考虑互耦和激励误差时智能天线波束形成

李 苗 吕善伟 薛明华 张 磊
(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 在考虑阵元间耦合和激励误差的情况下,讨论 DS/CDMA(Direct Sequence/Code Division Multiple Access)系统中,智能天线的波束形成结果,并与理想情况进行比较. 通过仿真数据结果可以看出,对于阵元间距为半波长的线阵,即使存在阵元间耦合和激励误差,智能天线产生的主瓣也可以对准目标,但其对其它多址信号的抗干扰能力有所下降,其中互耦的影响较大,表明要充分保持 DS/CDMA 系统的抗干扰能力需要计及互耦效应.

关 键 词: 自适应阵; 码分多址; 耦合; 误差; 天线波束; 智能天线
中图分类号: TN 821^{+}. 91
文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2004)08-0732-03

Performance of smart antenna when coupling and excitation error are considered

Li Miao Lü Shanwei Xue Minghua Zhang Lei
(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: The performance of smart antenna in DS/CDMA (direct sequence/code division multiple access) systems is investigated when there are mutual coupling and/or excitation error which is compared with that in ideal situations. As an example, it is shown from the simulation that for adaptive arrays with half-wavelength spaced elements even there exist mutual coupling and/or excitation error, the radiation pattern's main beam can still point to the arrival direction of the desired signal. However, the interference cancellation ability decreases in some degrees and the effect of mutual coupling between array elements on the beamforming performance of adaptive arrays is more serious. So the mutual coupling should be taken into account in order to improve the performance.

Key words: adaptive arrays; code division multiple access; coupling; errors; antenna beams; smart antenna

近年来,随着移动用户数量急剧增加,对通信业务的需求量越来越大,通信资源匮乏问题日益严重. 为了在复杂的环境下提高频谱利用率,达到更好的通信质量,人们研究了各种各样的新方法. 其中,智能天线由于其在无线通信中的独特优势而受到广泛关注. 智能天线技术[1,2]是一种构建在天线设计和信号处理技术基础之上的综合技术. 它可实时地、自动地响应未知的环境干扰,形成天线波瓣,使主瓣最大增益方向对准目标信号方向,同时在干扰方向上形成零陷,从而降低阵列的噪声输出及提高系统对需要信号的检测能力.

讨论的智能天线指的是自适应阵列,各阵元之间会有能量耦合. 当阵元相距较远时,它们之间的互耦比较小,互耦对单元阻抗和方向图的影响可以不计. 但是,当阵元靠得较近时,它们之间的互耦影响就不能忽略了. 此外,实际的阵列天线各单元之间的激励幅度和相位并非理想值,存在的误差需要考虑.

关于天线阵列单元间的耦合以及激励误差对智能天线性能影响的文献报导不多,本文研究阵列单元间耦合与激励误差对 CDMA(Code Division Maltiple Access)系统智能天线方向图的影响.

收稿日期: 2003-05-13
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60271012)
作者简介: 李 苗(1977-),女,陕西汉中人,硕士生,seablue _ lm@ yahoo. com. cn.

1　系统模型

天线阵列输入信号是一组由 K 个用户的传输信号组成的和信号,表示为[3]

$$x(t)=\sum_{k=1}^{K}\sum_{l=1}^{L}\sqrt{P_{k,l}}b_k(t-\tau_{k,l})\cdot c_k(t-\tau_{k,l})\boldsymbol{v}_{k,l}+n(t) \tag{1}$$

式中　$P_{k,l}$是用户 k 在第 l 个路径的信号功率;$\tau_{k,l}$是信号的时间延迟;$b_k(t)$是所传输的数据,其比特持续时间是 T_b;$c_k(t)$是所用的扩频信号,为

$$c_k(t)=\sum_{g=1}^{G_p}c_{k,g}p(t-gT_c) \tag{2}$$

式中　$c_{k,g}$的值域是$\{+1,-1\}$,两种取值的概率相等;$G_p=T_b/T_c$ 是扩频增益;T_c 是码片宽度;$p(t)$是码片波形;$n(t)$代表高斯白噪声;$\boldsymbol{v}_{k,l}$是阵列响应因子.

