

文章编号 :1001 - 2486(2004)06 - 0065 - 04

直序扩频系统中频信号的同时解扩解调方法*

宫二玲,王跃科,杨俊

(国防科技大学机电工程与自动化学院,湖南长沙 410073)

摘要 :常规直序扩频接收机将中频信号的解扩、解调分立进行,获得的处理增益为扩频码的周期。对于输入信噪比极低的系统,该处理增益难以满足系统低误码率的要求。在基于软件无线电的直序扩频系统中,接收机可以对中频采样信号同时进行解扩解调,分析表明,当采样率满足一定条件时,能够获得比常规方法更高的处理增益,适宜在低信噪比系统中应用。

关键词 :直接序列扩频;解扩解调;处理增益;低信噪比

中图分类号 :TN911.71 **文献标识码** :A

Simultaneous Despread and Demodulating Method of IF Signal in DSSS System

GONG Er-ling, WANG Yue-ke, YANG Jun

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

Abstract :The normal receivers of DSSS system despread and demodulate the IF signal separately, their process-gains are the period of the pseudo-noise sequence. But these process-gains usually cannot satisfy a low bit-error-rate if the signal-noise-ratio of input signal is very low. In a DSSS system based on the software radio, the receiver can despread and demodulate the IF signal simultaneously. It can be proved that this method can get a higher process-gain when the sample rate meets a certain condition, so it can be used in a low signal-noise-ratio system.

Key words :DSSS; despread and demodulating; process-gain; low signal-noise-ratio

在数字微波和数字移动通信中,扩频接收机通常将解扩、解调分立进行,一种是对中频信号先解扩,把宽带的扩频信号恢复成窄带信号,再通过相干解调恢复出传输的码元;另一种是先解调,把接收的扩频信号恢复成基带扩频信号,再完成解扩和信息码元的判决^[1],两种方法的处理增益均为扩频序列的周期 L 。当中频接收信号的信噪比很低 ($-21 \sim -18\text{dB}$),且扩频序列的周期不可能很大时,若使用解扩解调分立进行的方法,则接收机性能很难达到指标要求。本文介绍一种对中频采样信号同时解扩解调的方法并分析其优越性。

1 同时解扩解调方法的描述

这里不考虑载波初始相位的影响,分别对每一位信息符号进行判决,方法如下^[2,3]。

做假设检验:

$$\begin{cases} H_0: \chi(n) = s_1(n) + \alpha(n) \\ H_1: \chi(n) = s_{-1}(n) + \alpha(n) \end{cases}, n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中 $\chi(n)$ 是中频采样数据, $\alpha(n)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的中频带限高斯白噪声。 $s_1(n) = PN(nT_s) \cdot \cos(2\pi f_c nT_s)$, 对应信息符号“1”, $s_{-1}(n) = -PN(nT_s) \cdot \cos(2\pi f_c nT_s)$, 对应信息符号“-1”, 信息符号速率为 f_d ; $PN(nT_s)$ 是周期为 L 的伪随机序列, 码片速率 $f_{PN} = L \cdot f_d$, $2f_{PN}$ 即为伪随机序列功率谱的主瓣宽度, f_c 为接收信号的低中频频率, f_c 与 f_{PN} 取值相同或接近, 此时低中频信号可视为低通信号, 如图 1 中 $S(f)$ 所示, f_s 为接收端的采样频率, 可选择 $f_s \geq 2(f_c + f_{PN})$, 且 f_s 为 f_{PN} 的整数倍, $N = L \cdot$

* 收稿日期 2004-05-21

作者简介:宫二玲(1971—),女,讲师,博士生。

$\frac{f_s}{f_{PN}}$ 为一个信息符号对应的采样数据长度。

设接收端已准确提取出中频 f_c , 由相关接收原理, 本地匹配滤波器取 $h(n) = PN(nT_s) \cdot \cos(2\pi f_c nT_s)$ 。当 $h(n)$ 与 $x(n)$ 中伪码准确同步时, 则对 $x(n)$ 同时做解扩解调 (也称直接解扩解调),

