

高动态扩频信号的载波跟踪技术研究

程乃平, 任宇飞, 吕金飞

(装备指挥技术学院测量控制系, 北京 101416)

摘要: 针对高动态环境下扩频信号的载波捕获与跟踪问题, 本文分析了多普勒频移对锁相环、锁频环以及环路滤波器设计的影响, 以及高动态环境中载波快速捕获问题, 在此基础上提出了一种数字复合软环的设计方法, 计算机仿真结果表明这种数字复合软环能有效地解决载波快捕与精跟踪的问题。

关键词: 扩频通信; 载波跟踪; 高动态

中图分类号: TN914. 43 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 12A-2147-04

Study of Carrier Tracking for High-Dynamic Spread Spectrum Signals

CHENG Nai-ping, REN Yu-fei, LU Jin-fei

(Department of Tracking and Control, The Academy of Equipment Command & Technology, Beijing 101416, China)

Abstract: For the question of carrier acquisition and tracking of high-dynamic spread spectrum signals, the analysis is presented for the influence of Doppler frequency shifts to the design of PLL (Phase-Locked Loops), FLL (Frequency-Locked Loops), and loop filters. Also, the question of fast carrier acquisition for high-dynamic spread spectrum signals is analyzed. The new design method of digital complex soft loops is proposed, and the simulation results show that the question of fast carrier acquisition and tracking is solved by this digital complex soft loops.

Key words: spread spectrum communication; carrier tracking; high-dynamic

1 引言

由于扩谱 (Spread spectrum) 技术具有很多优点: 具有很强的抗干扰能力; 具有低截获概率性; 可用于码分多址的多用户通信系统中; 扩谱信号具有很高的距离分辨力等^[1]。因此, 该技术的理论和实践发展非常迅速, 在军用通信系统、武器制导系统等军事技术领域得到了广泛的应用。在高动态、低信噪比环境中, 尤其是在高数据率、伪码长度较长的情况下, 要完成载波的捕获与跟踪非常困难。国内外围绕伪码与载波的捕获与跟踪曾进行了大量的研究工作, 但多是围绕低动态、低码速率的信号展开的。本文在研究高动态、低信噪比环境中扩谱信号载波跟踪的基础上, 提出了一种基于 FPGA 技术的数字复合软环的设计方法。

2 载波跟踪技术

扩谱系统中载波的同步包括捕获和跟踪两个过程, 载波捕获即多普勒频移的粗略估计通常包含在伪码同步过程中, 而精确的载波相位及多普勒频移变化跟踪则通过载波参数估计器或反馈跟踪控制环实现, 其方式根据应用的不同而异。载波跟踪有载波频率跟踪和载波相位跟踪两种方法, 取决于载波鉴别器提取环路误差控制量的方法。常规接收机中载波跟踪是在数字延迟锁相环 (DLL) 对伪随机码相关解扩的基础

上, 通过科斯塔斯环 (Costas, 实际上也是一种锁相环) 重构载波相位相干解调实现的。锁相环 (PLL) 具有较好的噪声性能, 但对通信链路干扰的容忍能力较差, 特别是受载体动态引入的多普勒频移影响较大。为适应载体的动态性, 科斯塔斯环必须具有相对宽的带宽, 这意味着跟踪精度的降低, 而当多普勒频移足够大, 接收机的 PLL 不能保持稳定跟踪, 导致载波跟踪失锁。科斯塔斯环与纯 PLL 环均能直接跟踪载波相位, 通过载波鉴相器提取并输出相位估计误差, 而锁频环 (FLL) 则直接跟踪载波频率, 通过载波鉴频器输出多普勒频移估计误差。通常, PLL 直接对载波相位进行跟踪, 当环路稳定闭环时具有较高的跟踪精度。然而在高动态环境下, 采用 PLL 跟踪的高动态扩频接收机必须承受环路带宽与动态性能之间的折衷, 即噪声引入跟踪误差随环路带宽降低而增加, 较难同时满足跟踪精度与动态性能的要求。相比之下, 非相干解调 FLL 跟踪则具有较好的动态性能, 但跟踪精度却比 PLL 跟踪精度低, 二者存在一定的矛盾。

在高动态扩频接收机设计中, 载波跟踪环的环路鉴相/频器与环路滤波器的选择也是存在矛盾的。为容忍接收机载体的动态效应, 通常希望接收机鉴别器采用 FLL 直接跟踪频率变化、环路滤波器带宽应宽; 而为了获得精确 (低噪声) 的积分多普勒相位观测量, 则希望接收机鉴别器采用 PLL 直接跟踪相位变化、环路滤波器带宽应窄。实际设计中必须采用折衷的

