

WCDMA 中两种天线闭环发分集模式的性能分析

杜志敏, 薛 强, 周 胜, 吴伟陵

(北京邮电大学信息工程学院 北京 100876)

摘 要: 本文推导了有精确信道估计时, 各种常见分集方法在平坦瑞利衰落信道中的理论性能, 通过对有效信噪比的简单替换我们将这些结论推广到考虑实际信道估计误差的情况, 仿真结果验证了这些公式的正确性. 据此我们可得到两种闭环发分集模式的理论性能界, 以此为参考和目标我们研究了两种闭环分集模式在不同 Doppler 频率和不同预测处理方式下的实际性能.

关键词: 天线发分集; 二元误判概率; 误比特率; LMS 自适应预测

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2000)11A-0092-05

Performance Analysis of Two Closed Loop Antenna Transmit Diversity Modes for WCDMA

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

(School of Information Eng., Beijing University of Posts & Tele., Beijing 100876, China)

Abstract: Simple close form expressions for different diversity methods' theoretical performance are derived in this paper under the assumption of perfect channel estimation. When channel estimation error should be considered, we can simply substitute the original E_s/N_0 in each expression with a new effective value. Simulation results validate the correction of this method. Based on the performance bounds determined by these new expressions, we study the performance of the two closed loop modes with different Doppler frequency and different processing methods at the UE (user equipment).

Key words: antenna transmit diversity; pair-wise error probability; bit error rate; LMS adaptive prediction

1 引言

移动通信中信道传输条件较恶劣, 调制信号在到达接收端前常常经历了严重衰落, 这不利于信号的接收检测. 天线分集技术是对抗信道衰落的有效措施之一. 当前的各种无线通信系统普遍在基站使用多个 (一般为 2) 有一定间隔或不同极化的收天线来提供空间分集或极化分集, 以改善上行信道的接收性能. 移动台 (特别是手机) 在价格、体积和电池容量等方面的限制, 使得在移动台实现天线收分集一般不可行. 改善下行信道性能的另一思路是在基站处实现天线发分集, 但它不如天线收分集直观, 处理起来也相对复杂.

近几年对天线发分集技术的研究相当活跃, 也取得了一些令人瞩目的成果, 这主要包括: 文献 [1] 计算了多天线发系统在衰落信道中的信道容量, 得到多天线系统容量远大于单天线系统、且当收天线数目大于或等于发天线数目时系统容量至少随发天线数目线性增加等有指导意义的结论; V. Tarokh 等在他们相继发表的文章 [2~4] 等文中提出将编码、调制和天线发分集有机结合的空时卷积码和分组码; 文献 [5] 提出一种在移动台仅需简单处理的天线发分集技术, 它是文

献 [4] 的特例, 但文献 [4] 受其启发产生, 并已被 WCDMA 建议采纳为开环发分集方案; 文献 [6] 提出基于部分信道状态信息反馈 (PIF) 的闭环发分集思想, 它可看作是 WCDMA 建议中闭环发分集的前身.

WCDMA 建议 [7] 定义了两种闭环分集模式, 它们和文献 [6] 中方案均有一定差异, 而且文献 [6] 中方案较简单, 分析时也只讨论了最理想化的情况. 本文的主要目的是要对它们的理论性能和实际处理进行更深入研究, 这包括推导两种闭环发分集模式的理论性能界, 研究信道变化速率、信道估计和预测方法对实际接收性能的影响.

2 WCDMA 中的两种闭环发分集模式

图 1 是两种闭环模式的通用原理框图, 它们的工作原理为: 用户设备根据所接收的下行 CPICH (公共导频信道) 的第 j 个时隙来估计各发天线的信道响应, 并据此以使 $P = w^H H^H H w$ 最大来确定调整量, 其中 w 是由图中两个调整权组成的列矢量, H 则是由两个天线的信道响应 (乘性干扰) 组成的行矢量. 在模式 1 中所需计算的调整量只有相位, 模式 2 中则既有相

