

一种基于波束和信道同时搜索的智能天线方案及其性能分析¹

胡宏林 朱近康

(中国科学技术大学个人通信与扩频通信实验室 合肥 230027)

摘要 该文提出了一种基于对波束和信道进行同时搜索的转换波束智能天线方案,并进一步分析了采用该方案时系统上行链路的信干比(SIR)性能。该方案较之传统的波束和信道分别搜索和选择的各自方案有一定的优越性,符合未来移动通信系统中智能天线的发展方向。

关键词 转换波束,智能天线,同时搜索

中图分类号 TN820

1 引言

第三代移动通信系统发展十分迅速,其中智能天线技术更是受到了极为广泛的关注,相关的研究层出不穷。智能天线一般可分为自适应阵天线和转换波束天线。自适应阵天线的方向图没有固定的形状,它通过调整阵列加权系数,使方向图的主瓣方向对准目标,并随着信号及环境的变化来不断调整加权系数使通信质量达到最优^[1-3]。而转换波束天线则是由多个并行波束构成的,这些波束覆盖整个小区,每个波束的指向与波瓣宽度都已预先设定。通信时,基站根据接收信号情况选择相应的波束,使通信质量达到最优。当移动台在小区里移动时,转换波束天线通过切换波束来保证通信的质量。显然,转换波束天线在理论上并不能像自适应阵天线那样能够实现最佳通信,但是,由于其结构简单、实时性强以及无需判定用户信号到达方向,转换波束天线受到了尤其是工程人员的广泛青睐^[3-5]。

信道的选择是移动通信中一个重要的课题,它对于信号传输的质量起着十分重要的作用。在过去的大部分有关智能天线移动通信系统的研究中,一般都采取了固定信道加载的模式,而很少涉及到最优信道的搜索和选择问题^[3,4]。另外,有些文献虽然涉及到了智能天线移动通信系统中的信道搜索和加载问题,也只是分别进行了波束和信道的各自搜索,而没能够将二者结合起来^[5]。实际上,由于天线波束的加权与合并在前端进行,后续的各级电路以及信道传输将会在一定的程度上影响信号的变化,而且选择的波束和加载的信道各自都会带来一定的相位延迟等误差。这些相位误差的累积将在很大的程度上影响系统的性能,尤其是相位调制系统如 PSK 等的性能^[3]。显然,进行各自搜索将难以减小和消除这些误差,若将波束选择和信道的搜索二者结合起来,进行同时最佳搜索和选择,就能够在最大限度上减小整体的误差效应,从而提高通信的质量。

本文提出了一种用于蜂窝系统中基站的智能天线系统方案,该方案采用转换波束天线,进行波束和信道的同时最佳搜索和选择,具有一定的优越性。本文还分析了采用该方案时上行链路的平均 SIR 性能。

2 系统方案设计

Lee 曾经提出了一种小区结构^[6],这种小区的结构如图 1 所示。小区由多个微小区和一个基站组成,将天线安装在小区的外边缘,并且基站的信道可以分配给任一微小区。由于这种小区在降低干扰、提高容量等方面具有较强的优越性,因此引起了广泛的关注^[7]。假设每个小区

¹ 2001-09-18 收到, 2002-02-28 改回
国家 973 项目资助

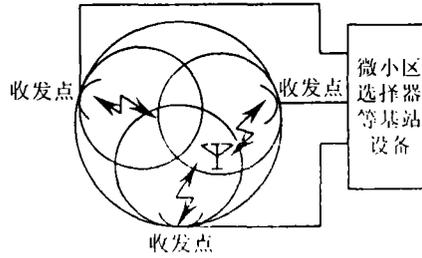


图 1 小区结构示意图

有 K 个信号收发点，每个收发点有 N 根天线，形成 M 个波束，我们在每个收发点均采用转换波束智能天线方案。由于在不同的信号收发点，其信道传输性能将有较大的差异，因此，不同的 K 个收发点将对应着不同的 K 个信道。将波束选择和信道搜索二者结合起来，进行同时最佳搜索和选择，就能最大限度地提高系统的性能。由于采用了转换波束天线方案，对于上行链路来说，可以得到如图 2 所示的接收框图。我们利用导频信号来对最佳波束和信道进行搜索，移动台发射的导频信号将发送至每个收发点。从 N 根天线接收的移动台导频信号经过下变频、宽带 A/D 变换后，分别通过 K 个信道。假设第 j 个信道的冲激响应为 $h_j(t)$ ，则输入信号矢量 $X(t)$ 分别通过这 K 个信道后可以得到输出 $S(t)$ 为