原则解决上述矛盾. 由于多普勒频移的不确定性的存在, 直接捕获载波相位有较大的难度, 而频率捕获却能够较快地消除大部分多普勒频移的影响. 较理想的载波跟踪环是以 FLL 跟踪与较大的滤波器带宽闭环跟踪环路, 然后转入科斯塔斯环跟踪. 在容许预期动态影响的前提下, 尽量采用窄的滤波器噪声带宽以维持环路的跟踪状态, 当动态增强时, 转入 FLL 跟踪, 重复上述过程. 即当动态性变化时, 环路自动实现 FLL 与 PLL 跟踪方式的切换.

在动态尤其是高动态扩谱通信系统中, 由于各种因素的影响, 载频的偏差或阶跃有可能达到几十千赫到几百千赫, 频率变化率有可能达到几千赫/秒到几十千赫/秒. 对大动态载波的快速捕获需要在跟踪环的基础上增加一个辅助的频率引导环. 实时频率分析法是一种并行的载波辅助捕获方法, 分析一次需要的时间相对较短, 按结构可分为并联滤波器组分析法和 FFT 分析法, 前者用硬件实现, 后者用软件实现. FFT 频率引导环可以引用 AFC/Costas 数字复合跟踪环的正交相干检波, 保留着全部输入信息, 输出复数信号: $C_i = I_i + jQ_i$ (I_i, Q_i 为积分——清除器输出). 对 C_i 采样并进行 FFT 实时处理, 寻出最大幅度平方点对应的频率并控制 NCO, NCO 输出反馈相关形成闭环.

计算机仿真与功能实验证明:

⑤ FFT 频率引导环只需一次频率引导就可捕获较大频偏并跟踪一定的频率变化率;

⑥ 环路的频率牵引时间主要取决于一次 N 点的 FFT 运算时间. 如果采用先进的微处理器 TMS320, 则有可能在约 0.2s 时间内锁定 $f = \pm 100\text{kHz}$ 的最大频偏;

⑦ FFT 频率引导环与自然牵引、扫描牵引等方式相比, 显示了较大的优越性, 如速度快、可软件化实现、可望有较好的噪声性能, 并具有较大的动态潜力.

3 数字复合软环

微处理技术的迅速发展, 使通常在通信或控制中的信号处理算法能在数字域实现. 载波锁相的数字环, 可改善相应模拟环存在的一些弱点, 诸如易受直流漂移、部件饱和及非线性等的影响, 需要初期校准和定期调整等. 基于微处理器的数字软环具有高速实时处理功能, 有利于调节载波环的性能并符合通用化、模块化与自适应化的方向.

目前, 各种改进结构的现场可编程门阵列(FPGA) 已可在芯片上集成几十万至百万门, 加上 FPGA 具有用户现场可编程、产品上市快的特点, 使得 FPGA 可与中等密度的门阵列相匹敌, 成为 90 年代后电子系统集成化的重要手段.

基于上述的理论与技术, 应用 TI 公司先进的 TMS320 系列数字信号处理芯片和 ALTERA 公司的 FPGA 芯片, 我们提出了一种用于载波跟踪的数字复合软环方案, 如图 1 所示.

若接收机产生的码相位和载频与接收到的扩频信号的码相位和载波频率能匹配在误差允许的范围内且相关器内部采样速度足够快, 可假定在第 k 次相关间隔上码相位延迟 τ 、多普勒频移 f_d 为常量, 则同相 I 和正交 Q 通道积分——清除器在相关间隔末输出为^[1,2]

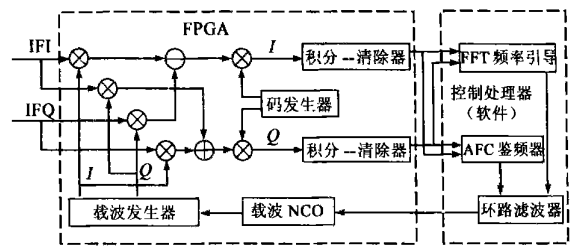


图 1 载波数字复合软环

$$I(k) = 0.5AD(k)R[\varepsilon(k)] \cdot \text{sinc}\{\Delta f_d(k)\} \cdot \pi T \cos \phi_k + n_I(k) \quad (1)$$

$$Q(k) = 0.5AD(k)R[\varepsilon(k)] \cdot \text{sinc}\{\Delta f_d(k)\} \cdot \pi T \cos \phi_k + n_Q(k) \quad (2)$$

