

Research on EBPSK Soft Demodulation Based on Impact Filter

Qi Hu, Lenan Wu

Radio Engineering Department, Southeast University, Nanjing Jiangsu
Email: hqstcswr@163.com, wuln@seu.edu.cn

Received: Nov. 6th, 2015; accepted: Nov. 27th, 2015; published: Dec. 8th, 2015

Copyright © 2015 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

Abstract

This paper researches the possibility and performance of EBPSK soft demodulation based on impact filter. We use impact filter to demodulate EBPSK signals generally. Because of the impact filter's nonlinear character, it is hard to implement EBPSK soft demodulation. Referring to BPSK soft demodulation in Gaussian channel, this paper puts forward the theoretical soft information formula which is the critical point of soft demodulation, and verifies the rationality of the formula. Chase-3 algorithm is used to simulate this soft demodulation scheme and the simulation results show that soft demodulation scheme increases 0.5 dB compared with hard demodulation.

Keywords

EBPSK, Impact Filter, Soft Demodulation, Chase Algorithm

基于冲击滤波器的EBPSK软解调研究

胡 琪, 吴乐南

东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京
Email: hqstcswr@163.com, wuln@seu.edu.cn

收稿日期: 2015年11月6日; 录用日期: 2015年11月27日; 发布日期: 2015年12月8日

摘 要

研究了EBPSK信号在冲击滤波器下的软解调的可行性与性能。在EBPSK解调端, 一般使用冲击滤波器。由于

其非线性以及IIR的特性, 所以EBPSK的软解调一直是个难题。本文参照BPSK解调的软解调, 在高斯信道下, 从理论上给出了其软信息的形式, 并将接收端的冲击幅度减去门限的绝对值作为接受信号的可靠性度量, 验证了其可行性, 并采用Chase-3方案仿真了此软解调方案的性能, 结果比硬解调性能提高了0.5 dB左右。

关键词

EBPSK, 冲击滤波器, 软解调, Chase算法

1. 引言

随着移动互联网时代的到来, 新兴的多媒体业务对无线通信速率的要求越来越高, 有限的无线频谱资源成为现代无线通信领域的争夺焦点, 在有限的频带内获得更高频谱效率是当今无线通信发展的方向之一。在此背景下, 扩展的二元相移键控(Extended Binary Phase Shift Keying, EBPSK) [1]应运而生, 它是一种二元不对称调制, 相较于传统的调制方式, 具有更高的频谱利用率。

目前 EBPSK 的解调方案主要是通过特殊的冲击滤波器将相位跳变转化为幅度冲击, 然后利用幅度判决的方法进行解调。然而在一般应用的情况下, 接收端一般是有 8 位以上精度的 AD 对冲击信号采样, 如果简单的采用硬解调, 其波形中携带额外的软信息就被浪费了。如果能提取到接收信号的软信息, 则可以进一步提高其解调性能, 具有一定的理论和实际意义。对于有些应用场合, 比如电力线抄表, 码率只有几 kbps 的时候, 运算的性能大大过剩, 这样就可以把剩余的性能用于软解调, 以提升误码率性能。

本文首先介绍了 EBPSK 调制与解调原理, 软解调原理, 然后根据文献[2]中推导所得 EBPSK 信号在加性高斯白噪声下通过冲击滤波器所得响应, 再参考 BPSK 信号在加性高斯白噪声下推导接收信号的可靠性度量, 近似给出了基于冲击滤波器的 EBPSK 信号的可靠性度量, 验证了其可行性并采用 Chase-3 软解调方案仿真得出其性能提高了大约 0.5 dB。

2. 基本原理

2.1. EBPSK 调制

EBPSK 的统一表达式[1]如下:

$$g_0(t) = A \sin 2\pi f_c t, \quad 0 \leq t \leq T$$

$$g_1(t) = \begin{cases} B \sin(2\pi f_c t + \theta), & 0 \leq t \leq \tau, 0 \leq \theta \leq \pi \\ A \sin 2\pi f_c t, & \tau \leq t \leq T \end{cases} \quad (1)$$