$$\begin{aligned}
 S(t) = [S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)] &= \begin{bmatrix} s_{1,1}(t) & s_{1,2}(t) & \dots & s_{1,K}(t) \\ s_{2,1}(t) & s_{2,2}(t) & \dots & s_{2,K}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N,1}(t) & s_{N,2}(t) & \dots & s_{N,K}(t) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} x_1(t) \otimes h_1(t) & x_1(t) \otimes h_2(t) & \dots & x_1(t) \otimes h_K(t) \\ x_2(t) \otimes h_1(t) & x_2(t) \otimes h_2(t) & \dots & x_2(t) \otimes h_K(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_N(t) \otimes h_1(t) & x_N(t) \otimes h_2(t) & \dots & x_N(t) \otimes h_K(t) \end{bmatrix} \quad (1)
 \end{aligned}$$

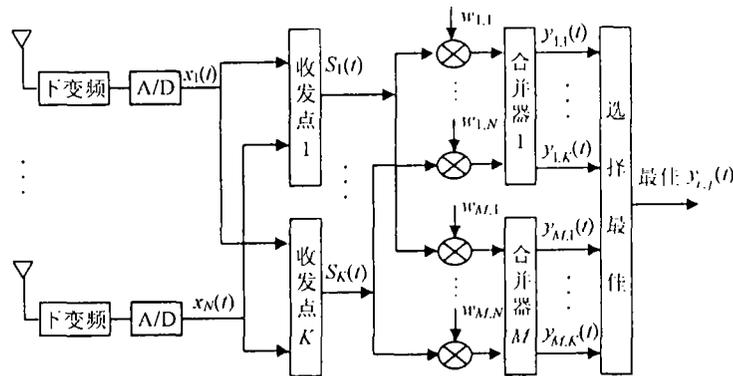


图 2 同时最佳搜索方案总体框图

接下来，各组信号矢量与预先设定的各组波束加权系数相乘再合并后，得到一组输出信号矢量 $Y(t)$ ，于是有

$$\begin{aligned}
 Y(t) &= \begin{bmatrix} y_{1,1}(t) & y_{1,2}(t) & \cdots & y_{1,K}(t) \\ y_{2,1}(t) & y_{2,2}(t) & \cdots & y_{2,K}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{M,1}(t) & y_{M,2}(t) & \cdots & y_{M,K}(t) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} & \cdots & w_{1,N} \\ w_{2,1} & w_{2,2} & \cdots & w_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{M,1} & w_{M,2} & \cdots & w_{M,K} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s_{1,1}(t) & s_{1,2}(t) & \cdots & s_{1,K}(t) \\ s_{2,1}(t) & s_{2,2}(t) & \cdots & s_{2,K}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N,1}(t) & s_{N,2}(t) & \cdots & s_{N,K}(t) \end{bmatrix} \quad (2)
 \end{aligned}$$

对于 $Y(t)$ 中的一个元素 $y_{i,j}(t)$, $i = 1, 2, \dots, M$, $j = 1, 2, \dots, K$, 有

$$\begin{aligned}
 y_{i,j}(t) &= \left(\sum_{n=1}^N x_n(t) w_{i,n} \right) \otimes h_j(t) \\
 &= \int_0^{+\infty} \left(\sum_{n=1}^N x_n(t) w_{i,n} \right) h_j(t - \tau) d\tau = \sum_{n=1}^N \left(\int_0^{+\infty} x_n(t) w_{i,n} h_j(t - \tau) d\tau \right) \quad (3)
 \end{aligned}$$

在接下来的选择最优中, 基站将比较所有的 $y_{i,j}(t)$, 并选择使接收质量最好的波束和收发点进行传输。也就是说, 基站经过同时搜索, 从而更准确地确定了最佳的传输波束和信道。最佳的波束和信道的组合将使传输信号的 SIR 与相位误差指标最优 (视具体的目标函数而定)。

在具体的实现时, 可以在基站采用 DSP 器件来完成数据的读写控制和处理; 各组波束加权系数可以存放在 RAM 之中, 同时, 各通道输出的结果也可以暂存在 RAM 之中, 以供 DSP 来进行波束和信道的选择与切换。由于对于每个目标移动台只需进行 $M \times K$ 次比较运算, 故而这种方案的实时性能能够得到保障。

