

# 一种新的空时格形码软判决自适应解码算法

薛义生,朱雪龙

(清华大学电子工程系,北京 100084)

**摘 要:** 本文提出一种针对空时格形码的软判决自适应双向解码算法. 通过执行双向解码,该解码算法充分利用了 TDMA 下行链路相邻时隙的前导序列,并给出高质量的软判决解码输出;同时,所提出的两步最小均方算法以较低的运算开销实现了对时变信道的自适应跟踪. 文章最后给出计算机仿真结果.

**关键词:** 空时格形码;双向解码;两步最小均方算法;软判决

**中图分类号:** TN929.532 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2002)01-0090-04

## A New Soft-Decision Adaptive Decoding Algorithm for Space-Time Trellis Code

XUE Yi-sheng, ZHU Xue-long

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

**Abstract:** A new soft-decision adaptive decoding algorithm for space-time trellis code (STTC) is proposed. With a bidirectional decoding (BD) structure, the proposed algorithm fully utilizes the preambles of adjacent TDMA downlink slots and produces high quality soft-decision output. Besides, two-step Least-Mean-Square (TSLMS) algorithm is developed to implement simple but effective channel tracking in each unidirectional decoding. Computer simulation results are given to support our development.

**Key words:** space-time trellis code (STTC); bidirectional decoding (BD); two-step Least-Mean-Square algorithm (TSLMS); soft-decision

### 1 引言

近年无线通信领域的研究表明,基于多单元天线的发送分集技术是在无线链路层大幅度提高频带利用率的重要手段. 以空时格形码(STTC)为例,在信道状态为解码端确切了解的前提下,采用该编码方式的无线通信系统能使频带利用率提高到当前系统的 2~4 倍<sup>[1]</sup>. 高质量的信道估计是实现 STTC 解码的必要条件<sup>[1,2]</sup>,为此文献[2,3]提出了在发送序列中“密集”地周期插入正交导引信号(Orthogonal Pilot Symbols, OPS)的信道估计方法;但周期插入的 OPS 无疑会降低系统的频率和功率利用效率,在发射天线单元数较大时尤为如此. 因此,利用解码反馈实现信道跟踪的自适应解码算法是使 STTC 实用化的一个重要课题. 文献[5]提出了基于“逐幸存路径处理(Per-Survivor Processing, PSP)<sup>[4]</sup>”的 STTC 自适应硬判决解码算法;该算法利用发送序列头部前导序列(Preamble)中的 OPS 得到初始的信道估计,然后利用 PSP 实现自适应信道跟踪,进而给出最大似然序列检测(Maximum Likelihood Sequence Detection, MLSD)意义下的硬判决解码输出. 文献[6]则提出了应用于 TDMA 下行链路 STTC 自适应解码的软判决双向逐幸存路径处理(Bidirectional PSP, BDPS)算法;通过引入基于 PSP 信道跟踪的自适应双向解码运算,该算法给出高质量的软判决解

码输出,从而可有效地改善有级联外码情况下的系统性能.

由于采用“并发”的多个信道跟踪器,上述基于 PSP 信道跟踪的自适应解码算法具有较高的运算复杂度;为此,本文在软判决自适应双向解码(Bidirectional Decoding, BD)运算的框架内,提出一种基于两步最小均方(Two Step Least Mean Square, TSLMS)信道跟踪的新算法——BD-TSLMS 算法. 由于采用“单个”的信道跟踪器,与基于 PSP 的自适应解码算法相比,该算法用于信道跟踪的运算开销大幅度下降;而计算机仿真结果表明,与 PSPMLSD 算法相比,在级联卷积外码的情况下 BD-TSLMS 算法可在多普勒频移小于 60Hz 的时变信道中明显改善以误帧率度量的系统性能.

本文第 2 部分介绍所采用的 STTC 通信系统模型;第 3 部分在简要评述自适应双向解码运算的基础上给出具体的 BD-TSLMS 算法;第 4 部分是计算机仿真结果和相关讨论;结论则

### 2 空时格形编码通信系统模型

图 1 给出了在发射机和接收机同时采用 2 单元天线的 TDMA 下行链路模型(等效基带表示). 在基站,每帧信源信息  $I = [I(1), I(2), \dots, I(L_f)]$  经外码编码后被送往比特交织器;经比特交织后的编码码流被映射为 STTC 编码器可接受的四

元符号序列  $[u(1), u(2), \dots, u(l), \dots]$ , 其中  $u(l) \in \{u_1, u_2, u_3, u_4\}$ . 在  $l$  时刻,  $u(l)$  被基于图 2 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  $c_1(l)$  和  $c_2(l)$  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.