位又有幅度,该调整量被量化为 1bit(相位调整量,模式 1 中)或 4bits(其中前 3bits 对应相位、最后 1bit 对应幅度,模式 2 中)FSM(反馈信令消息),在上行 DPCH(专用物理控制信道)的 1 个或连续 4 个时隙中的 FBK(反馈信息)域 Dbit 位上传输,基站端则会在下行 DPCH(专用物理信道)的 $(j+1) \bmod 15$ 或 $(j+2) \bmod 15$ 时隙的导频符号域开始按接收的命令字调整。

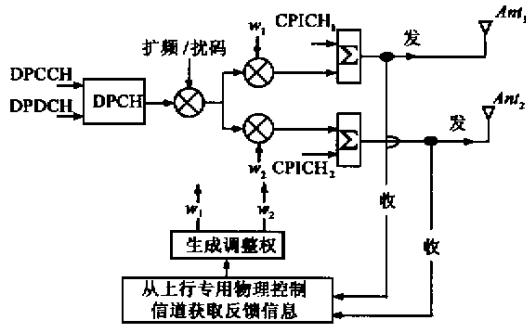


图 1 两种闭环发分集模式的原理框图

2.1 闭环模式 1

在具体计算前若对应的下行时隙号为奇,第 2 个天线的信道响应先进行 $\pi/2$ 角度的预旋转,若时隙号为偶则不旋转。因在模式 1 中第一个天线并不调整(w_1 恒为 1),实际上只需计算第 1 个天线的信道响应与旋转后第 2 个天线信道响应的相角差,若该值位于 $[-\pi/2, \pi/2]$ 则量化为 0,若位于 $(\pi/2, 3\pi/2]$ 则量化为 π ,并分别对应 0、1bit FSM 进行发送。基站收到该命令字后,结合时隙号去对应真正的相位调整量,并计算第 2 个天线的发调整权。

2.2 闭环模式 2

用户设备在计算调整权前不进行预旋转,基站端也不作相应处理。为获取最佳性能,用户端每一时隙都从剩余组合中挑选最佳调整值以确定当前时隙应该上传的控制 bit,而非 4 个时隙算一次。基站端采用的也是连续调整,即在每个发时隙都调整而非 4 个时隙调一次。为此基站实际使用的是 4 个与各个控制位相对应的最新接收 bit。闭环模式 2 中两个天线的发权值幅度一个为 $\sqrt{0.2}$ 一个为 $\sqrt{0.8}$,第 2 个发天线的权相位有 $i\pi/4$ (i 从 -3 到 +4 等 8 种可能的取值)。

2.3 模式 1 中信道响应预旋转作用的简单分析

由协议^[7],用户设备按式 $\arg \max_w |w^H (R^{Hh} \chi) h R| w$ 计算调整权 w ,其中 R 为旋转矩阵,其型为 $\text{diag}(1, e^{j\phi})$ (对角阵)。基站端则实际按 Rw 进行调整,因 w 的第一个元素恒为 1,第二个元素仅有相位 ϕ 可变,故它可用 $\phi = \phi_1 - (\phi_2 + \phi_r)$ 计算,对应的 FSB 为 $FSB_\phi^i = \text{int}[(\phi_1 - (\phi_2 + \phi_r) + \pi/2) \bmod 2\pi] / \pi$,基站应根据它尽可能准确地恢复 $\phi + \phi_r$ 以用于第 2 个天线的相位调整。协议中建议的方法为:

$$w_2 = (e^{j FSB_\phi^{i-1} \pi + \phi_r^{i-1}} + e^{j FSB_\phi^i \pi + \phi_r^i}) / \sqrt{2} \quad (1)$$

由于 ϕ_r^{i-1}, ϕ_r^i 只有两种组合 $0, \pi/2$ 或 $\pi/2, 0$,当假设前后两个时隙中的信道响应(主要指乘性干扰的相位)完全相关时,以 ϕ_r^{i-1}, ϕ_r^i 取 $0, \pi/2$ 为例对 $\phi_1 - \phi_2$ 按区间进行讨论可得:当 $\phi_1 - \phi_2 \in [(m-1)\pi/2, m\pi/2]$ ($m=1, 2, 3, 4$) 时,

$$w_2 = e^{j(2m-1)\pi/4} \quad (2)$$

由 ϕ_r^{i-1}, ϕ_r^i 在权值计算式中位置的对称性,可知当 ϕ_r^{i-1}, ϕ_r^i 取 $\pi/2, 0$ 时的权值与上式相同,故在 Doppler 频率较小时该法实际可起到文献 6 中 2bits 控制的效果。