其中, f_c 为载波频率, 数据信息的符号宽度(即码元时间长度) T 持续了 $N \geq 1$ 个载波周期, 即 $T = N/f_c$ 。跳变波形的时间长度 τ 持续了 K 个载波周期, 且 $K \leq N$; 0 和 1 的调制波形分别为 $g_0(t)$ 和 $g_1(t)$ 。

2.2. 冲击滤波器

冲击滤波器是一类特殊的无限冲击响应(Infinite Impulse Response, IIR)数字滤波器, 在通带内具有极窄的“陷波 - 选频”特性[3], 在滤除噪声的同时, 可将 EBPSK 调制信号的相位跳变转化为幅度过冲, 然后利用简单的幅度判决来进行解调。

冲击滤波器由 D 对共轭零点和 G 对共轭极点组成, 其系统函数如下[4]:

$$H(s) = M \frac{\prod_{d=1}^{2D} (s - z_d)}{\prod_{g=1}^{2G} (s - p_g)} \quad (2)$$

其中(参数解释) $D < G$, M 为常数, z_d ($d = 1, 2, \dots, 2D$) 为冲击滤波器的零点, p_g ($g = 1, 2, \dots, 2G$) 为冲击滤波器的极点。典型的冲击滤波器由 1 对共轭零点和 3 对共轭极点组成, 其中心频率处具有很窄的通带, 且呈现出“陷波 - 选频”特性。可以将相位跳变转化为幅度冲击。图 1 给出 EBPSK 调制信号以及其通过冲击滤波器之后的波形。

2.3. EBPSK 信号通过冲击滤波器

在高速信道下, 设接收端含噪信号经过冲击滤波器的输出信号为:

$$\begin{aligned} r_0(t) &= y_0(t) + n(t) \\ r_1(t) &= y_1(t) + n(t) \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $n(t)$ 为加性高斯白噪声通过冲击滤波器后的时域响应, 由于冲击滤波器的带宽很窄, 所以可以将其建模为窄带高斯白噪声[5]。

根据文献[5]-[7], 发送 0 码元时, 通过冲击滤波器之后收到信号为:

$$r_0(t) = A_0 \sin(2\pi f_c t + \Phi) + n(t) \quad (4)$$

$$A_0 = \frac{AM \sqrt{\prod_{i=1}^n (\omega_c^2 + z_i^2)}}{\sqrt{\prod_{j=1}^m (\omega_c^2 + p_j^2)}} \quad (5)$$

$$\Phi = \sum_{j=1}^m \phi_j - \sum_{i=1}^n \varphi_i \quad (6)$$

由于 $n(t)$ 建模为窄带高斯白噪声, 所以 $r_0(t)$ 服从广义瑞利分布[8] (莱斯分布), 其概率密度函数为:

$$f_0(z) = \frac{z}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2}(z^2 + A_0^2)\right) I_0\left(\frac{A_0 z}{\sigma_n^2}\right) \quad (7)$$

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \varphi) d\varphi \quad (8)$$

发送码元 1 时, 通过冲击滤波器后的信号为:

1) 在 $0 \leq t \leq \tau$ 范围内:

$$r_{10}(t) = (A_0 + C) \sin(\omega_c t + \Phi) + \sum_{i=1}^n B_i e^{p_i t} + n(t) \quad (9)$$

2) 在 $\tau \leq t \leq T$ 范围内:

$$r_{11}(t) = (A_0 \sin \Phi + n_c(t)) \cos \omega_c t + (A_0 \cos \Phi + n_s(t)) \sin \omega_c t + \sum_{i=1}^n B_i e^{p_i t} (1 - e^{-p_i t}) \quad (10)$$

$$B_i = \frac{-2A \prod_{j=1}^n (p_i + z_j)}{(p_i^2 + \omega^2) \prod_{j=1, j \neq i}^m (p_i - p_j)} \quad (11)$$

$$C = \frac{-2A \prod_{i=1}^n (\omega^2 + z_i^2)^{1/2}}{\prod_{j=1}^m (p_j^2 + \omega^2)^{1/2}} \quad (12)$$

