

自适应 BPSK 解调方法研究

李炎新^{1,2}, 胡爱群¹, 宋宇波¹

(1. 东南大学信息安全研究中心, 南京 210096; 2. 解放军理工大学工程兵工程学院, 南京 210007)

[摘要] 提出了一种新型的基于自适应滤波算法的解调二进制相移键控 (BPSK) 信号的方法。以常用的最小均方误差自适应算法 (LMS) 为例, 讨论了新型的 BPSK 自适应解调的过程及其性能。该解调算法不需要自适应滤波器完成收敛, 从而降低了采样频率。给出的理论性能与仿真结果表明, BPSK 自适应解调的误码率仿真结果与理论值吻合非常好; 而且该方法具有抗干扰性能强、输出响应快、便于数字信号处理 (DSP) 技术实现等特点, 在相同的采样频率下其误码率优于相关解调的误码率。

[关键词] 数字通信; 自适应信号处理; 解调; BPSK

[中图分类号] TN911, TN914 **[文献标识码]** A **[文章编号]** 1009-1742 (2006) 05-0049-03

自适应滤波技术在通信领域中应用相当广泛, 如自适应均衡、自适应频率跟踪与检测和自适应干扰抵消等。近些年来, 出现了自适应技术应用于数字通信信号直接解调 (自适应解调, ADEM)。自适应解调具有算法简单, 便于实现数字信号处理技术, 兼有锁相和相关解调的功能, 适当调整跟踪步长可以获得较小的数据传输延迟, 并获得优良的解调性能^[1]。但是文献[1~3]提出的自适应解调是通过提取自适应单频跟踪器 (AFT) 输出的包络来实现解调, 没有充分利用自适应解调具有相关解调的优良性能, 而且给出的误码性能只是计算机模拟结果, 没有理论计算公式。文献[4, 5]提出的自适应解调是在较高的过采样率下才有较好误码性能。针对这些情况提出新型的自适应解调算法。

1 LMS 自适应干扰抵消器

自适应干扰抵消器如图 1 所示, 采用横向滤波器的形式, 滤波器的权用实数型的 LMS 算法进行更新^[6]。

主输入为



图 1 干扰抵消器及自适应解调

Fig.1 Block diagram of adaptive interference canceller and adaptive demodulation

$$d(n) = s(n) + A_0 \cos(\omega_0 n + \phi_0) \quad (1)$$

参考输入为

$$u(n) = A \cos(\omega_0 n + \phi_0) \quad (2)$$

滤波方程为

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} \hat{w}_i(n) u(n-i) \quad (3)$$

误差为

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4)$$

权系数更新方程为

$$\hat{w}_i(n+1) = \hat{w}_i(n) + \mu u(n-i) e(n), \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (5)$$

其中 M 是横向滤波器长度, μ 是控制稳定性和收敛

[收稿日期] 2005-02-28; 修回日期 2005-04-16

[基金项目] “八六三” 高技术研究发展计划资助项目 (2003AA143040); 江苏省网络与信息安全重点实验室项目 (BM2003201)

[作者简介] 李炎新 (1973), 男, 广西北流市人, 解放军理工大学讲师, 东南大学博士生

速度的步长因子。式(4)中 $e(n)$ 为消除正弦干扰的信号。若以 $e(n)$ 作为输出,滤波器就是干扰对消器。它相当于一个具有非常高 Q 值的陷波器,能把正弦信号分离开来。若以 $y(n)$ 作为输出,则这个滤波器就是单频跟踪器(AFT)。 $y(n)$ 能跟踪主输入信号中的正弦信号,当滤波器收敛时,能达到同频、同幅、同相,即

$$\lim_{n \rightarrow \infty} y(n) = A_0 \cos(\omega_0 n + \phi_0)。$$

2 BPSK 自适应解调原理

2.1 BPSK 自适应解调基本原理

图1中,把参考输入 $u(n)$ 作为本地同步载波,把主输入 $d(n)$ 中的 $s(n)$ 当作加性高斯白噪声, $A_0 \cos(\omega_0 n + \phi_0)$ 当作 BPSK 调制信号的同步采样信号。在某个码元持续时间 T_{ym} 内观察时,有

$$d(n) = \begin{cases} A_0 \cos(\omega_0 n) + s(n) & \text{在发数字 0,} \\ A_0 \cos(\omega_0 n + \pi) + s(n) & \text{当发数字 1 时} \end{cases} \quad (6)$$

