

文章编号:1001-2486(2001)06-0083-07

智能天线的原理、自适应波束形成算法的研究进展与应用*

桑怀胜,李峥嵘

(国防科技大学 ATR 国家重点实验室,湖南长沙 410073)

摘要 智能天线是当前通信领域的研究热点之一。阐述了智能天线的基本原理,介绍了上行链路窄带自适应波束形成算法,对自适应波束形成算法进行了分类,较为详细地讨论了各种算法的特点,介绍了智能天线的研究进展状况和智能天线的应用。

关键词 智能天线;自适应天线阵;自适应波束形成算法

中图分类号:TN821+.91 **文献标识码**:A

The Principle, Adaptive Beamforming Algorithms, Study Status and Applications of Smart Antennas

SANG Huai-Sheng, LI Zheng-Rong

(ATR State Key Lab., National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract Smart antennas receive much attention recently in the communication field. The basic principle of smart antennas is first expounded. Then the uplink narrowband adaptive beamforming algorithms are introduced. The adaptive beamforming algorithms are classified, and the characteristic of each algorithm is discussed in detail. The study status and applications of smart antennas are described in the end.

Key words smart antennas; adaptive antenna array; adaptive beamforming algorithm

随着移动通信的发展,移动用户数目迅速增加,移动通信业务量的增长和有限的频谱资源的矛盾日益突出。解决上述矛盾的一种途径是提高频谱的有效利用率,近年来,智能天线^[1,2]作为提高频谱有效利用率的一种技术受到了广泛的关注。智能天线是在自适应滤波^[3]和阵列信号处理技术的基础上发展起来的。20世纪90年代初,随着移动通信的发展,阵列信号处理技术被引入移动通信领域,形成了智能天线这个新的研究领域。许多大学、科研机构和通信公司都对智能天线表现出了浓厚的兴趣,做了大量的研究。在未来的第三代移动通信系统中,智能天线将发挥重要的作用,我国提出的第三代移动通信系统标准 TD-SCDMA^[4]把智能天线列为一项关键技术。

智能天线的基本思想是利用各用户信号空间特征的差异,采用阵列天线技术,根据某个接收准则自动调节各天线阵元的加权向量,达到最佳接收和发射,使得在同一信道上接收和发送多个用户的信号而不互相干扰。采用智能天线技术能够有效地抑制与接收的信号方向不同的多径干扰、同信道干扰、多址干扰以及其他各种类型的有意或无意干扰,提高信号的传输质量,提高频谱的有效利用率,增大系统容量,因而智能天线在未来的无线通信系统中应用前景广阔。智能天线根据信号的空间特性差异区分信号,它在传统的时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)和码分多址(CDMA)之外引入了第四种多址方式:空分多址^[5,6](SDMA)。

智能天线分为两大类^[1]:多波束天线和自适应天线。多波束天线采用多个波束覆盖整个用户区,每个波束的指向固定,波束宽度随天线阵元数目的确定而确定,系统根据用户在小区中的位置选取相应的波束,使接收的信号最佳。自适应天线是一种控制反馈系统,它根据一定的准则,采用数字信号处理技术形成天线阵列的加权向量,通过对接收到的信号进行加权合并,在有用信号方向上形成主波束,而在干扰方向上形成零陷,从而提高信号的输出信干噪比。通常,智能天线指的是自适应天线,本文以下

* 收稿日期:2001-08-27
基金项目:国家部委预研项目资助
作者简介:桑怀胜(1970-)男,博士生。

的讨论只针对自适应天线。

1 智能天线的基本原理

智能天线的阵元排列方式有直线型、圆环型、平面型等几种类型,其中等间距线天线阵最为常见,下面的讨论基于等间距线天线阵,如图1所示。

首先建立智能天线的信号模型^[2,7]。设等间距线天线阵的阵元个数为 L ,阵元间距 d ,以第1个阵元作为参考阵元,信号 $s(t)$ 的入射方向与天线阵法线方向的夹角为 θ 。 $s(t)$ 到达第 i 个阵元与到达参考阵元的时间差为

$$\tau_i(\theta) = \frac{d}{c}(i-1)\sin\theta \quad (1)$$

其中 c 为光速。信号 $s(t)$ 在参考阵元上的感应信号通常可用复数形式表示为

$$x_1(t) = u(t)\exp\{j2\pi f_0 t\} \quad (2)$$

信号 $s(t)$ 在第 i 个阵元上的感应信号可表示为

$$\begin{aligned} x_i(t) &= x_1(t)\exp\{-j2\pi f_0 \tau_i(\theta)\} \\ &= x_1(t)\exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(i-1)d\sin\theta\} \end{aligned} \quad (3)$$

