

基于逐幸存路径处理的空时格形码自适应解码器

薛义生, 朱雪龙

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

摘要: 本文探讨了无线移动信道中空时格形码的一种自适应解码技术. 通过分析无周期插入正交导引信号下空时格形码的最大似然序列检测, 指出可利用逐幸存路径处理得到该情形下可实用的最大似然序列检测算法; 以此为依据, 结合利用自调整 LMS 算法实现的信道跟踪, 本文提出一种空时格形码的自适应解码器, 该解码器具有采用信道跟踪参数与信道衰落速度无关的优点; 文章最后给出计算机仿真结果.

关键词: 逐幸存路径处理; 空时格形码; 最大似然序列检测 (MUSD)

中图分类号: TN929⁺.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)10-1352-04

Per-Survivor-Processing Based Adaptive Decoder for Space-Time Trellis Code

XUE Yi sheng, ZHU Xue long

(Dept. of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: The problem of adaptive decoding of space-time trellis code (STTC) on the mobile wireless channels is considered in this paper. After analyzing the maximum likelihood sequence detection (MLSD) of STTC transmission burst with no periodically inserted pilot symbols, we show that per survivor processing (PSP) can be used to obtain a practical approximated MLSD in this situation. Based on this, a PSP decoder with self tuning Least Mean Square channel tracking is proposed with the advantage that there are only fading rate independent parameters to be pre-determined. Computer simulation results are included to support our development.

Key words: PSP; space-time trellis code (STTC); maximum likelihood sequence detection (MLSD)

1 引言

作为近年无线通信领域的研究热点之一, 基于多单元天线的发送分集技术被认为是在无线链路层大幅度提高频带利用率的重要手段^[1]. 以空时格形码 (STTC) 为例, 文献[2]指出, 在信道状态为解码器确切了解的条件, 采用该编码方式后能使频带利用率提高到当前系统的 2~4 倍.

在实际系统中应用 STTC 的难点之一是如何在接收端高质量地估计信道的状态. 文献[3, 4]提出了在发送序列中以奈奎斯特 (Nyquist) 准则“密集地”插入周期正交导引信号 (Orthogonal Pilot Symbols, OPS), 而在接收端利用插值滤波器得到信道状态估计的方法. 本文则探讨了利用解码反馈实现自适应信道跟踪的一种自适应 STTC 解码技术. 在所提出的这种自适应解码器中, 信道跟踪模块利用发送序列头部前导序列中的 OPS 得到初始的信道状态估计, 然后利用解码模块的判决反馈而不是周期插入的导引信号来跟踪时变信道, 从而实现自适应解码.

2 采用自适应解码的空时格形码通信系统模型

图 1 为自适应解码的 STTC 通信系统模型. 在 l 时刻, 信

源信息 $u(l) \in \{u_1, u_2, u_3, u_4\}$ 被基于图 2 所示的 STTC 编码为 $[c_1(l) c_2(l), s(l)] = \text{Enc}[u(l), s(l-1)]$, 其中 $s(l) \in \{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 是编码器在 l 时刻的状态, 而 $c_1(l), c_2(l)$ 是基于 QPSK 星座的编码输出; 然后 $c_1(l), c_2(l)$ 被空间映射到不同的发射天线单元并同时发送. 在平坦衰落假设下, l 时刻的接收信号 $\{r_1(l), r_2(l)\}$ 可表示为

$$r_j(l) = \sum_{i=1}^2 h_{ij}(l) \cdot c_i(l) + \eta_j(l) \quad (1)$$

其中 $h_{ij}(l), \eta_j(l)$ 分别是第 i 个发射天线单元到第 j 个接收天线单元的信道衰落增益和第 j 个接收天线单元上均值为零方差为 N_0 的加性高斯白噪声 (AWGN). 同时:

假设 1 $\eta_j(l), \eta_k(l)$ 当 $j \neq k$ 时彼此独立;

假设 2 $h_{ij}(l), h_{qk}(l)$ 当 $i \neq q, j \neq k$ 时彼此独立, 其中 $1 \leq i, j, q, k \leq 2$;

显然, 假设 1 是常见假设而各天线单元间的距离足够大时假设 2 成立^[4]. 通过引入 $r(l) = [r_1(l), r_2(l)]^T, H_j(l) = [h_{1j}(l), h_{2j}(l)]^T, H(l) = [H_1(l), H_2(l)]^T, c(l) = [c_1(l), c_2(l)]^T$ 和 $\eta = [\eta_1(l), \eta_2(l)]^T$, 式(1)可表示为矩阵形式 $r(l) = H(l)c(l) + \eta(l)$.

