

文章编号: 1007-5321(2001)01-0047-05

WCDMA 中天线开环发分集模式 STTD 的性能分析

杜志敏, 薛 强, 吴伟陵

(北京邮电大学信息工程学院, 北京 100876)

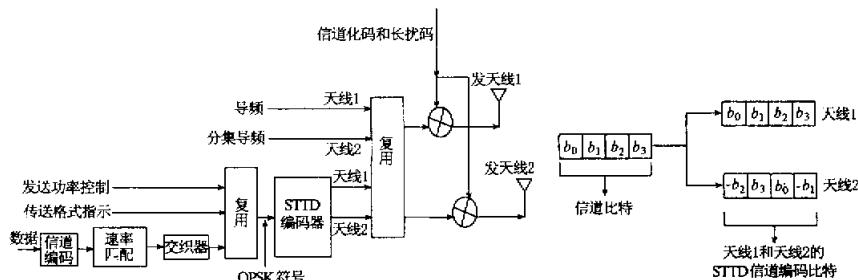
摘要: 推导了两种空时块编码发分集(STTD)检测方法在平坦 Rayleigh 信道中的理论性能。仿真结果表明, 当信道时变速率较小时, 闭环发分集方案优于 STTD, 但随着 Doppler 频率的增加, 闭环模式的性能迅速恶化, 而 STTD 受影响较小, 故在高时变信道中更适宜采用 STTD 方案。

关 键 词: 宽带 CDMA; STTD 天线开环发分集模式; 二元误判概率; 平坦瑞利信道

中图分类号: TN929.533 文献标识码: A

1 STTD 简介

WCDMA 中 STTD 的原理框图如图 1 所示, 它是文献[1]中发分集方案在 QPSK 调制方



(a) STTD 开环发分集原理框图

(b) STTD 编码原理

图 1 WCDMA 中 STTD 原理框图

式下的具体应用。收端在两个连续符号期上的接收信号可表示为

$$r_0 = r(t) = \sqrt{E_s/2} (h_0 s_0 - h_1 s_1^*) + n_0 \quad (1)$$

$$r_1 = r(t + T) = \sqrt{E_s/2}(h_0 s_1 + h_1 s_0^*) + n_1 \quad (2)$$

其中, s_0, s_1 为对应的两个发送调制信号, 其功率已归一化; h_0, h_1 分别为与两个发天线相对应的信道响应, 是均值为 0、实、虚部方差各为 $1/2$ 的独立(以使分集增益最大)复高斯过程; n_0, n_1 是均值为 0、实、虚部方差各为 $N_0/2$ 的复高斯白噪声. 当收端能准确估计信道状态信息, 各调制点均匀出现时, 最优的检测准则是 ML(最大似然), 即

$$\arg \min_{\hat{s}_0, \hat{s}_1} |r_0 - \sqrt{E_s/2}(h_0 \hat{s}_0 - h_1 \hat{s}_1^*)|^2 + |r_1 - \sqrt{E_s/2}(h_0 \hat{s}_1 + h_1 \hat{s}_0^*)|^2 \quad (3)$$

利用 QPSK 调制点的恒模特性, 可将上式化简为

$$\arg \min_{\hat{s}_0} |(r_0 h_0^* + r_1^* h_1) - \sqrt{E_s/2}(|h_0|^2 + |h_1|^2) \hat{s}_0|^2 \quad (4)$$

$$\arg \min_{\hat{s}_1} |(r_1 h_0^* - r_0^* h_1) - \sqrt{E_s/2}(|h_0|^2 + |h_1|^2) \hat{s}_1|^2 \quad (5)$$

式(4)(5)可看作是对中间变量 $A = r_0 h_0^* + r_1^* h_1$ 和 $B = r_1 h_0^* - r_0^* h_1$ 的最大似然估计. 这也是文献[1]所给出的接收方法.

