

一种新的 BPSK 中频数字正交解调方法

胡登鹏, 李宏伟, 蒋莉, 田文华, 朱晓鹏

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要:基于前向结构设计思想,提出了一种适用于通用通信平台的 BPSK 信号中频数字正交解调方法,并给出了该解调方法中的主要算法——频偏估计算法及定时恢复算法。最后,对该中频解调方法的定时恢复算法和频偏估计算法的均方误差性能及系统误码性能进行了计算机仿真,仿真结果表明,该方法能有效地实现 BPSK 信号的中频数字正交解调。

关键词:BPSK;定时恢复;频偏估计;中频数字解调

中图分类号:TN911.25 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2007)03-0065-05

BPSK 是无线通信系统中广泛采用的数字调制方式。文献[1-3]对 BPSK 基带信号的模拟接收作了详细的讨论,文献[4]提出了一种 BPSK 信号的数字载波同步方法,并对其性能进行了分析,但其只对基带信号作了讨论,没有整体的解调方法。文献[5]提出了一种通过硬件电路实现的 BPSK 信号数字中频接收方法,其需要有专用的通信平台,不适于建立通用的通信平台。

1 信号模型

接收端的信号可表示为

$$x(t) = s(t) + \omega(t) \tag{1}$$

式中: $s(t)$ 为 BPSK 信号, $\omega(t)$ 为零均值高斯噪声。

BPSK 信号可表示为

$$s(t) = \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi f_d t + \pi \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \frac{a_i + 1}{2} \text{rec}(t - iT_b)\right) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a_i \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_d t) \text{rec}(t - iT_b) \tag{2}$$

式中: $a_i \in \{-1, 1\}$, f_c 为载波, f_d 为频偏, T_b 为符号周期, $\text{rec}(t)$ 为窗函数,本文设为矩形窗,即:

$$\text{rec}(t) = \begin{cases} 1 & -T_b/2 < t < T_b/2 \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \tag{3}$$

$s(t)$ 可等效地表示为

$$s(t) = \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_d t) g(t), \quad g(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a_i \text{rec}(t - iT_b) \tag{4}$$

设带通滤波器的时域冲激响应为 $h_1(t)$, 当接收信号经过滤波器后,信号为

$$y(t) = x(t) * h_1(t) = s(t) * h_1(t) + \omega(t) * h_1(t) = \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_d t) g_2(t) + \omega_2(t) \tag{5}$$

式中, $\omega_2(t)$ 为高斯零均值噪声, $g_2(t)$ 为基带信号 $g(t)$ 经过带通滤波器 $h_1(t)$ 的波形,其结果相当于使所加的矩形窗函数得到了一定的平滑。

2 BPSK 中频正交解调

如图 1 所示,信号接收后,直接进行带通采样,采样率的选取应满足 Nyquist(奈奎斯特)带通采样定理,

收稿日期:2006-10-10

作者简介:胡登鹏(1982-),男,四川德阳人,硕士生,主要从事信号处理和 DSP 应用技术研究。

一般为符号率的10倍以上,以便使采样值中包含靠近最佳判决时刻的样点及提高定时恢复及频偏估计的精确度。采样后,信号经过窄带带通滤波器,对带外噪声进行抑制。此时信号形式则为式(5)的离散形式,即