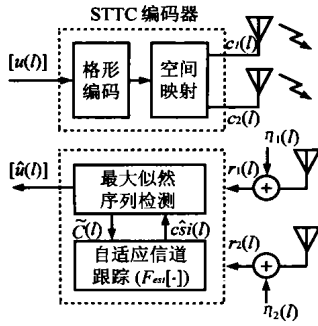
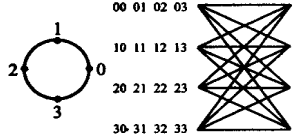


图 1 采用自适应解码的 STTC 通信系统模型



在所考虑的自适应解码方

法下, 每一发送帧由 OPS 前导序列^[4]和长度为 L 的 STTC 码字 $C = [c(1), c(2), \dots, c(L)]$ 组成; 而接收端的 STTC 自适应

解码器则如图 1 所示, 由自适应信道跟踪模块和基于最大似然序列检测的解码模块组成。接收到前导序列和与 C 相对应的 $R = [r(1), r(2), \dots, r(L)]$ 后, 自适应信道跟踪模块首先利用已知的 OPS 前导序列得到初始的信道状态信息 $\hat{csi}(0)$ (基于 OPS 的信道估计方法见文[3、4]), 然后在任意的 $l-1$ 时刻利用解码反馈 $\tilde{C}(l-1)$, 给出 l 时刻的信道状态信息 $\hat{csi}(l)$ (其中由 $\tilde{C}(l-1)$ 得到 $\hat{csi}(l)$ 的具体算法用函数 $F_{est}[\cdot]$ 表示; 在随后的 l 时刻, 解码模块利用 $\hat{csi}(l)$ 实现最大似然序列解码以得到判决输出 $\hat{u}(l)$, 并同时给出 $\tilde{C}(l)$ 以实现得到 $\hat{csi}(l+1)$ 的自适应信道跟踪。第 3 部分先假定 $F_{est}[\cdot]$ 已知, 在此假设下推导了在最大似然序列检测准则下得到 $\hat{u}(l)$ 和 $\tilde{C}(l)$ 的算法; 而第 4 部分给出具体的 $F_{est}[\cdot]$ 从而构成完整的 PSPMLSD-STILMS 自适应解码器。

3 基于 PSP 的自适应最大似然序列检测解码

假设关于 C 的集合为 $\{C^{(1)}, C^{(2)}, \dots, C^{(Q)}\}$, 而信道状态信息 $CSI = [csi(1), csi(2), \dots, csi(L)]$ 为接收端已知 (如文[3、4]中利用周期插入的 OPS 信号得到信道状态的插值估计), 则 MLSD 准则可表述为选择判决输出 $\hat{C} = C^{(q)}$ (C 与 $[\hat{u}(1), \hat{u}(2), \dots, \hat{u}(L)]$ 一一对应) 当且仅当

$$Pr[R/C^{(q)}, CSI] > Pr[R/C^{(m)}, CSI] \quad (2)$$

对 $\forall m \in \{1, 2, \dots, Q\}$ 且 $m \neq q$ 都成立。根据 AWGN 假设, 式 (2) 中的任一似然函数 $Pr[R/C^{(m)}, CSI]$ 可进一步表示为

$$Pr[R/C^{(m)}, CSI] = \prod_{l=1}^L Pr[r(l)/c^{(m)}(l), \hat{csi}(l)] \quad (3)$$

将式 (3) 中的每个连乘因子近似为高斯分布后, 传统的最大似然序列检测可利用基于格形搜索的维特比算法实现, 从而可构成实用的 STTC 解码器。式中 Pr 表示概念分布。

