

文章编号: 1001-2486(2003)01-0068-04

## 基于软件无线电的 DS/SS 载频跟踪方法\*

宫二玲, 王跃科, 杨俊, 董飞鹏

(国防科技大学机电工程与自动化学院, 湖南长沙 410073)

**摘要:** 扩频序列的精确同步是接收机正确解扩的关键问题。提出一种基于软件无线电技术, 对 DS/SS 载频偏移量实现快速跟踪的数值算法, 并讨论了实现步骤及估计性能。该算法具有三个优点: (1) 可消除载频初始相位的影响。(2) 适于极低信噪比条件下的载波跟踪。(3) 算法简便, 易于实现。仿真及实验均验证了此算法的可行性。

**关键词:** 直接序列扩频; 软件无线电; 快速跟踪; 匹配滤波

**中图分类号:** TN911.71      **文献标识码:** A

## A Method of Carrier Frequency Tracking for DS/SS Based on Software Radio

GONG Er-ling, WANG Yue-ke, YANG Jun, DONG Fei-peng

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** The accurate synchronization is a key technique for the receiver to despread correctly. A new algorithm based on software radio is proposed to track the carrier frequency offset fast. Its realization steps and estimation performance are also discussed. This algorithm gains three advantages: (1) The influence of carrier frequency's initial phase is dismissed. (2) It can be used in signals with very low signal-to-noise ratio. (3) It is easy to implement because of its simple structure. The results of the simulation and test show the feasibility of the algorithm.

**Key words:** DS/SS; software radio; fast track; matched filter

直接序列扩频(DS/SS)是目前应用最广的一种扩频技术,它用伪随机码(PN)序列直接调制数据,扩展数据信号的频谱。收发两端要求用完全相同的伪随机码进行扩频和解扩,因此扩频序列的精确同步是任何扩频系统接收机必须解决的首要问题。同步包括捕获和跟踪两个环节。捕获完成以后,随着收发两端采样频率的变化及多普勒频率的影响,本地参考信号(载频、码频)将产生偏移,必须让两者精确跟踪接收信号的变化,实时地进行校正,否则,偏差的累积效应将严重影响码元判决,导致误码率的增高。本文只讨论载频跟踪问题。

载频跟踪的常规方法是应用现有的硬件模块<sup>[1]</sup>,如科斯塔斯锁相环、平方锁相环等。但锁相环存在死锁现象,而且大信号捕捉范围与精度之间也是一对矛盾,不能实现快速捕获。在对通信设备体积及功耗有严格限制的条件下,也不能使用过多的硬件模块。因此,利用软件无线电技术,以 DSP 为核心,通过合适的软件算法,用数字化方法将载频偏差提取出来的方法,得到越来越多的研究。在文献[2]中,作者利用极大似然方法导出了载波恢复、时钟同步和信号判定的联和算法,但其中的载波恢复算法仅适合于恒包络或近似恒包络的信号,同时它要求传输用的脉冲信号是已知的。文献[3、4]给出了关于数字相位调制信号的载波频差的估计方法,这些方法易于实现,但它们无法消除相位区间跳变,也未得到真正的无偏估计量。文献[5、6]均适用于信噪比较强的简单复指数型信号,得到载频偏差的极大似然估计,估计方差接近于 CR 下界。文献[7]利用信号的二阶周期平稳性,通过计算自相关函数的傅氏变换,同时求出载频偏移量和码频偏移量,但计算复杂度高,不适用于实时处理。

\* 收稿日期: 2002-09-21

作者简介: 宫二玲(1971—),女,讲师,博士生。

本文以实际工程应用为背景, 提出一种基于软件无线电技术的扩频信号载频跟踪的数值算法, 能消除载频初始相位的影响, 且算法简便, 适于做载频的快速跟踪。仿真及实验表明, 该算法在极低信噪比 ( $-21\text{dB}$ ) 条件下仍可适用。

## 1 载频跟踪原理

假设接收到的采样信号为:

$$x(n) = A_k \cdot PN(nT_s) \cdot \cos(2\pi f_c nT_s + \phi_0) + a(nT_s) \quad (1)$$

其中  $A_k = \pm 1$  为信息符号,  $PN(nT_s)$  是周期为  $L$  的伪随机序列, 该  $PN$  序列的码速率为  $f_{PN}$ ,  $T_s = 1/f_s$  为收端的采样周期,  $f_c$  为接收信号的载波频率,  $\phi_0$  为信号的初始相位,  $a(nT_s)$  为均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的正态白噪声。