其中 A 是信号幅度, $D(k)$ 为调制数据, $\text{sinc}(z) = \sin z/z$, $\Delta f_d(k)$ 为多普勒频移估计残差, $\varepsilon(k)$ 为码相位估计偏差, $R(\cdot)$ 为伪随机码 (PRN 码) 理想的二电平自相关函数, 均为时间的函数, T 为预检积分时间, $\phi_k = \Delta f_d(k) \cdot t + \phi_0$ 为载波相位 (时间函数), $n_I(k)$ 、 $n_Q(k)$ 为噪声项. $I(k)$ 、 $Q(k)$ 接近于相互独立的高斯随机变量. 为简单起见, 以 k 表示采样时刻, 计算 $S^2(k) = I^2(k) + Q^2(k)$ 可获得数字信号能量, 利用它可检测并监视码环的捕获或跟踪状态. 由式(1)、(2)可知, $I(k)$ 、 $Q(k)$ 的均值随相位误差和多普勒频移估计误差的降低而增大.

3.1 科斯塔斯环载波相位跟踪

科斯塔斯环又称为同相正交环是 PLL 的一种, 由于它对载波调制数据不敏感而在高动态扩频接收机中得到了普遍应用. 常用的科斯塔斯环鉴相器算法为:

$$\theta_k = Q(k)I(k) = 0.125A^2R^2[\varepsilon(k)] \cdot \text{sinc}^2\{\Delta f_d(k)\} \cdot \pi T \sin 2\phi_k + n_2(k) \quad (3)$$

若忽略噪声项 $n_2(k)$, 输出信号与 $\sin 2\phi_k$ 成正比. 由式(3)可知鉴相器输出信号与码延时误差及多普勒频移估计误差有关. 由于接收机采用独立的码跟踪环与载波跟踪环, 载波环闭合在码环相关发生之后, 因此, 码相位已对准在允许的范围内, 对载波跟踪影响不大. 多普勒频移估计误差处在多普勒搜索单元范围内, 有可能较大, 此时, 科斯塔斯环的鉴相函数幅度衰减, 鉴相特性受到影响, 直接捕获或跟踪相位是比较困难的, 应考虑将频率估计误差牵引到可接受的范围内. 科斯塔斯环与一般的 PLL 一样对动态性敏感, 对于给定的信号功率, 科斯塔斯环也提供比 FLL 误比特率低的数据解调. 因此, 科斯塔斯环预期可应用于接收机载波跟踪环的稳态跟踪模式.

3.2 叉积自动频率跟踪

频率跟踪实质上是载波相位的差分跟踪. 一般情况下, 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. FLL 通过载波 NCO 产生适当的频率以解调信号载波, 因此对同相、正交信号相位 180° 的反转不敏感. 在信号初始捕获时, 实现频率锁定比实现相位锁定容易. 差积自动频率跟踪算法 (CPAFC: Cross Product Auto Frequency Tracking) 为常用的 FLL 鉴相器算法^[3].

积分——清除器的输出可表示为:

$$I(k) \approx AD(k) \sin\{[\Delta f(k) \cdot \pi T]\} \cos[\phi(k)] + n_I(k) \quad (4)$$

$$Q(k) \approx AD(k) \text{sinc}[\Delta f(k) \cdot \pi T] \cos[\Phi(k)] + \hat{n}_Q(k) \quad (5)$$

$$\begin{cases} \text{Dot}(k) = I(k-1)I(k) + Q(k-1)Q(k) \\ \text{Cross}(k) = I(k-1)Q(k) - I(k)Q(k-1) \end{cases} \quad (6)$$

CPAFC 的控制量可以表示为:

$$\Delta f_k = \text{Sign}[\text{Dot}(k)] \cdot \text{Cross}(k) = \text{Sign}[\text{Dot}(k)] \cdot A^2 D(k) \cdot D(k-1) \text{sinc}^2(\Delta f_d \times \pi T) \times \sin(\phi_k - \phi_{k-1}) + \text{噪声} \quad (7)$$