这里 λ 为载波波长。把信号 $s(t)$ 在天线阵上感应的信号用向量表示为

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_L(t)]^T = \boldsymbol{\alpha}(\theta)x_1(t) \quad (4)$$

其中

$$\boldsymbol{\alpha}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\} \\ \vdots \\ \exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}d(L-1)\sin\theta\} \end{bmatrix} \quad (5)$$

称为引导向量。考虑噪声 $\mathbf{n}(t)$ 可表示为

$$\mathbf{x}(t) = \boldsymbol{\alpha}(\theta)x_1(t) + \mathbf{n}(t) \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \dots \ n_L(t)]^T \quad (7)$$

窄带传输条件下采用窄带波束形成器,如图2。记

$$\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_L]^T \quad (8)$$

阵列输出信号 $y(t)$ 可表示为

$$y(t) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(t) \quad (9)$$

根据不同的准则^[8,9]选取加权向量 \mathbf{w} ,可使某个方向上的信号得到最佳合并,而其他方向上的干扰和信号则被抑制。

将窄带波束形成器同时域 FIR 滤波器进行比较后可以发现,两者结构类似,而且两者的参数还存在一定的对应关系,时域 FIR 滤波器在时域对信号进行处理,而窄带波束形成器在空域对信号进行处理,所以窄带波束形成器通常又可称为空域滤波器^[7]。

当不满足窄带传输条件时,信号带宽比较大,信号通过天线阵时,不仅存在着相位差,振幅也发生变化。对这样的宽带信号,应该选择宽带信号处理方案,宽带波束形成器结构框图如图3所示^[7,10]。

和窄带波束形成器不同,宽带波束形成器中每个阵元接收到的信号都要用一个 FIR 滤波器进行处

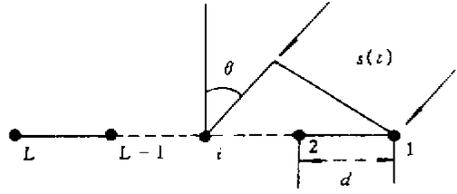


图1 等间距线天线阵

Fig.1 The uniformly spaced linear antenna array

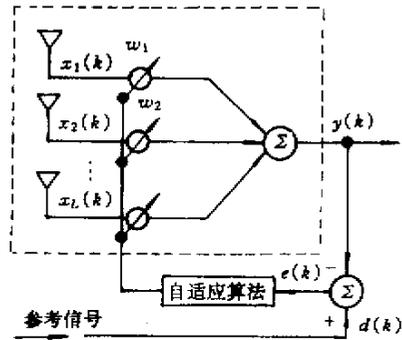


图2 窄带波束形成器结构

Fig.2 The structure of narrow-band beamformer

理,由于信号中不同的频率分量通过天线阵产生的相移不同,采用这样的结构能对相移差进行补偿,因而这种处理器具有频率选择性。由此可见,宽带波束形成器同时在空域和时域对接收到的信号进行处理,这种处理方式称为空时阵列处理^[2]。

2 自适应波束形成算法

自适应波束形成算法是智能天线研究的核心内容。有关智能天线自适应波束形成算法的文献众多: L. C. Godara 对大量的自适应波束形成算法进行了总结^[9]; M. Chryssomallis^[1]和 A. O. Boukalov 等人^[2]也对自适应算法进行了归纳; A. F. Naguib^[8]、P. Petrus^[10]和 Z. Rong^[7]分别在自己的学位论文中对各种自适应波束形成算法进行了分类概括。上行链路窄带自适应波束形成算法分类图见图 4^[10]。