当 CSI 由自适应方式得到时, 上述解码方法不再适用。在自适应方式下, 最大似然序列检测解码可表述为选择 $\hat{C} = C^{(q)}$, 当且仅当

$$Pr[R/C^{(q)}, \hat{csi}(0)] > Pr[R/C^{(m)}, \hat{csi}(0)] \quad (4)$$

考虑式 (4) 中的任一似然函数 $Pr[R/C^{(m)}, \hat{csi}(0)]$, 基于因果性假设并利用概率理论, 得到

$$Pr[R/C^{(m)}, \hat{csi}(0)] = \prod_{l=1}^L Pr[r(l)/R(l-1), C^{(m)}(l), \hat{csi}(0)] \quad (5)$$

其中 $R(l-1) = [r(1), r(2), \dots, r(l-1)]$ 而 $C^{(m)}(l) = [c^{(m)}(1), c^{(m)}(2), \dots, c^{(m)}(l)]$. 引入 $F_{est}[\cdot]$ 并由此得到

$$\hat{csi}(m, l) = F_{est}[R(l-1), C^{(m)}(l-1), \hat{csi}(0)] \quad (6)$$

则

$$Pr[R/C^{(m)}, \hat{csi}(0)] = \prod_{l=1}^L Pr[r(l)/c^{(m)}(l), \hat{csi}(m, l)] \quad (7)$$

注意到由式 (6) 得到的信道状态信息 $\hat{csi}(m, l)$ 是 $C^{(m)}(l-1)$ 的函数, 这表明式 (7) 所示的每个似然函数都通过式 (6) 依赖于所假设的整个编码序列 $C^{(m)}$; 也就是说为得到式 (4) 中的最大似然序列检测需要实现复杂的穷尽搜索。

为降低复杂度, 本文利用文[6]中的“强制折叠”概念, 将式 (6) 中的 $\hat{csi}(m, l)$, $m = 1, \dots, Q$, 用逐幸存路径处理^[5]方式下的 $\hat{csi}(s_s, l)$, $s_s = s_1, \dots, s_4$ 近似代替, 其中

$$\hat{csi}(s_s, l) = F_{est}[R(l-1), \tilde{C}(s_s, l-1), \hat{csi}(0)], \quad (8)$$

而 $\tilde{C}(s_s, l-1) = [\tilde{c}(s_s, 1), \tilde{c}(s_s, 2), \dots, \tilde{c}(s_s, l-1)]$ 表示 $l-1$ 时刻终止于状态 $s_s \in \{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 的幸存路径^[6]. 这样, 基于式 (7) 的树形穷尽搜索近似为以 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 为状态的格形搜索, 从而得到可利用维特比算法实现的自适应 MLSD.

在上述的维特比算法实现中, l 时刻的分支度量为:

$$\Lambda(s_s, s_t, l) = -\log \left\{ Pr[r(l)/\tilde{c}(s_s, s_t), \hat{csi}(s_s, l)] \right\} \quad (9)$$

其中 $s_s, s_t \in \{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 而 $\tilde{c}(s_s, s_t)$ 表示对应于 $s(l-1) = s_s \rightarrow s(l) = s_t$ 的 STTC 编码器的假设输出。结合假设 1 和假设 2, 并进一步假设 $\hat{csi}(s_s, l) = \{H(s_s, l), N_0\}$ (N_0 表示对噪声功率 N_0 的估计值), 且信道增益估计误差 $\tilde{H}_j(s_s, l) = H_j(l) - \hat{H}_j(s_s, l)$ 满足均值为零协方差为 $\text{diag}\{\sigma_{\tilde{H}}^2(l), \sigma_H^2(l)\}$ 的高斯分布, 则

$$\Lambda(s_s, s_t, l) = \sum_{l=1}^L (l) \cdot \|r(l) - H(s_s, l) \cdot \tilde{c}(s_s, s_t)\|^2 + \log \left\{ \sum_{l=1}^L (l) \right\}, \quad (10)$$