可得到相关值

$$R = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot h(n) \quad (2)$$

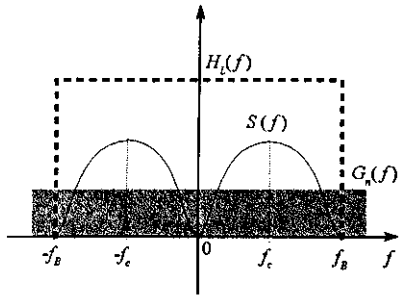


图1 低中频信号功率谱

Fig. 1 Power spectrum of low IF signal

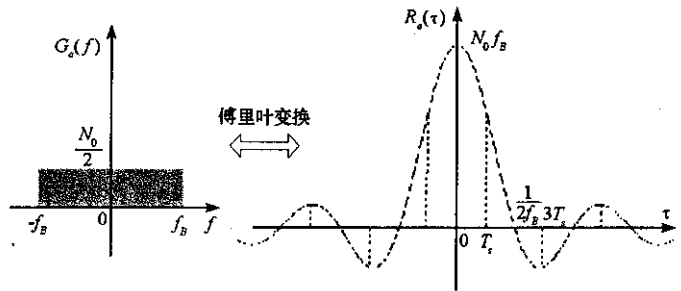


图2 带限白噪声功率谱密度及其自相关函数

Fig. 2 Power spectrum density and auto-correlation function of band-limited white noise signal

以 R 作为判决统计量, 假设先验概率 $P(H_0) = P(H_1)$ (在实际系统中, 这种假设是合理的), 按照双择一假设检验的最小错误概率准则^[4], 可得判决规则为: 若 $R > 0$, 则接受假设 H_0 , 否则接受假设 H_1 。

2 同时解扩解调方法的推导

式(2)中 R 的条件分布为正态分布, 其条件均值为:

$$E[R | H_0] = \sum_{n=0}^{N-1} s_1(n) \cdot h(n) = \frac{N}{2} \quad (3)$$

$$E[R | H_1] = \sum_{n=0}^{N-1} s_{-1}(n) \cdot h(n) = -\frac{N}{2} \quad (4)$$

R 的条件方差 $\text{var}[R | H_0]$ 与 $\text{var}[R | H_1]$ 分析如下:

假设射频接收信号中白噪声 $n(t)$ 的双边功率谱密度为 $G_n(f) = \frac{N_0}{2}$, 而射频信号经二次下变频后生成低中频信号, 如图1中频谱 $G_n(f)$ 所示。

对此中频信号采样前, 为提高信噪比, 需通过一低通滤波器 $H_L(f)$, 假设该低通滤波器的理想幅频特性为 $H_L(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq f_B \\ 0, & |f| > f_B \end{cases}$ 其中 $f_B \geq f_c + f_{PN}$, 则经过低通滤波后, 中频限带白噪声 $a(t)$ 的功率谱

$$\text{密度为: } G_a(\omega) = G_n(\omega) \cdot |H_L(\omega)|^2 = \frac{N_0}{2} \cdot |H_L(\omega)|^2 \quad (5)$$

$a(t)$ 的自相关函数为:

$$R_a(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_a(\omega) \cdot \cos \omega \tau \cdot d\omega = \frac{N_0}{2\pi} \cdot 2\pi f_B \cdot \frac{\sin 2\pi f_B \tau}{2\pi f_B \tau} = N_0 f_B \cdot \frac{\sin 2\pi f_B \tau}{2\pi f_B \tau} \quad (6)$$

方差为 $\sigma^2 = R_a(0) = N_0 f_B$ 。如图2所示。

对中频信号 $x(t)$ 进行采样率为 f_s 的采样, 得到中频采样信号 $x(n)$ 如式(1), 对 $x(n)$ 同时做解扩解调后得到判决量 R , 其条件方差为 (符号“ \triangleq ”表示“记为”):

$$\begin{aligned} \text{var}[R | H_0] &= \text{var}[R | H_1] = E\left\{ \left[\sum_{n=0}^{N-1} a(n) \cdot h(n) \right]^2 \right\} \\ &= R_a(0) \cdot R_h(0) + R_a(1) \cdot R_h(1) + \dots + R_a(N-1) \cdot R_h(N-1) \triangleq \Gamma \quad (7) \end{aligned}$$

其中 $R_h(\tau)$ ($\tau = 0, 1, 2, \dots, N-1$) 表示本地匹配滤波器 $h(n)$ 的自相关函数。

当采样率 $f_s = 2f_B$ 时,由图 2 可以看出 $R_a(\tau) = \begin{cases} N_0 f_B, & \tau = 0 \\ 0, & \tau \neq 0 \end{cases}$, 从而式(7)成为:

$$\text{var}[R|H_0] = \text{var}[R|H_1] = R_a(0) \cdot R_h(0) = N\sigma^2/2 \quad (8)$$

