

四川大學



课 程 :	自适应信号处理		
题 目 :	基于自适应的多径信道中 DSSS 信号的解扩方法		
教 师 :	何培宇 教授		
组员 1:	崔 敖	学 号 :	2014222050111
组员 2:	徐媛媛	学 号 :	2014222050108
成 绩 :			
评 语 :			

基于自适应的多径信道中 DSSS 信号的解扩方法

崔 敖, 徐媛媛

(四川大学电子信息学院, 四川 成都 610065)

摘 要: 直接序列扩频信号(DSSS)因具有频带宽、功率谱密度低、隐蔽性好、抗干扰能力强等特点而被广泛应用。在实际应用中, 由于通信信道多径效应的存在, 使得 DSSS 信号的码串产生相互影响而形成码间串扰(ISI), 影响到了通信的可靠性。本文通过对多径信道中传输的 DSSS 信号进行建模分析, 以自适应技术、最小均方(LMS)算法为基础, 分别从逆模拟多径信道和模拟多径信道两个方面提出了两种自适应解扩方法, 并通过仿真对比, 说明了这两种方法各自的性能特点和适用情况。

关键词: 直接序列扩频(DSSS); 多径信道; 自适应滤波; 自适应解扩; 最小均方(LMS)算法

Adaptive De-Spreading Methods for DSSS Signal in Multipath Channel

CUI Ao, XU Yuan-yuan

(School of Electronic Information Engineering, Sichuan Univ., Chengdu 610065, China)

Abstract: Direct sequence spread spectrum signal is widely applied based on its outstanding performance in spectrum characteristics, low power spectrum density, imperceptibility and anti-interference. In general applications, the code series of DSSS signal usually interacts each other with the effecting of multipath channel. By which means concluded to Inter Symbol Interference (ISI) and thus reduces communication reliability. In this paper, two adaptive de-spreading methods, which are from inverse modeling and modeling aspects of multipath channel respectively, has been proposed via adaptive technologies and least mean square (LMS) algorithm based on the analysis of DSSS signal in multipath channel. Moreover, this paper also introduces the properties and the suitable applications of these two methods with simulations and comparisons.

Key Words: Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS); Multipath Channel; Adaptive Filtering; Adaptive De-Spreading; Least Mean Square (LMS) Algorithm

1 引言

直接序列扩频信号(DSSS)因具有频带宽、功率谱密度低、隐蔽性好、抗干扰能力强等特点而被广泛使用^[1], 多见于军用通信和移动通信, 其优良的抗干扰能力主要体现在加性高斯白噪声(AWGN)信道中。而实际应用中, 由于发射机到接收机的信号通路往往不止一条, 原信号在这些通路中传输会受到彼此并行的、不同程度的衰减和相位延迟, 并且在接收端进行线性叠加。传输信道带来的这种影响, 对原信号产生了一定的频率选择性和相位噪声, 称之为多径效应。多径效应的存在会使 DSSS 信号的码串产生相互影响, 形成码间串扰(ISI), 严重影响到 DSSS 通信的可靠性。同时, 这种多径信道的参数

往往是不可预测的、时变的, 并且在某些极端条件下, 多径分布密集, 并且时延会大于码片(chip)长度。为了能尽可能提高通信的可靠性, 接收机必须能够根据不同的信道进行自动调整。因此, 提高 DSSS 接收机的抗多径干扰能力具有很大的研究价值和实际意义。

本文对多径信道下的 DSSS 信号自适应检测进行了研究。首先, 根据多径信道和直接序列扩频信号的特点进行分析, 并在最小均方(LMS)算法的基础上, 提出了两种方案: 1, 使用训练序列自适应逆模拟多径信道参数, 滤波器参数收敛后将所求逆信道参数赋给 FIR 滤波器, 使输入信号经过滤波器处理后直接相关解扩; 2, 不使用训练序列, 利用平行自适应 FIR 滤波器模拟多径信道参数,