$$\boldsymbol{v}_{k,l}=[I_0\exp(\mathrm{j}\alpha_0),I_1\exp(\mathrm{j}(kx_1\cos\alpha_x+\alpha_1)),\cdots,I_{N-1}\exp(\mathrm{j}(kx_{N-1}\cos\alpha_x+\alpha_{N-1}))]^{\mathrm{T}} \tag{3}$$

式中　$k=2\pi/\lambda$;N 是天线阵元数目;x_i 是第 $i+1$ 个阵元与第 1 个阵元的间距;α_x 是信号来向角;α_i,I_i 分别是第 $i+1$ 个阵元上的激励相位和激励振幅. 如果阵列相邻阵元的间距等于 d,激励幅度相同,即$|I_n|=|I_0|$,激励相位均匀递变 α 的直线阵列,则

$$\boldsymbol{v}_{k,l}=I_0[\exp(\mathrm{j}\alpha),\exp(\mathrm{j}2(kd\cos\alpha_x+\alpha)),\cdots,\exp(\mathrm{j}(N-1)(kd\cos\alpha_x+\alpha))]^{\mathrm{T}} \tag{4}$$

如果考虑单元间耦合,设耦合系数矩阵为 $\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}c_{11}&c_{12}&\cdots&c_{1N}\\c_{21}&c_{22}&\cdots&c_{2N}\\\vdots&\vdots&\vdots&\vdots\\c_{N1}&c_{N2}&\cdots&c_{NN}\end{bmatrix}$,其中 c_{mn}称为第 n 个单元对第 m 个单元的耦合系数,即散射系数.

设主瓣指向为 θ_0,第 n 个阵元引起的对第 m 个阵元的反射系数为 $\Gamma_{mn}=c_{mn}\exp(-\mathrm{j}(k\cos\theta_0)|n-m|d)$,且 $\Gamma_{mn}=\Gamma_{nm}$;当 $m=n$ 时,$\Gamma_{mn}=\Gamma_{mm}$为第 m 个阵元的自反射系数. 则阵元输入的反射系数矩阵为 $\boldsymbol{\Gamma}=\begin{bmatrix}\Gamma_{11}&\Gamma_{12}&\cdots&\Gamma_{1N}\\\Gamma_{21}&\Gamma_{22}&\cdots&\Gamma_{2N}\\\vdots&\vdots&\vdots&\vdots\\\Gamma_{N1}&\Gamma_{N2}&\cdots&\Gamma_{NN}\end{bmatrix}$,计入反射时直线阵列的响应因子 $\boldsymbol{v}'_{k,l}$为

$$\boldsymbol{v}'_{k,l}=\boldsymbol{v}_{k,l}(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{\Gamma}) \tag{5}$$

其中 $\boldsymbol{I}$ 为 $n\times n$ 阶单位矩阵,由式(5)得

$$\boldsymbol{v}_{k,l}=\boldsymbol{v}'_{k,l}(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{\Gamma})^{-1} \tag{6}$$

2　最小二乘解扩重扩多目标恒模算法

本文的智能天线采用最小二乘解扩重扩多目标恒模算法(LS-DRMTCMA, Least Squares De-spread Re-spread Multi-Target Constant Modulus Algorithm)[4],该算法联合使用发射信号的扩频信号和恒模性质产生参考信号,对权向量进行自适应控制. 图 1 示出了对用户 i 使用 LS-DRMTCMA 的框图.

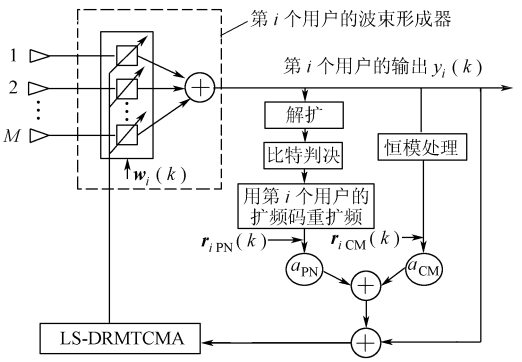


图 1　LS-DRMTCMA 对第 i 个用户的模块图

LS-DRMTCMA 的代价函数如下:

$$F(\boldsymbol{w}_i)=\sum_{k=1}^{K}|y_i(k)-r_i(k)|^2=\sum_{k=1}^{K}|\boldsymbol{w}_i^H\boldsymbol{x}(k)-r_i(k)|^2 \tag{7}$$