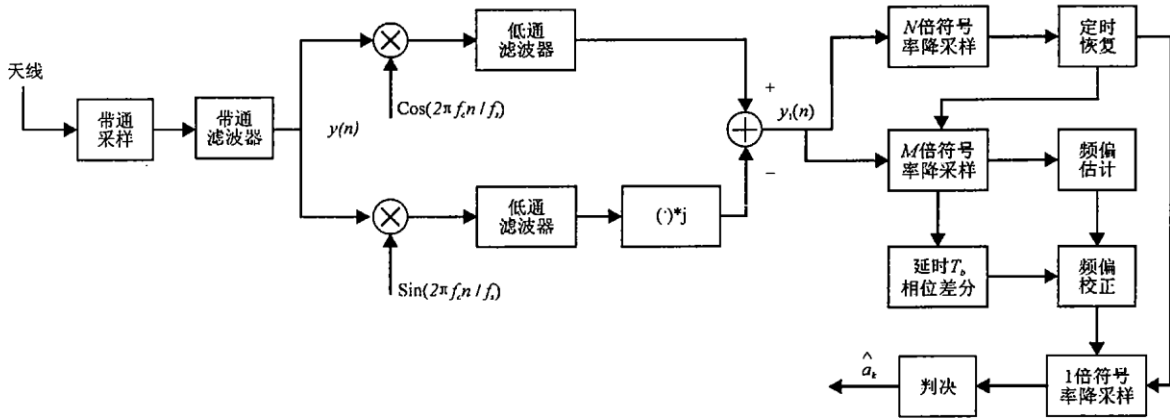


图1 BPSK中频正交解调原理框图

$$y(n) = \cos(2\pi f_c n / f_s + 2\pi f_d n / f_s) g_2(n / f_s) + \omega_2(n / f_s) \tag{6}$$

其中 f_s 为采样率。经过正交下变频后,信号变为

$$y_1(n) = \exp(j2\pi f_d n / f_s) g_3(n / f_s) + \omega_3(n / f_s) \tag{7}$$

式中 $g_3(t)$ 为 $g_2(t)$ 经过低通滤波器后的波形,其结果是 $g_2(t)$ 得到进一步平滑,这为提取定时信息提供了条件, $\omega_3(t)$ 仍为窄带高斯零均值噪声。

经过正交下变频后,首先进行 N 倍符号率降采样,使一个符号周期内的采样点数为 N ,为定时恢复提供数据, N 的取值由定时恢复算法决定,定时恢复算法将在第3部分详细讨论。定时恢复后,根据定时信息重新抽取数据,得到 M 倍符号率采样数据,此时所得数据包含未降采样时数据的最佳判决时刻。也可以根据定时信息通过内插得到信号的理论最佳判决时刻,本文为方便算法实现考虑,直接在已有数据中选择最佳判决时刻,其结果使判决精度稍微降低。 M 倍符号率采样数据用于频偏估计及延时 T_b 相位差分,延时 T_b 相位差分使频偏对信号的影响变为乘了一固定常数, M 的取值由频偏估计算法决定,频偏估计算法将在第4部分详细讨论。

设 M 倍符号率采样数据为 $y_2(n)$,其形式为

$$y_2(n) = \exp(j2\pi f_d n / f_s \times M) g_3(n / f_s \times M) + \omega_3(n / f_s \times M) \tag{8}$$

延时 T_b 相位差分后信号变为

$$y_3(n) = y_2(n) \times y_2^*(T_b f_s / M + n) = \exp(-j2\pi f_d T_b f_s / M / f_s \times M) g_4(n / f_s \times M) + \omega_4(n / f_s) = \exp(-j2\pi f_d T_b) g_4(n / f_s \times M) + \omega_4(n / f_s) \tag{9}$$

式中 ω_4 的表示式较为复杂,由文献[6],当信噪比较大时仍可假设其服从零均值的高斯分布。通过频偏估计算法得到频偏值后,利用其对式(9)进行频偏校正,去除频偏。得信号为

$$y_4(n) = g_4(n / f_s \times M) + \omega_5(n / f_s) \tag{10}$$

式中 $\omega_5(t)$ 为 $\omega_4(t)$ 乘一固定常数,故仍为高斯噪声, $g_4(t)$ 的正负由前后码元的极性决定。然后进行最大似然判决。由于噪声均值为零,故可得最大似然判决规则为

$$\hat{a}_k = \begin{cases} 1 & y_4(n) \geq 0 \\ -1 & y_4(n) < 0 \end{cases} \quad k = 1, 2, 3, \dots \tag{11}$$

由式(11)式可得, \hat{a}_k 为调制数据的差分输出序列,故需要在信号调制时进行差分编码。

至此完成 BPSK 信号的中频数字解调,下面对定时恢复算法及频偏估计算法分别进行详细讨论。

3 定时恢复算法

为方便说明定时恢复算法,不考虑噪声, N 倍符号率降采样后信号形式为

$$y_5(n) = \exp(j2\pi f_d n / f_s \times N) g_3(n / f_s \times N) \tag{12}$$

对 $y_5(n)$ 逐点进行取模得

$$|y_5(n)| = |\exp(j2\pi f_d n/f_s) g_3(n/f_s)| = |g_3(n/f_s)| \quad (13)$$

设低通滤波器的时域冲激响应为 $h_2(t)$, 故 $g_3(t)$ 可表示为

$$g_3(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a_i \text{rec}(t - iT_b) * h_1(t) * h_2(t) \quad (14)$$