根据是否需要发射端发射参考信号,自适应波束形成算法可分为盲和非盲两大类,非盲算法基于发射端发送的时域参考信号,盲算法不需要发射端发送参考信号。盲算法和非盲算法分别又有多种类型,下面分别介绍。

2.1 基于时域参考信号的自适应算法

如图 2,参考信号记为 $d(k)$ 根据最小均方误差准则,可得到最佳维纳解^[9,10]

$$w_{MSE} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \tag{10}$$

其中

$$R_{xx} = E[x(k)x^H(k)] \tag{11}$$

$$r_{xd} = E[x(k)d^*(k)] \tag{12}$$

实际应用中, R_{xx} 和 r_{xd} 事先未知,不能直接使用(10)式计算天线的最优加权,权向量根据某种自适应算法自适应地随着输入数据的变化而更新,常用的算法有 LMS 算法^[3,7,9]、DMI 算法^[8,9]、RLS 算法^[3,7,9]等。

2.1.1 LMS 算法

LMS 算法基于最小均方误差准则,它基于梯度估计的最陡下降原理^[7],适用于工作环境中信号的统计特性平稳但未知的情况。LMS 算法的迭代公式如下:

$$w(k+1) = w(k) + \mu x(k)e^*(k) \tag{13}$$

其中, μ 为迭代步长,它控制算法收敛的速度,它的取值必须满足

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \tag{14}$$

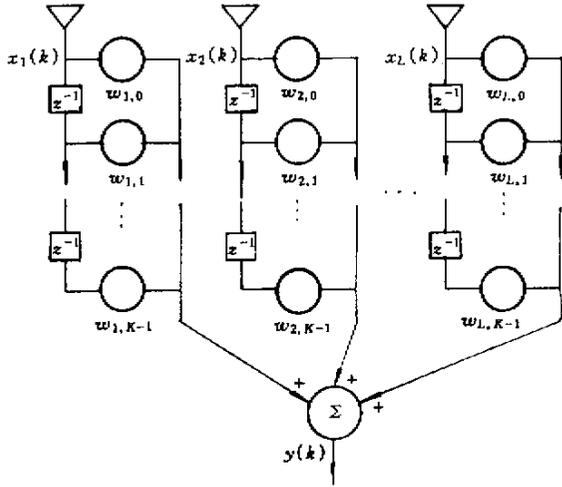


图 3 宽带波束形成器结构

Fig.3 The structure of wide-band beamformer

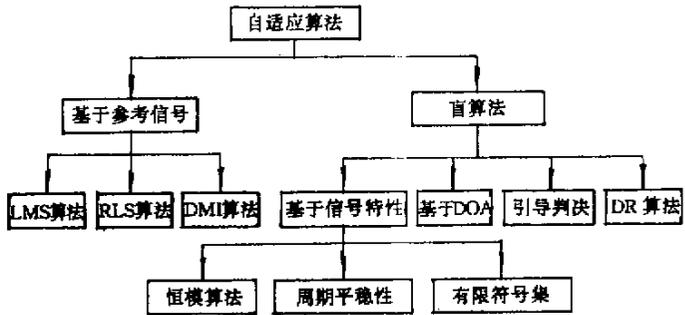


图 4 自适应波束形成算法分类

Fig.4 Classification of adaptive beamforming algorithms

才能保证算法收敛, λ_{\max} 是 \mathbf{R}_{xx} 的最大特征值。

LMS 算法虽然收敛较慢, 但是由于算法简便易于实现, 它仍然得到了广泛的应用。

2.1.2 DMI 算法

DMI 算法又称 SMI(采样矩阵求逆)算法^{9]}。由于信号、干扰和噪声是先验未知的, \mathbf{R}_{xx} 和 r_{xd} 不能直接计算, DMI 算法利用观测信号的有限采样值估计 \mathbf{R}_{xx} 和 r_{xd}

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{Q} \sum_{j=1}^Q \mathbf{x}^*(j) \mathbf{x}^T(j) \quad (15)$$

$$\hat{r}_{xd} = \frac{1}{Q} \sum_{j=1}^Q \mathbf{x}^*(j) d(j) \quad (16)$$

把 $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ 和 \hat{r}_{xd} 代替 (10) 中的 \mathbf{R}_{xx} 和 r_{xd} 可进行权值计算。