对于下行链路, 依然可以采用与上行链路类似的方案, 所不同的是下行链路波束和信道的选择要基于对下行链路特性的估计。我们可以依据上行链路的特性来估计下行链路的特性, 也可以通过移动台的反馈来对下行链路的波束和信道的选择进行闭环控制^[1]。

3 平均 SIR 性能

我们来分析一下理想情况下本智能天线方案的平均 SIR 性能。为了分析的简便性, 将使相位误差最小做为目标函数, 且假设通过同时最佳搜索而使传输信号的相位误差最小时的信道增益为 0dB。另外, 假设在小区内只有一个目标移动台, 且同时存在 J 个共信道干扰信号, 干扰信号平均功率相等, 位置在小区内服从均匀分布。下面, 我们来分析采用本方案时上行链路的平均 SIR 性能。

对于本智能天线方案的转换波束天线增益, 可以借鉴文献 [8] 所提出的模型, 并加以推广到一般的情况。天线波束示意图如图 3 所示。

$$G_{SB}(\theta_i)(\text{dBi}) = \begin{cases} A \text{sinc}(\theta_i/\theta_w), & \theta_i \leq \theta_w \\ -A, & \theta_i > \theta_w \end{cases} \quad (4)$$

其中 $G_{SB}(\theta_i)$ 为天线增益, A 为增益系数, θ_w 为相邻波束中心宽度, θ_i 为信号入射角度, 而 $\text{sinc}(x) = \sin x/x$. 这里假设基站能够实时对目标移动台的信号进行波束跟踪, 当入射角度大于 $\theta_w/2$ 时即实行波束切换, 即目标移动台的入射角度 θ_{is} 服从 $(0, \theta_w/2)$ 的均匀分布. 而干扰信号的入射角度服从 $(0, \pi)$ 的均匀分布.

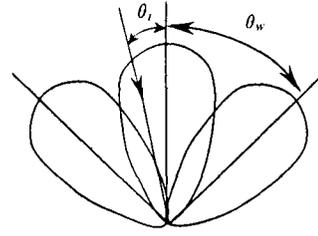


图3 天线波束示意图

另外, 我们采用对数距离路径损耗模型^[7], 即

$$P_r(d)[\text{dBm}] = P_t[\text{dBm}] - \text{PL}(d)[\text{dB}] = P_t[\text{dBm}] - \text{PL}(d_0) - 10n\log(d/d_0) - X_\sigma \quad (5)$$

其中 $P_r(d)[\text{dBm}]$ 为接收功率, $P_t[\text{dBm}]$ 为发射功率, $\text{PL}(d)[\text{dB}]$ 为路径损耗. d_0 为近地参考距离, n 为路径损耗指数, d 为收发距离. X_σ 为 0 均值的高斯分布随机变量, 单位为分贝, 标准偏差 σ 的单位也为分贝. 为了分析的方便, 以下的公式均采用分贝计算.

于是, 可以得到基站接收到的目标移动台信号功率 $P_s(\theta_{is}, d_s)$ 为

$$P_s(\theta_{is}, d_s) = A\text{sinc}(\theta_{is}/\theta_w) + P_{ts} - \text{PL}(d_0) - 10n\log(d_s/d_0) - X_\sigma \quad (6)$$

其中 P_{ts} 为目标移动台的发射功率; d_s 为目标移动台与收发点天线之间的距离, 服从 $(1, 2d_R)$ 的均匀分布, d_R 为小区半径, 单位为米.

当 θ_{is} 确定时, 基站接收到目标移动台的平均信号功率 $\bar{P}_s(\theta_{is})$ 为

$$\bar{P}_s(\theta_{is}) = A\text{sinc}\left(\frac{\theta_{is}}{\theta_w}\right) + P_{ts} - \text{PL}(d_0) + 10n\left(\log e + \log d_0 - \frac{2d_R \log 2d_R}{2d_R - 1}\right) \quad (7)$$

由于 $d_R \gg 1$, 故可得到

$$\bar{P}_s(\theta_{is}) \cong A\text{sinc}(\theta_{is}/\theta_w) + P_{ts} - \text{PL}(d_0) - 10n\log(2d_R/d_0) + 10n\log e \quad (8)$$

当 d_s 确定时, 基站接收到目标移动台的平均信号功率 $\bar{P}_s(d_s)$ 为

$$\bar{P}_s(d_s) = 2\text{ASI}(1/2) + P_{ts} - \text{PL}(d_0) - 10n\log(d_s/d_0) \quad (9)$$

其中 $\text{SI}(y)$ 为正弦积分函数, 且有 $\text{SI}(y) = \int_0^y \text{sinc}(x)dx$.