在一个码元传输期间滤波器收敛时,有

$$y(n) = \begin{cases} A_0 \cos(\omega_0 n) & \text{当发数字 0,} \\ A_0 \cos(\omega_0 n + \pi) & \text{当发数字 1} \end{cases} \quad (7)$$

因此 $y(n)$ 能跟踪 BPSK 调制信号,即在一个码元传输结束时,若滤波器收敛,则 $y(n)$ 包含了该码元的全部信息,从 $y(n)$ 中能解调出 BPSK 调制的信号。如果横向滤波器的长度 M 取 1,一个码元结束滤波器收敛时式(3)变为

$$y(n) = \hat{w}(n) A \cos(\omega_0 n + \phi_0) = A_0 \cos(\omega_0 n + \phi_0) \quad (8)$$

即

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \hat{w}(n) = \begin{cases} A_0/A & \text{当发数字 0,} \\ -A_0/A & \text{当发数字 1} \end{cases} \quad (9)$$

这样在一个码元传输过程中一阶横向自适应滤波器收敛时,对滤波器的权 $\hat{w}(n)$ 进行判决就得到 BPSK 的解调信号。

2.2 BPSK 自适应解调实用算法

由于自适应滤波器收敛要经过较长一段时间,上述算法不太适用于 BPSK 信号的实时解调,因此修改为

$$v(n) = w_0 - \hat{w}(n) \quad (10)$$

假设自适应步长较小,

$$E[v(n)] = v(0)(1 - \mu\lambda)^n \quad (11)$$

成立^[6],其中 w_0 是最佳权值, $\hat{w}(n)$ 是第 n 时刻的

权值估计。 μ 是输入信号 $u(n)$ 的自相关矩阵的特征值。取 $\lambda = A^2/2$ 。

滤波器的权调整从每一个码元起始时开始,若权的初始值取 $\hat{w}(0) = 0$,因此由式(10)得

$$v(0) = w_0 \quad (12)$$

假设在每一个 BPSK 码元时间内采样 k 次。当 $n = k$ 时,由式(10)至式(12)得

$$w_0 = E[\hat{w}(k)]/[1 - (1 - \mu\lambda)^k] \quad (13)$$

w_0 的估计值取

$$\hat{w}_0 = \hat{w}(k)/[1 - (1 - \mu\lambda)^k] \quad (14)$$

由式(13)和式(14)可见, \hat{w}_0 是 w_0 的无偏估计。以 \hat{w}_0 作为 BPSK 的解调信号是无偏的,无需等到滤波器完成收敛,只需一定的迭代次数 k 。

3 BPSK 自适应解调性能分析

3.1 理论分析

在较小的自适应步长下, $v(n)$ 均方值为^[6]

$$E[v^2(n)] = \mu J_{\min}/(2 - \mu\lambda) + (1 - \mu\lambda)^{2n}(v^2(0) - \mu J_{\min}/(2 - \mu\lambda)) \quad (15)$$

由文献[6]知, J_{\min} 即为加性噪声 $s(n)$ 的方差 σ_n^2 或功率 N 。

把式(12)代入式(15)得

$$E[v^2(k)] = \mu J_{\min}/(2 - \mu\lambda) + (1 - \mu\lambda)^{2k}(w_0^2 - \mu J_{\min}/(2 - \mu\lambda)) \quad (16)$$

由式(13)和式(14)可得

$$D\hat{w}_0 = E[\hat{w}_0^2] - E^2[\hat{w}_0] = E[\hat{w}^2(k)]/[1 - (1 - \mu\lambda)^k]^2 - w_0^2 \quad (17)$$

由式(10)、式(13)和式(16)可得

$$\begin{aligned} E[\hat{w}^2(k)] &= E[v^2(k)] - w_0^2 + 2w_0 E[\hat{w}(k)] = \\ E[v^2(k)] - w_0^2 + 2w_0 w_0 [1 - (1 - \mu\lambda)^k] &= \\ \frac{\mu J_{\min}}{2 - \mu\lambda} + (1 - \mu\lambda)^{2k} \left(w_0^2 - \frac{\mu J_{\min}}{2 - \mu\lambda} \right) - & \\ w_0^2 + 2w_0^2 [1 - (1 - \mu\lambda)^k] & \quad (18) \end{aligned}$$

