

高动态条件下 PN 码扩谱接收机的频率跟踪策略¹

王爱华 安建平 黄其华
(北京理工大学电子工程系 北京 100081)

摘要: 在 UHF, SHF 频段上, 机载或弹载 PN 码扩谱接收机由于接收机载体的高动态特性, 导致接收信号具有显著的多普勒频移的不确定性. 该文根据这一实际特点, 对几种载波环捕获与跟踪数字系统进行了研究. 在软件上, 结合码环的串行滑动相关捕获算法与全时间超前-滞后非相干跟踪算法, 既达到了载波频率的快速同步, 保证了对数据的实时解扩与解调, 同时使系统具有很好的灵活性, 方便了二次开发和升级.

关键词: 扩谱接收机, 多普勒频移, 自动频率控制

中图分类号: TN85, TN97 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)04-0586-07

Frequency Tracking Algorithms for PN Spread Spectrum Receiver in High Dynamic Circumstance

Wang Ai-hua An Jian-ping Huang Qi-hua

(Department of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, 100081)

Abstract At UHF or SHF, the notable effects of Doppler due to platform dynamics must be taken into account. This paper researches on several carrier tracking loop systems. The software with the algorithms of serial PN acquisition and full time early-late DLL, the system may achieve PN acquisition and demodulate data timely, and can be upgraded onto the chips flexibly.

Key words Spread spectrum receiver, Doppler, Automatic frequency control

1 引言

随着科学技术的日新月异, 电子战已经越来越显示出其在现代战争中的巨大作用. 在导弹技术中, 其通信系统必然成为电子战的重要对象. 由于地空导弹弹体的飞行特性及其对制导信号要求的实时性, 与其它通信方式相比, 人们对弹载接收机提出了更为严苛的要求: 必须在短的时间内完成数据的迅速解调并表现出良好的误码性能, 必须具备对发射机天线低仰角情况下多径衰落的影响以及旁瓣信号的抑制作用, 必须具有强的抗干扰性能以抑制干扰机施放的单频或多频干扰. 直接序列 (DS) 扩展频谱技术由于扩谱信号的不可预测性, 使得扩谱系统具有很强的抗干扰能力; 由于直扩伪码的良好自相关特性, 可以显著抑制在一个伪码宽度以上且小于一个信息码元宽度的多径分量; 同时由于在解扩过程中利用伪码的自相关性对有用信号的缩谱作用和对干扰信号的扩谱作用, 还可以大大地提高系统的噪声性能^[1].

2 频率误差对解扩的影响

2.1 多普勒频偏对码捕获的影响分析

为了实现非相干相关解扩, 本地接收机产生的码相位和载波频率必须与接收到的发射信号的码相位和载波频率相匹配, 以使得相关 (相关累加过程) 结果值高于捕获判定的阈值, 以实现码捕获, 进而进行码的精确跟踪和解调.

¹ 2002-10-07 收到, 2003-07-07 改回

图 1 为码捕获电路的数字实现结构框图。到达中频接收机的信号为

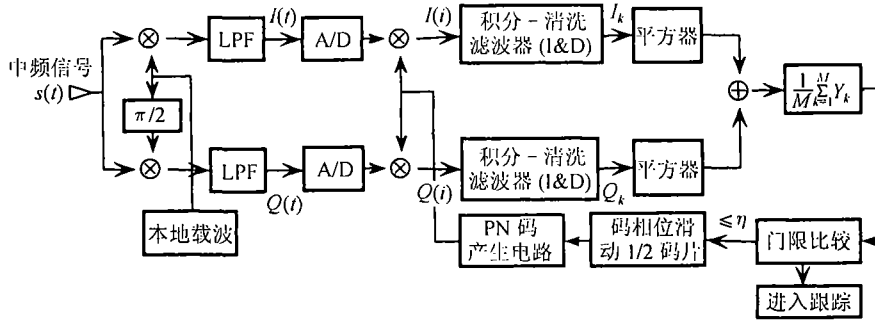


图 1 码捕获电路

$$s(t) = Ad(t)C(t) \cos[(\omega_0 + \omega_d)t] + n(t) \tag{1}$$

其中 A 为信号幅度, $d(t) = \pm 1$ 为经过差分编码后的二进制符号, ω_0 为中频载波角频率, ω_d 为多普勒频率调制角频率, $n(t)$ 带限高斯白噪声。设本地同相与正交两路载波分别为

