DS-SS系统中横向均衡器的性能分析

王 艺,吴 俊,张 红,吴伟陵
(北京邮电大学信息系,北京 100876)

摘 要: 在直接序列扩谱(DS-SS)系统中,横向均衡器(TE)能够有效地克服多径干扰.本文在文[2]的模型基础上给出了TE的稳态解,指出系统的稳态性能由有效信号和干扰信号的相关系数决定.实际系统中相关系数是时变的,用实验方法统计得到相关系数以趋近1的概率落在[0,0.3]之间,证明相对匹配滤波器接收,TE能有效地抑制多径干扰.另外,文中还分析了其它参数对系统性能的影响.

关键词: 多径干扰; 直接序列扩谱 (DS-SS); 横向均衡器
中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 01-0111-03

The Performance Analysis of Transversal Equalizer in DS-SS System

WANG Yi, WU Jun, ZHANG Hong, WU Wei-ling
(*Beijing University of Posts & Telecommunications, Beijing* 100876, *China*)

Abstract: In Direct-Sequence Spread-Spectrum (DS-SS) system, Transversal Equalizer (TE) can combat multipath interference effectively. Based on the model in [2], the steady state solution of TE is given in this paper. It shows that the steady state performance is mainly decided by the correlation coefficient between the effective signal and the interference. However, the coefficient is time-variant in practical systems. The simulation demonstrates that it is located in [0,0.3] with a probability about 1, which proves that TE can combat multipath interference effectively compared to the matched filter receiver. Additionally, we analyze the effects to the system performance by other parameters.

Key words: multipath interference; DS-SS; TE

1 引言

在DS-SS通信系统中,信号经过多径信道的传输将引起多径干扰.传统的方法是分离各条路径的信号,进行解扩和合并,即RAKE接收[1],RAKE接收等效为匹配滤波器接收.另外一种方法是采用均衡器接收[2~3],由于TE对接收信号做线性变换,具有结构简单、计算量小、性能好的优点,因此被广泛应用在实际工程中.文[2]分析了在稳态下,TE对窄带干扰的抑制能力,并假设有效信号和干扰信号正交,实际中这是不可能的;文[3]采用随机梯度LMS算法实现对均衡系数的调整;常用的自适应算法参考文[4].

下面在文[2]的系统模型基础上分析横向均衡器的稳态性能,并结合仿真讨论影响系统性能的主要参数.

2 信号结构

考虑一个DS-SS系统,信息符号经过扩频序列扩频后在多径信道中基带传输.那么接收信号可以表示为

$$r(t)=\sum_{n=0}^{\infty}\sqrt{P}b(n)\sum_{l=0}^{L-1}\beta_l c(t-nT-lT_c)+n(t) \quad (1)$$

其中:P为发送符号功率,$b(n)$为信息符号,$c(t)$为扩频序列,码片宽度T_c.符号宽度$T=NT_c$;最大径数为L,设$L\leq N$,每条径的衰落为β_l,$l\in[1,L]$,其幅度服从瑞利分布,相位服从$[0,2\pi)$的均匀分布;$n(t)$是加性高斯白噪声,双边功率密度谱为$N_0/2$.

接收端包括采样器和横向均衡器.采样器首先对接收信号按码片速率采样,那么在第n个符号周期内采样值为$r(n)=[r(t-nT),\cdots,r(t-nT-(N-1)T_c)]^T$,上标$T$表示转置.设横向均衡器抽头系数为$W(n)=[w_0(n),w_1(n),\cdots,w_{N-1}(n)]^T$,则均衡器的输出$\hat{b}(n)$为

$$\hat{b}(n)=r(n)^T.W(n)^*=W(n)^H.r(n) \quad (2)$$

其中$*$表示取共扼,H表示共轭转置.均衡器的输出经过判决得到符号序列.由于信道是不断变化的,因此需要采用自适应算法实时地调整抽头系数,一般的自适应的算法采用均方误差作为代价函数,即

$$J=E\{[(b(n)-\hat{b}(n))]\cdot[b(n)-\hat{b}(n)^*]\} \quad (3)$$

本文不讨论如何实现算法,下面将分析当式(3)最小时,均衡器的稳态性能.

