

智能天线中新的波束形成方法

沈建锋, 王宗欣

(复旦大学 通信科学与工程系, 上海 200433)

摘 要: 提出了智能天线中三种利用估计得到的信号导向向量直接形成波束的新方法. 根据 CDMA 信号模型和多径信道模型, 用码滤波法估计得到用户最强信号(主径)的导向向量, 利用这些导向向量形成恢复期望信号, 抑制干扰的约束条件. 根据约束条件可直接得到最小二乘(LS)波束形成方法; 按照约束条件使输出能量最小得到广义最小方差无失真响应(GMVDR)波束形成方法; 在 GMVDR 方法的基础上引入虚拟信号来进一步抑制旁瓣得到扩展最小方差无失真响应(EMVDR)波束形成方法. 模拟表明这三种方法都能很好的恢复期望信号、抑制干扰和噪声, 但通过比较看出 EMVDR 方法形成的波束最好.

关键词: 波达时延; 波达方向; 码滤波法; 最小二乘法; 广义最小方差无失真响应方法; 扩展最小方差无失真响应方法

中图分类号: TN911.23 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2004) 032-0372-04

New Beamforming Methods in Smart Antenna

SHEN Jian2feng, WANG Zong2xin

(Department of Communication Science Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: Three beamforming methods using estimated steering vectors of coming signals in smart antenna are proposed. Based upon the signal model and the multipath channel model of CDMA, the steering vectors of mainpaths of users are estimated by using code filtering method. Then restrictive conditions of recovering desired signal and constraining interferences are formed by using these estimated steering vectors. Least square(LS) beamforming method is proposed directly from these restrictive conditions. Generalized minimum variance distortionless response(GMVDR) method is proposed by minimizing the output power based upon the restrictive conditions. Extended minimum variance distortionless response(EMVDR) method is also proposed by introducing dummy signals for constraining side lobes based upon GMVDR method. Simulation results show desired signal is recovered and interferences and noise are constrained perfectly in these methods. By comparison, it is proved that the beamform in EMVDR method is the best.

Key words: time of arrival (TOA); direction of arrival (DOA); code filtering method; least square (LS) method; generalized minimum variance distortionless response (GMVDR) method; extended minimum variance distortionless response (EMVDR) method

1 引言

近年来, 无线通信中使用智能天线提高系统容量和减少干扰已是一个重要课题. 智能天线的自适应波束形成^[15]可以提高无线链路中的信干噪比, 减少信道阻塞, 增加总的系统容量. 通过加权形成的波束以近似零增益波瓣对准多径信号和强干扰信号源, 同时以高增益波瓣对准期望信号源, 可以减小干扰, 降低用户发射功率, 使多个移动用户共享同一个信道与基站进行通信. 由于这些阵列中的加权形成波束的操作可以在基带中完成, 因此现在已可以用 DSP 来实现.

文给出了 LS、GMVDR、EMVDR 三种波束形成方法, 它们只需要作一次主径导向向量的估计, 然后形成恢复信号, 抑制干扰的约束条件. 由于它们都是在这个约束条件下形成波束的, 因此都具有很高的输出信干比, 其中, GMVDR 能进一步抑制

噪声和多径干扰, EMVDR 则再进一步抑制了旁瓣, 使主瓣更窄.

本文采用的工作框图如图 1 所示. 文中下标变量 k 表示第 k 个用户, p 表示第 p 条路径.

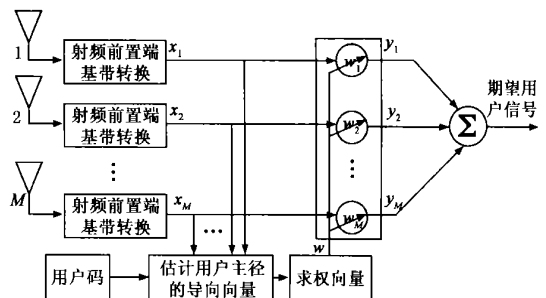


图 1 系统框图

2 信号模型和信道模型

假设接收到 K 个 CDMA 用户的信号, 每个用户有 L_k 条路径. 用户发送信号的基带复包络

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1-i} c_k^{(i)} a_k^{(n)} F_{T_c}(t - iT_c - nT_c)$$

其中 P_k 是发射功率; T 是符号宽度, T_c 是码片周期, N = T/T_c 为扩频增益, {c_k⁽ⁱ⁾}、{a_k⁽ⁿ⁾} 是发送符号和扩频码序列, F_{T_c}(t) 为一矩形脉冲.

