

卫星通信中多普勒频移的快速捕获

黄 振¹, 陆建华¹, 杨士中²

(1. 清华大学电子工程系, 北京 100084; 2. 重庆大学通信工程学院, 重庆 400044)

摘 要: 本文提出了一种适用于低轨卫星扩频通信系统的多普勒频移快捕方法. 该方法基于数字匹配滤波器及自动频率控制环路, 利用数字匹配滤波器的 PN 码快捕特性及其输出主相关峰值对频偏的敏感性, 缩短多普勒频移的捕获时间. 论文首先推导了多普勒频移的平均捕获时间表达式, 然后根据数值分析结果得到了准最佳捕获判决策略, 最后通过比较验证了该快捕方法相对于传统串行捕获方法在性能上的提高.

关键词: 卫星通信; 数字匹配滤波器; 自动频率控制环路; 多普勒频移捕获

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 07-1052-05

Rapid Acquisition of Doppler Shift in Satellite Communications

HUANG Zhen¹, LU Jian-hua¹, YANG Shi-zhong²

(1. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. School of Communications Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: In this paper, a rapid acquisition scheme of Doppler shift is proposed for a LEO satellite spread-spectrum communications system. Based on the use of digital matched filter (DMF) and automatic frequency control (AFC) loop, two characteristics of the DMF are exploited to reduce the mean acquisition time (MAT) of Doppler shift, namely, the rapid acquisition property of PN code and a high sensitivity of maximum correlation value to frequency offset. An expression of the MAT is derived, and a suboptimal decision of acquisition is given out from numerical results. Finally, the performance of the proposed acquisition scheme is compared with the traditional serial scheme, showing a significant improvement achieved.

Key words: satellite communications; digital matched filter; automatic frequency control loop; Doppler shift acquisition

1 引言

对于低轨道 (LEO) 卫星通信系统, 衰落及干扰等因素对通信质量的影响可以通过扩频体制的采用得到一定程度的改善. 近年来, 随着 LSI 技术的快速进步, 利用数字匹配滤波器 (DMF) 对直接序列扩频信号进行相关解扩已经在 CDMA 移动通信系统、卫星扩频通信系统、航天测控等诸多领域里获得广泛应用. DMF 具有捕获速度快、设计方便以及可编程能力强的特点, 但其输出信噪比受频偏影响比较严重. 由于低轨卫星相对于地面终端的移动速度很快, 存在着较大的多普勒频移, 因此对卫星通信系统, 特别是微小卫星通信系统, 在不使得硬件复杂化的前提下, 提高多普勒频移的捕获时间指标具有重要的实际意义.

采用开环结构补偿接收载波和本地载波的频差, 因为其实时性好, 省去了 NCO, 已越来越受到人们的重视. 由于开环结构是直接对接收数据进行处理, 要求具备较高的频偏估计精度, 否则残余频偏将对接收性能造成严重影响. 然而即使是基于极大似然意义下的准最佳估计器^[1~3], 要得到较高的估计精度, 都必须付出相当的硬件代价, 特别是在低信噪比或存

在干扰的情况下要达到高性能指标尤其困难. 如果采用自动频率控制 (AFC) 环路来进行频偏补偿, 则可用比较简单的、估计精度并非很高的频偏估计器, 并依靠环路的牵引作用, 使 NCO 输出的本地载波频率不断向输入载波频率靠近, 并跟踪输入载波频率的变化. 在通信条件相对恶劣的情况下, 采用 AFC 环路进行频偏补偿相对于开环结构具有更大的优势.

利用 AFC 环路可以在一定频率范围内捕获和跟踪多普勒频移, 它便于数字化实现, 并且当存在链路干扰 (多路径效应、电离层闪烁等) 时相对于 PLL 具有较好的稳定性^[4]. 但是, 一旦多普勒频移超过 AFC 环路的频率捕获范围, 就无法对频偏进行正确的补偿. 一般的解决方法是采用并行和串行两种捕获技术. 其中串行捕获就是将多普勒频移的变化范围划分为若干较小区间, 对这些频率区间逐一搜索, 直至 AFC 环路锁定后, 系统再转入跟踪状态. 而并行捕获是利用多个 AFC 环路同时对所有频率区间进行搜索. 相比较而言, 串行方式的硬件代价小, 但捕获时间长; 并行方式捕获时间短, 但硬件代价大. 然而对于微小卫星通信系统, 快速建立起星-地通信链路以及严格的有效载荷体积、重量和功耗要求都是系统设计时必须考虑的重要因素. 鉴于此, 本文提出一种简单有效的多