由于 $h_1(t)$ 为带通滤波器, $h_2(t)$ 为低通滤波器, 系统采用带通采样, 且采样率与符号率较为接近, 故影响 $g_3(t)$ 波形的主要是 $h_2(t)$, 其结果使得窗函数 $\text{rec}(t)$ 更为平滑, 这有利于进行定时恢复。由于 $h_2(t)$ 为低通滤波器, 其值全为正值, 故当忽略 $h_1(t)$ 的影响时, 将式(14)代入式(13)可得:

$$|y_5(n)| = |g_3(n/f_s)| = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \text{rec}(n/f_s \times N - iT_b) * h_1(n/f_s \times N) \quad (15)$$

由式(15)可以看出, 它包含符号周期信息, 对其进行对应符号率对应频率点的离散傅里叶变换, 可得符号率对应频率的初始相位的 $[-0.5, 0.5)$ 之间的归一化值, 表达式为

$$\hat{\tau} = -\frac{1}{2\pi} \arg\left(\sum_{i=1}^{LN} |y_5(i)| \exp\left(\frac{j2\pi i}{N}\right)\right) \quad (16)$$

式中 L 为采用的符号个数, 由实现情况而定。 L 越大, 所得的估计值越准确, 但运算量越大。

至此完成定时恢复, 利用此初始相位值可对信号进行插值得到理论最佳判决时刻或直接量化到采样点得到所得数据中的最佳判决位置。

4 频偏估计算法

为方便说明频偏估计算法, 仍不考虑噪声影响, 忽略噪声项的 $y_2(n)$ 为

$$y_6(n) = \exp(j2\pi f_d n/f_s \times M) g_3(n/f_s \times M) \quad (17)$$

对 $y_6(n)$ 进行延时相位差分, 设延时间隔为 ΔT , 信号形式变为

$$y_7(n) = y_6(n) \times y_6^*(\Delta T f_s/M + n) = \exp(j2\pi f_d \Delta T f_s/M/f_s \times M) g_4(n/f_s \times M) = \exp(j2\pi f_d \Delta T) g_4(n/f_s \times M) \quad (18)$$

为了消除调制信息对频偏估计的影响, 将式(18)平方得:

$$y_8(n) = y_7^2(n) = \exp(-j4\pi f_d \Delta T) g_4^2(n/f_s \times M) \quad (19)$$

其中 $g_4^2(t)$ 全为正, 其只影响 $y_8(n)$ 的模, 不影响其相位。故对 $y_8(n)$ 求相位得:

$$y_9(n) = \arg(y_8(n)) = -4\pi f_d \Delta T \quad (20)$$

故可得频偏值为

$$f_d = -\frac{1}{4\pi \Delta T} y_9(n) \quad (21)$$

考虑噪声影响时, 由文献[6], 当信噪比较大时, 式(20)可改写为

$$y_{10}(n) = \exp(-j4\pi f_d \Delta T) g_4^2(n/f_s \times M) + \omega_4(n) = \exp(-j4\pi f_d \Delta T) \omega_6(n) g_4^2(n/f_s \times M) \quad (22)$$

其中 $\omega_6(n)$ 服从零均值的高斯分布, 对其求相位可得

$$y_{11}(n) = -4\pi f_d \Delta T + \omega_6(n) \quad (23)$$

故可通过对上式求均值获得频偏, 即:

$$f_d = -\frac{1}{4\pi \Delta T M L} \sum_{i=0}^{ML-1} y_{11}(i) \quad (24)$$

其中 L 为采用的符号个数。为了避免在求相位时由于多值性引起的误差, 可直接对 $y_{10}(n)$ 求均值再求相位, 频偏估计式为

$$f_d = -\frac{1}{4\pi \Delta T} \arg\left(\frac{1}{ML} \sum_{i=0}^{ML-1} y_{10}(i)\right) = -\frac{1}{4\pi \Delta T} \arg\left(\frac{1}{ML} \sum_{i=0}^{ML-1} y_{10}(i)\right) \quad (25)$$