其中 $\Sigma(l) = (\sigma_{\tilde{H}}^2(l) \cdot \|c(l)\|^2 + N_0)$; $\text{diag}[\cdot]$ 表示对角矩阵; $\|\cdot\|$ 表示欧氏范数。由于采用了基于恒包络 QPSK 的空时格形码, 可忽略式 (8) 中的 $\Sigma(l)$ 以进一步简化计算

$$\Lambda(s_s, s_t, l) = \|r(l) - H(s_s, l) \cdot \tilde{c}(s_s, s_t)\|^2 \quad (11)$$

至此, 通过引入函数 $F_{est}[\cdot]$, 得到了实现自适应解码运算的 PSPMLSD 算法——该算法利用 PSP 得到用于自适应信道跟踪的解码反馈, 然后利用欧氏距离得到维特比算法的分支度量并进而实现基于 MLSD 的 STTC 解码; 而如何得到 $F_{est}[\cdot]$ 是构成具体的 STTC 自适应解码器的最后一个问题。

4 PSPMLSD-STILMS 自适应空时格形码解码器

基于式 (8), 在逐幸存路径处理方式下利用 $\tilde{C}(s_t, l)$ 得到 $H(s_t, l+1)$ 的自适应信道估计可表示为:

$$H(s_t, l+1) = F_{est}[R(l), \tilde{C}(s_t, l), H(0)] \quad (12)$$

将自适应滤波中常用的 LMS 算法应用于 $F_{est}[\cdot]$, 得到如下的递推计算:

$$\mathbf{H}'_j(s_t, l) = \mathbf{H}_j(\hat{s}_s(s_t, l), l) \quad (13)$$

$$e_j(s_t, l) = r_j(l) - \mathbf{H}'_j(s_t, l) \cdot \tilde{\mathbf{c}}(s_t, l) \quad (14)$$

$$\mathbf{H}_j(s_t, l+1) = \mathbf{H}'_j(s_t, l) + \mu \cdot e_j(s_t, l) \cdot \tilde{\mathbf{c}}(s_t, l) \quad (15)$$

其中 $j=1, 2, s_s, s_t \in \{s_1, s_2, s_3, s_4\}$, $\hat{s}_s(s_t, l)$ 表示 l 时刻结束于 s_t 的幸存路径在 $l-1$ 时刻的状态而 μ 是 LMS 算法的步长.

如何确定式(15)中的步长 μ 是上述利用 LMS 算法的自适应信道跟踪的一个重要问题. 文献[7]中关于 LMS 算法的理论分析和我们的仿真结果(见第 5 部分)都表明: 为高质量地跟踪时变信道应在 LMS 算法中采用由信道衰落速度决定的步长; 而移动通信中信道衰落速度的准确估计并非可轻易得到(见文[10, 11]中为估计信道衰落速度而提出的算法). 因此, 本文将文[7]中的自调整 LMS(Self tuning LMS, STLMS) 算法应用到逐幸存路径处理的框架内, 定义逐幸存路径的自调整步长 $\mu(s, l)$, $s \in \{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 从而得到 l 时刻的自调整信道跟踪计算如下:

$$\mu(s_t, l) = \mu(\hat{s}_s(s_t, l), l) \quad (16)$$

$$\mathbf{H}_j(s_t, l+1) = \mathbf{H}'_j(s_t, l) + \mu(s_t, l) \cdot e_j(s_t, l) \cdot \tilde{\mathbf{c}}(s_t, l) \quad (17)$$

$$\Psi_j(s_t, l) = \Psi_j(\hat{s}_s(s_t, l), l) \quad (18)$$

$$\mu(s_t, l+1) = [\mu(s_t, l) + \alpha \operatorname{Re}\{\Psi_j(s_t, l) \cdot \tilde{\mathbf{c}}(s_t, l) \cdot [e_j(s_t, l)]^*\}] \cdot \mu \quad (19)$$

$$\Psi_j(s_t, l+1) = \{I_2 - \mu(s_t, l) \cdot \tilde{\mathbf{c}}(s_t, l) \cdot [\tilde{\mathbf{c}}(s_t, l)]^T\} \cdot \Psi_j(s_t, l) + [\tilde{\mathbf{c}}(s_t, l)]^* \cdot e_j(s_t, l) \quad (20)$$

式中 α 是学习比率而 $[\cdot] \cdot a$ 是满足 $a \leq [\cdot] \leq b$ 的限幅器^[7]; $[\cdot]^*$ 表示取复数共轭; I_2 表示 2×2 的单位矩阵.