设收发两端的基准中频为  $f_c$ , 采样频率  $f_s = m \cdot f_c$ ,  $m$  为正整数。实际上发射端晶振产生的中频为  $f_c + f_\Delta$ , 且  $f_\Delta \ll f_c$ , 接收端通过中频提取可得到中频值  $f_c = f_c + f_\Delta$ , 作为本地匹配滤波器的参数。在传输过程中, 由于多普勒频率等因素的影响, 中频又会产生未知偏移量  $f_b$ , 且  $f_b \ll f_c$ 。现考虑如何用数值算法获得  $f_b$ 。

为消除初相  $\phi_0$  的影响, 选取本地匹配滤波器为复指数型:

$$h(n) = PN(nT_s) \cdot e^{-j2\pi f_c nT_s} \quad (2)$$

假设收发两端伪码已做到准确同步, 则对第  $k$  个信息符号的采样数据同时做解扩解调 (即匹配滤波), 可得

$$R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n + kN) \cdot h(n) \quad (3)$$

其中  $N = L \cdot \frac{f_s}{f_{PN}}$  为一个信息符号的采样数据长度。

分析可知 (3) 中包含信息分量和噪声分量两部分, 分别为

$$R_1(k) = \sum_{n=0}^{N-1} A_k \cdot PN(nT_s) \cdot \cos\left[2\pi\left(\frac{f_s}{m} + f_\Delta + f_b\right)(n + kN)T_s + \phi_0\right] \cdot [PN(nT_s) \cdot e^{-j2\pi\left(\frac{f_s}{m} + f_\Delta\right)nT_s}] \quad (4)$$

$$R_2(k) = \sum_{n=0}^{N-1} a[(n + kN)T_s] \cdot [PN(nT_s) \cdot e^{-j2\pi\left(\frac{f_s}{m} + f_\Delta\right)nT_s}] \quad (5)$$

其中 (4) 式进一步化简可得到

$$\begin{aligned} R_1(k) &= \frac{A_k}{2} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} PN^2(nT_s) \cdot [e^{j2\pi\left(\frac{f_s}{m} + f_\Delta + f_b\right)(n + kN)T_s} \cdot e^{j\phi_0} + e^{-j2\pi\left(\frac{f_s}{m} + f_\Delta + f_b\right)(n + kN)T_s} \cdot e^{-j\phi_0}] \cdot e^{-j2\pi\left(\frac{f_s}{m} + f_\Delta\right)nT_s} \\ &= \frac{A_k}{2} \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{j2\pi\left(\frac{f_s}{m} + f_\Delta + f_b\right)kNT_s} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi f_b nT_s} + \frac{A_k}{2} \cdot e^{-j\phi_0} \cdot e^{-j2\pi\left(\frac{f_s}{m} + f_\Delta + f_b\right)kNT_s} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi\left(\frac{2f_s}{m} + 2f_\Delta + f_b\right)nT_s} \end{aligned} \quad (6)$$

(6) 式第二项中, 由于  $f_s \gg f_\Delta$ ,  $f_s \gg f_b$ , 可知求和后为 0, 故有:

$$R_1(k) = \frac{A_k}{2} \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{j2\pi\left(\frac{f_s}{m} + f_\Delta + f_b\right)kNT_s} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi f_b nT_s} = \frac{A_k}{2} \cdot e^{j\phi_0} \cdot e^{j2\pi(f_\Delta + f_b)kNT_s} \cdot \frac{1 - e^{j2\pi f_b N T_s}}{1 - e^{j2\pi f_b T_s}} \quad (7)$$

而  $R_2(k)$  是白噪声与本地匹配滤波器的相关值, 为随机变量, 其均值与方差分别为:

$$E[R_2(k)] = 0 \quad (8)$$

$$D[R_2(k)] = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} E[a(n + kN) \cdot h(n) \cdot a(i + kN) \cdot h^*(i)] = \sum_{n=0}^{N-1} \sigma^2 = N\sigma^2 \quad (9)$$

故  $E[R(k)] = R_1(k)$ , 记为  $\overline{R(k)} = R_1(k)$ 。

从而

$$\overline{R(k)}^* \cdot \overline{R(k+1)} = \frac{A_k \cdot A_{k+1}}{4} \left| \frac{1 - e^{j2\pi f_b N T_s}}{1 - e^{j2\pi f_b T_s}} \right|^2 \cdot e^{j2\pi(f_\Delta + f_b)NT_s} \triangleq B \cdot e^{j2\pi(f_\Delta + f_b)NT_s} \quad (10)$$

其中  $B$  为实数。

进一步, 有

$$e^{j2\pi f_b NT_s} = \frac{\overline{R(k)}^* \cdot \overline{R(k+1)}}{B} \cdot e^{-j2\pi f_{\Delta} NT_s} \quad (11)$$