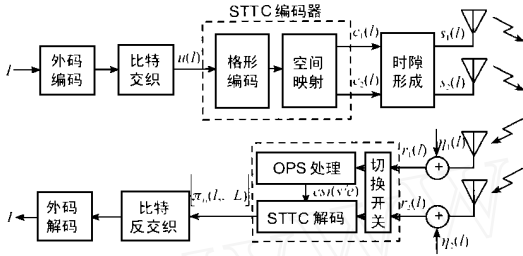


图 1 采用空时格形码的通信系统模型

在所考虑的 TD-MA 下行链路中, 每个 TDMA 时隙由长度为  $L_p$  的前导序列  $P = [p(1), p(2), \dots, p(L_p)]$  和长度为  $L$  的 STTC 码字  $C = [c$

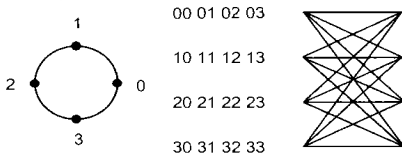


图 2 所采用的空时格形码<sup>[1]</sup>

$(1), c(2), \dots, c(L)]$  组成, 其中  $p(l) = [p_1(l), p_2(l)]^T$ ,  $c(l) = [c_1(l), c_2(l)]^T$ ,  $[ \cdot ]^T$  表示转置.

在平坦衰落假设下,  $l$  时刻的接收信号  $\{r_j(l)\}$ ,  $j=1, 2$  可表示为

$$r_j(l) = \sum_{i=1}^2 h_{ij}(l) s_i(l) + n_j(l) \quad (1)$$

其中  $s_i(l) = p_i(l)$  或  $s_i(l) = c_i(l)$ ,  $h_{ij}(l)$ ,  $n_j(l)$  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  $j$  个接收天线单元上的零均值加性高斯白噪声. 同时假设:

- (1)  $s_1(l), s_2(l)$  彼此独立;
- (2)  $h_{ij}(l), h_{qk}(l)$  当  $i \neq q, j \neq k; 1 \leq i, q \leq 2, 1 \leq j, k \leq 2$  时彼此独立.

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<sup>[3]</sup>.

令  $r(l) = [r_1(l), r_2(l)]^T$ ,  $H(l) = [[h_{11}(l), h_{21}(l)]^T, [h_{12}(l), h_{22}(l)]^T]^T$ ,  $c(l) = [c_1(l), c_2(l)]^T$ ,  $(l) = [s_1(l), s_2(l)]^T$  及数据传输码  $R = [r(1), r(2), \dots, r(L)]$ , 式 (1) 可表示为  $r(l) = H(l) \cdot c(l) + (l)$ .

在移动接收机中, 图 1 中的 STTC 解码器实现软判决解码; 所得到的软判决输出  $L_{u(1, \dots, L)} = [L_{u(1)}, L_{u(2)}, \dots, L_{u(L)}]$  (其中  $u(l) = [s_1(l), s_2(l), c_1(l), c_2(l)]$ ) 经比特反交织后被级联的软判决输入外码解码器用来得到最终判决  $T = [T(1), T(2), \dots, T(L)]$ .

### 3 软判决 BD-TSLMS 自适应解码算法

#### 3.1 软判决自适应双向解码结构

为计算针对第  $k$  时隙的解码软判决  $[u(1), \dots, L]$ , 文献 [6]

提出如图 3 所示的软判决自适应双向解码结构. 在图 3 中,  $csi(s)$ ,  $csi(e)$  分别表示由第  $k$ , 第  $(k+1)$  时隙的前导序列得到的初始信道估计,  $F_{u(1, \dots, L)}$  表示正向自适应解码运算的结果,  $F_{u(1, \dots, L)}^B$  表示反向自适应解码运算的结果, 而任意  $l$  时刻的正向或反向解码运算可表示为以下的递推形式<sup>[6]</sup>:

$$m(l-D) = \max_{U_m(l)} \{\log \Pr[u(l)]\} = \max_{U_m(l)} \{\log \Pr[u(l-1)] + \log \Pr[u(l)] + \log \Pr[u(l)]\} \quad (2)$$