文献[2]提出两种新的检测方法, 但二者实质相同只能算一种, 这里称之为第 2 种检测方法. 它假设收端知道最先发送的两个调制信号并据此对信道进行初始估计, 然后按文献[1]中方法对以下两个调制信号进行检测, 在这两个判决信号的基础上再进行新的信道估计、新的信号检测……. 其中信道估计的原理式为

$$\hat{h}_0 = \frac{r_0 s_0^* + r_1 s_1^*}{\sqrt{E_s/2(|s_0|^2 + |s_1|^2)}} = h_0 + \frac{s_0^* n_0 + s_1^* n_1}{\sqrt{E_s/2(|s_0|^2 + |s_1|^2)}} \quad (6)$$

$$\hat{h}_1 = \frac{r_1 s_0 - r_0 s_1}{\sqrt{E_s/2(|s_0|^2 + |s_1|^2)}} = h_1 + \frac{s_0 n_1 - s_1 n_0}{\sqrt{E_s/2(|s_0|^2 + |s_1|^2)}} \quad (7)$$

用于信号检测的两个新的中间变量为

$$A = r_2 \hat{h}_0^* + r_3^* \hat{h}_1, \quad B = r_3 \hat{h}_0^* - r_2^* \hat{h}_1 \quad (8)$$

2 理论性能分析

2.1 有精确信道估计时

当信道估计无误差, 即能准确获知 h_0, h_1 时, 收端也能准确获知 $\beta = (|h_0|^2 + |h_1|^2)/2$, 则第 1 种检测方法无论对 s_0 还是 s_1 在只有两个可选输出的条件下将发送的 s_c 误判为 s_e 的二元误判条件概率(pair wise error probability)为

$$R_p(s_c \rightarrow s_e | \beta) = Q(\sqrt{E_s |s_c - s_e|^2 \beta / (2N_0)}) \quad (9)$$

上式按 β 的分布进行平均, 得到的才是真正有意义的误判概率, 下面推导平均的 R_p , 在推导前为书写简洁首先定义 $b(d) = E_s d / (2N_0)$, 其中 $d = |s_c - s_e|^2$.

由于 $|h_0|$ 和 $|h_1|$ 服从方差为 1 的瑞利分布, 故 $|h_0|^2/2$ 和 $|h_1|^2/2$ 服从均值为 $1/2$ 的负指数分布, 从而可得 β 的概率密度函数为

$$\rho_{\text{STTD}}(\beta) = \rho(|h_0|^2/2 + |h_1|^2/2 = \beta) = \int_0^\beta 2e^{-2s} 2e^{-2(\beta-s)} ds = 4\beta e^{-2\beta}, \quad \beta \geq 0$$

因而有

$$R_{p, \text{STTD}}(s_c \rightarrow s_e) = \int_0^{\infty} \int_0^{t^2/b(d)} 4\beta e^{-2\beta} d\beta \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt = \frac{1}{2} - \frac{b(d) + 6}{2b(d) + 8} \sqrt{\frac{b(d)}{b(d) + 4}} \quad (10)$$

2.2 考虑信道估计误差时

可利用 WCDMA 协议中的下行公共导频信道(CPICH)来进行信道估计. 每一个 CPICH 时隙各有 10 个已知的 QPSK 调制符号在 2 个天线上发送, 这 2 个导频符号序列相互正交, 当假设在一个时隙内信道响应基本不变时, 可依据以下两式进行信道估计:

$$\hat{h}_0 = \sum_{i=0}^9 r(i)s_0^*(i)/(10\sqrt{E_p/2}) = h_0 + \sum_{i=0}^9 n_r(i)s_0^*(i)/(10\sqrt{E_p/2}) = h_0 + n'_0 \quad (11)$$

$$\hat{h}_1 = \sum_{i=0}^9 r(i)s_1^*(i)/(10\sqrt{E_p/2}) = h_1 + \sum_{i=0}^9 n_r(i)s_1^*(i)/(10\sqrt{E_p/2}) = h_1 + n'_1 \quad (12)$$

其中, $s_0(i)$ 和 $s_1(i)$ 为两个天线对应的导频符序列; $r(i)$ 则是 CPICH 的对应输出; E_p 为公共导频信道中每一符号期的总能量; $n_r(i)$ 是均值为 0, 实、虚部方差各为 $N_0^p/2$ 的独立复高斯噪声. 易证 n'_0 和 n'_1 是均值为 0, 实、虚部方差各为 $N_0^p/(10E_p)$ 的独立(由两个导频序列的正交性可得)复高斯噪声. 从而 \hat{h}_0 是均值为 0, 实、虚部方差各为 $1/2 + N_0^p/(10E_p)$ 的复高斯变量. 将 $\hat{h}_0/\sqrt{1+N_0^p/(5E_p)}$ 记为 \bar{h}_0 , 则 \bar{h}_0 和原 h_0 的分布相同, 类似地可定义 \bar{h}_1 , 易知二者独立. 将式(1)改写为