普勒频移快速捕获方法,即利用 DMF 的 PN 码快捕特性及其输出相关峰值对频偏的敏感性,联合 AFC 环路实现对初始频偏的快速捕获。

2 系统结构及其频偏敏感性

本文的分析对象是常见的用于 PN 码捕获的中频数字化结构(图 1)。它由数字下变频、DMF、多普勒频移捕获判定、解调、AFC 环路、符号时钟恢复与保护等几部分组成。其中 AFC 环路的工作流程是从接收数据流中提取频偏估计值,经环路滤波后去控制本地 NCO 的频率,使其跟踪输入中频信号的频率变化,从而使下变频的输出始终为零中频数字基带信号。在本系统中采用数据符号与 PN 码同步的扩频方式,即 PN 码与数据符号的转换点对齐,且每个数据符号宽度等于一个 PN 码周期。这种方式将减小数据调制对接收端相关解扩性能的影响,而且解扩电路每相隔一个数据符号就会输出一个、且仅此一个 PN 码的主相关峰值。

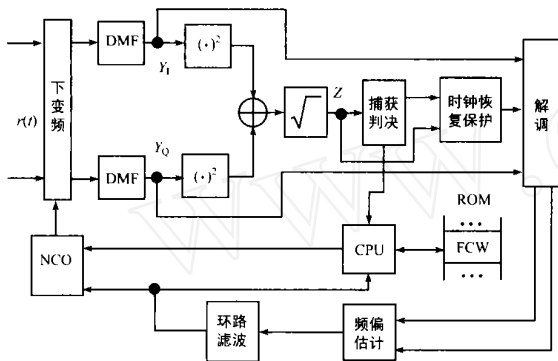


图 1 多普勒频移的快速捕获电路

由于在低轨卫星通信中发射、接收端振荡源频率漂移与多普勒频移相比较要小得多,因此在下面的分析中近似认为载波频偏是由多普勒频移引起的。如图 1 所示,设接收端输入信号为:

$$r(t) = \sqrt{2}sc(t - \tau) \cos[(\omega_c + \omega_d)t + \theta] + n(t) \quad (1)$$

式中 s 、 c 、 τ 分别是载波的功率、频率和初相; ω_d 是由多普勒频移引起的载波频偏; θ 是载波瞬时相位(如对 BPSK, $\theta = 0$); $c(t)$ 是 PN 码序列; $n(t)$ 是单边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声。接收信号经下变频后变为基带信号,于是 DMF 的正交、同相输出等于:

$$\left. \begin{aligned} y_I &= \sqrt{sT_c} \sum_{k=1}^M c_{K+k+i} c_{K+k} \cos(kT_c + \theta) \\ &\quad + \sum_{k=1}^M n_I(k+i) c_{K+k} \\ y_Q &= \sqrt{sT_c} \sum_{k=1}^M c_{K+k+i} c_{K+k} \sin(kT_c + \theta) \\ &\quad + \sum_{k=1}^M n_Q(k+i) c_{K+k} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中 M 表示 DMF 的延迟抽头数; K 是 $t=0$ 时刻接收 PN 码的相位偏移; $n_I(k)$ 和 $n_Q(k)$ 是相互独立的基带高斯噪声,且

$$\begin{aligned} E[n_I(k)] &= E[n_Q(k)] = 0, E[n_I^2(k)] = E[n_Q^2(k)] = T_c N_0 / 2, \\ E[n_I(k) n_I(j)] &= E[n_Q(k) n_Q(j)] = 0 \quad (j \neq k); T_c \text{ 为 PN 码码元时间宽度。} \end{aligned}$$