$$2 \cos[(\omega'_0 + \omega'_d)t + \phi] \tag{2}$$

$$2 \sin[(\omega'_0 + \omega'_d)t + \phi] \tag{3}$$

经过正交下变频、低通滤波、零中频采样, 以及积分-清洗 (Integrate-and-Dump, I & D) 滤波后, 得到 I, Q 两路的积分输出为 (忽略噪声项的影响)

$$I_k = \sum_{i=(k-1)L}^{kL} Ad(iT_c) \cos(\Delta\omega iT_c + \phi) C(iT_c) C(iT_c - \tau) \tag{4}$$

$$Q_k = \sum_{i=(k-1)L}^{kL} Ad(iT_c) \sin(\Delta\omega iT_c + \phi) C(iT_c) C(iT_c - \tau) \tag{5}$$

其中 T_c 为 chip 宽度, $\Delta\omega = (\omega'_0 - \omega_0) + (\omega'_d - \omega_d)$ 为残余频差, ϕ 为本地载波初始相位, 本地伪码为 $\hat{C}(i) = C(iT_c - \tau)$, τ 为本地码时钟输入延时, L 为累加码片数即相关积分长度, 当进行完全相关时, L 即为一个码周期。

当接收伪码与本地伪码完全对齐时, 有 $\hat{C}(i) = C(iT_c)$, $\tau = 0$, 经平方律检波得到第 k 次积分清洗后的平方样值为

$$Y_k = I_k^2 + Q_k^2 \tag{6}$$

对 Y_k 的 M 个值求取平均以得到捕获的检测统计量, 这样做的目的是为了尽量减小伪码的漏警和虚警概率。由式 (4)~(6) 可以看出, 当接收伪码与本地伪码完全对齐时, 有

$$Y_k = A^2 \sum_{i=(k-1)L}^{kL} \sum_{j=(k-1)L}^{kL} \cos[\Delta\omega(i-j)T_c] \tag{7}$$

可见, 频率偏差对平方律包络检波具有不可忽视的影响。对图 1 中电路进行 Matlab 仿真, 得到由于频率偏差导致的相关峰损失因子 $W \sim \Delta f/R_b$ 变化曲线如图 2 所示, 仿真条件示于表 1 中。

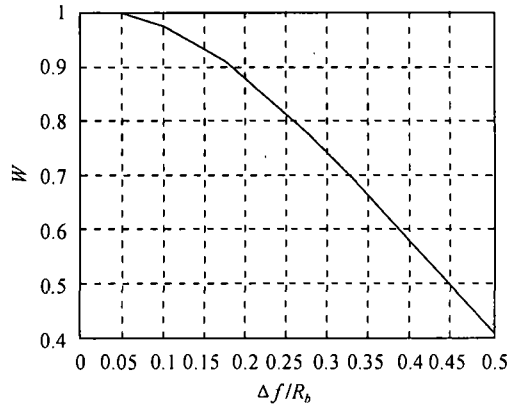


图 2 归一化频偏对相关峰值的影响

表 1 仿真条件

信息速率 ($1/T_b$)	Chip 速率 ($1/T_c$)	I&D 积分长度 (L)	视频累计点数 (M)	码片滑动步进量
R_b	$127 R_b$	127	4	0.5 码片

上述仿真，对于伪码长度为 127 的信号，相关积分长度定为一个码周期。从图 2 可以看出，在上表所示的仿真条件下，随着进入相关累加器的信号频率偏差增大，捕获时的相关峰值迅速减小。当频率偏差等于 0.5 倍的信息速率时，信号能量损失约 4dB。在抗干扰的导弹通信系统中，为了达到较大的干扰容限，DS 扩频终端的最高信息速率一般只有几千比特 / 秒，而由于通信系统中各种频率源的频率误差及导弹飞行带来的多普勒频移，将造成收发频差达到数十千赫兹。因此，若不采取频率控制技术，扩谱码的捕获将难以实现。