再把式(18)代入式(17)得

$$\begin{aligned} D\hat{w}_0 &= \frac{1}{(1 - (1 - \mu\lambda)^k)^2} \left\{ \frac{\mu J_{\min}}{2 - \mu\lambda} + \right. \\ & \left. (1 - \mu\lambda)^{2k} \left(w_0^2 - \frac{\mu J_{\min}}{2 - \mu\lambda} \right) - \right. \\ & \left. w_0^2 + 2w_0^2 [1 - (1 - \mu\lambda)^k] \right\} - w_0^2 = \\ & \frac{\mu J_{\min}}{2 - \mu\lambda} \cdot \frac{1 + (1 - \mu\lambda)^k}{1 - (1 - \mu\lambda)^k} \approx \frac{J_{\min}}{k\lambda} \quad (19) \end{aligned}$$

在较小的自适应步长条件下, \hat{w}_0 近似为正态

分布。 $\hat{\omega}_0$ 大于等于零时判为“0”，小于零时判为“1”。在各符号概率相等条件下可求得该自适应 BPSK 解调的误码率为

$$P_b = Q(A_0^2/A^2 D\hat{\omega}_0)^{1/2} = Q(kA_0^2/2J_{\min})^{1/2} = Q(kS/J_{\min})^{1/2} \quad (20)$$

其中 S 是信号功率。

假设接收机按抽样定理采样，则有

$$2\epsilon_b/N_0 = (S/N)(T_{\text{sym}}/T_s) = Sk/J_{\min} \quad (21)$$

把式 (21) 代入式 (20) 得该方法的误码率

$$P_b = Q(Sk/J_{\min})^{1/2} = Q(2\epsilon_b/N_0)^{1/2} \quad (22)$$

也是相关解调的误码率^[7]。在较小的迭代步长下，BPSK 自适应解调与相关解调在理论上有相同的误码率。式 (21) 和式 (22) 中 ϵ_b 是一个码元的能量， N_0 是噪声单边带功率谱密度， $N = J_{\min}$ 是噪声功率， T_{sym} 是码元周期， T_s 是接收机采样周期。

3.2 计算机模拟

取载波频率 $f_c = 10$ kHz，采样频率 $f_s = 50$ kHz，码元长度 $T_{\text{sym}} = 1$ ms，自适应步长 $\mu = 0.002$ ，进行计算机模拟自适应 BPSK 解调的误码率，同时画出了自适应 BPSK 解调的理论误码率，如图 2 所示，可见计算机模拟的误码率与理论计算的非常接近。

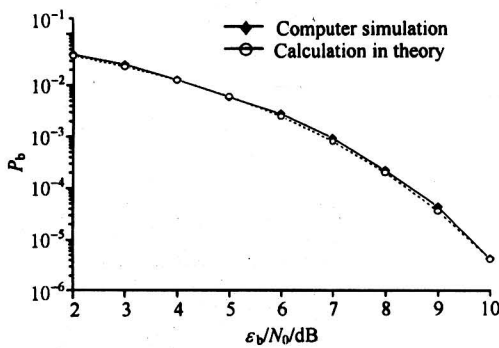


图 2 自适应 BPSK 解调的计算机模拟与理论误码率比较

Fig.2 Comparison of error probability of adaptive BPSK demodulation in simulations and that in theory

取载波频率 $f_c = 10$ kHz，采样频率 $f_s = 30$ kHz，码元长度 $T_{\text{sym}} = 1$ ms，对 BPSK 信号进行相关解调计算机模拟；取 $\mu = 0.002$ ，在相同的条件下，对 BPSK 信号进行自适应解调计算机模拟。两者的误码性能如图 3 所示，可见在相同的条件下，自适应解调的误码率比相关解调的误码率优，信噪比越大，优越性越明显。