将接收 PN 码与本地 PN 码对齐的假定标示为 H_1 ;反之,标示为 H_0 。则对于 H_1 假定,式(2)变为:

$$\left. \begin{aligned} y_I &= \sqrt{sT_c} \sum_{k=1}^M \cos(kT_c + \theta) + \sum_{k=1}^M n_I(k) c_{K+k} \\ &= E[y_I] + N_I \\ y_Q &= \sqrt{sT_c} \sum_{k=1}^M \sin(kT_c + \theta) + \sum_{k=1}^M n_Q(k) c_{K+k} \\ &= E[y_Q] + N_Q \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中 N_I 和 N_Q 为相互独立的 0 均值高斯白噪声,其方差为^[5]:

$$\sigma_n^2 = N_0 M T_c / 2 \quad (4)$$

为消除未知载波相位对接收性能的影响,如图 1 所示,将正交、同相两路 DMF 输出的平方和开方,得到用于捕获判决电路采样所需的检测变量:

$$Z = \sqrt{y_I^2 + y_Q^2} \quad (5)$$

N^2 中的非噪声项为:

$$\begin{aligned} E[y_I]^2 + E[y_Q]^2 &= s^2 T_c^2 \left[\sum_{k=1}^M \sin^2(kT_c) \right]^2 \\ &\quad + s^2 T_c^2 \left[\sum_{k=1}^M \cos^2(kT_c) \right]^2 \\ &= s^2 T_c^2 \left[\frac{\sin^2(f M T_c)}{\sin^2(f T_c)} \right]^2 \end{aligned} \quad (6)$$

对于 $M \gg 1$ 、 $f T_c \ll 1$,得到多普勒频移带来的信噪比恶化:

$$SNR_{loss} = 20 \log_{10} [\sin c(f M T_c)] \quad (7)$$

式(7)表明:基于 DMF 的 PN 码捕获系统具有明显的频偏敏感性,其信噪比恶化程度确定于频偏与数据波特率(当 M 等于 PN 码码长时)的相对比值。

3 多普勒频移平均捕获时间

由第 2 节的分析可知,当存在一定的频偏时,接收端的主相关峰值会因此而减小。充分利用 DMF 解扩电路的这一特点,可以快速获取多普勒频移信息,以达到缩短捕获时间的目的。基于这种思路的多普勒频移快速捕获算法分为两个步骤:粗略估计和捕获验证。首先把接收机的频域搜索范围划分为若干相等的频率区间,各区间的中心频率点设为 f_n 。粗略估计就是对各频率点 f_n 上的最大相关值进行采集、比较,选择其中最大值。若一共采集 C 次,其中有 D 次最大值出现在同一频率点,则将 NCO 固定在此频率点上。系统随即进入捕获验证状态,NCO 输出固定的本地载波频率,AFC 环路对残留频偏进行捕获,若经过时间 T_s 后环路锁定(残留频偏小于某个规定值),则系统转入频率跟踪状态(即捕获成功),否则将从新回到粗略估计状态。值得注意的是,频率区间宽度 B_s 不能选择过大,以保证系统搜索至正确频率区间时(包含接收信号载波频率),可能出现的最大频偏 $B_s/2$ 不会对 DMF 的输出信噪比造成较大衰减,从而能够利用 DMF 快速获取数据符号时钟,保证 AFC 环路能够正常工作。否则,系统将无法捕获成

功.除此以外,另外一个限制 B_s 取值的参数就是 AFC 环路的频率捕获范围.

忽略 NCO 频率转换所需时间,并设定 NCO 在每个频率点上的驻留时间为一个 PN 码周期,以保证能够采集到 DMF 输出的最大相关值.显然上面描述的多普勒频移的捕