2.2 多普勒频偏对 DLL 的影响分析

当判别捕获的检测统计量大于捕获判决门限 η 时，即宣告捕获过程结束，当虚警验证结束后，转入伪码的跟踪，即精同步过程。对扩谱码的跟踪一般采用超前-滞后非相干码跟踪延迟锁定环 (DLL, Delay-Locked Loop)，如图 3 所示：

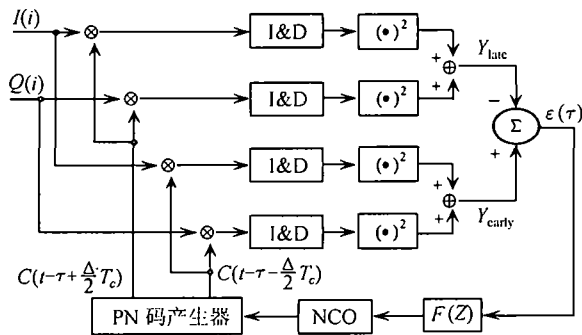


图 3 全时间 DLL 码跟踪回路

图 3 中 $I(i), Q(i)$ 同图 1。由图 3 可以看出，码跟踪环由两个平方律包络相关器相减得到相位误差信号，其包络相关器的结构与捕获电路是一样的 (见图 1)。码相位误差值：

$$\epsilon(\tau) = Y_{\text{early}} - Y_{\text{late}} \tag{8}$$

由于已经下变频到零中频附近，剩余的调制频率主要为多普勒频率偏移导致的残余频差。本地

两路 PN 码的时延间隔为 2Δ 码片。为保证 $\tau = 0$ 附近鉴相曲线斜率非零， Δ 必须小于 2，一般取 $\Delta = 1$ 。

本地超前、滞后两路伪码分别为 $C[t - \tau - (\Delta/2)T_c]$ ， $C[t - \tau + (\Delta/2)T_c]$ 。

图 4 给出了数字 DLL 在系统存在频差的情况下的鉴相特性曲线。频差对 DLL 性能的影响导致鉴相灵敏度降低、相位抖动增大、平均失锁时间缩短，使得伪码跟踪性能变坏^[2]，尤其是当频差大于信息速率 R_b 时，DLL 环就不能正常工作了。

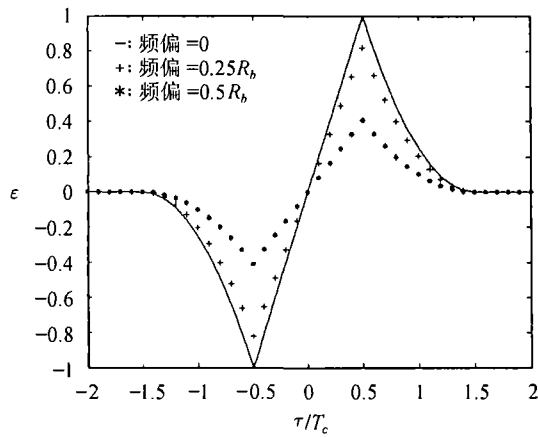


图 4 DLL 鉴相特性曲线

3 AFC 技术

前面分析了由于频率偏差导致的对直扩码的捕获与 DLL 跟踪性能的影响。可以看出，采用非相干方式进行扩谱码的同步，在一定的频率偏差范围内，系统是可以正常工作的。

但是此时解扩后的数据还不是最终要求得到的信息数据，而是仍被频率偏差所调制，此时必须采用自动频率控制技术 (AFC) 进一步消除频差，以正确解调数据。

在传统的接收机应用中，有多种方式来消除频差的影响而达到载波的同步，比较典型的应用为插入导频法和直接法。在弹载接收机的应用中，为了适应抗干扰的要求，并使系统能正常工作在连续与突发两种工作模式下且对信号能做到实时解调，要求直扩接收机本身具备较强的克服由于多普勒效应导致的频率偏差的工作能力。