DMI 算法比 LMS 算法收敛速度要快得多, 但是 DMI 算法需要矩阵求逆运算, 运算量大, 硬件实现复杂, 这使它的实际应用受到限制。

2.1.3 RLS 算法

RLS 算法基于递归采样协方差矩阵求逆算法计算天线加权向量^[7]

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) + \mathbf{u}(k) \epsilon^*(k) \quad (17)$$

$$\mathbf{R}_{xx}^{-1}(k) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{R}_{xx}^{-1}(k-1) - \mathbf{u}(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(k-1)] \quad (18)$$

这里 $\mathbf{u}(k)$ 和 $\epsilon(k)$ 由下式给出

$$\epsilon(k) = d(k) - \mathbf{w}^H(k-1) \mathbf{x}(k) \quad (19)$$

$$\mathbf{u}(k) = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1}(k-1) \mathbf{x}(k)}{\lambda + \mathbf{x}^H(k) \mathbf{R}_{xx}^{-1}(k-1) \mathbf{x}(k)} \quad (20)$$

RLS 算法和 DMI 算法之间的主要区别在于计算逆矩阵的方法不同, RLS 算法无需直接进行矩阵求逆运算, 因而可以在一定程度上克服 DMI 算法运算量大的缺点。RLS 算法的收敛速度比 DMI 算法慢, 但比 LMS 算法快得多, 而它的性能和 DMI 算法接近, 因而 RLS 算法兼有 LMS 算法和 DMI 算法的优点, 应用前景看好。

2.2 盲自适应算法

盲自适应波束形成算法不需要发射端发送参考信号, 这样可以节省发射带宽, 提高频谱的有效利用率。盲算法利用信号的某些特性进行自适应波束形成, 这些特性包括空域特性、时域特性、频域特性等等, 由此形成了多种类型的自适应波束形成算法。

2.2.1 基于 DOA 估计的算法

基于 DOA(波达方向)估计的自适应波束形成算法中, 首先根据阵列响应的先验知识估计信号的 DOA, 用于 DOA 估计的高分辨技术包括 MUSIC(多信号分类)算法、ESPRIT(旋转不变技术信号参数估计)算法等^[9]。估计出信号的 DOA 以后, 就能够根据这些信息建立最优波束形成器从干扰和噪声中分离出有用信号。基于 DOA 估计的自适应波束形成算法由于需要进行 DOA 估计和波束形成两个过程, 算法的运算量大。这种算法的性能依赖于先验空间特性知识, 如阵列响应的可靠性, 很多情况下这些空间信息是不可知的, 即使能够获得这些信息, 代价也非常大并且获取到的信息往往并不准确。这种技术的另外一种缺点是算法能够估计出的 DOA 数目受限于天线阵元的个数, 当信号数目大于天线阵元个数时, 现有的 DOA 估计算法不再适用, 而实际系统如多用户 CDMA 系统中, 这种情况是经常出现的。这种方法的上述种种缺点限制了它在实际系统中的应用。

2.2.2 基于信号特性恢复的算法

基于信号特性恢复的自适应波束形成算法的基本思想是, 由于干扰和噪声的存在, 通信信号的一些固有特性, 如恒模特性、周期平稳性等, 在传输过程中会遭到破坏, 在接收端通过对这些特性的恢复可以自动地抑制干扰。

2.2.2.1 CMA

CMA^[7~10] (恒模算法)是应用最广泛的一种盲自适应波束形成算法。一些通信信号如 PSK、FSK、FM 信号等具有恒定的振幅,在信号传输过程中由于干扰和噪声的存在这种恒模特性会遭到破坏,在接收端 CMA 通过调整天线阵的加权向量使天线阵列输出信号的包络变化最小,算法收敛后就可以在信号来向上形成一个主波束,而在干扰方向上形成“零陷”。CMA 算法调整天线加权向量使下面的代价函数最小

$$J(\mathbf{w}) = e[||y(k)|^p - |\alpha|^p|^q] \quad (21)$$

这里 α 为某个指定的振幅,通常取 $\alpha = 1, p = 1, q = 2$ 。

文献 [7,9] 中给出了基于最陡梯度下降法的 CMA 迭代公式

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \mathbf{x}(k) \left(y(k) - \frac{y(k)}{|y(k)|} \right)^* \quad (22)$$