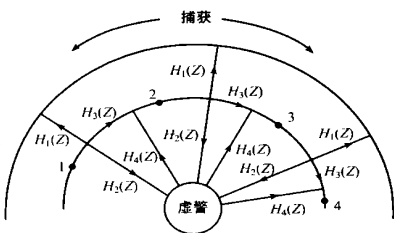


图2 多普勒频偏捕获状态转移图

获过程具有马尔可夫性,其状态转移图如图2所示.图中,状态 $n(1 \leq n < G)$ 对应于系统的粗略估计态,余下两种分别是捕获态(图中外环表示)和虚警态,其中捕获态是唯一的吸收态.若系统转入虚警态,则经过时间 T_s 后又重新回归粗略估计态.系统在初始时刻处于状态 1,经过最大相关值的采集和判决后有三种状态转移途径:其一是经验证后转入捕获态;其二是转入状态 2,即系统没有满足判决条件而仍然处于粗略估计状态;其三是转入虚警态,经验证后又回到粗略估计状态(状态 2).如此不断循环直至系统进入捕获态.按照由参数 (C, D) 确定的多普勒频移粗略估计的判决策略,状态转移图中的各支路增益表达式为:

$$\left. \begin{aligned} H_1(Z) &= P_{Df} Z^{-CGT_b + T_s} \\ H_2(Z) &= P_{FAf} Z^{-CGT_b} \\ H_3(Z) &= P_{Mf} Z^{-CGT_b} \\ H_4(Z) &= Z^{T_s} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中 P_{Df} 、 P_{FAf} 和 P_{Mf} 分别表示多普勒频移捕获的检测概率、虚警概率和漏检概率; T_b 是单个数据符号宽度; G 是划分的频率区间数; T_s 表示系统在虚警态的滞留时间.

于是得到计算多普勒频移平均捕获时间的生成函数表达式为:

$$H(Z) = \prod_{i=0}^{C-1} [H_2(Z)H_4(Z) + H_3(Z)]^i H_1(Z) = \frac{H_1(Z)}{1 - H_3(Z) - H_2(Z)H_4(Z)} \quad (9)$$

注意到 $P_{Df} + P_{FAf} + P_{Mf} = 1$, 因此有 $H(1) = 1$. 于是,由式(8)、(9)推出多普勒频移的平均捕获时间为:

$$E[T_f] = \frac{\partial}{\partial Z} \ln(H(Z)) \Big|_{Z=1} = H'(Z) \Big|_{Z=1} = \frac{1}{P_{Df}} [CGT_b + P_{FAf}T_s] + T_s \quad (10)$$

4 多普勒频移捕获的检测、虚警概率

设 DMF 的延迟线抽头数等于 PN 码码长,且 $f = 0$. 对应 H_1 假设,检测变量的概率密度函数为 Rician 分布^[6]:

$$f_{H_1}(x) = \frac{x}{2} \exp\left[-\frac{x^2 + m^2}{2}\right] I_0\left(\frac{xm}{2}\right), \quad x \geq 0 \quad (11)$$

式中 $m = \sqrt{s} T_c M$ 为系统满足 H_1 假设时 DMF 的输出信号均值; n 由式(4)给出.对应 H_0 假设,只要 PN 码足够长,则 DMF

输出信号均值为 0,因此检测变量的概率密度函数为 Rayleigh 分布^[6]:

$$f_{H_0}(x) = \frac{x}{2} \exp\left[-\frac{x^2}{2}\right], \quad x \geq 0 \quad (12)$$

若系统存在频偏 f ,对应 H_1 假设,检测变量的概率密度函数满足式(14)^[7],其中均值 m_n 由式(6)开方得到.

设初始接收载波中频频率为 f_{i0} ,将 NCO 输出的载波频率 $f_n (n = 1 \sim G)$ 与 f_{i0} 的频差记为:

$$f(n) = |f_{i0} - f_n| \quad (13)$$

则在各频率点上,满足 H_1 假定时的检测变量的概率密度函数为:

$$f_{f(n)}(x) = \frac{x}{2} \exp\left[-\frac{x^2 + m_n^2}{2}\right] I_0\left(\frac{xm_n}{2}\right), \quad n = 1 \sim G \quad (14)$$

式中 $m_n = \sqrt{s T_c M} |\sin c[f(n) M T_c]| (M \gg 1, f T_c \ll 1)$. 显然当 m_n 很小时,上式仍近似为 Rayleigh 分布.

在系统具有高处理增益条件下,为了后面分析的方便,做出以下两点假设:(1)若频偏远小于 $1/MT_c$,则满足 H_1 假设时出现最大相关值;(2)当频偏较大时(带来信噪比衰减基本抵消掉扩频增益),最大相关值的概率密度函数满足 Rayleigh 分布.