在高斯白噪声信道条件下，相干 PSK 系统具有良好的性能，但是它们对其他的链路干扰如高多普勒频移、多径效应以及电离层的不确定性变化容忍力较差。因此有必要采用自动频率跟踪环路。在有链路干扰的情况下，AFC 具有优于 PLL 的性能。同时，AFC 环路还常常同 PLL 环路结合起来使用进行频率和相位的快速同步。本系统中，采用的为 DPSK+DSSS 调制方式，基于本系统为全数字系统，对适合 DBPSK 的 AFC 环路采用了适于软件实现的叉积鉴频技术^[3]。

3.1 叉积鉴频 AFC 环 (Cross Product AFC, CPAFC)

图 5 为叉积鉴频环路的结构框图：

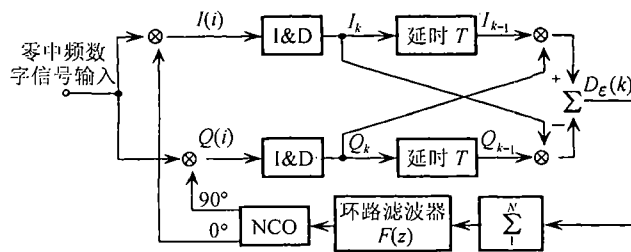


图 5 差积鉴频环路

CPAFC 是一种非常适用于用数字方式来实现的鉴频器结构。其中的积分-清洗滤波器用来作为预采样滤波器来限制输入噪声的影响。假定已完成了伪码的捕获过程, 即数据的位同步已经获得, 则积分-清洗滤波器的输出为

$$I_k = ALd(k) \frac{\sin(\Delta\omega T/2)}{\Delta\omega T/2} \cos\left(\Delta\omega t_{k-1} + \frac{\Delta\omega T}{2} + \phi\right) + n_i(k) \quad (9)$$

$$Q_k = ALd(k) \frac{\sin(\Delta\omega T/2)}{\Delta\omega T/2} \sin\left(\Delta\omega t_{k-1} + \frac{\Delta\omega T}{2} + \phi\right) + n_q(k) \quad (10)$$

其中 $\Delta\omega$ 为频率估计残差, ϕ 为本地载波初始相位, T 为预检积分时间, 取值为一个符号持续时间, 而 t_{k-1} 为预检积分的起始时刻, $n_i(k)$ 和 $n_q(k)$ 为输入噪声引入的同相和正交分量。

令

$$\mathbf{V}_s(k) = I_k + jQ_k \quad (11)$$

则叉积鉴频环路的鉴频误差函数为

$$\begin{aligned} D_\varepsilon(k) &= \mathbf{V}_s(k) \times \mathbf{V}_s(k-1) = I_{k-1}Q_k - Q_{k-1}I_k \\ &= A^2L^2d(k)d(k-1)\text{sinc}^2(\Delta\omega T/2)\sin(\Delta\omega T) + \text{噪声项} \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\text{sinc}(x) = \sin x/x$ 。当频率偏差满足 $\Delta\omega T \ll (\pi/2)$ 时, $|\text{sinc}(\Delta\omega T/2)| \rightarrow 1$, $\sin(\Delta\omega T) \approx \Delta\omega T$, 叉积鉴频器的输出 $D_\varepsilon(k)$ 与 $\Delta\omega$ 成线性关系, 因此可以用此输出量控制载波 NCO 以达到频率跟踪的目的。图 6 为其鉴频特性曲线。