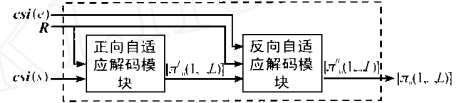


图 3 软判决自适应双向解码结构

其中  $D$  是判决延迟,  $U_m(l)$  是满足  $u(l-D) = u_m$  的  $U(l) = [u(1), \dots, u(l)]$  的集合,  $\Pr[u(l)]$  表示  $l$  时刻已知的  $u(l)$  的先验概率知识, 而  $(l) = \Pr[U(l), R(l) | H(0)]$ ,  $(l) = \Pr[r(l) | U(l-1), R(l-1), u(l), H(0)]$  ( $R(l) = [r(1), \dots, r(l)]$ ), 在正向解码运算中  $H(0) = csi(s)$ , 反向解码运算  $H(0) = csi(e)$ . 若将信道的自适应跟踪用函数  $F_{est}[\cdot]$  表示

$$H(l) = F_{est}[\mathcal{V}(l-1), R(l-1), H(0)] \quad (3)$$

其中  $\mathcal{V}(l-1)$  表示由解码运算得到的对  $U(l-1)$  的估计, 则式 (2) 所示的软判决解码输出可利用格形搜索 (Trellis Search) 得到, 其中  $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$  为格形搜索的状态,  $-\log \Pr[u(l)]$  是格形搜索的路径度量 (Path Metric), 而

$$BM(s_s, s_t, l) = r(t) - H(l) \cdot \tilde{c}(s_s, s_t) - \log \Pr[u(s_s, s_t, l)] \quad (4)$$

是  $l$  时刻从状态  $s_s$  到状态  $s_t$  的分支度量 (Branch Metric). 式中  $\cdot^2$  表示范数. 在式 (4) 中,  $\tilde{c}(s_s, s_t)$  是对应于从  $s_s$  状态到  $s_t$  状态的 STTC 编码器的假设输出;  $\Pr[u(s_s, s_t, l)]$  是关于  $l$  时刻对应于从状态  $s_s$  到状态  $s_t$  的  $u(l)$  的先验概率, 将正向自适应解码的结果通过该项引入到反向解码运算, 我们可得到更准确的软判决解码输出.

为得到式 (4) 中的  $H(l)$ , 文献 [6] 中提出了以下式表述的 PSP 信道跟踪算法:

$$H(s_s, l) = F_{est}[\mathcal{V}(s_s, l-1), R(l-1), H(0)] \quad (5)$$

其中  $\mathcal{V}(s_s, l-1)$  是  $l-1$  时刻终止于  $s_s$  状态的幸存路径; 显然, 此时为计算分支度量

$$BM(s_s, s_t, l) = r(l) - H(s_s, l) \cdot \tilde{c}(s_s, s_t) - \log \Pr[u(s_s, s_t, l)] \quad (6)$$

必须维护与状态数相同的多个“并发”的自适应信道跟踪器, 从而具有较高的算法复杂度, 当所采用的空时格形码具有较多的状态时 (如文 [1] 中提出的 8 状态或 16 状态码) 尤为如此. 因此, 下文给出一个基于“单个”的自适应信道跟踪器的软判决自适应双向解码算法.

#### 3.2 基于 TSLMS 算法的软判决自适应双向解码算法

由式 (3) 所表述的自适应信道跟踪通常利用递推的自适

\* 在应用式 (2) 解释反向自适应解码运算时, 假设已对原序列作了“反因果处理”.

滤波算法实现,如文献[5]、[6]中提出的卡尔曼(Kalman)预测算法和最小均方(LMS)算法;也就是说,用于得到  $l+1$  时刻信道估值的  $F_{est1}[\cdot]$  用以下的递推形式实现:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(l+1) &= F_{est1}[\hat{\mathbf{h}}(l), \mathbf{r}(l), \{\mathbf{V}(l-1), \mathbf{R}(l-1), \mathbf{H}(0)\}] \\ &= F_{est1}[\hat{\mathbf{h}}(l/l), \mathbf{r}(l), \mathbf{H}(l)] \end{aligned} \quad (7)$$