当前后两个时隙中的信道响应不是完全相关,即 $\phi_1^{i-1} - \phi_2^{i-1}$ 与 $\phi_1^i - \phi_2^i$ 不相等时,仍以 ϕ_r^{i-1}, ϕ_r^i 取 $0, \pi/2$ 为例,可得:当 $\phi_1^i - \phi_2^i \in [n\pi, (n+1)\pi]$ 且 $\phi_1^{i-1} - \phi_2^{i-1} \in [(2m-1)\pi/2, (2m+1)\pi/2]$ 时(其中 m, n 取 0 或 1),

$$w_2 = e^{j(2m-1)(2n+1)+2}\pi/4} \quad (3)$$

可见此时它能起到平滑的效果。由对称性可知当 ϕ_r^{i-1}, ϕ_r^i 取 $\pi/2, 0$ 时,该法也能起到平滑的效果。

3 理论性能计算

为简化分析假设接收端相应于发分集的处理在 RAKE 接收机多径分离和相位相干合并(以最强径相位为参考)后进行,需指出的是这并不是最佳方案,会有一定的性能损失(我们正在对此进行改进研究)。考虑 RAKE 接收机效果后的信道可看作是平坦衰落信道,该信道的乘性干扰由第 1 个发天线相应各延时径的复高斯乘性干扰合并值(因有第 2 个发天线信道响应的影响,合并方式具有一定的随机性,而不是等增益合并)加上第 2 个发天线相应各径乘性干扰的合并值组成,在此基础上我们假设来自不同天线的衰落相互独立且总统计特性相同以使分集增益最大,故等效信道的乘性干扰可进一步简化为两个独立同分布复高斯过程的和,基于以上简化考虑我们得到两种闭环模式的接收信号模型为:

$$\begin{aligned} r_{m-1}(t) &= \sqrt{E_s/2} [\alpha_1(t) + w_1(t)\alpha_2(t)]s(t) + n(t) \\ &= \sqrt{E_s} \alpha'_{m-1}(t)s(t) + n(t) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} r_{m-2}(t) &= \sqrt{E_s} [w_1(t)\alpha_1(t) + w_2(t)\alpha_2(t)]s(t) + n(t) \\ &= \sqrt{E_s} \alpha'_{m-2}(t)s(t) + n(t) \end{aligned} \quad (5)$$

其中 E_s 为符号能量,乘性干扰 $\alpha_1(t), \alpha_2(t)$ 是均值为 0、实、虚部方差各为 $1/2$ 的独立同分布复高斯随机过程; $n(t)$ 是均值为 0、实、虚部方差各为 $N_0/2$ 的复高斯白噪声; $s(t)$ 代表发送信号在调制星座中的复低通表达,其平均功率已归一化,这样定义的目的是确保总的符号能量与噪声功率谱密度之比恒为 E_s/N_0 ,以方便后面的理论推导和性能比较。

3.1 有精确信道估计时

假设接收端可准确获知 $\alpha'(t)$,并据此按 ML(最大似然)准则进行检测,则在只有两个可选输出的条件下将发送的 s_e 误判为 s_e 的条件概率(pair-wise error probability)为:

$$PEP(s_e \rightarrow s_e | \alpha') = Q(\sqrt{E_s |s_e - s_e|^2 \beta / (2N_0)}) \quad (6)$$

其中 $\beta = |\alpha'|^2$,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,正是由于单天线和各种分集天线的 β 具有不同的统计特性,它们才有不同的性能,下面我们推导不同情况下的 PEP。在推导前为简化表述,首先定义 $b(d) = E_s d / (2N_0)$ 其中 $d = |s_e - s_e|^2$ 。

3.1.1 单天线

$$PEP_{ONE}(s_c \rightarrow s_e) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{b(d)}{b(d)+2}} \quad (7)^*$$