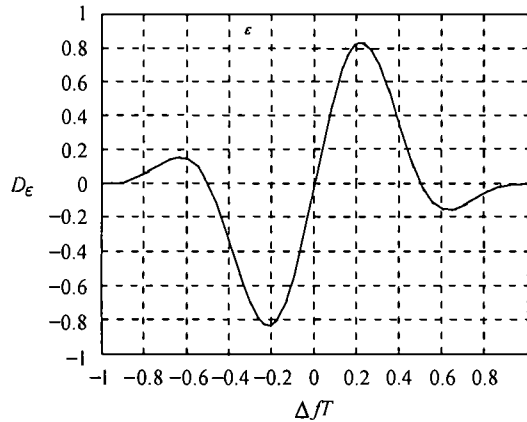


图 6 CPAFC 鉴频特性曲线

由上式还可以看出, $D_\varepsilon(k)$ 的符号取决于信号符号 $d(k)$ 与 $d(k-1)$ 的乘积, 当 $d(k) \neq d(k-1)$ 时, 误差电平将会反相, 即发生 $D_\varepsilon(k)$ 符号的估计错误。为了消除这一现象, 可以使用叉积鉴频器的一种变形形式即叉-点积鉴频器 (Cross Dot Product AFC, CDPAFC)。

点积公式表示为 $\mathbf{V}_d = \mathbf{V}_s(k) \bullet \mathbf{V}_s(k-1)$

叉-点积 AFC 环路的鉴频误差函数为

$$\begin{aligned} D_\varepsilon &= [\mathbf{V}_s(k) \times \mathbf{V}_s(k-1)][\mathbf{V}_s(k) \bullet \mathbf{V}_s(k-1)] = [I_{k-1}Q_k - I_kQ_{k-1}][I_kI_{k-1} + Q_kQ_{k-1}] \\ &= \frac{1}{2}A^4L^4[d(k)d(k-1)]^2\text{sinc}^4\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right)\sin(2\Delta\omega T) + \text{噪声项} \\ &= \frac{1}{2}A^4L^4\text{sinc}^4\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right)\sin(2\Delta\omega T) + \text{噪声项} \end{aligned} \quad (13)$$

在 CDPAFC 环路中, 利用相邻信号符号的叉积与点积之积, 去除了数据调制信息, 保证了 $D_\varepsilon(k)$ 符号的正确估计。实验证明, CPAFC 环的环路滤波器采用简单的 2 阶低通滤波器即可满足高动态环境对频率估计的需要^[4]。

3.2 适用于 DPSK 信号的带判决反馈结构的叉积鉴频环路 (Cross-Product AFC with Decision Feedback, CPAFCDF)

CPAFCDF 结构是 CDPAFC 结构的一种变形形式, 非常适合用于 DBPSK 信号。其结构框图如图 7 所示。

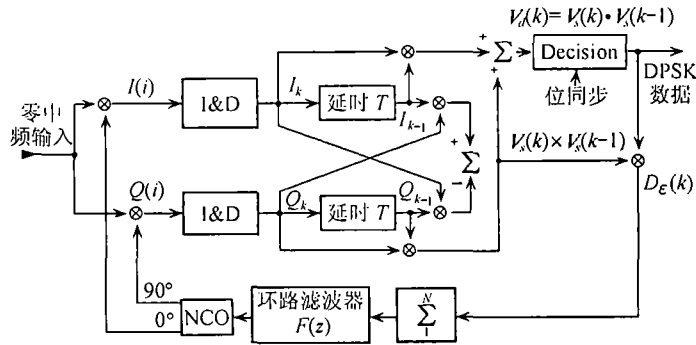


图 7 带判决反馈的叉积鉴频环路

如图 7 中所示, 带判决反馈结构的叉积鉴频环路与 CDPAFC 的实现方式是一样的, 整个环路结构与 CDPAFC 不同的地方在于将点积的结果进行判决输出, 数据的判决估值用以去除环路电平误差的符号模糊。

环路的鉴频误差函数为

$$D_e(\Delta\omega) = A^2 L^2 \text{sinc}^2(\Delta\omega T/2) \sin(\Delta\omega T) \text{sgn}[\cos(\Delta\omega T)] + \text{噪声项} \quad (14)$$