其中  $F_{est1}[\cdot]$  表示递推的一步自适应信道估值,  $\hat{\mathbf{h}}(l/l)$  是由  $l$  时刻解码运算得到的对  $u(l)$  的估计,而  $\mathbf{H}(l)$  则是递推算法在  $l-1$  时刻得到的信道估值.由式(2)知,判决延迟  $D$  的存在使  $\hat{\mathbf{h}}(l/l)$  只能是取自  $l$  时刻递推格形搜索运算的中间结果,如利用文献[7]中提出的最优幸存路径处理(Minimum Survivor Processing, MSP)得到;但这样得到的  $\hat{\mathbf{h}}(l/l)$  的可信度较低,从而极大地影响了自适应信道跟踪的精度.为此提出表示为  $F_{est2}[\cdot]$  的两步算法:

$$\begin{aligned} [\mathbf{H}(l+1)] &= F_{est2}[\hat{\mathbf{h}}(l/l), \mathbf{r}(l), \hat{\mathbf{h}}(l-1/l), \mathbf{r}(l-1), \\ &\quad \mathbf{H}(l-1/l-1)] = F_{est1}[\hat{\mathbf{h}}(l/l), \mathbf{r}(l), \{\mathbf{H}(l/l) \\ &\quad = F_{est1}[\hat{\mathbf{h}}(l-1/l), \mathbf{r}(l-1), \mathbf{H}(l-1/l-1)]] \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)表明,在  $l$  时刻该两步算法执行两次由  $F_{est1}[\cdot]$  表示的一步递推运算.先利用  $\hat{\mathbf{h}}(l-1/l), \mathbf{r}(l-1)$  和  $\mathbf{H}(l-1/l-1)$  得到  $\mathbf{H}(l/l)$ ;再由此利用  $\hat{\mathbf{h}}(l/l)$  和  $\mathbf{r}(l)$  预测  $\mathbf{H}(l+1)$ .在格形搜索算法的通常情况下,与  $\hat{\mathbf{h}}(l-1/l-1)$  相比  $\hat{\mathbf{h}}(l-1/l)$  有更高的可信度,因此与式(7)中的  $\mathbf{H}(l)$  相比,式(8)中的  $\mathbf{H}(l/l)$  有更高的精度.这样,在利用相同的方式得到  $\hat{\mathbf{h}}(l/l)$ ,且  $F_{est1}[\cdot]$  的实现方式相同时两步算法将有更好的跟踪效果.

将式(8)中的  $F_{est1}[\cdot]$  利用 LMS 算法实现,我们得到两步 LMS(Two Step LMS, TSLMS)自适应信道跟踪算法如下:

第一步:令  $D=1$  (由图 2 所示 STTC 所决定的等效信道记忆长度),基于式(2)得到  $l$  时刻的软判决解码输出  $[c_1(l-1), \dots, c_4(l-1)]$ ,并由此得到相应的硬判决  $\hat{\mathbf{h}}(l-1/l)$ ;在此基础上执行

$$\mathbf{H}_j(l/l) = \mathbf{H}_j(l-1/l-1) + \mu \{ \mathbf{r}_j(l-1) - [\mathbf{H}_j(l-1/l-1)]^T \cdot \hat{\mathbf{c}}(l-1) \} \cdot [\hat{\mathbf{c}}(l-1)]^* \quad (9)$$

以得到  $\mathbf{H}(l/l)$ ,其中  $j=1,2$ ,  $\mu$  是 LMS 算法的步长,而  $\hat{\mathbf{c}}(l-1)$  是对应于  $\hat{\mathbf{h}}(l-1/l)$  的 STTC 码字片段.  $[\cdot]^*$  表示取共轭.

第二步:利用 MSP<sup>[7]</sup> 在  $l$  时刻的最优幸存路径中得到  $\hat{\mathbf{h}}(l/l)$ ;然后执行以下运算以得到用于  $l+1$  时刻解码运算的  $\mathbf{H}(l+1)$ :

$$\mathbf{H}_j(l+1) = \mathbf{H}_j(l/l) + \mu \{ \mathbf{r}_j(l) - [\mathbf{H}_j(l/l)]^T \cdot \hat{\mathbf{c}}(l) \} \cdot [\hat{\mathbf{c}}(l)]^* \quad (10)$$

其中  $\hat{\mathbf{c}}(l)$  是由  $[\hat{\mathbf{h}}(l-1/l), \hat{\mathbf{h}}(l/l)]$  决定的 STTC 码字片段.