并且根据 LMS 算法的最速下降特性，通过比较局部均方误差的方法对接收序列直接进行解扩（自适应最小均方解扩）的方法。

2 自适应解扩

一般情况下，一个多径信道的冲激响应 $h(\tau, t)$ 可由(1)式定义^[2]。

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) \quad (1)$$

(1)式中， K 表示从发射机到接收机直接的路径数目， $a_k(t)$ 和 $\tau_k(t)$ 分别代表第 k 条路径时变的信道增益和信道延迟， $\delta(t)$ 为单位冲激函数^[2]。

则对于 DSSS 信号 $s_o(t)$ ，接收机收到的信号 $s_r(t)$ 可由(2)式定义，其中 $N(t)$ 代表加性高斯白噪声(AWGN)。

$$s_r(t) = s_o(t) * h(t, \tau) + N(t) \quad (2)$$

为简化分析，假设多径信道参数在一定时间范围不变，则在此时间段内这个多径信道为广义平稳信道，接收信号已经过理想采样，则由(1)式和(2)式得出接收端采样信号 $s_r(n)$ 如(3)式所示。而此时的等效信道冲激响应 $h_d(n)$ 可由式表示。

$$s_r(n) = s_o(n) * h_d(n) + N(n) \quad (3)$$

$$h_d(n) = \sum_{k=1}^K a_k \delta(n - k) \quad (4)$$

(4)式中， k 只取不小于 0 的整数，因此可以用 FIR 滤波器构建 $h_d(n)$ ，其传输函数 $H_d(z)$ 可由(5)式表示。

$$H_d(z) = \sum_{k=1}^K a_k z^{-k} \quad (5)$$

再假设发射端使用码片(Chip)长度为 M 的伪随机(Pseudo-Noise)码进行扩频，则扩频后的信号 $s_o(n)$ 为 0 序列与 1 序列所构成的码片在不同时刻上的叠加。分别使用 $c_0(n)$ 和 $c_1(n)$ 互相反相且相关性较小，代

表 n 时刻 0 序列与 1 序列的码元，为双极性非归零二维码，其中 $c_0(n) = 1 - c_1(n)$ ；基带信号为 $m(k)$ ，表示第 k 个码片时的信息比特，则 $s_o(n)$ 可表示为(6)式。发射机的原理框图如图 1 所示。

$$s_o(n, k) = m(k) \sum_{m=kM}^{(k+1)M-1} c_1(n) \delta(n - m) + \bar{m}(k) \sum_{m=kM}^{(k+1)M-1} c_0(n) \delta(n - m) \quad (6)$$

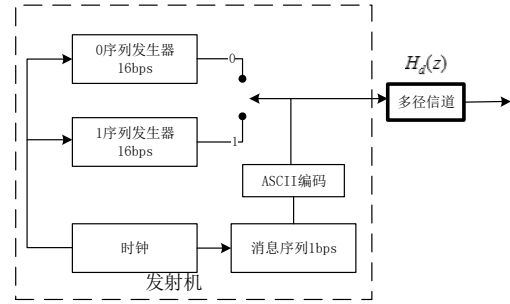


图 1 发射机原理框图

Fig. 1 Block Figure of Transmitter

接收机本地产生与发送端一致的 PN 参考序列， $l_0(n) = c_0(n)$ ， $l_1(n) = c_1(n)$ 用于接收机解扩。

2.1 自适应逆模拟解扩

若在接收机收到信号时，使用一个冲激响应为 $h_e(n)$ 的滤波器处理输入信号，以尽可能抵消多径信道对原始信号 $s_o(n)$ 的影响，从而恢复出只受噪声影响的 DSSS 信号，则可利用相关解扩方法处理输入信号。假设此滤波器的冲激响应为 $h_e(n)$ ，传输函数为 $H_e(z)$ ，则理想情况下，应该满足(7)(8)式。

$$h_d(n) * h_e(n) = \delta(n) \quad (7)$$

$$H_d(z) H_e(z) = 1 \quad (8)$$

这种使用一个频率与相位响应为信道本身响应的逆或倒数的传输函数构建的滤波器来处理输入信号的办法，一般叫做逆模拟或者均衡^[3]。因此，对于一个 FIR 的多径信道，往往需要用一个 IIR 的滤波器去逆模拟，但是这不管从因果性、稳定性还是易实