假定连续测量的输出数据位不变, 即有 $\Delta f_d = \Delta f_d(k) - \Delta f_d(k-1)$, $D(k)D(k-1) = 1$, $\phi_k = \Delta f_d \times t + \phi_0$, 连续采样相位变化为 $\phi_k - \phi_{k-1} = [\Delta f_d(k) - \Delta f_d(k-1)]T = \Delta f_d T$, 当 $|\Delta f_d \cdot \pi T| \ll \pi/2$ 时, $\text{sinc}^2(\Delta f_d \cdot \pi T) \rightarrow 1$, $\sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \approx \phi_k - \phi_{k-1}$ 输出与单位时间间隔内相位变化成正比, 可以用此输出量控制载波 NCO 调整频率产生, 达到频率跟踪的目的。

3.3 FFT 技术

图 2 为利用 FFT 技术进行处理的示意图。首先对积分——清除器输出 $C_i = I_i + jQ_i$ 进行 N 点采样作为 FFT 的 N 个输入端, 然后从 FFT 变换后的输出端选出信号最强的频率点, 该频率作为载波 NCO 的控制量。

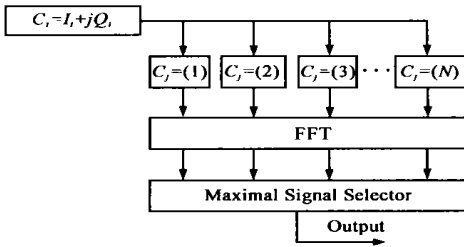


图 2 FFT 技术示意图

(1) 检测概率 FFT 输出信号的幅度由 FFT 输入的 I_i 、 Q_i 两路值经平方相加后开方得到。从第 i 端输出信号的概率密度函数为 Ricean 分布^[4], 其表达式为:

$$p_i(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2 + s_i^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{rs_i}{\sigma^2}\right) \quad (8)$$

这里 I_0 为零级贝塞尔函数, s_i 为 i 端 I_i 、 Q_i 两路信号平均值的和。

$$s_i^2 = m_i^2 + m_Q^2 \quad (9)$$

Ricean 分布的积分分布函数为:

$$F(r) = 1 - Q\left(\frac{s}{\sigma}, \frac{r}{\sigma}\right) \quad (10)$$

(2) 频率牵引时间 环路的频率牵引时间近似为:

$$T = n(t_N + t_{\text{FFT}} + t_{\text{NCO}}) \quad (11)$$

其中: n 为频率引导次数, 一般等于 1; t_N 为对 C_i 采样所需时间; t_{FFT} 为一次 FFT 运算时间; t_{NCO} 为一次 NCO 响应时间。

4 计算机仿真结果

4.1 载波跟踪的动态性能

接收机载波跟踪环的动态特性与跟踪环环路带宽和环路阶数有关, 一般将带宽作为环路动态性能的参数。比较图 3 和图 4 可以看出, 信噪比越高, 载波环的动态容忍能力越强。当信噪比较高时, 载波环的动态性能随带宽的增加而增强, 但当信噪比低时, 带宽增加, 热噪声误差增大, 环路信噪比跟踪阈

值增大跟踪环有可能出现失锁现象。对于相同的噪声带宽与信噪比条件, 二阶 FLL 的动态容忍能力比三阶 PLL 要好一个量级, 而热噪声跟踪误差却要大得多。由此可见, 采用 PLL 和 FLL 相结合的方法可获得较好的综合性能。

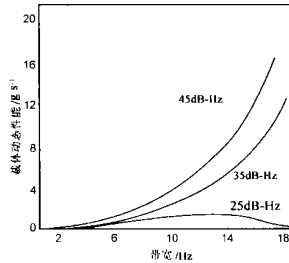


图 3 三阶 PLL 带宽对动态性能的影响

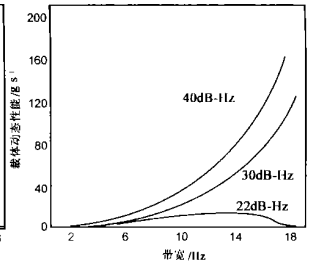


图 4 二阶 FLL 带宽对动态性能的影响

4.2 FFT 通路仿真

应用 MATLAB 软件对 FFT 通路进行了仿真。多普勒频率分别为 0kHz、6kHz、12kHz、18kHz、24kHz、30kHz、36kHz 和 42kHz, PN 码长度为 512 位, 码片 (chip) 速率为 3.072MHz, 干扰信号为加性高斯白噪声。仿真结果如图 5 所示:

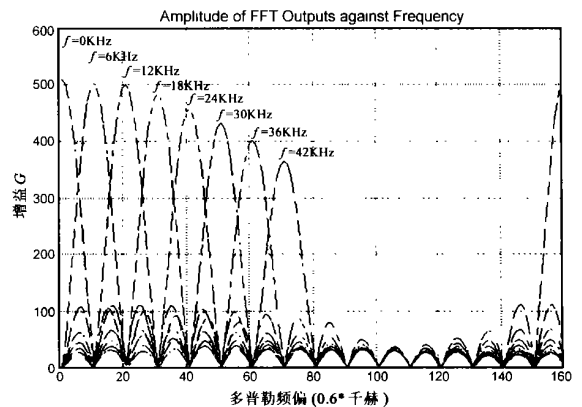


图 5 FFT 通路仿真输出

由仿真结果可知: 当接收的信号与本地信号同相时, 即多普勒频移为 0 时, FFT 变换输出的第一个端点信号最强。当接收信号与本地信号的频率差增加时, 相邻采样输出信号的相位差也随之增大。当相位差到一定程度时, FFT 输出的下一个端点会成为最大的输出。对应多普勒最大频点附近的 FFT 输出端点会出现最大值。FFT 输出增益随多普勒频移的增大呈下降趋势。

4.3 AFC 通路仿真

应用 MATLAB 软件对 AFC 通路进行了仿真。其中, 多普勒频率为 3kHz, PN 码长度为 64 位, 码片 (chip) 速率为 1.536MHz, 调制方式为 DQPSK 调制, 仿真结果如图 6 所示。

由仿真结果可以看出, 采用 AFC 技术的载波跟踪环路, 仅用三个伪码周期就可跟踪上载波多普勒频移的变化, 跟踪精度优于 1Hz, 有效解决了载波快捕和精跟踪的矛盾。

5 结束语

非相干解调 FLL 跟踪具有较好的动态性能, 而跟踪精度

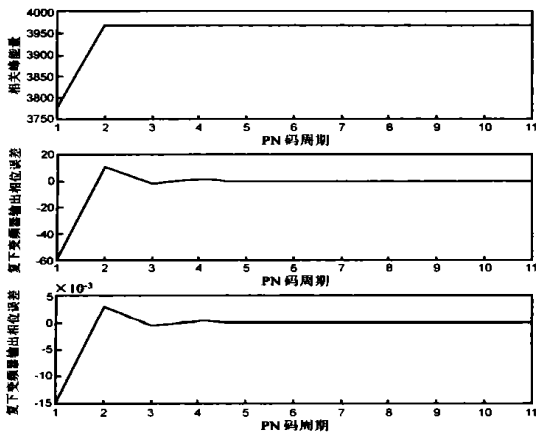


图 6 AFC 通路仿真结果

却比 PLL 跟踪精度低,二者存在一定的矛盾.本载波环设计方案中采用了适用载体动态的载波跟踪策略,即采用 FFT 频率引导进一步捕获多普勒频率,初始跟踪采用动态能力强的 FLL 消除动态、稳态跟踪采用热噪声误差小的 PLL 提高载波相位跟踪精度的基本方案,使得跟踪环能够同时满足动态性能与跟踪精度的要求,而环路参数的可编程设置以及动态变化时的跟踪策略的软切换方式保证了跟踪的灵活性与稳定性.环路设计采用了大规模现场可编程门阵列器件(FPGA),使整个环路实现了小型化和软件化.

参考文献:

- [1] 沈允春. 扩谱技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995.
- [2] U Madhow, M B Pursley. Mathematical modeling and performance analysis for a two-stage acquisition scheme for direct sequence spread spectrum CDMA[J]. IEEE Trans, 1995, 43(9): 2511- 2520.
- [3] N Y Yen, S L Su, S S Hsieh. Performance analysis of digital delay lock loops in the presence of Doppler shift[J]. IEEE Trans, 1996, 44(6): 668- 674.
- [4] 李素芝, 万建伟. 时域离散信号处理[M]. 北京: 国防科技大学出版社, 1997.

作者简介:



程乃平 男, 1963 年生于陕西宝鸡, 教授, 1996 年毕业于北京航空航天大学, 获博士学位, 在国内外发表论文 50 多篇, 主要研究方向为信号处理和扩频通信.

任宇飞 男, 1974 年生于陕西宝鸡, 讲师, 1997 年毕业于装备指挥技术学院, 现为装备指挥技术学院测量控制系研究生, 研究方向为信号处理和扩频通信.