3.1.2 闭环模式 1

闭环模式 1 中的信道响应预旋转加大了准确计算其理论性能的难度, 但由 2.3 部分的分析可知其性能优于不进行预旋转的情况(即文献[6]中的单比特反馈控制), 同时又比完全消除相位差异的等增益合并差, 故这里我们改而计算它们的理论性能, 以确定模式 1 的性能界。正如文献[6]中分析的, 当使用单比特简单反馈控制时, 有:

$$\beta = \max(|\alpha_1 + \alpha_2|^2/2, |\alpha_1 - \alpha_2|^2/2)$$

由于 α_1, α_2 是均值为 0、实、虚部方差各为 1/2 的独立同分布复高斯变量, 故 $(\alpha_1 + \alpha_2)/\sqrt{2}$ 和 $(\alpha_1 - \alpha_2)/\sqrt{2}$ 也是均值为 0、实、虚部方差各为 1/2 的独立同分布复高斯变量, 从而它相当于对两个独立衰落 $(\alpha_1 + \alpha_2)/\sqrt{2}$ 和 $(\alpha_1 - \alpha_2)/\sqrt{2}$ 实现了选择分集。

选择分集

定义中间变量 $\beta_1 = |\alpha_1 + \alpha_2|^2/2$ 和 $\beta_2 = |\alpha_1 - \alpha_2|^2/2$, 则有:

$$P_{SEL}(\beta < B) = P(\beta_1 < B)P(\beta_2 < B) = 1 - 2e^{-B} + e^{-2B} \quad (B \geq 0)$$

上式对 B 求偏导可得到对应的概率密度, 用它对式(6)求平均后有:

$$PEP_{SEL}(s_c \rightarrow s_e) = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{b(d)}{b(d)+2}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{b(d)}{b(d)+4}} \quad (8)$$

等增益合并

定义中间变量 $r = \sqrt{\beta}$, $r_1 = |\alpha_1|/\sqrt{2}$ 和 $r_2 = |\alpha_2|/\sqrt{2}$, 则有:

$$\rho_{EGC}(r) = P(r_1 + r_2 = r) = e^{-r^2} (4r^2 - 2) \int_0^r e^{-r_1^2} dr_1 + 2re^{-2r^2}$$

由概率论知识可得:

$$\rho_{EGC}(\beta) = \frac{1}{2\sqrt{\beta}} \left[e^{-\beta} (4\beta - 2) \int_0^{\sqrt{\beta}} e^{-r_1^2} dr_1 + 2\sqrt{\beta} e^{-2\beta} \right]$$

从而:

$$\begin{aligned} PEP_{EGC}(s_c \rightarrow s_e) &= \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{b(d)}}^\infty e^{-t^2/2} dt \left[e^{-2\beta} + e^{-\beta} \left(2\sqrt{\beta} - \frac{1}{\sqrt{\beta}} \right) \int_0^{\sqrt{\beta}} e^{-r_1^2} dr_1 \right] d\beta = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} \\ &\left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} e^{-2t^2/b(d)} + \int_0^{t/\sqrt{b(d)}} e^{-\beta} \left(2\sqrt{\beta} - \frac{1}{\sqrt{\beta}} \right) \int_0^{\sqrt{\beta}} e^{-r_1^2} dr_1 d\beta \right\} dt \\ &= \frac{1}{4} - \frac{1}{4} \sqrt{\frac{b(d)}{b(d)+4}} + \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} \\ &\cdot \left[\int_0^{t/\sqrt{b(d)}} e^{-r_1^2} \int_{r_1}^{t/\sqrt{b(d)}} e^{-\beta} \left(2\sqrt{\beta} - \frac{1}{\sqrt{\beta}} \right) d\beta dr_1 \right] dt \\ &= \frac{1}{4} - \frac{1}{4} \sqrt{\frac{b(d)}{b(d)+4}} + \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} \\ &\cdot \left[\int_0^{t/\sqrt{b(d)}} e^{-r_1^2} \int_{r_1}^{t/\sqrt{b(d)}} e^{-a^2} \left(2a - \frac{1}{a} \right) da dr_1 \right] dt \end{aligned}$$