由式(16~20)可知, 只需确定一组合适 α , μ_+ 和 μ_- 就可实现对衰落速度在一定范围内的信道的自调整跟踪; 而上述参数可通过系统仿真或现场实验得到. 这样, 就得到了 PSPMLSD-STLMS 自适应解法器, 该解法器具有所采用的信道跟踪参数与信道衰落速度无关的优点.

5 仿真结果

本文将 STTC 应用于与 IS-136 类似的 TDMA 下行链路(载波 $f_c = 1.8\text{GHz}$, 数据率 $R_s = 24300$ 符号/秒). 瑞利平坦衰落信道依据假设 1 和假设 2 生成, 并满足自相关函数 $R(\tau) = J_0(2\pi f_D \tau)$, 其中 $J_0(\cdot)$ 为第一类零阶贝塞尔函数, 而多普勒频移 f_D 可用来表示所仿真信道的衰落速度^[9].

本文首先利用仿真讨论了步长对基于 LMS 的信道跟踪算法的影响. 假设每一发送帧长度为 L_1 , 而接收端的信道跟踪模块可得到准确的信道状态初始值 $H(0)$ 和所发送的 STTC 码字 C . 令衰落信道增益的真实值和由 LMS 算法估计到的估计值分别用 $[H(1), H(2), \dots, H(L_1)]$ 和 $[\hat{H}(1), \hat{H}(2), \dots, \hat{H}(L_1)]$ 表示, 并定义 $\text{ErrMean} = \text{TimeAverage} \left\{ \frac{1}{4} \sum_{l=1}^{L_1} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 |h_{ij}(l) - \hat{h}_{ij}(l)|^2 \right\}$ 和 $\text{ErrMax} =$

$\text{TimeAverage} \left\{ \frac{1}{4} \sum_{l=1}^{L_1} \sum_{j=1}^2 \max_{i \in \{1, \dots, L_1\}} |h_{ij}(l) - \hat{h}_{ij}(l)|^2 \right\}$ 以

衡量信道估计误差, 其中 TimeAverage 表示取 400 次仿真结果的平均值. 图 3 给出 SNR = 15dB 时的仿真结果, 其中 SNR 是每个接收天线单元上的平均信噪比; 从图中可见, 为跟踪衰落速度不同的信道需要在 LMS 算法中采用不同的步长.

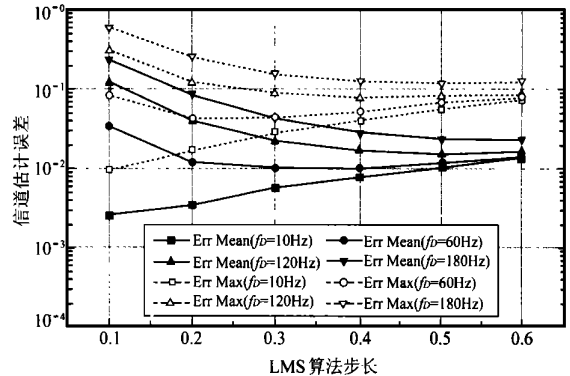


图 3 步长对基于 LMS 的信道跟踪算法的影响 (SNR = 15dB)

表 1 仿真中所考虑的解码方案

	帧结构	算法描述
NoAdapt	A	在解码运算中令 $H(l) = H(0)$
LPIF	B	利用低通插值滤波器得到 $H(l)$, 其中 $L_s = 21$, $K = 3$, $\delta = 0.25$ (符号定义见文[4])
WIF	B	利用维纳插值滤波器得到 $H(l)$, 共设计四组维纳滤波器, 对应于 $f_D \in [0, 20]$, $f_D \in [20, 80]$, $f_D \in [80, 140]$, $f_D \in [140, 200]$, 而 $\text{SNR}_w = 15\text{dB}$ (见文[4])
PSPMLSD LMS1	A	基于式(13~15)得到 $H(l)$ 且 $\mu = 0.1$
PSPMLSD LMS2	A	同上且 $\mu = 0.35$
PSPMLSD LMS3	A	同上且 $\mu = 0.5$
PSPMLSD STLMS	A	基于式(13~20)得到 $H(l)$ 且 $\alpha = 0.1$, $\mu_+ = 1$, $\mu_- = 0$
Ideal	A	利用 $H(l)$ (真实值) 实现解码