基站接收到的干扰信号总功率 P_i 为

$$P_i = 10\log\left(\sum_{j=1}^J 10^{(1/10)[G_{SB}(\theta_{i,j}) + P_{ti} - \text{PL}(d_0) - 10n\log(d_{i,j}/d_0) - X_\sigma]}\right) \quad (10)$$

其中 P_{ti} 为干扰信号的发射功率, $\theta_{i,j}$ 为各个干扰信号的入射角, $d_{i,j}$ 为各个干扰信号与收发点天线之间的距离, 服从 $(1, 2d_R)$ 的均匀分布 (仅考虑来自本小区和相邻小区的干扰).

由于假设各个干扰信号参数相同, 则接收到的干扰信号平均总功率 \bar{P}_i 为

$$\bar{P}_i = (A/\pi)(\theta_w \text{SI}(1) - \pi + \theta_w) + P_{ti} - \text{PL}(d_0) - 10n\log(2d_R/d_0) + 10\log J + 10n\log e \quad (11)$$

因此,可以得到当 θ_{is} 确定时,基站接收到的平均 $\overline{\text{SIR}}(\theta_{is})$ 为

$$\begin{aligned}\overline{\text{SIR}}(\theta_{is}) &= \overline{P}_s(\theta_{is}) - \overline{P}_i = A\text{sinc}(\theta_{is}/\theta_w) + P_{ts} - \text{PL}(d_0) - 10n\log(2d_R/d_0) + 10n\log e \\ &\quad - [(A/\pi)(\theta_w\text{SI}(1) - \pi + \theta_w) + P_{ti} - \text{PL}(d_0) - 10n\log(2d_R/d_0) + 10\log J + 10n\log e] \\ &= A\text{sinc}(\theta_{is}/\theta_w) + P_{ts} - (A/\pi)(\theta_w\text{SI}(1) - \pi + \theta_w) - P_{ti} - 10\log J\end{aligned}\quad (12)$$

当 d_s 确定时,基站接收到的平均 $\overline{\text{SIR}}(d_s)$ 为

$$\begin{aligned}\overline{\text{SIR}}(d_s) &= \overline{P}_s(d_s) - \overline{P}_i = 2\text{ASI}(1/2) + P_{ts} - \text{PL}(d_0) - 10n\log(d_s/d_0) \\ &\quad - [(A/\pi)(\theta_w\text{SI}(1) - \pi + \theta_w) + P_{ti} - \text{PL}(d_0) - 10n\log(2d_R/d_0) + 10\log J + 10n\log e] \\ &= 2\text{ASI}(1/2) + P_{ts} - (A/\pi)(\theta_w\text{SI}(1) - \pi + \theta_w) - P_{ti} \\ &\quad + 10n\log(2d_R/d_s) - 10\log J - 10n\log e\end{aligned}\quad (13)$$

4 性能分析

在以上理论推导的基础上,我们分析了理想情况下采用本方案时波束数为 3($\theta_w = \pi/3$)、波束数为 4($\theta_w = \pi/4$) 以及波束数为 6($\theta_w = \pi/6$) 的情形.在分析中,取 $A = 15$, $P_{ts} = P_{ti} = 23\text{dBm}$, $d_0 = 100\text{m}$, $d_R = 1000\text{m}$, $n = 3$, $J = 10$, 得到的结果如图 4 和图 5 所示.