鉴频特性曲线如图 8 所示, 且鉴频器频偏方差门限满足:

$$\sigma_{\Delta f} T = 0.07 \quad (15)$$

通过对跟踪频偏门限值的比较, 可以发现, CPAFCDF 结构对于频率抖动的容忍性能要明显优于 CDPAFC。

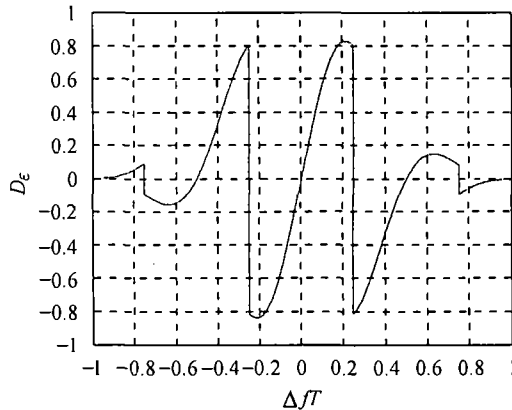


图 8 CPAFCDF 鉴频特性曲线

4 AFC 性能分析及结论

从以上分析可以看出, 对于 DBPSK 调制信号, 可以采用 CDPAFC 和 CPAFCDF 这两种 AFC 环。这几种 AFC 结构的共同点是都需要用到比特同步。CDPAFC 如无比特同步则需用一低通滤波器 (Low Pass Filter, LPF) 代替积分清洗滤波器, 而且低通滤波器的带宽必须至少为积分清洗滤波器带宽的两倍以防止由于码间干扰导致的性能恶化, 而这将会导致环路跟踪性能的下。显然, 在伪码序列已捕获的前提下将不存在比特同步的问题。然而, 如果首先采用开环结

构对多普勒频偏进行估算并预置这一频率偏差的近似值, 由于前已证明, 虽然多普勒频率偏差将导致伪码捕获时的性能恶化, 但在伪码捕获过程中, 扩谱接收机系统对较小频率偏差相对不敏感, 系统是可以实现相关解扩的。完成了伪码的初捕后, 此时信噪比较高, 而采用 CPAFCDF 是一个有效的选择。

AFC 环路通常采用一个捕获模式来适应于未知比特同步与大的初始化频率不确定状况。其特征为: 采用较跟踪过程中更大的输入信号带宽 B_I 和环路滤波器等效噪声带宽 B_L 。在没有比特同步的情况下, 通常采用在每个数据位内进行多次采样, 以降低由于数据传输过程中导致的相邻比特位相位变化的影响。这与增大输入信号带宽是一致的^[5]。显然, 为了实现频率的快速捕获, 环路滤波器带宽 B_L 应该增大。

另外, 对于 DBPSK 信号, 在假定比特同步的情况下, CPAFCDF 表现出了最好的噪声性能。CDPAFC 也表现出了良好的噪声性能, 但所需信噪比门限比前者高约 3dB。

采用叉一点积鉴频环路 CDAFCDF 的中频数字接收机结构, 由于其算法简单, 易于实现, 在弹载、机载和星载接收机中都能有较广泛的应用。

参 考 文 献

- [1] 沈允春. 扩谱技术. 北京: 国防工业出版社, 2001, 第一章.
- [2] 张邦宁, 张小宁. DS/SS 抗干扰卫星通信系统中的自动频率控制技术. 军事通信技术, 1998, 6: 40-44.
- [3] Cahn C R, Leimer D K, Marsh C L, Huntowski F J, Larue G. Software implementation of a PN spread spectrum receiver to accommodate dynamics. *IEEE Trans. on Communications*, 1977, COM-25(8): 832-840.
- [4] Hinedi S, Statman J I. 高动态 GPS 跟踪. 遥测遥控, 1991, 8: 17-21.
- [5] Natali F D. AFC tracking algorithms. *IEEE Trans. on Communications*, 1984, COM-32(8): 935-947.

王爱华: 女, 1965 年生, 副教授, 研究方向为数字通信.

安建平: 男, 1965 年生, 教授, 研究方向为扩频通信.

黄其华: 男, 1978 年生, 硕士生, 研究方向为扩谱接收机的快捕与抗干扰技术.