上式中的最后一项可化简为:

$$\int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} \left\{ \int_0^{t/\sqrt{b(d)}} e^{-r_1^2} \left[(-2ae^{-a^2}) \Big|_{r_1}^{t/\sqrt{b(d)}} + 0 \right] dr_1 \right\} dt$$

$$\begin{aligned} &= \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} \int_0^{t/\sqrt{b(d)}} (2r_1 e^{-2r_1^2} - \frac{2t}{\sqrt{b(d)}} e^{-t^2/b(d)} e^{-r_1^2}) dr_1 dt \\ &= \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} e^{-2t^2/b(d)} \right) dt - \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi b(d)}} e^{-t^2/2} \\ &\cdot \int_{\sqrt{b(d)r_1}}^\infty e^{-t^2/b(d)+2)(2b(d))} dt^2 dr_1 \\ &= \frac{1}{4} - \frac{1}{4} \sqrt{\frac{b(d)}{b(d)+4}} - \frac{1}{b(d)+2} \sqrt{\frac{b(d)}{b(d)+4}} \end{aligned}$$

最终我们得到:

$$PEP_{EGC}(s_c \rightarrow s_e) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{b(d)(b(d)+4)}{b(d)+2}} \quad (9)$$

3.1.3 闭环模式 2

闭环模式 2 的性能应优于模式 1, 但比最优的最大比合并(MRC)方式差。这里我们计算最大比合并的理论性能, 并将它作为模式 2 的性能上界。此时有 $\beta = \alpha_1^2 + \alpha_2^2$, 它的概率密度函数为:

$$\rho_{MRC}(\beta) = \beta e^{-\beta}$$

因而有:

$$PEP_{MRC}(s_c \rightarrow s_e) = \frac{1}{2} - \frac{b(d)+3}{2b(d)+4} \sqrt{\frac{b(d)}{b(d)+2}} \quad (10)$$

3.2 考虑信道估计误差时

可利用 WCDMA 协议中的下行 CPICH(公共导频信道)进行信道估计。每一 CPICH 时隙各有 10 个已知的 QPSK 调制符号在两个天线上发送。这两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, 可依据下两式进行信道估计:

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}_1 &= \sum_{i=0}^9 r(i) s_1^*(i) (10 \sqrt{E_p/2}) \\ &= \alpha_1 + \sum_{i=0}^9 n_r(i) s_1^*(i) (10 \sqrt{E_p/2}) = \alpha_1 + n'_1 \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}_2 &= \sum_{i=0}^9 r(i) s_2^*(i) (10 \sqrt{E_p/2}) \\ &= \alpha_2 + \sum_{i=0}^9 n_r(i) s_2^*(i) (10 \sqrt{E_p/2}) = \alpha_2 + n'_2 \quad (12) \end{aligned}$$

其中 $s_1(i)$ 和 $s_2(i)$ 为两个天线对应的导频符序列, $r(i)$ 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 $N_0/2$ 的独立复高斯噪声。易证估计噪声 n'_1, n'_2 是均值为 0、实、虚部方差各为 $N_0/(10E_p)$ 的独立(由两个导频序列的正交性可得)复高斯变量, 从而 $\hat{\alpha}_1$ 是均值为 0、实、虚部方差各为 $1/2 + N_0/(10E_p)$ 的复高斯变量, 其包络服从 $\sigma^2 = 1 + N_0/(5E_p)$ 的瑞利分布。将 $\hat{\alpha}_1/\sqrt{1 + N_0/(5E_p)}$ 记为 $\tilde{\alpha}_1$, 则 $\tilde{\alpha}_1$ 和原 α_1 的分布相同。类似地可定义 $\tilde{\alpha}_2$, 易知二者独立。在以上讨论的基础上将式(4)改写为:

$$\begin{aligned} r_m(t) &= \sqrt{E_s/2} (\hat{\alpha}_1(t) - n'_1(t) + w_1(t)(\hat{\alpha}_2(t) - n'_2(t))) + \\ &n(t) = \sqrt{E_s(1 + N_0/(5E_p))/2} [\tilde{\alpha}_1(t) + w_1(t)\tilde{\alpha}_2(t)] + \\ &n(t) - \sqrt{E_s/2} (n'_1(t) + w_1(t)n'_2(t)) = \sqrt{E'_s/2} (\tilde{\alpha}_1 \end{aligned}$$