其中　$r_i(k)=a_{\mathrm{PN}}r_{i\mathrm{PN}}(k)+a_{\mathrm{CM}}r_{i\mathrm{CM}}(k)$　(8)

式中　$r_{i\mathrm{PN}}(k)$是用户 i 的重扩信号;$r_{i\mathrm{CM}}(k)$是用户 i 的复限幅输出,可以表示为

$$r_{i\mathrm{CM}}(k)=\frac{y_i(k)}{|y_i(k)|} \tag{9}$$

a_{PN}和 a_{CM}分别是用户 i 的重扩信号和限幅输出的权系数,为正实数. a_{PN}和 a_{CM}需满足如下条件:

$$a_{\mathrm{PN}}+a_{\mathrm{CM}}=1\qquad a_{\mathrm{PN}},a_{\mathrm{CM}}>0 \tag{10}$$

第 i 个用户的 LS-DRMTCMA 方程可以用下列各式描述:

$$\boldsymbol{y}_i(l)=[\boldsymbol{w}_i^H(l)\boldsymbol{X}(l)]^{\mathrm{T}}=[y_i(1+lK),y_i(2+lK),\cdots,y_i((l+1)K)]^{\mathrm{T}} \tag{11}$$

$$\hat{b}_{il}=\mathrm{sgn}\left\{Re\left(\sum_{k=1+lK}^{(1+l)K}y_i(k)c_i(k-k_{\tau i})\right)\right\} \tag{12}$$

$$\boldsymbol{r}_{i\mathrm{PN}}(l)=\hat{b}_{il}[c_i(l+lK-k_{\tau i}),c_i(2+lK-k_{\tau_i}),\cdots,c_i((1+l)K-k_{\tau_i})]^{\mathrm{T}} \tag{13}$$

$$\boldsymbol{r}_{i\mathrm{CM}}(l)=\left[\frac{y(1+lK)}{|y(1+lK)|},\frac{y(2+lK)}{|y(2+lK)|},\cdots,\frac{y((1+l)K)}{|y((1+l)K)|}\right]^{\mathrm{T}} \tag{14}$$

$$\boldsymbol{r}_i(l)=a_{\mathrm{PN}}\boldsymbol{r}_{i\mathrm{PN}}(l)+a_{\mathrm{CM}}\boldsymbol{r}_{i\mathrm{CM}}(l) \tag{15}$$

$$\boldsymbol{w}_i(l+1)=[\boldsymbol{X}(l)\boldsymbol{X}^H(l)]^{-1}\boldsymbol{X}(l)\boldsymbol{r}_i^*(l) \tag{16}$$

a_{PN}和 a_{CM}的选择影响着波束方向图的形成,

从而影响着系统的性能. a_{PN}和a_{CM}最优取值[4],大约为 $a_{PN}=0.8$,$a_{CM}=0.2$.

3 仿真实例

本例采用间距为半波长的 8 单元直线阵列. 假定单元激励幅度误差是设计幅度的 0 ~ 0.2 倍,相位误差与设计相位相差在±10°以内,均随机取值;由于阵元相距较远时,它们之间的互耦比较小,互耦对单元阻抗和方向图的影响可以不计,但当两个阵元靠得很近时,例如间距小于一个波长,它们之间的互耦就不能忽略了[5]. 所以本文仿真实例计算时只考虑间距在 λ 内的阵元间的互耦影响. 假设阵元的耦合系数模值是 0 ~ 0.3 之间的随机值,相位任意取值. 本仿真实例中有两个用户,智能天线对两个用户分别进行接收,用户信号 $S/N=20$ dB,取 $G_p=16$,其他信号仿真环境参数列在表 1 中. 图 2 和图 3 绘出了理想情况、仅存在激励误差情况、仅存在耦合情况和激励误差和耦合均存在的情况下,自适应波束形成器所产生的方向图.