可以看出,它和 LMS 算法有类似的形式。文献 [7,10] 中还介绍了一些其他类型的 CMA。

2.2.2.2 基于信号的周期平稳性的算法

周期平稳性^[11]是用于描述信号的周期循环特性的术语,许多通信信号具有周期平稳性,这个特性可用于自适应波束的形成。周期性是信号的一种二阶统计特性,它使得信号与它的频移信号或共轭信号在某些特定的离散周期频率点上存在着相关性,这种特性称为频谱自相关或频谱共轭自相关^[11],信号 $s(t)$ 的周期相关函数和周期共轭相关函数可定义为^[7]

$$R_{ss}^{\alpha}(\tau) = \left(s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha\tau} \right)_{\infty} \quad (23)$$

$$R_{ss}^{\alpha*}(\tau) = \left(s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha\tau} \right)_{\infty} \quad (24)$$

基于有用信号的二阶周期平稳性,Agge 等人提出了 SCORE 算法^[11],从与有用信号空间特性不同的干扰中分离有用信号,Biedka 则提出了改进的 SCORE 算法,以提高 SCORE 算法的收敛速度和减小算法的运算复杂度^[12,13]。

SCORE 算法不能分离具有相同周期平稳特性的多个信号,比如 CDMA 系统中的多用户信号。和 CMA 相比,SCORE 算法的收敛速度相对要慢,而且 SCORE 算法不能用于存在相关多径干扰信号的情况。

2.2.2.3 基于数字信号离散符号集结构的算法

基于数字调制信号的离散有限符号集特性,Talwar 等人提出了三种算法^[14]:ILSP 算法、ILSE 算法和 RLSE 算法,并且对它们的性能进行了分析^[15]。这类算法基于最大似然估计准则,使下面的代价函数^[7,14,15]最小

$$J(\mathbf{A}, \mathbf{S}) = \|\mathbf{X} - \mathbf{AS}\|_F^2 \quad (25)$$

这里 \mathbf{S} 受限于某个有限符号集 Ω 。

和恒模特性相比,有限符号集特性对信号的约束更强。但是这类算法的应用有一个前提条件:它假设各个信号同步到达天线阵列,这个假设在实际应用中是不成立的。

基于信号特性恢复的算法信号选择性比较差,在多目标问题中,如果多个用户的信号具有相同的信号特性,这些算法不能正确地不同用户的信号,需要另外采取其他的措施来处理多用户的信号。例如针对 CDMA 系统,在多目标最小均方恒模算法(MT-LSCMA)波束形成器中,Rong 采用正交化方法使多个波束形成器形成不同波束,在阵列输出端通过分类过程使不同波束与不同用户相对应^[7]。

2.2.3 其他的盲自适应算法

2.2.3.1 判决引导算法

判决引导(DD)算法利用解调后的判决输出信号作为参考信号进行自适应波束形成。判决引导算法最初应用于自适应均衡问题,后来有一些学者把它应用到了天线阵列的自适应权值调整中,Swindlehurst 等人对一个判决引导波束形成器进行了分析^[16]。文献 [7] 中也对判决引导自适应波束形成器进行了介绍,并把它应用到了多目标阵列中。

对一个 BPSK 信号,基于最陡梯度下降原理,可得到判决引导算法的迭代公式^[7]:

$$y(k) = w^H(k)x(k) \quad (26)$$

$$e(k) = y(k) - \text{sgn}[\text{Re}\{y(k)\}] \quad (27)$$

$$w(k+1) = w(k) - \mu x(k)e^*(k) \quad (28)$$

判决引导算法用阵列的判决输出作为参考信号,误码率对波束形成器的性能有很大影响。误码率如果过高,判决错误多,将导致形成的波束方向更多地偏离实际信号来向,使误码率进一步上升。反之,若误码率很低,判决正确率高,形成的波束又会保证接收信号的信噪比提高,使误码率进一步下降,如此反复形成良性循环。