* 限于篇幅, 本文仅给出式(9)的具体推导过程。

$$(t) + w(t) \tilde{x}(t) + n'(t) \quad (13)$$

上式表明信道估计误差导致有效信噪比发生变化,这一新信噪比为:

$$E'_s/N'_0 = \frac{E_s(1 + N_0 + (5E_p))}{N_0 + E_s N_0 / (5E_p)} \quad (14)$$

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,这里我们假设最坏的情况,即二者信噪比相等,从而 $E'_s/N'_0 = 5E_s/(6N_0) + 1/6$. 类似地可得到,对于无分集的单天线系统则是 $E'_s/N'_0 = 10E_s/(11N_0) + 1/11$. 将它们代入前一部分的各结果,就可得到考虑信道估计误差后的 PEP.

3.3 从 PEP 到 SER 和 BER

在前面的推导过程中,我们并未对 s_c 或 s_e 的具体形式提出要求,也就是说前面的结果适用于各种调制方式(调制方式的影响体现在 $d = |s_c - s_e|^2$ 中),同时也可用来估计信道编译码在准静态(指在一个码序列期间信道响应基本不变)信道中的理论性能. 下面我们结合 WCDMA 建议将前各 PEP 值扩展到更有意义的误符号率 SER 和误比特率 BER.

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. 故对各分集方式均有:

$$2PEP(k/2) - PEP(k/4)/2 < SER < 2PEP(k/2) \quad (15)$$

$$BER = PEP(k/2) \quad (16)$$

由于误比特率 BER 比误符号率 SER 更能描述系统性能,且式(16)是精确式,故以它作为性能指标. 利用式(14)和式(16)将式(7)~(10)改写可得:

$$BER_{ONE} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{10E_s/N_0 + 1}{10E_s/N_0 + 25}} \quad (17)$$

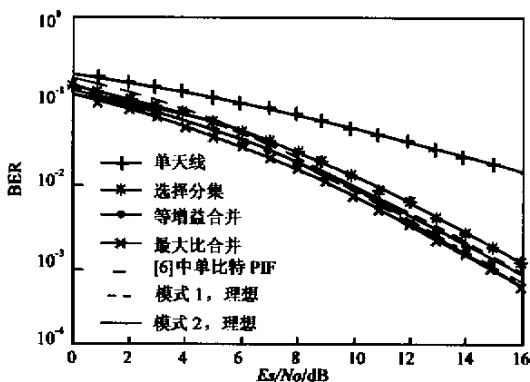


图2 考虑信道估计误差但不考虑预测误差时的理论性能曲线

首先我们仿真了用户设备用第 j 个时隙提取的信道状态信息直接计算第 $j+2$ 个时隙发调整权的情况,结果见图3. 该图表明当 Doppler 频率增加时,两种闭环模式的性能均明显变差,这是因为随着信道时变速率的增加,第 j 个时隙和第 $j+2$ 个时隙上信道响应的差异也增大,为减小这种不匹配带来的性能损失,用户设备应先预测第 $j+2$ 个时隙处的信道响应.

为使闭环分集模式在快速时变信道中也能有较好性能,我们对三种预测方式进行了研究. 最简单的固定系数线性

$$BER_{SEL} = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{5E_s/N_0 + 1}{5E_s/N_0 + 13}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{5E_s/N_0 + 1}{5E_s/N_0 + 25}} \quad (18)$$

$$BER_{EGC} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(5E_s/N_0 + 1)(5E_s/N_0 + 25)}{5E_s/N_0 + 13}} \quad (19)$$

$$BER_{MRC} = \frac{1}{2} - \frac{5E_s/N_0 + 19}{10E_s/N_0 + 26} \sqrt{\frac{5E_s/N_0 + 1}{5E_s/N_0 + 13}} \quad (20)$$

为验证上述公式的正确性,我们对文献[6]中的单比特反馈控制和 WCDMA 中的两种闭环模式进行了理想仿真,这里的理想仿真是指我们人为地使一个时隙中的衰落保持不变(但加性噪声变),且用当前时隙提取的信道响应计算权值并直接用于该时隙的发调整,即忽略预测部分,它们的仿真结果和式(17)~(20)的计算结果同绘于图2中,由图可知结果相当吻合,特别是信噪比较大时.

