 Hz 以内, 相位误差在稳定后最大也不超过 0.3 rad。在 LUT-FPLL 载波跟踪环路中, FLL 和 PLL 可同时独立工作, 锁频环路滤波器带宽可以自适应调整, 使得接收机可在任意时刻保证高精度载波跟踪的同时进行稳定的信息解扩。

5 结束语

为确保无人飞机在动态环境下进行稳定可靠的数据传输, 本文提出了一种基于部分匹配滤波器和两级 FFT 的快速同步捕获算法 (PMF-TLFFT), 该算法能在搜索出同步点位置的同时, 有效估计载波频偏, 完成频偏纠正, 且计算复杂度较 PMF-FFT 算法明显下降。考虑到无人机在动态环境中, 由于机动载体相对于卫星转发器具有较大的运动加速度, 载波多普勒频移变化剧烈, 传统的 FPLL 载波跟踪环路存在需要进行锁频锁相机制切换而无法进行准确跟踪的不足, 本文提出一种基于经验值查找表的 FPLL 载波跟踪环路 (LUT-FPLL), 环路内的 FLL 和 PLL 可同时独立工作, 通过经验值查找表,

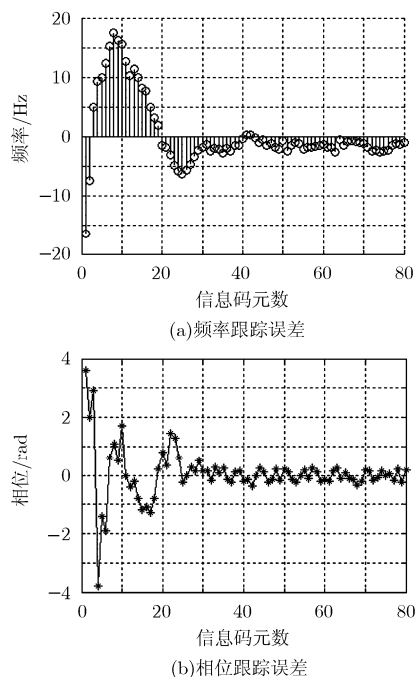


图6 LUT-FPLL 载波跟踪性能

能自适应地优化环路滤波器的参数,增加了系统的动态应力且提高了载波跟踪精度,在任意时刻都能保证较高精度的载波跟踪性能。仿真实验和分析表明,本文所提同步方案,完全能保证无人机在动态环境下进行稳定可靠的数据传输。

参考文献

[1] Leitgeb E, Zettl K, and Sheikh M S, *et al.* Investigation in free space optical communication links between Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) [C]. International Conference on Transparent Optical Networks, Rome, Italy, 2007: 152-155.

[2] 金石, 张晓林, 周琪. 无人机通信信道的统计模型[J]. 航空学报, 2005, 25(1): 62-65.
Jin Shi, Zhang Xiao-lin, and Zhou Qi. A statistical model for the UAV communication channel[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2005, 25(1): 62-65.

[3] Fazel K and Kaiser S. Multi-carrier and Spread Spectrum Systems[M]. England: Wiley, 2003: 10-55.

[4] Sascha M, Scott S I, and McLaughlin S. An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems[J]. *Wireless Personal Communications*, 2000, 13(1): 27-55.

[5] Saarnisaari H and Karami E. Frequency domain block filtering GNSS receivers[C]. Position Location and Navigation Symposium, Monterey, CA, USA. 2008: 159-166.

[6] Vilnrotter V A, Hinedi S, and Kumar R. Frequency estimation techniques for high dynamic trajectories [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1989, 25(4): 559-577.

[7] Mao Wei-lung, Tsao Hen-wai, and Chang Fan-ren. A new fuzzy bandwidth carrier recovery system in GPS for robust phase tracking[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2004, 11(4): 431-434.

熊海良: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为无人机通信、无线通信、导航与定位。

肖竹: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为超宽带无线通信技术。

杨宏: 男, 1963年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为飞船设计。

田红心: 男, 1968年生, 副教授, 研究方向为卫星通信。

易克初: 男, 1943年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为宽带无线通信。