基于这样得到的  $\mathbf{H}(l+1)$ ,可将  $l+1$  时刻的分支度量表示为:

$$\begin{aligned} BM(s_s, s_t, l+1) &= \mathbf{r}(l+1) - \mathbf{H}(l+1) \cdot \tilde{\mathbf{c}}(s_s, s_t) \quad (11) \\ &\quad - \log \{ \text{Pr} \{ u(s_s, s_t, l+1) \} \} \end{aligned}$$

这样,我们就得到如式(2)、(9)、(10)、(11)所表述的 BD-TSLMS 软判决自适应解码算法.显然,由于采用“单个”的信道跟踪器,与基于 PSP 信道跟踪的自适应解码算法相比, BD-TSLMS 算法在信道跟踪方面的运算开销大幅度下降—假设所采用空时格形码状态数为  $S$ ,则当利用相同的算法实现  $F_{est1}[\cdot]$  时运算复杂度下降约  $[1 - (2/S)] \cdot 100\%$ .

## 4 仿真结果

现将所讨论的 STTC 通信系统应用于 IS-136 类似的 TDMA 下行时变信道(载波  $f_c = 1.8\text{GHz}$ , 数据率  $R_s = 24000$  符号/秒).与图 1 相对应,每帧源信息  $I(L_I = 196$  比特)由编码效率为  $2/3$ ,约束长度为 2,八进制生成序列 = [17 06 15] 的卷积外码<sup>[8]</sup>编码;经  $14 \times 21$  的块(Block)比特交织器后由 STTC 编码器编码为长度  $L = 148$  的 STTC 码字;插入长度为 14 的前导序列(组成  $L_p = 14$  的 OPS<sup>[2]</sup>)后构成 TDMA 时隙.瑞利平坦衰落信道依据假设 1 和假设 2 生成,并满足衰落增益的自相关函数  $R(\tau) = J_0(2f_D\tau)$ ,其中  $J_0(\cdot)$  为第一类零阶贝塞尔(Bessel)函数而  $f_D$  为多普勒频移<sup>[9]</sup>;显然,  $f_D$  可用来衡量所模拟信道的衰落速度.接受浮点表示的 STTC 解码软判决输出(经反交织)后,软判决输入维特比(Viterbi)解码器实现卷积外码的解码并得到判决  $\hat{\mathbf{r}}$ .

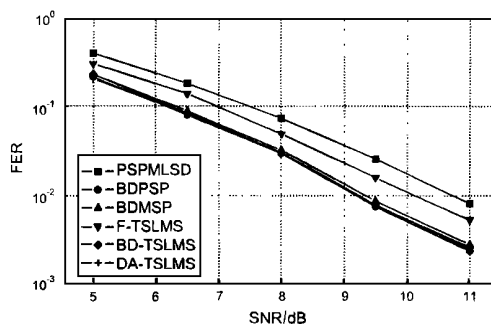


图 4  $f_D = 10\text{Hz}$  时的系统误帧率(步长  $\mu = 0.06$ )

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)为度量仿真了所提出的 BD-TSLMS 解码算法的性能,并在图 4 和图 5 中分别给出  $f_D = 10\text{Hz}$  和  $f_D = 60\text{Hz}$  情况下的仿真结果;在图中, SNR 是每个接收天线单元的平均信噪比,误帧指  $\tau/l$ . 为与其他解码方案相比较,图中同时给出了相同仿真环境得到的其他 STTC 解码算法的性能;其中的 PSPMLSD<sup>[5]</sup> 和 BDPSP<sup>[6]</sup> 利用 LMS 算法实现自适应信道跟踪, BDMS 是将 MSP 和 LMS 算法直接应用于式(7)所得到的双向软判决自适应解码算法,而 F-TSLMS 是基于 TSLMS 自适应信道跟踪的正向解码算法, DA-TSLMS 则表示将独立的基于 TSLMS 的正向自适应解码输出和反向自适应解码输出相加以得到最终软判决的解码方式(即在反向自适应解码运算中不利用正向解码运算的结果).从图中可见:

(1) 与 PSPMLSD 算法相比, BD-TSLMS 算法可明显改善系统性能;以  $\text{FER} = 10^{-2}$  为例,采用 BD-TSLMS 算法可带来约 1.5dB 的增益.

(2) 当多普勒频移较大时,如  $f_D = 60\text{Hz}$  时,直接利用 MSP 算法实现的 BDMS 算法在性能急剧恶化,而此时 BD-TSLMS 算法依然能提供满意的性能.(当然,与高运算复杂度的 BDPSP 算法相比 BD-TSLMS 算法的性能有明显下降( $\text{FER} = 10^{-2}$  时

\* 在本文中我们主要研究所提出 STTC 自适应解码算法在采用级联外码情况下的整体性能,因此采用误帧率.