4 仿真部分

为能更准确地评价两种闭环分集方式的性能,我们按 WCDMA 协议中的相关内容文献[7,8]进行了系统仿真,但在仿真中作了相应简化处理,这包括: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,由于解扩后信号的 E_s/N_0 与扩频增益有关,为了与前面的假设(CPICH 和 DPCH 有相同 E_s/N_0)相呼应,DPCH 的扩频因子也被定为 256,即它的一个时隙也由 10 个 QPSK 调制符号组成;对传播时延、发偏移等时间关系进行分析后可知,基站在下行 $(j+1) \bmod 15$ 时隙的导频符号域开始调整的可能性远大于在 $(j+2) \bmod 15$ 时隙开始调整,而导频符号域位于一个时隙的末尾,故为简化仿真我们让基站改在第 $(j+2) \bmod 15$ 个时隙的起始处开始相应的发权值调整,同时忽略对压缩模式(非连续发送)的仿真. 仿真中我们使用的信道是有典型 Doppler 谱的单径瑞利信道.

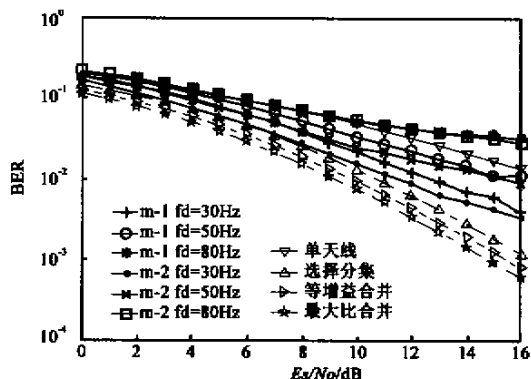


图3 用户端无预测处理时两种闭环模式的性能

预测,由文献[9]中使用的理想 Wiener 内插滤波变化后得到的 Wiener 预测、自适应 LMS 预测. 仿真结果表明前两种方式的性能均较差,这包括低信噪比时由于放大噪声而使性能更差,和高信噪比时对性能的改善不如预期的理想,以模式 1 和 80Hz 最大多普勒频率为例:直到 E_s/N_0 大于 10.3dB 时,加线性预测后的性能才超出无预测方式,对于 Wiener 预测,分界点则是 9.55dB,而在较高信噪比时(以 14dB 为例),它们的性能比使用 LMS 预测的分别差 2.8dB 和 1.9dB,对模式 2 以及其

他多普勒频率的仿真也得到相似的结论,这里限于篇幅我们

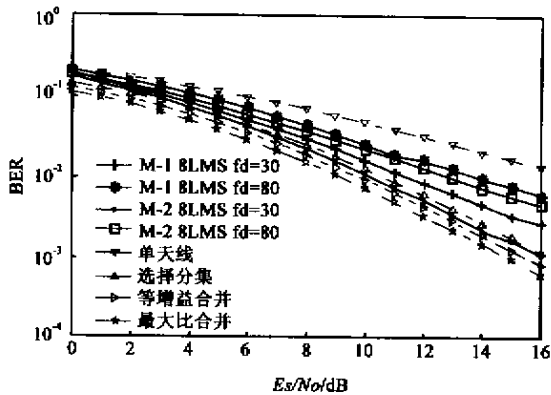


图 4 用户端采用 8 阶 LMS 自适应预测时的性能

Wiener 预测的性能不佳有点出乎我们的意料,仿真中使用的 Wiener 预测滤波器按最大 Doppler 频率 200Hz 设计,滤波器设计中所需的参考信噪比我们选 13dB^[9],造成性能不佳的可能原因是该预测滤波器带宽比我们实际仿真所用的最大 Doppler 频率宽很多,减小滤波器带宽可使性能改善但实际应用中并不可行,这是因为我们很难准确获知实际的信道变化速率并选择最合理的滤波器参数,这是该法的一大弊端,该法的另一弊端是滤波器按理论的信道响应相关函数设计,即与典型 Doppler 功率谱对应的零阶第一类 Bessel 函数,而实际的信道响应相关函数常常会与它有较大差异。