现性角度考虑代价都较大。为了能够使用 FIR 滤波器能够近似逆模拟多径信道，即在有限的一段持续时间内，其 $h_e(n)$ 与 $h_d(n)$ 的卷积应该近似于一个冲激函数，即(9)(10)式所示。可以认为，对于一个经过了多径信道 $h_d(n)$ 的输入信号 $s_r(n)$ ，其已经是发射信号 $s_o(n)$ 多重延迟的加权叠加，这时用一个 FIR 滤波器 $h_e(n)$ 对 $s_r(n)$ 进行处理后，结果是对这个输入 $s_r(n)$ 进一步进行多重延迟的加权叠加，则处理后的信号相较于 $s_o(n)$ 的延迟一定会大于发射信号 $s_o(n)$ 经过信道后的最大延迟（ $h_d(n)$ 的时间长度） d 。而又因为一般的经验法则是让 Δ 等于 FIR 滤波器 $h_e(n)$ 时间长度 L 的一半^[3]，即有(11)式。

$$h_d(n) * h_e(n) \approx \delta(n - \Delta) \quad (9)$$

$$H_d(z)H_e(z) \approx z^{-\Delta} \quad (10)$$

$$d < \Delta = \frac{1}{2}L \quad (11)$$

基于这种原理，可在接收机能够正确逆模拟多径信道之前，由发射机发送一串已知序列，接收机产生一串同样的参考序列作为期待信号，由自适应处理器对比经过自适应 FIR 滤波器处理的接收序列和本地参考产生误差并利用最小均方(LMS)算法产生可调权赋给自适应 FIR 滤波器以不断迭代获得最优的逆模拟滤波器参数。在达到允许误差范围后，自适应 FIR 滤波器固定权值，发射机开始发送消息，接收机正确解扩 DSSS 信号。

2.2 自适应模拟解扩

在接收机收到第 k 个码片（信息比特）时，接收机输入 $s_r(n)$ 如(3)式，由于当前码片只可能为“0”序列或“1”序列构成，且 $c_0(n)$ 和 $c_1(n)$ 互相反相，若不考虑前后码片的互相影响，有 $s_r(n) = s_{r,0}(n)$ 或者 $s_r(n) = s_{r,1}(n)$ ，如(12)(13)式所示，整理可

得 $s_r(n)$ 如(14)式所示，其中 $\bar{m}(k)$ 为第 k 个码片二进制码与“1”的模二加法和。

$$s_{r,0}(n) = [c_1(n) - 1] \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} h_d(m) + N(n) \quad (12)$$

$$s_{r,1}(n) = c_1(n) \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} h_d(m) + N(n) \quad (13)$$

$$s_r(n) = [c_1(n) - \bar{m}(k)] \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} h_d(m) + N(n) \quad (14)$$

使用两个平行自适应 FIR 滤波器对本地参考的“0”序列和“1”序列进行滤波，分别得到两个滤波器输出 $f_0(n)$ 和 $f_1(n)$ ，如(15)(16)所示。

$$f_0(n) = [c_1(n) - 1] \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} h_a(m) \quad (15)$$

$$f_1(n) = c_1(n) \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} h_a(m) \quad (16)$$

则 $s_r(n)$ 分别与 $f_0(n)$ 和 $f_1(n)$ 的差 $\varepsilon_0(n)$ 和 $\varepsilon_1(n)$ 如(17)(18)式所示。

$$\begin{aligned} \varepsilon_0(n) = & c_1(n) \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} [h_d(m) - h_a(m)] \\ & + \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} h_a(m) \\ & - \bar{m}(k) \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} h_d(m) \\ & + N(n) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_1(n) = & c_1(n) \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} [h_d(m) - h_a(m)] \\ & - \bar{m}(k) \sum_{m=KM}^{(k+1)M-1} h_d(m) \\ & + N(n) \end{aligned} \quad (18)$$