然后在精确载波恢复和精确定时的前提下, 本文以误帧率(Frame Error Rate, FER)为度量, 仿真了在不同衰落信道下所提出的 PSPMLSD-STLMS 自适应解法器的性能, 其中“误帧”是指 $[\hat{u}(1), \hat{u}(2), \dots, \hat{u}(L)] \neq [u(1), u(2), \dots, u(L)]$. 为与其他解码方案相比较, 本文还在相同条件下仿真了表 1 中其他的基于 MLSD 的解码方案—需要指出的是由于假设解法器可以知道关于信道衰落速度的部分信息, 表 1 中的 WIF 解法器应被视为一种“半理想”的解码方案. 表 1 中有关帧结构的讨论见图 4 所示, 其中帧结构 B 中的 $P_i, i \in 1, \dots, 8$ 表示长度为 2 的 OPS 序列^[3, 4], 而 $D_i, i \in 1, \dots, 7$ 构成与帧结构 A 中相同的长度为 133 的 STTC 码字 ($L = 133$); 显然, 虽然帧 A 和帧 B 的结构不同但二者包含了相同数量的数据和开销.

图 5 给出了 $f_D = 60\text{Hz}$ 时不同解法器的性能. 图 6 则给出了在不同的衰落速度下各解法器为实现 $\text{FER} \leq 0.05$ 所需要的

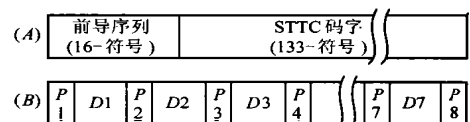
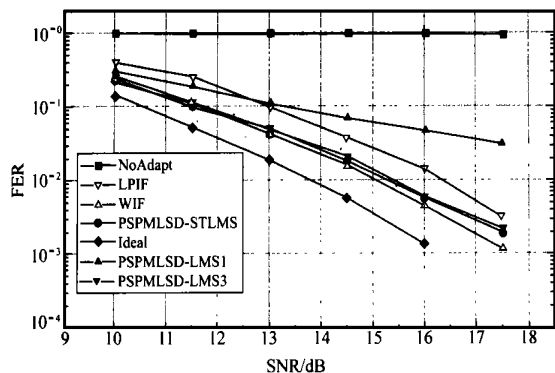
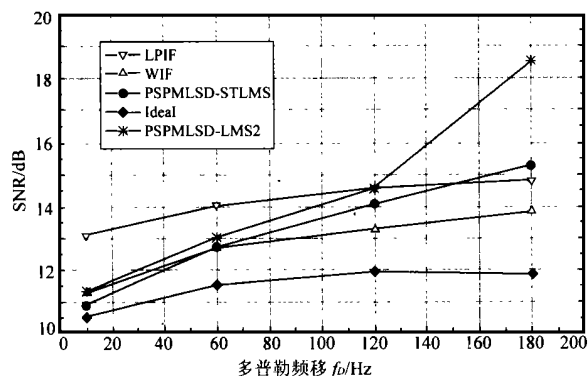


图 4 仿真中用到的帧结构

图 5 $f_D = 60\text{Hz}$ 时的解码器性能

SNR 取值。上述仿真结果表明:

(1) 除理想解码器 *Ideal* 外, “半理想”的 WIF 解码器在所仿真的大多数情况下具有最佳性能; 与 WIF 解码器相比, PSPMLSD-STLMS 解码器在 $f_D \leq 60\text{Hz}$ 的情况下具有可比的性能(从图 6 可见, 当 f_D 较小时 PSPMLSD-STLMS 解码器甚至具有更好的性能; 以 $f_D = 10\text{Hz}$ 为例, 在相同的误帧率要求下 ($\text{FER} \leq 0.05$) PSPMLSD-STLMS 解码器可提供约 0.3dB 的增益)