由上式可得, 频偏估计范围与延时相位差分时 ΔT 的选取有关, 即频偏的估计范围为

$$-\frac{1}{4\Delta T} \leq f_d \leq \frac{1}{4\Delta T} \quad (26)$$

ΔT 越小, 频偏估计的范围越大, 但是此时前后差分的采样点越近, 其所含的噪声相关性越大, 估计结果精确度越小。

5 仿真结果

由于无限冲激响应(IIR)结构的滤波器具有阶数低,运算量小的特点;有限冲激响应(FIR)结构的滤波器具有线性相位特性,不会对信号相位产生畸变,故本文的带通滤波器选用IIR结构,低通滤波器选用FIR结构。带通采样时采样率与符号率的比值 $f_s/f_d = 114$,降采样时的 $M = N = 8$,采用的符号数 $L = 7$,信道噪声为加性高斯白噪声(AWGN)。

图2为定时恢复均方误差(MSE)与信噪比 E_b/N_0 的曲线, E_b 为每符号能量, N_0 为噪声的单边功率谱密度。定时恢复MSE的计算式如下

$$\tau_{MSE} = E[((\tau - \hat{\tau})/T_b)^2] \tag{27}$$

由定时恢复算法可以看出,频偏对定时恢复无影响,故此时频偏 f_b 的取值设为一固定常数。

图3为频偏估计算法在频偏范围为 $[-1.5f_b, 1.5f_b]$,定时恢复理想且无噪声时,频偏估计值与实际频偏的关系图。图3中对横坐标及纵坐标作了相对于 f_d 的归一化, ΔT 的取值分别为 $\Delta T = T_b, 0.5T_b, 0.25T_b$ 。由式(26)可得,频偏估计范围分别为 $[-0.25f_b, 0.25f_b]$ 、 $[-0.5f_b, 0.5f_b]$ 、 $[-f_b, f_b]$ 。

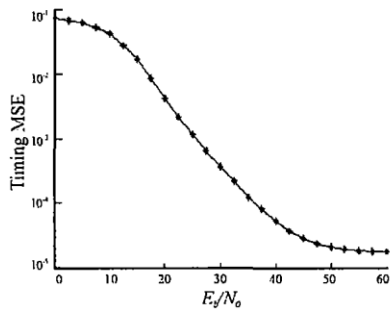


图2 AWGN下定时恢复算法MSE性能曲线图

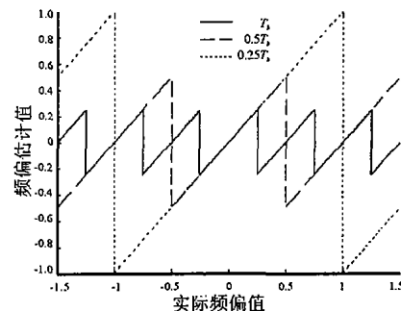


图3 频偏估计值与实际频偏值的关系图

图4为频偏估计均方误差(MSE)与信噪比 E_b/N_0 的曲线,其中假设定时恢复理想。频偏估计MSE的计算式为

$$f_{d-MSE} = E[((f_d - \hat{f}_d)/f_b)^2] \tag{28}$$

图5为AWGN信道下系统误码率(BER)与信噪比 E_b/N_0 的计算机仿真关系曲线。

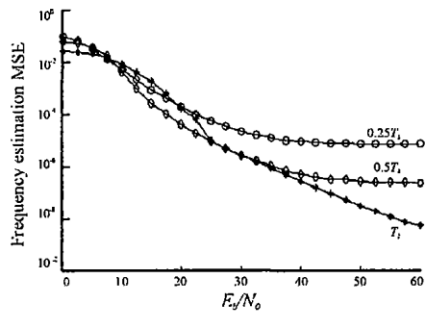


图4 AWGN下频偏估计算法MSE性能曲线图

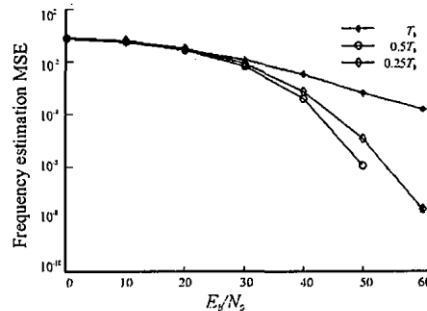


图5 系统误码率与信噪比关系曲线图

6 结束语

本文提出了一种新的BPSK中频数字正交解调方法,基于前向结构设计的频偏估计算法及定时恢复算法,使其适于数字系统实现。充分考虑了算法实现的复杂程度,在满足精度要求下作了一些简单近似。从计算机仿真结果可以看出,该方法能有效地进行BPSK中频数字解调。