2.2.3.2 解扩-再扩频算法

解扩-再扩频(Despread Respread, DR)算法适用于 CDMA 系统,它利用了用户的 PN 码信息。CDMA 系统中,不同用户分配了不同的 PN 码,多个用户占据了相同的频带,系统通过 PN 码来识别不同的用户。在划分好的一定的通信区域内,每个用户的 PN 码是唯一的,而且对发射端和接收端都是预先已知的,因此可以考虑利用用户的 PN 码信息进行天线阵加权向量的自适应调整。基于这种思路,Rong 提出了最小平方解扩再扩频多目标阵列(LS-DRMTA)算法^[7],与信号的恒模特性相结合,Rong 又提出了最小平方解扩再扩频多目标恒模阵列(LS-DRMTCMA)算法^[7]。文献中给出的第 i 个用户的 LS-DRMTA 算法如下^[7]

$$X(l) = [x(1+lK), x(2+lK), \dots, x((l+1)K)] \quad (29)$$

$$y_i(l) = [w_i^H(l)X(l)]^T = [y_i(1+lK), y_i(2+lK), \dots, y_i((l+1)K)]^T \quad (30)$$

$$\hat{b}_{il} = \text{sgn}\left\{\text{Re}\left(\sum_{k=1+lK}^{(1+l)K} y_i(k)c_i(k-k_{\tau_i})\right)\right\} \quad (31)$$

$$r_i(l) = \hat{b}_{il}[c_i(1+lK-k_{\tau_i}), c_i(2+lK-k_{\tau_i}), \dots, c_i((l+1)K-k_{\tau_i})]^T \quad (32)$$

$$w_i(l+1) = [X(l)X^H(l)]^{-1}X(l)r_i^*(l) \quad (33)$$

这里 $c_i(k)$ 是第 i 个用户的扩频信号的第 k 个采样, k_{τ_i} 是对应于延时 τ_i 的采样数目。

DR 算法具有信号选择性,因而特别适用于多目标问题。CDMA 系统中,采用 DR 算法进行自适应波束形成,每个用户的波束形成器结构是相同的。由于用于产生参考信号的 PN 码各不相同, p 个用户就可以产生 p 个不同的波束用于各个用户信号的接收。

3 智能天线的研究进展和应用

智能天线自其概念提出以来就受到了广泛的关注,许多大学、研究机构对此做了大量的研究,建立了一些智能天线的技术试验平台,目前已经出现了智能天线的商业实用化产品。当前移动通信正处于由第二代移动通信系统向第三代移动通信系统的过渡阶段,智能天线在未来第三代移动通信系统中将发挥重要的作用,因此对智能天线的研究更加受到重视。文献[1,2]中对智能天线的研究进展和应用做了叙述。

在基于 GSM/DCS1800 进行的基站智能天线现场实验中^[2],智能天线接收机采用了 8 阵元的天线阵列,上行链路采用了基于 DOA 的自适应波束形成器。下行链路采用了基于 DOA 的多波束或自适应波束形成器。根据实验,载噪比的性能提高可以达到 4~5dB,系统容量能提高 100%~200%。

Ericsson 公司建立一个智能天线测试平台以研究 D-AMPS 系统中智能天线接收机的性能^[2]。天线阵元间距 15 个波长,上行接收机采用空间和极化分集。实验表明,联合空间和极化分集可以获得 3~5dB 的载噪比提升,另外,在干扰受限的情况下,IRC 接收机还可以获得 5dB 的载噪比增益。下行链路采用了固定波束。AT&T 设计了一个 4 阵元自适应天线,用于评估 850 MHz/1.9 GHz 的 IS-136 系统中的智能天线性能^[2]。在瑞利衰落环境下和 2 阵元分集天线相比较,在 10^{-2} 误码率下能够获得 5dB 增益提高。