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = \sqrt{E_s/2}(\hat{h}_0 s_0 - n'_0 s_0 - \hat{h}_1 s_1^* + n'_1 s_1^*) + n_0 = \\ &\sqrt{E_s(1 + N_0^p/(5E_p))/2}(\bar{h}_0 s_0 - \bar{h}_1 s_1^*) + (n_0 - \sqrt{E_s/2}n'_0 s_0 + \sqrt{E_s/2}n'_1 s_1^*) = \\ &\sqrt{E'_s/2}(\bar{h}_0 s_0 - \bar{h}_1 s_1^*) + n''_0 \end{aligned} \quad (13)$$

类似可得

$$r_1 = \sqrt{E'_s/2}(\bar{h}_0 s_1 + \bar{h}_1 s_0^*) + n''_1 \quad (14)$$

显然, 信道估计误差导致有效信噪比发生变化, 新的有效信噪比为

$$E'_s/N'_0 = \frac{E_s(1 + N_0^p/(5E_p))}{N_0 + E_s N_0^p/(5E_p)} \quad (15)$$

通常导频信道的发射功率等于或大于业务信道的发射功率, 这里假设最坏的情况, 即二者信噪比相等, 从而 $E'_s/N'_0 = 5E_s/(6N_0) + 1/6$. 将它们代入前一部分的结果, 就可得到考虑信道估计误差后的二元误判条件概率, 即

$$R_{p, \text{STTD}}(s_c \rightarrow s_e) = \frac{1}{2} - \frac{5dE_s/N_0 + 72 + d}{10dE_s/N_0 + 96 + 2d} \sqrt{\frac{5dE_s/N_0 + d}{5dE_s/N_0 + 48 + d}} \quad (16)$$

第 2 种检测方法中信道估计所引入噪声的方差为 N_0/E_s (这里并未考虑调制符号被误判后的影响, 若考虑则噪声方差会更大). 使用相同的方法可得到此时的等效信噪比为 $E'_s/N'_0 = E_s/(2N_0) + 1/2$, 从而其二元误判条件概率为

$$R'_{p, \text{STTD}}(s_c \rightarrow s_e) = \frac{1}{2} - \frac{dE_s/N_0 + 24 + d}{2dE_s/N_0 + 32 + 2d} \sqrt{\frac{dE_s/N_0 + d}{dE_s/N_0 + 16 + d}} \quad (17)$$

WCDMA 中下行 DPCH 的调制方式为 QPSK, 映射方式为格雷映射, 即相邻两个调制点($d=2$)间只有一比特差异, 不相邻的两个调制点($d=4$)间有两个比特差异. 故误比特率

$$R_{b,e} = R_p(b(2)) \quad (18)$$

从而由式(16)(17)可得

$$R_{b,e,STTD} = \frac{1}{2} - \frac{5E_s/N_0 + 37}{10E_s/N_0 + 50} \sqrt{\frac{5E_s/N_0 + 1}{5E_s/N_0 + 25}} \quad (19)$$

$$R'_{b,e,STTD} = \frac{1}{2} - \frac{E_s/N_0 + 13}{2E_s/N_0 + 18} \sqrt{\frac{E_s/N_0 + 1}{E_s/N_0 + 9}} \quad (20)$$

图 2 给出根据式(10)(19)和式(20)计算的理论特性曲线,为了与单天线发送、理想选择分集、等增益合并及最大比合并发送分集系统进行比较,这里也给出了根据文献[3]中相关公式所绘的性能曲线. 由图可知开环发分集 STTD 的理论性能不如闭环发分集的理论性能界(EGC 是 WCDMA 中闭环模式 1 的理论性能界, MRC 是闭环模式 2 的理论性能界), 但这里只考虑了估计时刻的信道估计误差, 未考虑由于 Doppler 效应所造成的估计时刻与应用时刻间信道状态的不匹配.

3 仿真部分

对 WCDMA 协议中相关内容^[4,5]进行的系统仿真中作了相应简化处理, 即未加纠错编码和扩频, 相应地也可认为此处的 E_s/N_0 是对解扩后信号而言的. 仿真中使用的信道为单径 Rayleigh 信道, 其功率谱为典型 Doppler 谱, 两个发天线对应的信道相互独立功率相等, 仿真结果见图 3. 图中示出了最大 Doppler 频率 f_d 分别为 50, 80, 200 Hz 时第 1 种检测方法的性能; 无误判影响(即未使用式(8)去检测 s_2, s_3 等)时第 2 种检测方法的性能和考虑误判影响时第 2 种检测方法的性能.