而当采样率为大于 $2f_B$ 的其他值时 $R_a(\tau) (\tau = 1, 2, \dots, N-1)$ 不全为 0, 条件方差 $\text{var}[R|H_0]$ 和 $\text{var}[R|H_1]$ 的计算将复杂很多, 这里举例说明。如图 1 中所示信号, 取 $f_c = f_{PN}$, $f_B = 2f_c$, $f_s = 4f_B = 8f_{PN}$, 此时本地匹配滤波器 $h(n)$ 的自相关函数如图 3 所示, 可见 $R_h(\tau) \approx 0, |\tau| \geq 8$, 从而式(7)成为:

$$\begin{aligned} \text{var}[R|H_0] &= \text{var}[R|H_1] \\ &\approx R_a(0) \cdot R_h(0) + R_a(T_s) \cdot R_h(1) + R_a(3T_s) \cdot R_h(3) + R_a(5T_s) \cdot R_h(5) + R_a(7T_s) \cdot R_h(7) \\ &= \sigma^2 \left[\frac{N}{2} + \frac{2}{\pi} \cdot R_h(1) - \frac{2}{3\pi} \cdot R_h(3) + \frac{2}{5\pi} \cdot R_h(5) - \frac{2}{7\pi} \cdot R_h(7) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

R 的条件概率密度为:

$$p(R|H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\Gamma}} \exp\left[-(R - \frac{N}{2})^2/2\Gamma\right] \quad (10)$$

$$p(R|H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\Gamma}} \exp\left[-(R + \frac{N}{2})^2/2\Gamma\right] \quad (11)$$

依照最小错误概率准则, 在先验概率 $P(H_0) = P(H_1)$ 的假设下, 当 $\frac{p(R|H_0)}{p(R|H_1)} > \frac{P(H_1)}{P(H_0)} = 1$ 时, 接受假设

H_0 , 否则接受 H_1 , 记为 $\frac{p(R|H_0)}{p(R|H_1)} \stackrel{H_0}{>} 1$ 。由式(10)及式(11)可得 $\frac{p(R|H_0)}{p(R|H_1)} = \exp\left[\frac{(R + \frac{N}{2})^2 - (R - \frac{N}{2})^2}{2\Gamma}\right] \stackrel{H_0}{>} \frac{H_1}{<}$

1 两边同时取对数, 并进一步化简, 可以推导出判决规则为: 若 $R > 0$, 则接受假设 H_0 , 否则接受假设 H_1 。

3 同时解扩解调方法的性能分析

最小错误概率准则判决的第一类错误概率(实际上 H_0 成立时, 却判决为 H_1 成立的概率)为:

$$\begin{aligned} \beta &= \int_{-\infty}^0 p(R|H_0) dR = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\Gamma}} \exp\left\{-\frac{(R - \frac{N}{2})^2}{2\Gamma}\right\} dR \quad \left(\text{令 } z = \frac{R - \frac{N}{2}}{\sqrt{\Gamma}}\right) \\ &= \int_{-\infty}^{-\frac{N}{2\sqrt{\Gamma}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz = \Phi\left(-\frac{N}{2\sqrt{\Gamma}}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

其中, 正态概率积分函数 $\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$ 。

同理, 判决的第二类错误概率(实际上 H_1 成立时, 却判决为 H_0 成立的概率)为 $\alpha = \beta$ 。

假设两类错误出现的概率均等, 则判决的误码率:

$$P_e = \frac{1}{2}(\alpha + \beta) = \Phi\left(-\frac{N}{2\sqrt{\Gamma}}\right) \quad (13)$$

4 与常规方法的性能比较

已经知道分立解扩解调的处理增益均为扩频序列的周期 L , 再来分析同时解扩解调方法的处理增益。

式(1)中频信号 $x(n)$ 的输入信噪比为 $SNRI = \frac{1}{2}/\sigma^2$, 而同时解扩解调后的输出信噪比为 $SNRO =$

$(\frac{N}{2})^2/\Gamma$, 因此解扩解调的处理增益 $G_p = \frac{SNRO}{SNRI} = \frac{N^2\sigma^2}{2\Gamma}$ 。当采样率 $f_s = 2f_B$ 时, $G_p = N = L \cdot \frac{f_s}{f_{PN}} > L$ 。