不妨设 $n = k (k = 1 \sim G)$ 时满足:

$$f(k) = |f_{i0} - f_n| \frac{B_s}{2} \Big|_{n=k} \quad (15)$$

即将初始时刻多普勒频移出现在某一频率区间的中心频率用下标 k 表示出来,则该频率点 f_k 的最大相关值大于其他频率点的最大相关值的概率为:

$$p(k) = \int_0^G \left\{ \int_0^y f_{f(k)}(y) \prod_{n=1, n \neq k}^G \left[\int_0^y f(x) dx \right] \right\} dy \quad (16)$$

式中概率密度函数 $f(x)$ 的表达式参照前面做出的两点假设来确定.采集 C 次,其中有 D 次或 D 次以上频率点 f_k 处的最大相关值为最大值的概率为:

$$P_D(k) = \sum_{m=D}^C \binom{C}{m} (P(k))^m (1 - P(k))^{C-m} \quad (17)$$

由于 k 可取 $1 \sim G$ 中的任意值,且设 f_{i0} 出现在相应区间的概率为 P_k ,因此多普勒频移捕获的检测概率为:

$$P_{Df} = \sum_{k=1}^G P_k P_D(k) = \sum_{k=1}^G P_k \sum_{m=D}^C \binom{C}{m} (P(k))^m (1 - P(k))^{C-m} \quad (18)$$

类似地,多普勒频移捕获的虚警概率为:

$$P_{FAf} = \sum_{k=1}^G \left(\sum_{n=1, n \neq k}^G P_F(n) \right) \quad (19)$$

式中 $P_F(n)$ 是采集 C 次,其中有 D 次或 D 次以上最大值出现在频率点 $f_n (n = 1 \sim G, n \neq k)$ 处的概率:

$$P_F(n) = \sum_{m=D}^C \binom{C}{m} (P(n))^m (1 - P(n))^{C-m} \quad (20)$$

式中:

$$P(n) = \int_0^G \left[\int_0^y f(y) \prod_{n=1, n \neq k}^G f(x) dx \right] dy \quad (n = 1 \sim G, n \neq k)$$

作为特例,当 $C = D = 1$ 时,由式(18)、(19)确定的多普勒频移捕获的检测、虚警概率表达式可以化简为:

$$P_{Df} = \prod_{k=1}^G P_k P(k) \quad (21)$$

$$P_{FAf} = \prod_{k=1}^G P_k (1 - P(k)) \quad (22)$$

由前面的分析可以看出,在一定的条件下,影响多普勒频移平均捕获时间的参数是频率间隔 B_s 和 (C, D) 。

5 数值分析与讨论

5.1 多普勒频移捕获检测概率

若最大多普勒频移为 f_{dmax} ,则频率搜索范围为 $[f_i - f_{dmax}, f_i + f_{dmax}]$, f_i 为多普勒频移为零时接收中频载波频率。由于 AFC 环路的频偏捕获范围 $(\pm 0.2 \sim 0.5 / T_b^{[4]})$ 是有限的,因此如前所述将多普勒频移的搜索范围划分为等间隔的若干频率区间(图 3)。

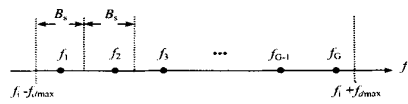


图 3 频率区间划分

在用 Mathcad 做数值计算之前,先将系统的若干参数定义为: $E_c = N_0 = -10\text{dB}$, $M = 1023$, $R_b = 1/T_b = 10\text{kHz}$, $2f_{dmax} = 28\text{kHz}$, $G = \text{ceil}[2f_{dmax}/B_s]$ 。其中 $E_c = sT_c$ 是单个码片的平均信号能量; R_b 为数据波特率(PN 码的码速率可以由此得到 $R_c = MR_b$); $\text{ceil}(\cdot)$ 运算为:

$$\begin{cases} \text{ceil}(x) = N + 1 & x > N \\ \text{ceil}(x) = N & x = N \end{cases}, \quad N \text{ 为正整数.}$$