LMS 预测的性能相对最好,且不存在前述两个缺点。使用 8 阶 LMS 预测后(调整步长 $\mu = 0.0001$,每时隙调整一次),两种闭环模式的性能见图 4,与图 3 相比可见有明显性能改善。在图 5 中我们给出使用 8 阶和 12 阶 LMS 预测(调整步长均为 0.0001)两种闭环模式在不同 Doppler 频率下的解调门限,由于仿真中未使用信道编码,故我们将解调门限定义为 10^{-2} 误码率对应的 E_s/N_0 ,图 5 中四条虚线分别为单天线、选择分集、等增益合并和最大比合并分集天线的解调门限。仿真所得门限与理论计算门限还有一定差距的原因主要有:在推导理论性能计算式时未考虑预测误差的影响;仿真中使用的 LMS 预测未必是最优的。我们仍在对它们进行进一步研究。

5 结束语

理论计算和仿真表明 Doppler 频率较低时两种闭环发分集模式的性能远远优于单天线系统,且模式 2 优于模式 1。随着 Doppler 频率的增大,若没有好的预测处理,这种性能优势逐渐降低,所以在高时变衰落信道中应用的关键是研究性能更佳信道估计和预测方式,在我们看来这是该课题一个值得进一步研究的方向,它可以参考和应用目前已有广泛研究的各种信道估计和辨识技术。

参考文献:

- [1] G. J. Foschini, Jr., M. J. Gans. On limits of wireless comm. in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Personal Comm., Mar. 1998, 4(3): 311 - 335.
- [2] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank. Space-time codes for high

不给出它们的图形化结果。

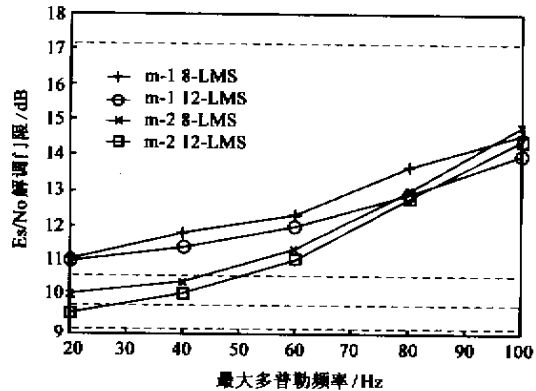


图 5 两种闭环模式采用 8 阶或 12 阶 LMS 预测时的解调门限

data rate wireless communication: performance criterion and code construction [J]. IEEE Trans. On Information Theory, Mar. 1998, 44(3): 744 - 765.

- [3] V. Tarokh, 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. On Comm., Feb. 1999, 47(2): 199 - 207.
- [4] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Trans. On Information Theory, Jul. 1999, 45(5): 1456 - 1467.
- [5] S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE Journal On Selected Areas in Communications, Oct. 1998, 16(8): 1451 - 1458.
- [6] R. W. Heath Jr., A. Paulraj. A simple scheme for transmit diversity using partial channel feedback [A]. 1998 Signal, systems & computers conference [C]. 2: 1073 - 1078.
- [7] 3GPP Technical Specification group radio access network: Physical layer procedures (FDD) 3G TS 25.214 v3.1.1 1999 - 12.
- [8] 3GPP Technical Specification group radio access network: Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) 3G TS 25.211 v3.1.1 1999 - 12.
- [9] A. F. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank. A space-time coding modem for high data rate wireless communications [J]. IEEE Journal On Selected Areas in Communications, Oct. 1998, 16(8): 1459 - 1478.

作者简介:

杜志敏 1975 年出生,于 1996 年在北京邮电大学无线电工程系获学士学位,并于同年在该系攻读硕士研究生,1998 年转入北邮信息工程系提前攻读博士学位,目前主要从事智能天线技术的研究。

薛强 1974 年出生,分别于 1995、1998 在山东大学获学士、硕士学位,1998 年开始在北邮信息工程系攻读博士学位,现主要从事多用户检测方面的研究。

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，一直致力和专注于微波、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>