参考文献:

[1] 沈振元,聂志泉,赵雪荷. 通信系统原理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1993.
 [2] 张贤达,保铮. 通信信号处理[M]. 北京:国防工业出版社,2000.
 [3] John G Proakis. Digital Communications (Fourth Edition)[M]. 北京:电子工业出版社,2003.

- [4] 郑林华,袁继兵.一种 MPSK 全数字接收机载波同步新方法[J].湘潭大学学报:自然科学版,2004,(3):42-46.
 [5] 周国富,杨文轩.一种新颖的 BPSK 信号数字中频处理方法[J].现代雷达,1999,(2):32-36.
 [6] Brown J L. Generating Uncorrelated Random Outputs by Nonlinear Processing of a Single Noise Source [J]. IEEE Trans Appl Industry,1964,83:408-410.

(编辑:门向生)

A New Intermediate Frequency Digital Orthogonal Demodulating Method for BPSK

HU Deng - peng, LI Hong - wei, JIANG Li, TIAN Wen - hua, ZHU Xiao - peng

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: A new intermediate frequency digital demodulating method is proposed based on orthogonal device and feed - forward implementation, which can be easily implemented on universal communication system. The main algorithm of this demodulating method, including frequency offset estimation algorithm and timing recovery algorithm, is also discussed in detail. The mean square error (MSE) performances of these two main algorithms and of the bit error ratio (BER) of this demodulating method are simulated. The computer simulation result demonstrates the validity of this new intermediate frequency digital demodulating method.

Key words: BPSK; timing recovery; frequency estimation; intermediate frequency digital demodulation

(上接第 48 页)

- [2] Manglani M. Wavelet modulation in Gaussian and Rayleigh fading channels[D]. Blackburg Virginia: Virginia Polytechnic Institute and State University,2001.
 [3] Trenas M A ,Lopez J,Zapata E L . FPGA Implementation of Wavelet Packet Transform with Reconfigurable Tree Structure[J]. EUROMICRO,2000:1244 - 1251.
 [4] Jamin A, ahönen M. FPGA Implementation of the Wavelet Packet Transform for High Speed Communications[J]. FPL,2002:212 - 221.
 [5] Luise M, Marselli M, Reggiannini R. Clock Synchronization for Wavelet - based Multirate Transmission[J]. IEEE Trans on Signal Processing,2000, 48:1047 - 1054.
 [6] Fu E L ,Hwang W L,Huang C L. Timing Acquisition for Fractal Modulation in Gaussian White and 1/f Channels[J]. IEEE Internal Conference,2004,48:841 - 844.
 [7] Fu C M ,Hwang W L ,Huang C L . Data - aided frame timing acquisition for fractal modulation in an AWGN channel[J]. Signal Processing,2006,86(2):310 - 318.
 [8] 樊昌信,张甫翊,徐炳祥,等.通信原理(第5版)[M].北京:国防工业出版社,2001.
 [9] 杨福生.小波变换的工程分析与应用[M].北京:科学出版社,1999.
 [10] 杨小牛,楼才义,徐建良.软件无线电原理与应用[M].北京:电子工业出版社,2001:21 - 36.

(编辑:姚树峰)

Hardware Implementation Scheme for Fractal Modulation

YANG Hang, TANG Hong, DU Xing - min, TAO Qi

(The Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: This paper proposes a hardware implementation scheme for the fractal modulation and demodulation system based on Mallat algorithm and polyphase filter, and the shaping and synchronization system are also designed. According to the weakness of false synchronization and high sensitivity to timing error, the carrier phase recovery is combined with frame synchronization on the basis of maximum likelihood (ML -) estimation, and at the same time the false synchronization can be detected and corrected. The simulation results indicate that the scheme is feasible and effective.

Key words: fractal modulation; hardware implementation; carrier phase recovery; ML - estimation