为保证捕获验证的可靠性,频率区间的宽度 B_s 应小于 AFC 环路的频偏捕获范围。如果取 $B_s = 0.2R_b$,则频率区间数为 $G = 14$ 。由式(7)可以算出,当频偏为 $0.1R_b = 0.1/\text{MHz}$ 时,DMF 输出信噪比仅降低 0.14dB 。假设多普勒频移在各区间出现的概率相等,即

$$P_k = 1/G \quad (k = 1 \sim G) \quad (23)$$

于是得到概率 $P(k)$ 和 P_{Df} 随频差变化的数值计算结果(图 4、5)。

图 4 显示,当 $k = 7$ 时,随着频差 $|f|$ 的增加,概率值 $P(k)|_{k=7}$ 会逐渐降低。另外,由于 $k = [2, 13]$ 时所对应的各概率曲线几乎完全重合,因此未全部放进图 4 中。此结果说明:当接收载波频率逐渐远离其所在频率区间的中心频率点时,同时也会逐渐靠近相邻中心频率点,从而使得采集的所有最大相关值中的最大值出现在该频率点的概率不断减小,而出现在相邻中心频率点上的概率不断增加。对于最低和最高中心频率点两种特殊情况,数值计算结果又有所不同。例如 $k = 1$,当 $f < 0$ 时,随着频差绝对值的增大(在一定范围内),概率 $P(k)|_{k=1}$ 反而会逐渐升高。这是因为接收载波频率虽然不断远离最低中心频率点,同时也逐渐远离其它各中心频率点,且频差更大。以上分析同样适用于概率曲线 $P(k)|_{k=14}$ 随频差的变化规律。

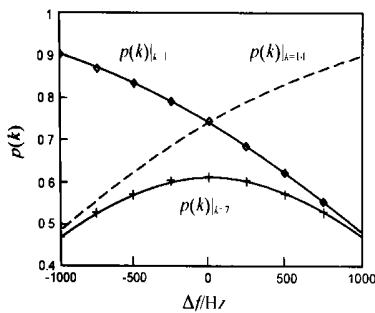


图 4 频率点 f_k 上出现最大主相关峰值的概率

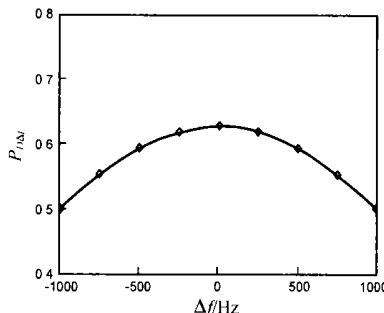


图 5 多普勒频移捕获的检测概率 ($C = D = 1$)

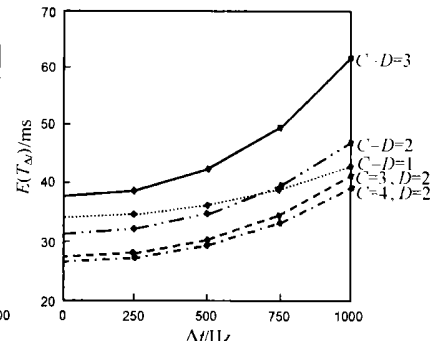


图 6 多普勒频移平均捕获时间

图 5 列出了在不同 f 下,多普勒频移捕获的检测概率 $P_{Df}(C = D = 1)$ 。 P_{Df} 随 f 的变化规律确定于 $P(k)$,因此具有与之类似的结果,即随着频差的增大,检测概率将减小。实际上当增大频率间隔 B_s 时, P_{Df} 的变化会更加明显(本文未列出)。这说明利用 DMF 的 PN 码快捕特性实现系统对多普勒频移的快速捕获是可行的。

5.2 准最佳捕获判决策略

由式(10)可知,多普勒频移的平均捕获时间与 T_s 的取值有关,而 T_s 又是由 AFC 环路性能所确定的。如前所述,多普勒频移的平均捕获时间还与频率间隔 B_s 的取值有关,但 B_s 的变化又要求对 T_s 作不同的设置,并影响多普勒频偏捕获的检测、虚警概率。因此本文将不考虑联合 B_s 和 T_s 寻找以缩短多普勒频移平均捕获时间为标准的最佳判决策略,而研究在一