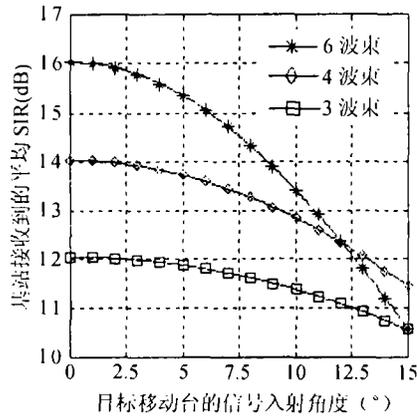


图 4 基站接收到的平均 SIR 与 θ_{is} 之间的关系

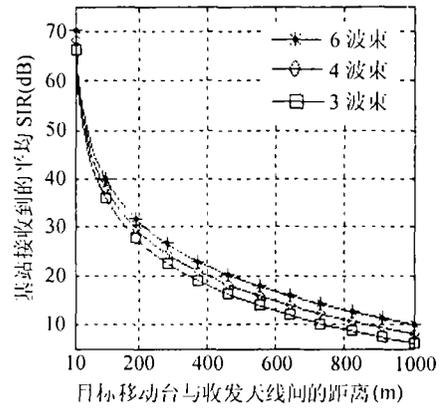


图 5 基站接收到的平均 SIR 与 d_s 之间的关系

由图中的结果可以看出,总体说来,波束数越多,波束越窄,则平均 SIR 性能越好.然而,由图 4 也可以看出,随着入射角度的增大,波束数越多,则平均 SIR 下降越快,6 波束的性能曲线甚至在 $\theta_{is} = 11.6^\circ$ 和 $\theta_{is} = 14.9^\circ$ 时分别与 4 波束和 3 波束天线系统的性能曲线出现了交叉.另外,从图 5 中可以看到,随着距离 d_s 的增大,平均 SIR 的下降速度趋于平缓.

以上分析了理想情况下基于同时搜索的转换波束智能天线的上行链路平均 SIR 性能,大体上说,是波束数越多则性能越好,这里部分原因是由于我们在分析的过程中采用了较为理想的模型.在实际应用中,由于要考虑到系统复杂度以及波束切换、旁瓣的影响等问题,必然需要在波束数和其它的因素上做出合理的折衷^[9].

5 结束语

本文提出了一种基于波束和信道同时最佳搜索的转换波束智能天线方案, 这种方案比传统的各自最佳搜索方案在系统相位误差等方面有一定的优越性。本文还分析了理想情况下采用本智能天线方案时小区中上行链路的平均 SIR 性能, 以及它与转换波束数之间的关系。有关这种智能天线方案的进一步完善和研究正在进行之中。

参 考 文 献

- [1] A. O. Boukalov, *et al.*, System aspects of smart-antenna technology in cellular wireless communications—an overview, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2000, MTT-48(6), 919–929.
- [2] R. Kohno, Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array, *IEEE Personal Communications*, 1998, 5(1), 28–35.
- [3] S. Choi, *et al.*, A comparison of tracking-beam arrays and switching-beam arrays operating in a CDMA mobile communication channel, *IEEE Antennas and Propagation Mag.*, 1999, 41(6), 10–21.
- [4] Ming-Ju Ho, *et al.*, Performance of switched-beam smart antennas for cellular radio systems, *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1998, 47(1), 10–19.
- [5] Ho-Shin Cho, *et al.*, Four-sector cross-shaped urban microcellular systems with intelligent switched-beam antennas, *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 2001, 50(2), 592–603.
- [6] Lee. W. C. Y., Smaller cells for greater performance, *IEEE Commun. Mag.*, 1991, 29(11), 19–23.
- [7] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall Inc., 1998, 61–63, 104–110.
- [8] R. M. Rodriguez-Orsorio, *et al.*, Switched beam antennas performance evaluation and capacity increase for UMTS systems, *Symp. on Commun. and Veh. Technol.*, SCVT-200, Leuven, Belgium, 2000, 82–87.
- [9] G. V. Tsoulos, Smart antennas for mobile communication systems: benefits and challenges, *Electron. Commun. Eng. J.*, 1999, 11(2), 84–94.

A SMART ANTENNAS SCHEME BASED ON SIMULTANEOUS SEARCHING OF BEAMS AND CHANNELS AND ITS PERFORMANCE ANALYSIS

Hu Honglin Zhu Jinkang

(PCN & SS Lab., University of Science & Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract This paper proposes a switched-beam smart antennas scheme which is based on the simultaneous searching of beams and channels, and analyzes the SIR performance of uplink in system when applying the scheme. The proposed scheme has better performance compared with the traditional respective searching scheme of singular searching of the beams and channels. It accords with the developing way of smart antennas in future mobile communication systems.

Key words Switched-beam, Smart antennas, Simultaneous searching

胡宏林: 男, 1975 年生, 博士生, 主要研究方向: 移动通信、智能天线以及电子对抗技术。

朱近康: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 扩频通信、个人通信、移动通信、无线通信。