在一个用于第三代 UMTS 宽带 CDMA 网络的智能天线实验系统中^[2],采用了包括一个最小均方

误差波束形成器的 2-D RAKE 接收机。实验测试的结果表明,与空间分集相比,智能天线能显著地提高系统的平均误码率性能。

欧洲通信委员会(CEC)在 RACE 计划中实施了第一阶段智能天线技术研究,称之为 TSUNAMI。项目组在 DECT 基站上建造了智能天线实验平台,天线阵由 8 个阵元组成,阵元分布有直线型、圆环型和平面型三种形式。系统评估了 MUSIC 算法的性能,采用的自适应波束形成算法有 NLMS 算法和 RLS 算法。实验系统验证了智能天线的功能,表明智能天线能提高系统的性能。CEC 在 ACTS 计划中继续进行了第二阶段智能天线技术研究,测试系统选择了 DECT 空中接口,评估了 MUSIC 算法的 DOA 估计性能,采用卡尔曼滤波技术进行 DOA 跟踪。天线阵采用了包含 8 个阵元的等间距线性阵,支持两个独立的 SDMA 信道。

在一个用于 GSM/DCS1800 网络的智能天线模型中^[2],智能天线接收机采用了 10 阵元天线阵,上、下行链路使用了一个数字波束形成器。系统用 MUSIC 算法进行 DOA 估计,研究了最小角度分离、最大信号分离和干扰抑制能力等性能。

目前已有一些智能天线的商业化产品。Metawave 公司的 SpotLight 是第一个智能天线的商业化产品^[2,1],SpotLight 在上、下行链路中采用了有 12 个固定波束的多波束智能天线,可用于 CDMA IS-95 和 AMPS 网络。Array Comm 公司研制出了用于 WLL 和 PHS 的 4 阵元智能天线^[2],基于 GSM 协议进行的现场实验表明,采用这种智能天线可以达到 20dB 的干扰抑制能力。最近,有报道说,美国珀杜大学电子和计算机工程教授茹乌托夫斯基设计出了用于手机的智能天线^[17]。

参考文献:

- [1] Chryssomallis M. Smart Antennas[J]. IEEE Antennas and Propagation Mag, 2000, 42(3):129-136.
- [2] Boukalov A O, Haggman S G. System Aspects of Smart-Antenna Technology in Cellular Wireless Communications-An Overview. IEEE Tran. Microwave Theory and Tech. [J], 2000, 48(6):919-929.
- [3] Haykin S. Adaptive Filter Theory(Third Edition)[M]. 北京:电子工业出版社,1998.
- [4] 陈金岳,黄丹云. 基于同步码分多址技术的第三代移动通信系统[J]. 电信科学,1999(6):25-27.
- [5] Godara L C. Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations[J]. Proc. IEEE, July 1997, 85(7):1031-1060
- [6] 葛利嘉,路鸣. 蜂窝通信的空分多址概念、算法和性能[J]. 通信学报,1999(8):52-62.
- [7] Rong Z. Simulation of Adaptive Array Algorithms for CDMA Systems[D]. M.S. Thesis, The Virginia Polytechnic Institute and State University, 1996.
- [8] Naguib A F. Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks. PhD Thesis[D], Stanford Univ., 1996.
- [9] Petrus P. Novel Adaptive Array Algorithms and Their Impact on Cellular System Capacity[D]. PhD Thesis, The Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997.
- [10] Godara L C. Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction of Arrival Considerations [J]. Proc. IEEE, July 1997, 85(8):1195-1245.
- [11] Agee B G, Schell S V, Gardner W A. Spectral self-coherence restoral: A new approach to blind adaptive signal extraction[J]. in Proc. IEEE, vol. 78, April 1990: 753-767.
- [12] Biedka T E. A method for reducing computations in cyclostationarity-exploiting beamforming[A]. Proc. IEEE ICASSP, 1995:1828-1831.
- [13] Biedka T E. Subspace constrained SCORE algorithms[A]. Proc. 27th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, November 1993:716-720.
- [14] Talwar S, Viberg M, Paulraj A. Blind estimation of multiple co-channel digital signals arriving at an antenna array[A]. Proc. 27th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, vol. 1, pp. 349-353, November 1993.
- [15] Talwar S, Paulraj A. Performance analysis of blind digital signal copy algorithms[A]. Proc. IEEE Military Communication Conference, vol. 3, pp. 123-127, 1994.
- [16] Swindlehurst A, Daas S, Yang J. Analysis of a Decision Directed Beamformer[J]. IEEE Trans. on Sig. Proc., 43(12):2920-2927, December 1995.
- [17] 吴伟农. 美专家设计出手机智能天线[EB]. <http://tech.sina.com.cn/h/n/45521.shtml>, 2001