找到使信号 1 冲击最高的时刻, 记为 t_{top} , 由于 $r_{10}(t)$ 描述的是正弦振荡的建立过程, 所以 t_{top} 在 $[0, \tau]$ 内, 其包络服从改进的广义瑞利分布:

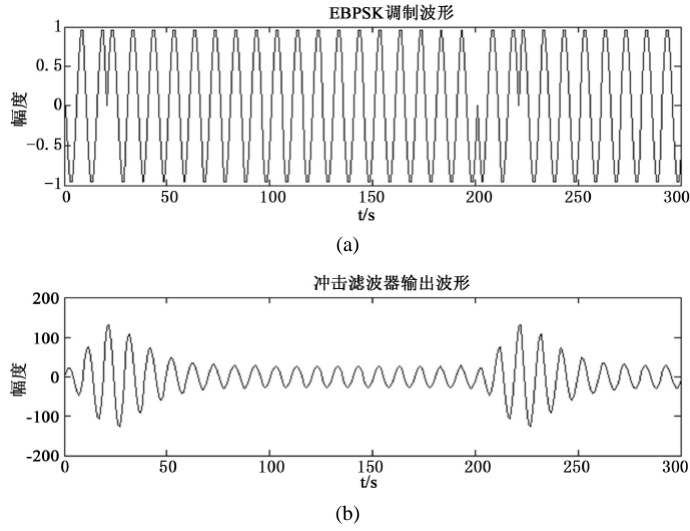


Figure 1. EBPSK waveform and filter output waveform
图 1. EBPSK 调制波形与冲击滤波器的输出波形

$$f_1(z) = \frac{1}{\sigma_n^2} (z-D)^2 \cdot \exp \left[-\frac{1}{2\sigma_n^2} \left((z-D)^2 + (A_0+C)^2 \right) \right] \cdot I_0 \left(\frac{(A_0+C) \cdot (z-D)}{\sigma_n^2} \right) \quad (13)$$

$$D = \sum_{i=1}^n B_i e^{P_i^{top}} \quad (14)$$

再对样本集回归拟合分析, 修正为:

$$f_{11}(z) = \frac{1}{(1.15\sigma_n)^2} \left(z - \frac{3}{5}D \right)^2 \cdot \exp \left[-\frac{1}{2(1.15\sigma_n)^2} \left(\left(z - \frac{3}{5}D \right)^2 + (A_0+C)^2 \right) \right] \cdot I_0 \left(\frac{(A_0+C) \cdot \left(z - \frac{3}{5}D \right)}{(1.15\sigma_n)^2} \right) \quad (15)$$

图 2 是冲击滤波后含噪 EBPSK 信号理论和仿真的概率密度函数。

2.4. Chase-3 软解调算法

一般用于 EBPSK 的解调算法都是基于冲击滤波器幅度判决, 或者是基于匹配滤波器的硬判决输出。它们的输出都量化为两个电平, 即 0 和 1。如果经过匹配滤波器或者冲击滤波器的输出不经过量化, 或者量化多于两个电平, 我们则说解调器作了软解调。由于多级量化或未经量化的接受采样值中提供了额外的信息, 所以软解调相对于硬解调的性能一般能提供 2~3 dB 的增益。然而, 为了获得更好的误码性能, 软解调的复杂度大大高于硬解调, 有些算法的复杂度甚至是指数级, 这就是典型的用复杂度换取误码性能。

软判决译码算法总体分两大类: 基于可靠性的译码算法与基于码结构的译码算法。本文主要讨论的 Chase 算法[7]是基于可靠性的软判决译码算法。

Chase 算法有 3 种, 这里选用复杂度最低的 Chase-3 算法。其实现步骤如下:

根据接收序列 r 得到硬判决接收序列 z , 并对 z 中的每一个符号分配一个可靠性值。

通过修改硬判决接收序列 z 生成一个至多 $\left\lfloor \frac{d_{\min}+1}{2} \right\rfloor$ 个序列的列表。若 d_{\min} 为偶, 修正 z 的方法为:

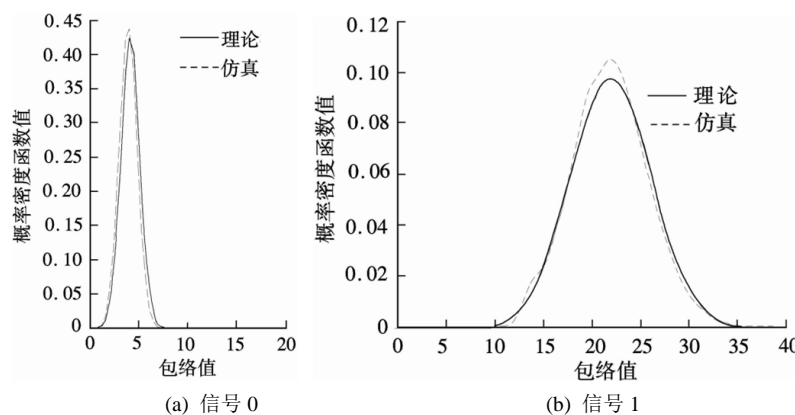


Figure 2. Probability density function of EBPSK signals after filter

图 2. 冲击滤波后 EPBPSK 信号的概率密度函数图

不对任何位置取补, 对最不可靠位取补, 对最不可靠的三位取补, ..., 对最不可靠的 $d_{\min} - 1$ 位取补。若 d_{\min} 为奇, 修正 z 的方法为: 不对任何符号取补, 对最不可靠的两位取补, 对最不可靠的四位取补..., 对最不可靠的 $d_{\min} - 1$ 位取补。

使用只纠错的代数译码器将每一个修正的 z 译成候选码字 v 。

计算每一个候选码字的软判决译码量度, 选择最可能的候选码字作为译码的结果。

Chase-2 算法是对上面的改进, 它产生更大的候选码字列表, 在这个算法里, z 的 $\frac{d_{\min}}{2}$ 个最不可靠位置所有可能错误的集合 E 用来修正 z 。

Chase-1 算法是通过取补硬判决接收序列 z 中 $\frac{d_{\min}}{2}$ 位所有可能组合而产生的候选码字列表。

复杂度分析: Chase-3 算法相对于普通硬解调的复杂度为 $\frac{d_{\min}}{2}$ 倍, 而 Chase-2 和 Chase-1 则为 $2^{d_{\min}/2}$ 倍, 由于在电力线载波通信中都采用冗余比较大的编码, 所以这里的 d_{\min} 会比较大, 以 BCH(127, 8) 为例, $d_{\min} = 64$, Chase-2 的复杂度是硬解调的 32 倍, 而 Chase-2 和 Chase-1 的复杂度约为 40 亿倍, 这已经无法接受, 所以只考虑 Chase-3 算法的实现。

这里的复杂度, 在冗余度不高时, 也就是 d_{\min} 比较小的时候, Chase-2, Chase-3 的复杂度相对于硬解调不算很高。比如采用 BCH (15, 7), $d_{\min} = 5$, Chase-2 的复杂度也就是硬解调的 4 倍, 而 Chase-3 的复杂度也就是 3 倍, 对于实际应用来说都是可以接受的。

3. 基于幅度的软解调算法的可行性

3.1. 软解调原理

以 BPSK 为例, 以高斯信道为例, 其噪声幅度符合高斯分布, 如果发送信号序列为 c , 匹配滤波后接收序列 r 被译作码字 $v = (v_0, v_1, \dots, v_{n-1})$, 则根据高斯概率密度函数[9]即可得:

$$p(r|v) = \frac{1}{(\pi N_0)^{-n/2}} \exp \left\{ -\sum_{i=0}^{n-1} \frac{(r_i - c_i)^2}{N_0} \right\} \quad (16)$$