若 $h_d(m)=h_a(m)$ ，对 $\varepsilon_0(n)$ 与 $\varepsilon_1(n)$ 求平方差 $p = \varepsilon_0^2(n) - \varepsilon_1^2(n)$ 有(19)式。

$$p = \begin{cases} < 0 & m(k) = 0 \\ > 0 & m(k) = 1 \end{cases} \quad (19)$$

则可以将输入序列 $s_r(n)$ 作为期待信号，将两个平行自适应 FIR 滤波器输出 $f_0(n)$ 和 $f_1(n)$ 分别与 $s_r(n)$ 求误差 $\varepsilon_0(n)$ 与 $\varepsilon_1(n)$ ，通过计算一个码片内的均方误差并以此作比较从而恢复消息序列 $m(k)$ 。在进入第 $k+1$ 个码片时，自动为两个自适应平行 FIR 滤波器迭代入第 k 个码片时达到较小均方误差的自适应处理器所输出的最后一次权值。以此，通过不断循环迭代的方式对多径信道进行自适应模拟，以求更精确的输出。

3 建模与仿真

3.1 自适应逆模拟解扩

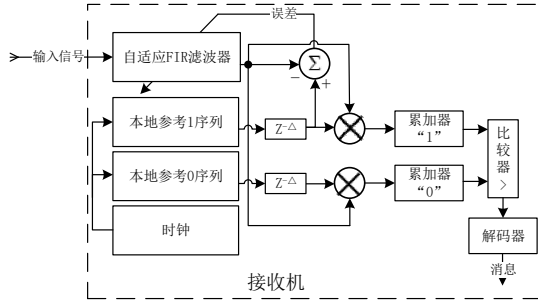


图 2 自适应逆模拟解扩框图

Fig. 2 Adaptive Inverse Modeling De-Spreading

自适应逆模拟解扩原理框图如图 2 所示。图中本地参考“0”序列与“1”序列与发射机完全同相， Δ 取自适应 FIR 滤波器长度的一半，且大于多径信道的最大延迟。在通信开始时，由发射机不断发送“1”序列，以此作为训练序列。接收机本地同相的参考“1”序列经延迟 Δ 后作为自适应 FIR 滤波器的期待信号，根据与输入信号的误差不断调节滤波器的权值。当权值达到最优时，发射机停止发送训练序列，改为发送消息，此时接收机固定下最优权值，以此逆模拟多径信道将接受信号尽可能恢复成发送序列，进

一步与被延迟的本地参考序列进行相关解扩。

相关解扩时，自适应逆模拟后的信号分别与两路被延迟的本地参考序列相乘，并在一个码片长度之内进行累加求和，比较器通过比较两个累加器的值，找出最大值，以此选择解扩的二进制码为“0”还是“1”恢复原始消息。

3.2 自适应模拟解扩

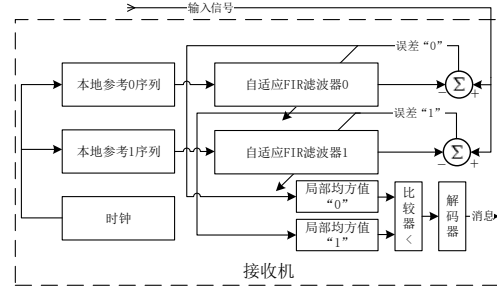


图 3 自适应模拟解扩框图

Fig. 3 Adaptive Modeling De-Spreading

自适应模拟解扩原理框图如图 3 所示。图中本地参考“0”序列与“1”序列与发射机完全同相，两路平行自适应 FIR 滤波器的长度与多径信道的最大延迟一致。发射机不发送训练序列，直接输出经过序列“0”和序列“1”扩频的码片。两路自适应 FIR 滤波器以输入信号为期待信号，并求其输出与期待信号的误差。在每个码片结束时，计算每路误差的均方值，比较器选取最小均方值的一路作为解扩信号输出，并且保存下这路信号当前的自适应 FIR 滤波器权值，作为下一码片时两路自适应 FIR 滤波器的初始权值。并且，随着多次迭代后自适应 FIR 滤波器的权值更加趋近于真实多径信道的信道参数得以使系统对信道完成模拟。同时，随着信道参数模拟越来越精确，则根据(17)(18)(19)式的推导可以看出，通过对比局部均方误差而进行解扩的方法也就越精确。