上式中等号右边均为已知量, 比较等式两边的幅角即可求出  $f_b$ 。

## 2 载频跟踪的实现

实际应用中, 匹配滤波得到的相关值是  $R(k)$ 、 $R(k+1)$ , 并非(11)式中的均值  $\overline{R(k)}$ 、 $\overline{R(k+1)}$ , 需以  $R(k)$ 、 $R(k+1)$  代替  $\overline{R(k)}$ 、 $\overline{R(k+1)}$ 。为算法简便起见, 可限制  $e^{j2\pi f_b NT_s}$  的实部大于 0, 即  $f_b \in \left[-\frac{f_s}{4N}, \frac{f_s}{4N}\right]$ , 此时通过反正切函数可将  $f_b$  求出。实际工程应用中,  $f_b$  的偏移是比较缓慢的, 所限制的条件容易满足。

通常的通信过程都分为引导序列与信息序列两部分。引导序列中的符号比较固定, 假设全为“1”, 信息序列中的符号则为随机数“1”、“-1”。考虑噪声的影响, 需要在计算过程中做平滑。下面分别对引导序列和信息序列作讨论。

### 2.1 引导序列中的载频跟踪

在引导序列中, 符号全为“1”, 令

$$r(k) \triangleq R^*(k) \cdot R(k+1) \quad k=0, 1, 2, \dots, m \quad (12)$$

做平滑后, 可得

$$r_s = \left[ \frac{1}{m} \sum_{k=0}^{m-1} r(k) \right] \cdot e^{-j2\pi f_{\Delta} NT_s} \quad (13)$$

根据(11)式, 得到

$$f_b = \arg(r_s) \times \frac{f_s}{2\pi N} \quad (14)$$

其中  $\arg(\cdot)$  表示变量的幅角。令  $f_{\Delta} = f_{\Delta} + f_b$ , 使  $f_{\Delta}$  得以更新, 在下次做载频跟踪及码元判决时作为先验信息。

### 2.2 信息序列中的载频跟踪

在信息序列中, 符号为随机的“1”、“-1”, 做载频跟踪时, 需利用上一次求得的  $f_{\Delta}$  作为先验信息, 方法如下:

同样求得一系列的  $r(k)$ ,  $k=0, 1, 2, \dots, m$ , 为消除噪声影响, 在做平滑时需按如下情况更新  $r(k)$ : 若  $\text{Re}[e^{-j2\pi f_{\Delta} NT_s} \cdot r(k)] < 0$ , 则  $r(k) = -r(k)$ , 否则,  $r(k) = r(k)$ 。

令  $r_s = \left[ \frac{1}{m} \sum_{k=0}^{m-1} r(k) \right] \cdot e^{-j2\pi f_{\Delta} NT_s}$ , 同样可求得  $f_b = \arg(r_s) \times \frac{f_s}{2\pi N}$ 。

令  $f_{\Delta} = f_{\Delta} + f_b$ , 再次更新  $f_{\Delta}$  作为下次载频跟踪及码元判决时的先验信息。

## 3 载频跟踪的性能

分析可知,  $R(k)$ 、 $R(k+1)$  为相互独立的正态分布随机变量, 分别为:

$$R(k) \sim N(R_1(k), N\sigma^2) \quad (15)$$

$$R(k+1) \sim N(R_1(k+1), N\sigma^2) \quad (16)$$

则  $r(k) = R^*(k) \cdot R(k+1)$  近似服从正态分布, 其均值与方差分别为:

$$E[r(k)] = R_1^*(k) \cdot R_1(k+1) = \frac{A_k \cdot A_{k+1}}{4} \cdot \left| \frac{1 - e^{j2\pi f_b NT_s}}{1 - e^{j2\pi f_b T_s}} \right|^2 \cdot e^{j2\pi(f_{\Delta} + f_b) NT_s} \quad (17)$$

$$D[r(k)] = \left[ R_1^*(k) \right]^2 \cdot N\sigma^2 + R_1(k+1)^2 \cdot N\sigma^2 + (N\sigma^2)^2 = \left[ \frac{1}{2} \cdot \left| \frac{1 - e^{j2\pi f_b NT_s}}{1 - e^{j2\pi f_b T_s}} \right|^2 + N\sigma^2 \right] \cdot N\sigma^2 \quad (18)$$

此时  $\frac{1}{m} \sum_{k=0}^{m-1} r(k)$  是  $E[r(k)]$  的充分统计量, 也是无偏估计和极大似然估计, 估计的方差为

$\frac{D[r(k)]}{m}$ 。假设  $f_{\Delta}$  的提取是无误差的, 则(13)式中  $r_s$  是(11)式中  $B \cdot e^{j2\pi f_b N T_s}$  的极大似然估计。又由 MLE 的如下性质<sup>[8]</sup>:

定理 设  $\theta$  是参数  $\theta$  的极大似然估计, 并且函数  $u = u(\theta)$  具有单值反函数  $\theta = \theta(u)$ , 则  $u = u(\hat{\theta})$  是  $u(\theta)$  的极大似然估计。

可知(14)式中  $f_b$  是  $f_b$  的极大似然估计。可以证明  $f_b$  也是无偏估计。由下节仿真结果可知,  $f_b$  与其真值的偏差及标准差均较小, 可以将  $f_b$  作为先验信息用在码元判决中, 以消除该载频偏移量的影响, 提高判决精度。

## 4 仿真及实验结果

按照本文介绍的方法, 用 Matlab 语言做仿真, 取信息速率为  $f_b = 4.8\text{kHz}$ , PN 序列为 511 位平衡 Gold 码, 载波频率  $f_b = 511 \times f_d$ , 采样频率  $f_s = 8 \times f_c$ ,  $f_b \in (-1.2\text{kHz}, 1.2\text{kHz})$ 。信号中不含噪声时, 该算法能精确提取出  $f_b$  值。当信号中信噪比取  $0 \sim -21\text{dB}$  中的不同值时, 取平滑长度  $m = 5$ , 大量仿真的结果表明, 估值有偏差, 但不致影响码元判决。表 1 为当  $f_b = 1000\text{Hz}$ , 信噪比分别取不同值, 其他条件同上, 1000 次运行仿真程序后的统计结果。

若取载波频率为  $f'_c = f_c \pm 40\text{kHz}$ , 其他条件不变, 仿真运行结果仍同上述。

在我们所承担的某通信项目中, 以 ADSP2189 为处理器, 运用此方法完成载频跟踪, 运算时间仅需约  $\frac{4088 \times 6}{75\text{MIPS}} = 0.327\text{ms}$ , 且运行结果正确。

表 1  $f_b = 1000\text{Hz}$ , 各种信噪比条件下, 载频跟踪的统计结果

Tab. 1  $f_b = 1000\text{Hz}$ , the statistical result of carrier frequency tracking with different SNR

	无噪声	- 5.4dB	- 10.2dB	- 15.4dB	- 18.3dB	- 21.3dB
估计误差的均值(Hz)	- 0.025	0.257	- 0.896	1.447	1.627	- 1.941
估计误差的标准差(Hz)	0.025	6.734	12.032	22.714	32.972	46.033

## 5 结束语

本文提出的对扩频信号的载频快速跟踪的方法, 是基于软件无线电技术的数字信号处理方法, 是对载频偏移量的无偏估计。值得指出的是, 该算法能在极低信噪比条件下实现载频的快速跟踪, 是由于原理上采用了对采样信号直接解扩解调的方法, 致使处理增益比先解扩后解调的方法要高出约 6dB, 有效地抑制了噪声, 在仿真及实验研究中均得到了验证。

## 参考文献:

- [1] 李三中, 张其善. 一种数字化 DS/BPSK 扩频接收机[J]. 北京航空航天大学学报, 1998, 24(5): 499- 501.
- [2] Ascheid G, Oerder M, Stahl J, Meyer H. A All Digital Receiver Architecture for Bandwidth Efficient Transmission at High Data Rates[J]. IEEE Trans Commu, 1989, 37(8).
- [3] Bellini S, Molinar C, Tartara G. Digital Frequency Estimation in Burst Mode QPSK Transmission[J]. IEEE Trans Commu, 1990, 38(7).
- [4] Tang Y M, Yao Y, Mei S L. A New Algorithm for Carrier Synchronization of All digital Receivers-carrier Recovery Strategy Based on Phase Processing[J]. Journal of Tsing Hua University, 1991, 31(4).
- [5] Luise M, Reggiani R. Carrier Frequency Recovery in All-digital Modems for Burst-mode Transmissions[J]. IEEE Trans. Commu, Feb/Mar/Apr. 1995, 43(2/3/4): 1169- 1178.
- [6] Fitz M P. Further Results in the Fast Estimation of a Single Frequency[J]. IEEE Trans. Commu, Feb/Mar/Apr. 1994, 42(2/3/4): 862- 864.
- [7] Gini F, Giannakis G B. Frequency Offset and Symbol Timing Recovery in Flat-fading Channels: A Cyclostationary Approach[J]. IEEE Trans. Commu, Mar. 1998, 46(3): 400- 411.
- [8] 华东师范大学数学系. 概率论与数理统计教程[M]. 北京: 高等教育出版社, 1983: 269.