表 1 仿真环境举例

用户序号	信号分类	空间来向角 θ/(°)	路径衰减	路径延迟 τ/bit
用户 1	目标信号	56	1	0
	多径信号	68	0.9	$2T_c$
		150	0.7	$4T_c$
用户 2	目标信号	128	0.69	0
	多径信号	35	0.85	$2T_c$
		89	0.56	$4T_c$

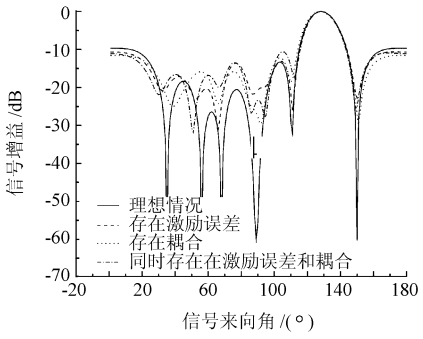


图 3 4 种情况下,对用户 2 的方向图

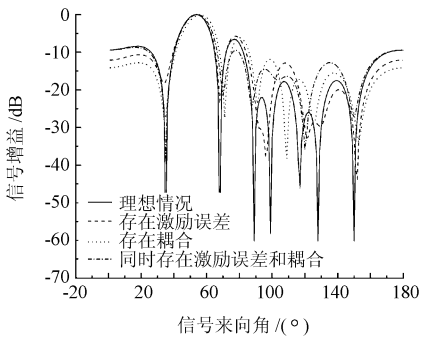


图 2 4 种情况下,对用户 1 的方向图

由图 2 和图 3 可以看出,存在耦合和激励误差时,在理想、阵元存在幅相误差、存在互耦、同时存在误差和耦合 4 种情况下,方向图主瓣波束均可以对准两个用户的目标来向(用户 1 是 56°,用户 2 是 128°);当仅存在激励误差时,针对两个用户的方向图基本也都可以在干扰方向上形成零陷,但零陷深度不如理想情况下所形成的方向图的零陷明显;当仅存在阵元间耦合时,对干扰的抑制变得更弱;而耦合和激励误差均存在时,对干扰的抑制最弱,但零陷深度最少也能达到约 −15 dB,对干扰仍有一定的抑制作用.

4 结果分析

由仿真结果可以看出,单元激励幅度误差是原幅度的 0 ~ 0.2 倍,间距为半波长的阵元间的耦合系数模值范围在 0 ~ 0.3 时,方向图的主瓣波束还是可以对准目标来向,但对干扰的抑制能力比理想状态下稍差. 其中,激励误差的影响较小,耦合的影响相对较大. 如果需要更准确地仿真智能天线的方向图,应考虑耦合与激励误差的影响.

此外,在考虑实际的天线阵列时,如果天线的耦合系数经验值已知,可以在未进行加权前用式(6)对输入信号进行修正,消除互耦效应的影响,以增强自适应天线的性能.

参考文献 (**References**)

[1] Sheikh K, Gesbert D, Gore D, *et al*. Smart antennas for broadband wireless access networks[J]. IEEE Communication Magazine, 1999, 37(11): 100 ~ 105

[2] 赵瑞锋,谈振辉,蒋海林. 无线系统中的智能天线[J]. 电子学报,2000,28(12):77 ~ 80
Zhao Ruifeng, Tan Zhenhui, Jiang Hailin. Smart antennas for wireless systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(12): 77 ~ 80(in Chinese)

[3] Al-dabbous N A, Sharif B S. Adaptive multistage space-time receiver for DS/CDMA systems[A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2001. 2086 ~ 2089

[4] Rong Z, Petrus P, Rappaport T S, *et al*. Despread-respread multitarget constant modulus array for CDMA systems[J]. Communications Letters, 1997, 1(4): 114 ~ 116

[5] 汪茂光,吕善伟,刘瑞祥. 阵列天线分析与综合[M]. 成都:电子科技大学出版社, 1989
Wang Maoguang, Lü Shanwei, Liu Ruixiang. Analysis and synthesis of array antennas [M]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology Press, 1989(in Chinese)