可知使接收序列 r 和发送序列 c 误码最小化与使 $p(r|v)$ 最大是等价的。并且, 已知 r_i 可以求得

$p(r|v=1)$ 和 $p(r|v=0)$, 根据对数似然比(Log-Likelihood Ratio, LLR) $\log \left(\frac{p(r|v=1)}{p(r|v=0)} \right)$ 可以求得使 $p(r|v)$

最大的发送码字, 这就是 **MLD**(软判决最大似然译码)原理。

在 **BPSK** 中, 因为 $\log\left(\frac{p(r|v=1)}{p(r|v=0)}\right) = 4 \left| \sum_{i=0}^{n-1} r_i \right|$, 即与硬判决关联的对数似然比的绝对值成正比, 所以 $|r_i|$ 越大, 硬判决的可靠性越高, 故在 **BPSK** 软解调中, 以幅度的绝对值作为其软判决可靠性度量。

推广到 **EBPSK** 中, 同理可以计算其 $\log\left(\frac{p(r|v=1)}{p(r|v=0)}\right)$, 得出其对数似然比与接收所得幅度 z 有何种函数关系以给出 **EBPSK** 的软判决可靠性度量表达式。

$$\log\left(\frac{p(r|v=1)}{p(r|v=0)}\right) = \frac{f_1(z)}{f_0(z)}$$

$$= \frac{\left(z - \frac{3}{5}D\right)^2 \exp\left[-\frac{1}{2(1.15\sigma_n)^2} \left(\left(z - \frac{3}{5}D\right)^2 + (A_0 + C)^2\right)\right] I_0\left(\frac{(A_0 + C) \cdot \left(z - \frac{3}{5}D\right)}{(1.15\sigma_n)^2}\right)}{1.15^2 z \cdot \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2} (z^2 + A_0^2)\right) I_0\left(\frac{A_0 z}{\sigma_n^2}\right)} \quad (17)$$

此函数形式较为复杂, 实际运算复杂度较大, 故考虑使用数值解法, 画出其图形, 再进行近似, 以降低复杂度便于实际应用。由于此式相关参数如信噪比等是随实际应用情况变化的, 这里取 $\sigma_n^2 = 1$ 仅具参考意义。将此式在 **MATLAB** 中仿真得图 3。

如图可见, 将所得图形向左移动 L 个单位, 则 **LLR** 与 $|r - L|$ 近似成正比关系。这里的 L 选取与实际应用有关, 一般情况下为硬判决的门限 Vd 。

故参照 **BPSK** 在 Gaussian 白噪声下的可靠性度量的形式, 将 $|r - vd|$ 作为基于冲击滤波器的 **EBPSK** 软解调的可靠性度量合情合理。可以看出这里得出的软判决公式与 **BPSK** 很相似, 其实将 **EBPSK** 的概率密度函数图(图 2)向左移动 10 个单位, 与典型的 **BPSK** 的概率密度函数也很相似, 这也就解释了为什么这里所得可靠性度量公式与 **BPSK** 的十分相似, 而下一节将仿真证明此法的可行性以及效果。