下降约 0.5 dB),但应注意到此时用于自适应信道跟踪的运算开销减少约 50%)。

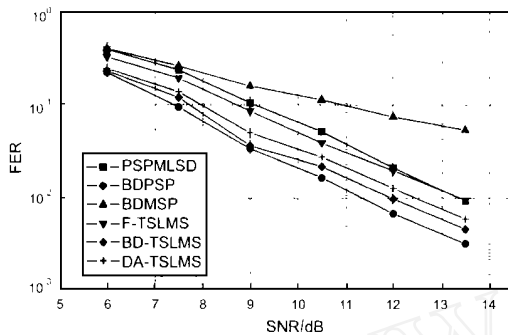


图 5  $f_D = 60\text{Hz}$  时的系统误帧率(步长  $\mu = 0.2$ )

在进行上述仿真时,我们还统计了各算法的自适应信道跟踪精度并将部分结果在表 1 和表 2 中给出;在上述表中,均方跟踪误差 (Mean Square Tracking Error, MSTE) 定义为  $MSTE = E[\frac{1}{4} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{l=1}^L \|\hat{h}_{ij}(l) - h_{ij}(l)\|^2]$ , 其中  $E[\cdot]$  利用 400 次独立实验得到。 $E[\cdot]$  表示求期望。从表 1 和表 2 可见:首先,信道跟踪精度随着多普勒频移的增加大幅度下降,这用来解释与图 4 相比图 5 在相同 SNR 取值下所表现的性能下降;其次,从表 2 可见,当多普勒频移较大时,与 BDMSP 算法相比 BD-TSLSM 算法的信道跟踪精度有大幅度提高,这说明图 5 所表现出的二者在误帧率上有巨大差异;最后,由于在进行反向解码运算时利用了正向解码运算的结果,与正向自适应信道跟踪(见由 F-TSLSM 算法得到的跟踪精度)相比 BD 算法的反向跟踪的精度也略有提高,这解释了图 5 中与 DA-TSLSM 算法相比 BD-TSLSM 算法在误帧率上的优越。

表 1 MSTE( $f_D = 10\text{Hz}$ ) 单位: dB

	SNR = 5dB	SNR = 6.5dB	SNR = 8dB	SNR = 9.5dB	SNR = 11dB
BDMSP*	- 16.12	- 17.80	- 19.40	- 20.76	- 21.77
F-TSLSM	- 16.93	- 18.54	- 19.90	- 21.21	- 22.07
BD-TSLSM*	- 17.49	- 18.84	- 20.23	- 21.20	- 22.09

表 2 MSTE( $f_D = 60\text{Hz}$ ) 单位: dB

	SNR = 6dB	SNR = 7.5dB	SNR = 9dB	SNR = 10.5dB	SNR = 12dB
BDMSP*	- 7.11	- 8.00	- 9.47	- 10.46	- 11.81
F-TSLSM	- 10.58	- 12.23	- 14.27	- 16.30	- 16.31
BD-TSLSM*	- 11.56	- 12.95	- 14.93	- 16.47	- 16.57

## 5 结论

本文提出一种新的 STTC 自适应解码算法,这一算法适用于 IS-136 类似的 TDMA 下行链路。由于采用“单个”的自适应信道跟踪器,与基于 PSP 的自适应解码算法相比 BD-TSLSM 算法显著降低了用于信道跟踪的运算开销;而基于级联卷积外码的 STTC 通信系统的计算机仿真结果表明,与 PSPMLSD 算法相比, BD-TSLSM 算法可在时变平坦衰落信道的多普勒频移小于 60Hz 时明显改善以误帧率度量的系统性能。

## 参考文献:

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] XUE Yisheng, ZHU Xuelong. PSP decoding for space-time trellis code [A]. IEEE APCCAS 2000 [C]: 783 - 786.
- [6] 薛义生, 朱雪龙. 基于双向逐幸存路径处理的空时格形码自适应解码 [J]. 电子学报, 2000, 28(11A): 80 - 82.
- [7] Guido Castellini, Fabrizio Conti, Enrico Del Re, Laura Pierucci. A continuously adaptive MLSE receiver for mobile communications: algorithm and performance [J]. IEEE Trans., 1997, COM-45(1): 80 - 89.
- [8] John G. Proakis, Digital Communication [M]. New York: Mc Graw-Hill, 1995.
- [9] Theodore S Rappaport. Wireless communication principles and practice [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1996.

## 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 月出生于浙江省杭州市。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 到 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。

\* 此处是指利用了正向解码输出结果的反向自适应解码运算中得到的信道估计精度。