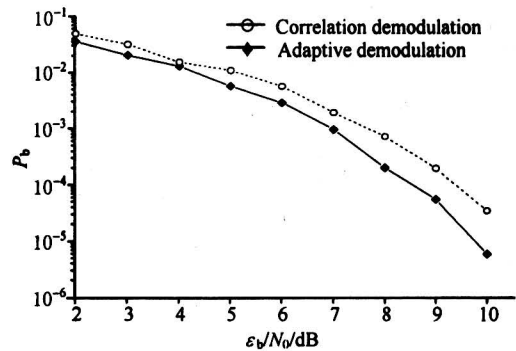


图 3 在相同的采样频率下，BPSK 自适应解调与相关解调的误码率比较

Fig.3 At the same sample rate, comparison of error probability of adaptive BPSK demodulation and that of correlation demodulation in simulations

4 结语

自适应 BPSK 解调是 BPSK 数字解调的一种较好实现方法。自适应解调的误码率在理论上与相关解调相同，但在数字实现上优于相关解调。由于使用简单的 LMS 算法，而且不需要滤波器完成收敛，对采样速度和数字处理速度都要求不高，因此所提出的自适应解调方法更适用于 DSP 技术实现。该自适应解调方法同样适用于其他调制信号的解调，如 FSK，QAM，具有很好的实用性和推广价值。

参考文献

- [1] 胡爱群, 苏杰. 自适应 FSK 解调方法 [J]. 应用科学学报, 1996, 14 (2): 167 ~ 172
- [2] 钱志文, 胡爱群. 基于自适应滤波的 DPSK 解调方法及性能 [J]. 移动通信, 2000 (1): 50 ~ 52
- [3] 钱志文. 基于自适应滤波的 ASK 解调方法及性能 [J]. 工矿自动化, 2003 (3): 14 ~ 16
- [4] Werter M J. FSK demodulation using an adaptive recursive digital filter [J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 1996, 44 (7): 1822 ~ 1825
- [5] Nishimura S, Aloys M. A lattice-based adaptive IIR notch filter and its FSK demodulation, IEEE International Symposium on Circuits and Systems [C]. Geneva, Switzerland, 2000
- [6] Simon Haykin. Adaptive Filter Theory, Four Edition [M]. Publishing House of Electronics Industry, Beijing, 2002. 246 ~ 266
- [7] Proakis J G. Digital Communications, Four Edition [M]. Publishing House of Electronics Industry, Beijing, 2004. 255

Research on the Quasi-static and Dynamic Properties and Constitutive Relation of Carbon Fiber-reinforced Phenolic Composite

Zhang Tai, Wang Xiaojun, Wang Zhihai, Guo Yang, Wang Yuanbo
(*University of Science and Technology of China, Department of Mechanics
and Mechanical Engineering, Hefei 230027, China*)

[**Abstract**] The quasi-static and dynamic compression properties of carbon fiber-reinforced phenolic composite are investigated by a series of MTS and SHPB tests. The results show that the material is rate-dependent and temperature-dependent. A new nonlinear viscoelastic constitutive model is proposed and the coefficients in the constitutive equation are obtained by the experiment stress-strain curves. The influence of temperature on the constitutive equation is remarkable, and its effects can be described by the material parameters related to temperature. Based on the consideration that the responses of the material to reducing strain rate and raising temperature are similar, the time-temperature equivalent law is investigated and the corresponding equivalent curve under different loading conditions is approached.

[**Key words**] carbon fiber-reinforced phenolic composite; dynamic properties; viscoelasticity; constitutive model; time-temperature equivalent law

(cont. from p.51)

An Adaptive Demodulation Method for BPSK Signals

Li Yanxin^{1,2}, Hu Aiqun¹, Song Yubo¹

(1. *Research Center of Information Security, Southeast University, Nanjing 210096, China;*

2. *PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China*)

[**Abstract**] The paper presents a novel method for demodulating the binary phase shift keying (BPSK) signals basing on adaptive filtering. The commonly used least mean square (LMS) error adaptive filtering algorithm is employed for studying the demodulating procedure and the performance of the novel adaptive BPSK demodulation. The novel adaptive BPSK demodulation does not need the adaptive filter completing convergence. The performance of the method in theory is compared with computer simulating results. It shows that the error rates in simulation agree well with that in theory. Also, it is indicated that the demodulation method has many advantages over conventional ones, such as the powerful anti-noise ability, the small transfer delay, and the convenient implementation with DSP technology, and has lower error rates than correlation modulation at the same sample rate.

[**Key words**] digital communications; adaptive signal processing; demodulation; BPSK