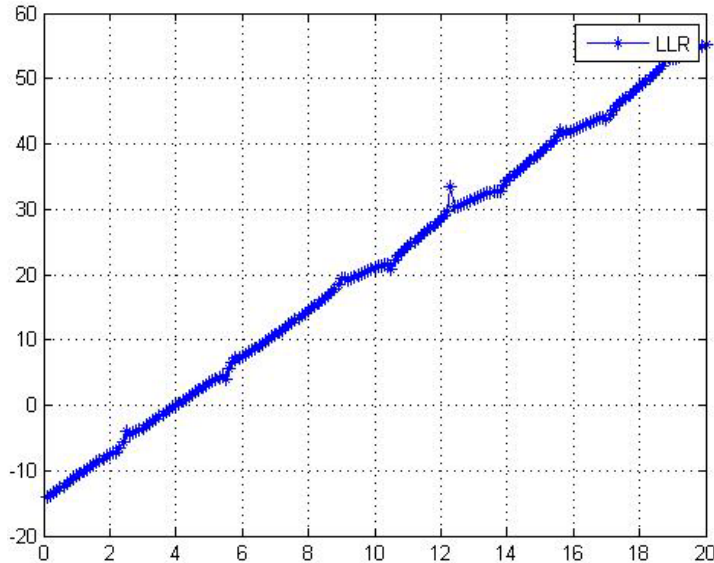


Figure 3. Relation between LLR and magnitude
图 3. LLR 与幅度的关系图

3.2. 幅度作为软判决度量的可行性分析

基于上一节的分析, 得出软判决中的可靠性度量公式如下:

$$\text{Reliability} = |\text{Envelope} - V_d| \quad (18)$$

其中 Reliability 为可靠度, Envelope 为 EBPSK 信号经过冲击滤波器后取绝对值之后的包络峰值, V_d 为硬判决的门限。

基于如上公式, 可将接收序列中的符号根据其可靠性大小重新排序。重新排序后, 如果此可靠性公式有效, 则在可靠性高的位置上判错的概率比可靠性低的位置上判错的概率低。

仿真以 127 个码元为一个测试单元, 然后把这 127 个位置按照可靠性排序, 再统计每个位置上的错误数。这里取 127 个位置, 采用 256 级量化, $\text{SNR} = -8 \text{ dB}$, 共 152,400 个点。

由图 4 可见, 随着可靠度的递增, 错误数呈指数形式递减, 因此 $\text{Reliability} = |\text{Envelope} - V_d|$ 确实能根据幅度反映出判决的可靠性大小。

4. 仿真结果与结论

上一节已经验证了 $\text{Reliability} = |\text{Envelope} - V_d|$ 的可行性, 下面就其进行进一步的系统仿真以验证其性能。

这里选取的具体参数为: EBPSK 采用 $K = 2$, $N = 10$, 信道编码为 BCH(127, 8), AD 为 8 位量化, 采用 Chase-3 算法。

仿真的具体实现流程为:

- 1) 硬判决得到序列 z , 并计算每一位的可信度。
- 2) 按照 Chase-3 里的方法修正 z , 得到试探序列集合 T 。
- 3) 对修正后的序列进行 BCH 解码, 并计算其软判决度量 C 的大小。
- 4) C 中最小的值对应的序列即为解调结果。
- 5) 计算误码率。