3 性能分析

假设信道特征在一段观察时间内是不变的,参考文[2]的

收稿日期:1998-11-13;修订日期:1999-01-04
基金项目:国家自然科学基金重大项目(No.69896243)资助课题

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

数学模型,定义衰落矢量 $\beta=[\beta_0,\beta_1,\cdots,\beta_{L-1}]^T$ 和矩阵

$$C_1=\begin{bmatrix} c_0 & 0 & \cdots & 0 \\ c_1 & c_0 & \cdots & 0 \\ c_2 & c_1 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & c_0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ c_{N-1} & c_{N-2} & \cdots & c_{N-L} \end{bmatrix}_{N\times L}$$

$$C_2=\begin{bmatrix} 0 & c_{N-1} & \cdots & c_{N-L+1} \\ 0 & 0 & \cdots & c_{N-L+2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & c_{N-1} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N\times L} \tag{4}$$

$$S_i=C_i\beta,\ i=1,2 \tag{5}$$

其中 S_1 为有效信号,S_2 为干扰信号.利用上述定义,接收信号 $r(n)$可以表示成

$$r(n)=\sqrt{P}b(n)S_1+\sqrt{P}b(n-1)S_2+z(n) \tag{6}$$

矢量 $z(n)$是高斯白噪声的采样值,满足 $E\{z(n)z^H(n)\}=\sigma^2 I$,另外,假设信息符号是独立同分布的.那么根据式(4)容易得到稳态解为

$$W_0=R_{rr}^{-1}R_{rb} \tag{7}$$

其中:

$$R_{rr}=E\{r(n)r(n)^H\}=PS_1S_1^H+PS_2S_2^H+\sigma^2 I \tag{8}$$

$$R_{rb}=E\{r(n)b(n)\}=\sqrt{P}S_1 \tag{9}$$

设 $r_{s11}=S_1^HS_1$,$r_{s22}=S_2^HS_2$,$r_{s12}=S_1^HS_2$,利用矩阵求逆公式 $(A+BB^H)^{-1}=A^{-1}-\frac{A^{-1}BB^HA^{-1}}{1+B^HA^{-1}B}$可以解出:

$$W_0=\frac{\sqrt{P}(\sigma^2+P\cdot r_{s22})S_1}{(\sigma^2+P\cdot r_{s11})(\sigma^2+P\cdot r_{s22})-P^2|r_{s12}|^2}-\frac{\sqrt{P}P\cdot r_{s12}^{*}S_2}{(\sigma^2+P\cdot r_{s11})(\sigma^2+P\cdot r_{s22})-P^2|r_{s12}|^2} \tag{10}$$

稳态下相应的均方误差为

$$J_{\min}=\frac{\sigma^2(\sigma^2+P\cdot r_{s22})}{(\sigma^2+P\cdot r_{s11})(\sigma^2+P\cdot r_{s22})-P^2|r_{s12}|^2} \tag{11}$$

设 $SNR=r_{s11}P/\sigma^2$ 表示接收信号中的信噪比,$\rho=\sqrt{|r_{s12}|^2/(r_{s11}r_{s22})}$表示有效信号和干扰信号的相关系数,$M=r_{s22}/r_{s11}$,则式(11)可写为

$$J_{\min}=\left[1+SNR-\frac{\rho^2M\cdot SNR^2}{1+M\cdot SNR}\right]^{-1} \tag{12}$$

匹配滤波器接收时的输出均方差(总功率归一化)可表为[1]:

$$J_{MF}=\left[1+\frac{SNR}{1+M\rho^2SNR}\right] \tag{13}$$

说明一点,RAKE接收机相当于一个时间处理窗口为$(N+L-1)T_c$ 的匹配滤波器,这里考虑的时间处理窗口为 NT_c,但其结论可以推广到时间处理窗口为$(N+L-1)T_c$ 的情况.下面比较横向均衡器和匹配滤波器的稳态性能.

比较1 首先研究 $J_{\min}$、J_{MF}和ρ 的关系,图1给出了相关曲线.可以看到,匹配滤波器在 ρ 的定义域内一直是迅速上升,而当 $\rho<0.5$ 时,$J_{\min}$基本接近理想情况,但 ρ 再大时,$J_{\min}$将迅速增大.说明 ρ 在一定范围内,均衡器相对于匹配滤波器能更好地抑制多径干扰.

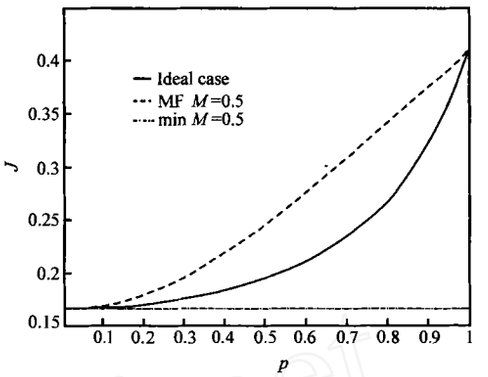


图1 J 与ρ 的关系 $SNR=14$dB

以上分析只考虑了在某段观察时间内的情况,一段观察时间(例如)可以假设为连续两次发送训练序列的时间间隔.在一段观察时间内,β 是常数.但在实际系统中,观察时间内,β 是常数.但在实际系统中,β 是时变参数.因此在整个时间域上统计,如果 β 使得 ρ 以很大概率落在(0,0.5)的范围之外,那么均衡器的稳态性能仍然很差.在实验中将在时域上统计 ρ 的变化规律,并给出与 β 相关的参数的统计特征.