4 仿真结果分析

4.1 自适应逆模拟解扩

如图 4, 是当 SNR (AWGN 噪声) 分别为 3dB、13dB 和 20dB 下, 信道参数 $H_d(z)$ 最大时延为 z^{-9} 时, 自适应步长 $\mu = 0.02$ 时自适应逆模拟解扩方法的学习曲线 (局部均方误差, 此图中的 ξ 是每一码片的均方误差)。可以看出, 在 SNR=13dB 和 20dB 时, 20 码片后自适应过程基本收敛。但由于噪声功率的缘故, SNR=20dB 时 ξ 收敛在 0.02 左右而 SNR=13dB 时 ξ 收敛在 0.1 左右。当 SNR=3 时噪声功率较大, 因此在 0 到 100 个码片之内看不出收敛情况。

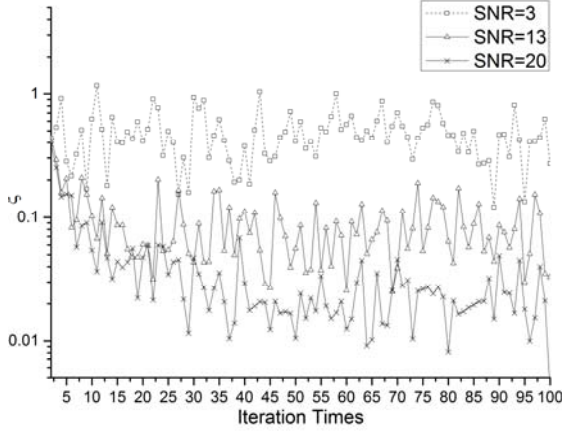


图 4 自适应逆模拟学习曲线

Fig. 4 Learning Curve of Adap. Inverse Modelin

图 5 为相同条件下自适应逆模拟解扩方法的误码率(BER)随信噪比(SNR)的变化关系。可以看出当 SNR=7dB 时就已经取得了与 20dB 时接近的误码率。但在 SNR=7-20dB 范围内, 误码率稳定在 0.05 左右, 其变换差异并不明显, 说明在这段范围内已经有效地抑制了噪声对于误码的影响。在 SNR=20dB 时误码率在 0.05 左右。

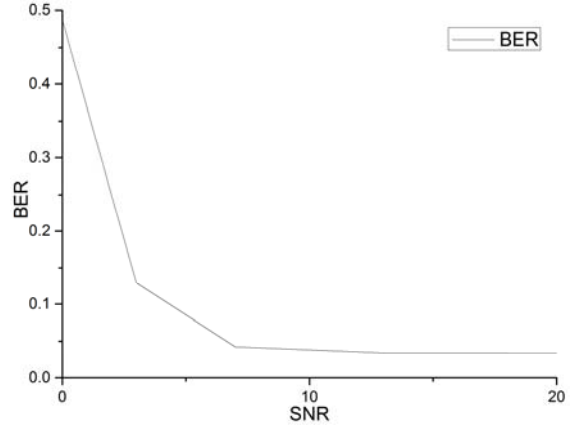


图 5 自适应逆模拟误码率

Fig. 5 BER of Adaptive Inverse Modeling

如图 6, 为自适应逆模拟在 SNR=20dB, $\Delta = 16$ 时信道冲激响应 $h_d(n)$ 与收敛后的自适应 FIR 滤波器冲激响应 $h_a^*(n)$ 的卷积, 可以看出它们的卷积近似于 $\delta(n - \Delta)$ 。这样以来, 经过处理的接收机的输入序列就相当于原始发送序列的一个 $\Delta = 16$ 的延迟和信道噪声的叠加。这样以来完成对原始输出序列的近似恢复。