定频率间隔的条件下,基于 (C, D) 选值的准最佳判决策略。

文献[8]研究了不同环路带宽下 AFC 环路的初始频偏捕获时间,参照其研究结果,并考虑到 T_s 的取值必须大于 AFC 环路的捕获时间,在后面的计算中取 $T_s = 200T_b = 200\text{ms}$ 。在系统其它参数不变的情况下,分别得到 (C, D) 取不同值时,平均捕获时间随 f 的变化曲线(图 6)。

图 6 中的数值计算结果表明, (C, D) 取不同值对平均捕获时间有影响。相比较而言, (C, D) 等于 $(4, 2)$ 时,系统的捕获速度最快。

5.3 与串行捕获方式的比较

首先看采用准最佳判决策略的多普勒频移平均捕获时间。设 $C = 4, D = 2, B_s = 2\text{kHz}$,由图 6 可知,当多普勒频移为 1kHz 时, $E(T_f)$ 近似为 40ms 。

串行捕获多普勒频移,就是对多个频率区间逐一进行搜索,即通过在一定时间间隔内对 NCO 的累加器置入不同的频率控制字(FCW)来改变 NCO 的载波频率(图 1),一旦 AFC 环路锁定,则停止置入新的 FCW,将 NCO 固定在频率点上,从而实现对多普勒频移的串行捕获.为便于比较,同样设 $B_s = 2\text{kHz}$,在 NCO 每个频率点上驻留的时间仍为 $T_s = 20\text{ms}$,频率区间及其它参数保持不变,则串行搜索方式的多普勒频移平均捕获时间为:

$$\bar{T}_f = \frac{G+1}{2} \times T_s \quad (24)$$

带入参数得到 $\bar{T}_f = 150\text{ms}$.

6 结束语

根据理论分析和数值计算结果,本文提出的多普勒频移快捕算法,其硬件实现代价远小于并行捕获方式,而与串行捕获方式相当,但捕获速度却大大高于后者.该算法利用了似乎与多普勒频移捕获没有直接关系的 PN 码匹配滤波器的诸多特性,如输出信噪比受频偏影响大、抗干扰能力强、对 PN 码的捕获速度快等,在短时间内获取到多普勒频移信息,从而在基本不增加系统硬件代价的情况下,解决了卫星通信中强干扰环境下的大多普勒频移的快速捕获问题.该方法的提出为该领域的研究提供了一个新思路.

参考文献:

- [1] Marco Luise ,et al. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions[J]. IEEE Trans Commun ,1995 ,43 (2/ 3/ 4) : 1169 - 1177.
- [2] B C Lovell ,et al. The statistical performance of some instantaneous frequency estimator[J]. IEEE Trans ASSP ,1992 ,40(7) :1708 - 1723.
- [3] Umberto Mengali ,et al. Data-aided frequency estimation for burst digi-

tal transmission[J]. IEEE Trans Commun ,1997 ,45(1) :23 - 25.

- [4] Francis D Natali. AFC tracking algorithms[J]. IEEE Trans Commun , 1984 ,32(8) :935 - 947.
- [5] Eric W Siess ,et al. Acquisition of direct sequence signals with modulation and jamming[J]. IEEE Journal on selected areas in Commun , 1986 ,SAC - 4(2) :254 - 272.
- [6] Andreas Polydoros ,et al. A unified approach to serial search spread-spectrum code Acquisition-part : a matched - filter receiver [J]. IEEE Trans Commun ,1984 ,32(5) :550 - 560.
- [7] 黄振.扩频系统的数字化及其在低轨卫星通信中的应用[D].重庆:重庆大学通信工程学院,2001.
- [8] P N Steven. An investigation of carrier recovery techniques for PSK modulated signals in CDMA and multipath mobile environments [D]. Virginia :Virginia polytechnic institute and state university ,1997.

作者简介:



黄 振 男,1969 年 8 月生于重庆,博士后,发表论文 10 余篇,研究方向为:无线通信系统、卫星通信、电子对抗等.



陆建华 男,1963 年 7 月生于江苏,博士,教授,发表论文 60 余篇,研究方向为:无线通信系统,无线多媒体通信、图像通信以及无线网络等.