比较2 由于一般 M 很小,这时 M 对式(12)、(13)的影响都很小.另外,实际接收的有效信号功率为 $P\cdot r_{s11}$,发射功率为 NP,当 $P\cdot r_{s11}$很小时,横向均衡器的性能仍然会很差,这是由于有效信号长为$(N+L-1)T_c$,而只截取了前 NT_c 段,造成有效信号功率的损失.实际中可以通过增大延迟线,使均衡器的处理时间窗口变成$(N+L-1)T_c$,这样可以减小信号功率的损失.

4 仿真结果

我们采用31位长Gold码作为扩频序列,图2给出了 $NP/\sigma^2=20$dB,$L=31$ 时,ρ 的概率密度分布函数和概率分布函数.选取10000套 β 样本值进行统计,发现 ρ 以很大的概率趋近0,$P\{\rho<0.3\}=0.997$.因此在整个时域上横向均衡器能有效地抑制多径干扰.当采用长度63的Gold码,$L=31$ 时,得到 $P\{\rho<0.2\}=0.991$,说明 ρ 随扩频增益的增大而减小.

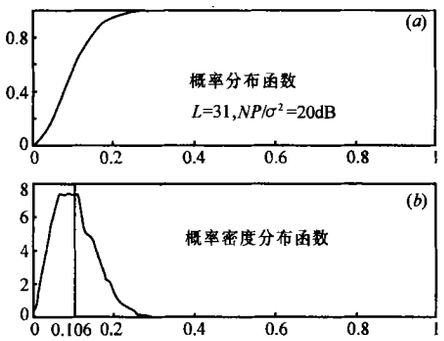


图2 ρ 的统计特性

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

表 1　仿真结果

L	NP/σ^2(dB)	$E(\rho)$	$D(\rho)$	$E(J_{min})$	$D(J_{min})$
5	20	0.062	1e-3	0.097	1.0e-5
5	40	0.062	1e-3	0.011	1.6e-7
15	20	0.089	2e-3	0.116	1.0e-4
15	40	0.091	2e-3	0.013	2.0e-6

表 1 给出了在不同系统参数下与 β 相关的参数的统计特征,其中 $D(\cdot)$表示方差.可以看出,ρ 还随着多径数的增大而缓慢增大,与 NP/σ^2 无关;J_{min}随着 NP/σ^2 的增大而减小,随着多径数的增大而增大.

5　结论

本文研究了横向均衡器的稳态性能,证明均衡器相对于匹配滤波器能更好地抑制多径干扰.理论上 J_{min}主要由 ρ 决定,只有当 $\rho<0.5$ 时,J_{min}才很小.实际仿真表明,在整个时域上 ρ 以概率 1 分布在[0,0.3]之间,因此横向均衡器基本上完全抑制了多径干扰.

参考文献

[1] J.G. Proakis. Digital Communications. New York: McGrwaw-Hill, 1995

[2] C.N. Pateros and G.J. Saulnier. An adaptive correlator receiver for direct-sequence spread-spectrum communication. IEEE Trans., Commun., Nov. 1996, 44(11): 1543 ~ 1552

[3] P.B. Rapajic and B.S. Vucetic. Adaptive receiver structures for asynchronous CDMA systems. IEEE J.SAC. May 1994, 12(4): 685 ~ 697

[4] S. Haykin. Adaptive Filter Theory. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991



王　艺　1973 年生,1997 年毕业于北京邮电大学信息工程系,获工学硕士学位,现为该系博士研究生,主要从事多用户检测、自适应信号处理的研究.



吴　俊　1971 年生,1996 年毕业于西安电子科技大学信息工程系,获工学硕士学位,现为北京邮电大学信息工程系博士研究生,主要从事多载波 CDMA、多用户检测的研究.



张　红　1971 年生,1996 年毕业于北京邮电大学信息工程系,获工学硕士学位,现为该系博士研究生,主要从事第三代移动通信系统关键技术的研究.

(上接第 138 页)

[2] 杨士中、周生、彭刚等.延迟锁定环路的大步进快速捕获.电子学报,1993,21(10):55 ~ 61

[3] Tetsuro Endo and L.O. Chua. Piece-Linear Analysis of High-Dumping Chaotic Phase-Locked Loops Using Melnikov's Method. IEEE. Trans-Cricuit and System, 1993, 40(1-12): 801 ~ 807

[4] 林家儒、张亦明.一种新的无线通讯随机相位线性均方估值方案.通讯学报,1995,16(3):32 ~ 37

[5] 罗伟雄、韩力、丁志杰.锁相技术及其应用.北京理工大学出版社,1990:75 ~ 78

[6] 戴逸民.频率合成和锁相技术.合肥:中国科学技术大学出版社,1995:49 ~ 69

[7] 黄养元、赵春梅.微波放大器用高灵敏度相位噪声测试系统.电子学报,1991,19(3):36 ~ 41

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net