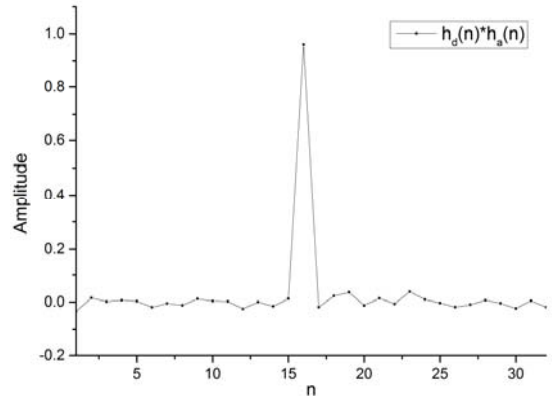


图 6 信道与滤波器冲激响应的卷积

Fig. 6 Convolution of IRs of Channel and Filter

4.2 自适应模拟解扩

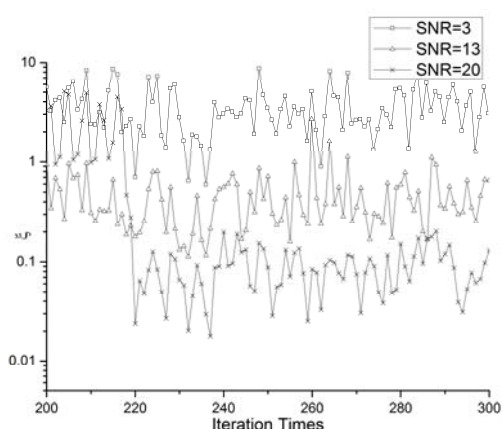


图 7 自适应模拟学习曲线

Fig. 7 Learning Curve of Adaptive Modeling

如图 7, 为自适应模拟解扩在长度 $L=12$ 的随机信道下的学习曲线。可以看出, 在 220 个码片迭代后, 均方误差 ξ 才有了收敛的趋势。SNR=20dB 的时候收敛在 0.03 左右; SNR=13dB 的时候由于噪声功率变大的缘故收敛在 0.3 左右; SNR=3dB 的时候从均方误差 ξ 看不出系统的自适应收敛情况。

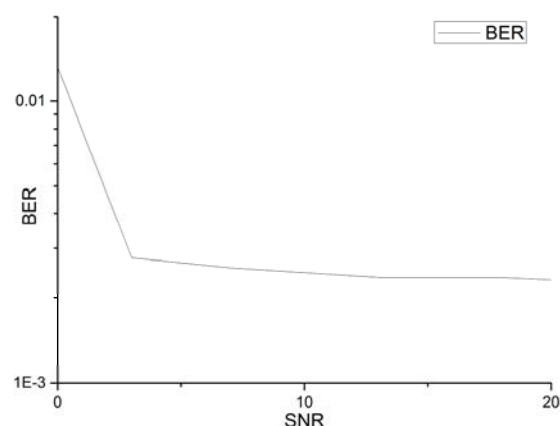


图 8 自适应模拟误码率

Fig. 8 BER of Adaptive Modeling

图 8 为自适应模拟解扩方法在信道长度为 $L=12$ 的随机多径信道参数下, 误码率 (BER) 随信噪比 (SNR) 的变化关系。可以看出, 在 SNR=0dB 时较自适应逆模拟方法 (图 5) 就获得了较低的误码率, 并在 SNR=7-20dB 时稳定在 0.003 左右, 约为自适应逆模拟方法的 1/16。

5 结论

综上所述, 可以利用自适应逆模拟或者模拟的方法针对 DSSS 信号进行解扩。自适应逆模拟解扩的特点是需要使用训练序列对信道参数进行自适应, 训练结束后进行传输可降低误码率, 自适应速度较快, 实现方便, 但对于信噪比较低, 或者随机的信道参数的适应力较差, 需要反复训练; 自适应模拟解扩的特点是不需要使用训练序列, 能够适应较低信噪比情况和随机的信道参数, 但自适应速度较慢, 在信道参数改变时可能会在一定的范围内产生误码甚至扩散。

参考文献:

- [1] 黄兴莉, 邵怀宗, 黄巍, 等. 一种适用于多径信道下 DSSS 信号检测新方法 [J]. 信号处理, 2011, 27(12): 1925-1930.
- [2] SANZ-GONZ LEZ J, ZAZO S, P REZ-ÁLVAREZ I, 等. Multipath-channel estimation and application to ionospheric channels [J]. Wireless Networks, 2011, 17(6): 1461-1473.
- [3] WIDROW B, STEARNS S D. Adaptive Signal Processing [M]. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1985.