由图 3 知当最大 Doppler 频率不是太大(不超过 100 Hz 时), STTD 第 1 种检测方法的实际性能与理论计算结果的偏差很小, 信道响应估计值所对应时刻与使用时刻间信道状态不匹配的影响并不明显. 但是当信道时变速率较大时, 有必要加入一定的预测处理(如文献[3]中使用的自适应 LMS 预测).

不考虑调制符号被误判的影响, 特别是在信噪比较大且受最大 Doppler 频率的影响很小时, 第 2 种检测方法的性能与理论计算值相差不大. 可一旦考虑误判影响, 其性能就相对很差了, 原因有两个: 一是误判使有效信噪比进一步减小, 二是误判影响有可能无限扩散.

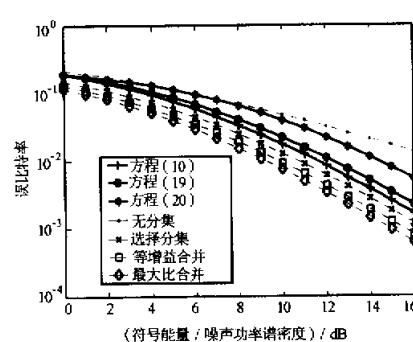


图 2 简单考虑估计误差后几种发分集方案的理论性能

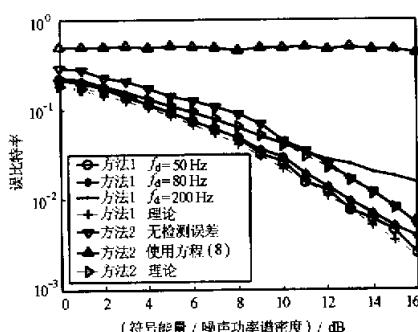


图 3 STTD 两种检测方法的仿真性能

图4给出了WCDMA中两种闭环发分集模式^[3]和STTD开环发分集在不同Doppler频率下的解调门限,由于仿真中未使用信道编译码,故这里将解调门限定义为 10^{-2} 误码率对应的 E_s/N_0 。由图可知当信道时变速率较小时,两种闭环模式的性能优于STTD,但当Doppler频率较大时,两种闭环模式即使采用自适应预测(8阶LMS预测)对抗信道时变,其性能仍迅速恶化,而STTD则要好得多(适当加入预测处理后的性能更好)。故对高时变信道,更适合使用STTD开环发分集方式。

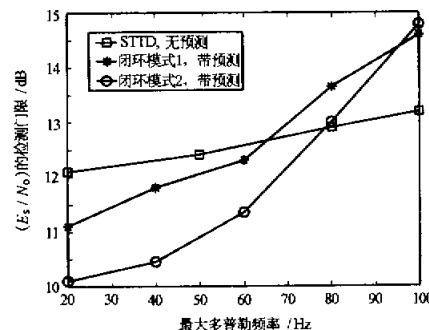


图4 WCDMA中3种发分集方案的解调门限比较

参考文献:

- [1] Alamouri S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1 451-1 458.
- [2] Tarokh V, Alamonutti S M, Patrick Poon. New detection schemes for transmit diversity with no channel estimation[A]. IEEE ICUPC[C]. 1998. 917-920.
- [3] 杜志敏,薛强,周胜等. WCDMA中两种天线闭环发分集模式的性能分析[J]. 电子学报, 2000, 28(11-A).
- [4] 3G/TS—1999, 3GPP technical specification group radio access network: physical layer procedures(FDD)[S].
- [5] 3G TS 25.211—1999, 3GPP technical specification group radio access network: physical channels and mapping of transport channels onto physical channels(FDD)[S].

Analysis of STTD Antenna Transmit Diversity for WCDMA

DU Zhi-min, XUE Qiang, WU Wei-ling

(Information Engineering School, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: Simple close form expressions for STTD's theoretical performance with or without channel estimation error in flat Rayleigh channel are derived. Simulation comparison between STTD and the two closed loop transmit diversity modes shows that when the maximal Doppler frequency is small the closed loop modes have better performance, but when the Doppler frequency increases this doesn't hold. STTD tends to have a better performance in that case.

Key words: WCDMA; STTD transmit diversity; pairwise error probability; flat Rayleigh channel

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养, 更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果, 又能免除您舟车劳顿的辛苦, 学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲, 结合实际工程案例, 直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>