仿真所得误码率曲线如图 5。

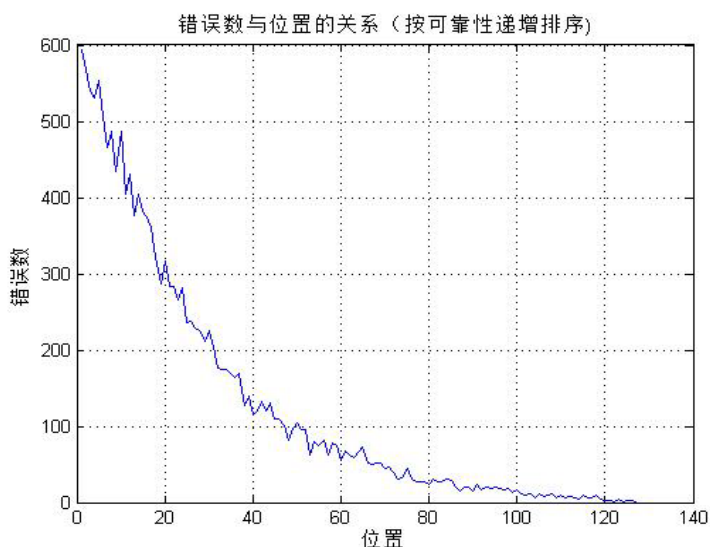


Figure 4. Relation between errors and reliability
图 4. 错误数和可信度的关系

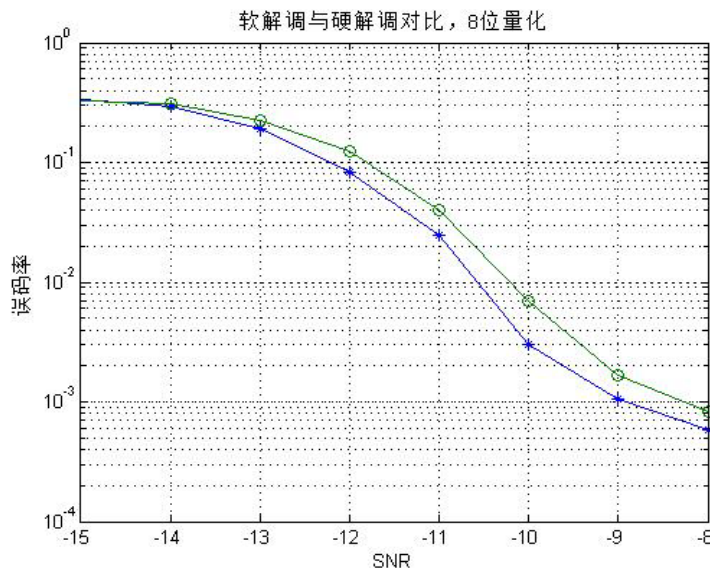


Figure 5. BER of EPBSK soft demodulation and hard demodulation
图 5. EBPSK 软解调与硬解调的误码率曲线

由图 5 可见此软解调方案和传统硬解调相比, 软解调的误码性能提升了 0.5 dB 左右, 证明了将 $\text{Reliability} = |\text{Envelope} - V_d|$ 作为软解调的可靠性度量是有效的、可行的, 也表明了本文提出的方法在 EPBSK 通信系统解调算法中的优越性。

5. 结束语

本文提出了一种软解调算法用于提高 EPBSK 系统解调性能。误码率对比仿真结果表明, 相较于传统的硬判决方法, 本文提出的方法在误码率性能上有了一定提高。但这里提升的性能虽然没有达到理想的 2~3 dB, 以后还有两点可以改进: 一是可靠性度量的公式的选取, 本文采用的公式是粗略近似的, 从而造成性能上的损失。二是软解调算法的选取, Chase-3 算法是一种追求计算简单的算法, 是以性能为代价的。

参考文献 (References)

- [1] 吴乐南. 超窄带高速通信进展[J]. 自然科学进展, 2007, 17(11): 1467-1473.
- [2] 王晖东. Chase 型译码算法的相关研究[D]: [硕士学位论文]. 扬州: 扬州大学, 2009.
- [3] 冯熲. 高效调制的关键问题研究[D]: [博士学位论文]. 南京: 东南大学, 2008.
- [4] 王继武. 基于冲击滤波器的 EBPSK 解调器设计, 优化与应用[D]: [硕士学位论文]. 南京: 东南大学, 2012.
- [5] Wu, L.N. and Feng, M. (2010) On BER Performance of EBPSK-MODEM in AWGN Channel. *Sensors*, **10**, 3824-3834. <http://dx.doi.org/10.3390/s100403824>
- [6] Feng, M., Wu, L.N., Ding, J.J. and Qi, C.H. (2011) BER Analysis and Verification of EBPSK System in AWGN Channel. *IEICE Transactions on Communications*, **E94-B**, 806-809. <http://dx.doi.org/10.1587/transcom.E94.B.806>
- [7] 常虹, 丁佳佳, 吴乐南. AWGN 信道 EBPSK 系统解调性能分析[J]. 东南大学学报(自然科学版), 42(1): 14-19.
- [8] Proakis, J.G. (2002) *Digital Communication*. 4th Edition, McGraw-Hill, New York, 169-176.
- [9] Lin, S. and Costello, D.J. 差错控制编码[M]. 晏坚, 何元智, 潘亚汉, 等, 译. 北京: 机械工业出版社, 2007.