在上述例子中采样率 $f_s = 4f_B$ 时,

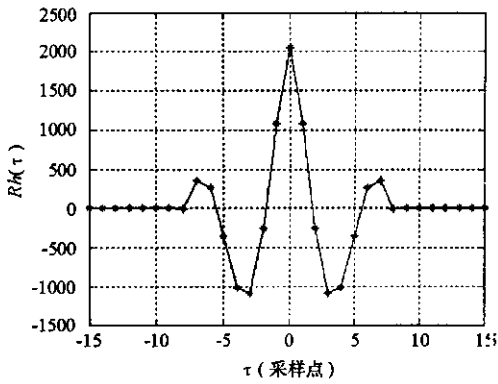


图3 本地匹配滤波器的自相关函数

Fig.3 Auto-correlation function of matched-filter

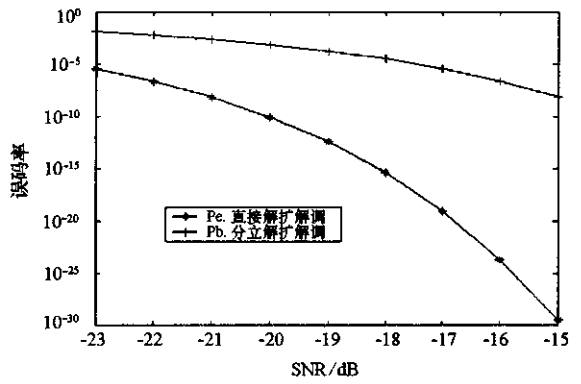


图4 各种输入信噪比条件下,两种接收方案的误码率比较

Fig.4 Bit-error-rate comparison between two receive methods under different input SNR

$$G_p \approx \frac{N^2}{2 \left[\frac{N}{2} + \frac{2}{\pi} \cdot R_k(1) - \frac{2}{3\pi} \cdot R_k(3) + \frac{2}{5\pi} \cdot R_k(5) - \frac{2}{7\pi} \cdot R_k(7) \right]} > L \quad (14)$$

以上两种采样率情况下,同时解扩解调带来的处理增益均大于分立解扩解调的处理增益 L ,同样可以证明,只要采样频率 $f_s \geq 2f_b$,同时解扩解调均会有高于 L 的处理增益。然而采样频率过高,将使采样点数增多,给后续的 DSP 数据处理带来较大压力,因此要折衷考虑。

文献 [1] 给出直序扩频系统分立解扩解调时的误码率为 $P_b = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{L \cdot SNR})$, 其中 $\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$ 为互补误差函数。结合式 (1) 进一步可得到 $P_b = \Phi\left(-\frac{\sqrt{L}}{\sigma}\right)$, 计算各种输入信噪比条件下的误码率 P_b , 同时计算式 (13), 可以得到同时解扩解调与先解扩后解调两种方案的误码率比较。图 4 及表 1 给出信息速率 $f_d = 4.8 \text{ kbps}$, 伪随机序列选用 $L = 511$ 的平衡 Gold 码 $f_c = f_{PN}$, $f_s = 8f_c$, 各种输入信噪比条件下,同时解扩解调与先解扩后解调两种接收方案的误码率比较。

表1 各种输入信噪比条件下,两种接收方案的误码率比较

Tab.1 Bit-error-rate comparison between two receive methods under different input SNR

输入信噪比	-17dB	-18dB	-19dB	-20dB	-21dB	-22dB	-23dB
同时解扩解调	8.4739×10^{-20}	4.1650×10^{-16}	3.6445×10^{-13}	3.0935×10^{-11}	6.0451×10^{-9}	1.8998×10^{-7}	2.9995×10^{-6}
先解扩后解调	3.1533×10^{-6}	2.8533×10^{-5}	1.6728×10^{-4}	6.9463×10^{-4}	2.1913×10^{-3}	5.5526×10^{-3}	1.1811×10^{-2}

计算结果表明,同时解扩解调方法的误码率远远低于分立解扩解调方法。

5 结束语

在基于软件无线电的某直序扩频通信系统的研制中,对中频采样信号的处理全部集中在 DSP 芯片中以软件完成。采用本文所述的同时解扩解调方法,当中频输入信噪比低至 -21 dB ,扩频序列周期为 511 时,可以达到误码率优于 10^{-5} 的性能指标。

参考文献:

- [1] 曾兴雯,裴昌幸,刘乃安. 数字相关器及解扩性能分析[J]. 西安电子科技大学学报,1997,24(2):221-224.
- [2] 鞠德航,林可祥. 信号检测理论导论[M]. 北京:科学出版社,1977:107-247.
- [3] 许树声. 信号检测与估计[M]. 北京:国防工业出版社,1985:13-70.
- [4] 刘福声,罗鹏飞. 统计信号处理[M]. 长沙:国防科技大学出版社,1999:132-154.