图 6 不同解码器为实现 $\text{FER} \leq 0.05$ 时需要的 SNR 取值

(2) 从图 6 可见, 与同样是不知道信道衰落速度的 LPIF 解码器相比, PSPMLSD-STLMS 解码器在 $f_D < 150\text{Hz}$ 的情况下有更好的性能; 以 $f_D = 60\text{Hz}$ 时为例, 在相同的误帧率要求下 ($\text{FER} \leq 0.05$) PSPMLSD-STLMS 解码器可提供约 1.3dB 的增益。

(3) 与基于固定步长 LMS 的 PSPMLSD 解码器 (PSPMLSD-LMS1、PSPMLSD-LMS2 和 PSPMLSD-LMS3) 相比, PSPMLSD-STLMS 解码器具有显著改善的性能。

6 结论

本文探讨了无线移动信道中空时格形码的一种自适应解码技术。通过对无周期插正交导引信号下最大似然序列检测解码的分析, 本文指出可利用逐幸存路径处理得到实用的自适应最大似然序列检测解码器; 然后通过逐幸存路径处理框架内引入自调整 LMS 算法, 本文得到了 PSPMLSD-STLMS 自适应解码器, 该解码器具有所采用信道跟踪参数与信道衰落速度无关的优点。

参考文献:

- [1] Ezio Biglieri, John Proakis, Sholomo Shamai. Fading channels: information theoretic and communications aspects [J]. IEEE Trans., 1998, IT-44(6): 2619-2692.
- [2] Vahid Tarokh, N Seshadri, A R Calderbank. Space time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction [J]. IEEE Trans., 1998, IT-44(2): 744-765.
- [3] Vahid Tarokh, A Naguib, N Seshadri, A R Calderbank. Space Time codes for high data rate wireless communication: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths [J]. IEEE Trans., 1999, COM-47(2): 199-207.
- [4] A Naguib, Vahid Tarokh, N Seshadri, A R Calderbank. A space time coding modem for high data rate wireless communications [J]. IEEE Journal., 1998, SAC-16(8): 1459-1478.
- [5] Riccardo Raheli, Andreas Polydoros, Ching Kae Tzou. Per survivor processing: A general approach to MLSE in uncertain environments [J]. IEEE Trans., 1995, COM-43(2/3/4): 354-364.
- [6] Keith M Chugg. The condition for the application of viterbi algorithm with implication for fading channel MLSD [J]. IEEE Trans. 1998, COM-46(2): 1112-1116.
- [7] Simon Haykin. Adaptive Filter Theory, Third Edition [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1998.
- [8] John G Proakis. Digital Communication [M]. New York: McGraw Hill, 1995.
- [9] Theodore S Rappaport. Wireless Communication Principles and Practice [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1996.
- [10] Mounir Ghogho, Ananthram Swami. Estimation of frequency offset and Doppler rate in fading channel [A]. IEEE ICIPWC'99 [C]: 109-115.
- [11] Henrik Hansen, Sofiene Affes, Paul Memelstein. A rayleigh Doppler frequency estimator derived from maximum likelihood theory [A]. SPAWC'99 [C]: 382-386.

作者简介:



薛义生 男, 1970 年 2 月生于辽宁省义县。1994 年毕业于北京清华大学电子工程系本科, 现为清华大学电子工程系信号与信息处理专业博士研究生, 研究方向为多单元天线发送分集技术。

朱雪龙 男, 1935 年 7 月生于浙江省杭州市。1958 年毕业于清华大学无线电系, 毕业后留校工作, 于 1963 年获硕士学位。自 1958 年参加工作起, 先后从事遥感、PCM、数据传输、差错控制编码、语音信号处理、调制理论、移动通信等领域的研究工作。1985~1986 年, 去英国爱丁堡大学电气工程系作访问学者。1995 年去韩国 KAIST 大学作客座教授。目前为清华电子工程系教授。研究兴趣包括数字信号处理及应用、语音和图象压缩和数字移动通信等领域。