设信道参数在较短的时隙内线性时不变, 信道响应为

$$h_k(t) = \sum_{p=1}^{L_k} A_{k,p} D(t - S_{k,p}),$$
 其中, A_{k,p}、S_{k,p} 为衰减系数和

TOA, 对于各个基站, 被其接收的信号的 TOA 应该在一个比 [0, T] 更小的范围内, 设为 [0, IT_c], l 为整数且 0 ≤ l < N. 用具有 M 个阵元的阵列天线接收信号, 取采样周期为 T_c 的点采样, 则第 n 个采样时刻的接收信号向量

$$x(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^{L_k} \sqrt{2P_k A_{k,p}} c_k^{(\delta(n - v_{k,p})/N)} a_k^{(\text{mod}(n - v_{k,p}, N))} \# a(H_{k,p}) + G(n)$$
 (1)

其中 G(n) 为高斯白噪声向量, 它的每个元的均值都为 0, 方差都为 R_n²; a(H_{k,p}) 是阵列天线的导向向量, H_{k,p} 为 DOA; 符号 δ 表示取整, v_{k,p} = δ mod(S_{k,p}/T_c, N) 为整数倍 T_c 的时延, 所以 v_{k,p} ∈ {0, 1, ..., l-1}.

3 码滤波法估计用户主径的导向向量

本文将每个用户的最强路径看作为主径, 并且不失一般性的假设每个用户的第 1 条路径为主径. 下面估计的都是主径的导向向量, 最后形成的波束也是对准主径的.

由于 G(n) 的自相关矩阵 E{G(n)G^H(n)} = R_n²I_M, 因此 x(n) 的协方差矩阵为

$$R_x = E\{x(n)x^H(n)\} = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^{L_k} 2P_k A_{k,p}^2 a(H_{k,p}) a^H(H_{k,p}) + R_n^2 I_M$$
 (2)

如果扩频增益 N 比较大, 那么有以下近似

$$R_x \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{(i-1)N-1} E\{x(n)x^H(n)\}$$

从式(2)可以看出, 导向向量 a(H_{k,p}) 是与矩阵 R_x 的特征值 2P_kA_{k,p}² 相对应的特征向量, 一般来说 2P_kA_{k,p}² > R_n², 因此所有用户信号的导向向量是与矩阵 R_x 的最大 ∑_{k=1}^K L_k 个特征值

相对应的 ∑_{k=1}^K L_k 个特征向量. 如果某个用户被天线接收的功率特别大, 那么 R_x 的最大特征值对应的特征向量就是这个用户主径的导向向量. 但事实上各用户的功率差不多, 于是便无法区分各用户信号的 2P_kA_{k,p}² 在 R_x 的特征值中的位置以及相应的特征向量.

针对上述问题, 本文提出了码滤波的方法, 用期望用户的扩频码与接收信号向量 x(n) 同步相乘. 假设第 d 个用户为

期望用户, 那么码滤波后的接收信号向量

$$x_d = \frac{1}{N} \sum_{n=N}^{(i-1)N-1} x(n) c_d^{(\delta(n - v_{d,i})/N)} a_d^{(\text{mod}(n - v_{d,i}, N))}$$

码滤波后 x(n) 的协方差矩阵为

$$R_{x_d} = E\{x_d x_d^H\} = 2P_d A_{d,1}^2 a(H_{d,1}) a^H(H_{d,1}) + \sum_{p=2}^{L_d} R_d^2(v_{d,1} - v_{d,p}) 2P_d A_{d,p}^2 a(H_{d,p}) a^H(H_{d,p}) + \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^{L_k} R_{dk}(v_{d,1} - v_{k,p}) 2P_k A_{k,p}^2 a(H_{k,p}) a^H(H_{k,p}) + \frac{1}{N} R_n^2 I_M$$

其中 R_d(S) 为扩频码 {a_d⁽ⁿ⁾} 的自相关函数, R_k(S) 为扩频码 {a_d⁽ⁿ⁾} 与 {a_k⁽ⁿ⁾} 之间的互相关函数, 根据扩频码的相关特性, 可以认为 R_{x_d} 的最大特征值就是用户 d 的主径的 2P_dA_{d,1}², 对应的特征向量就是用户 d 的主径的导向向量 a(H_{d,1}).

下面通过比较特征值的模的大小来决定 v_{d,i}. 当假设的 v_{d,i} 在 {0, 1, ..., l-1} 中每取一个值 i, 便可求得 R_{x_d} 矩阵, 然后求它的最大特征值 C_{d,i} 和相应的特征向量 T_{d,i}. 当取遍 {0, 1, ..., l-1} 内所有值, 就得到了 l 个最大特征值 C_{d,0}, C_{d,1}, ..., C_{d,l-1}, 比较这 l 个特征值, 最大那个值对应的序号便是 v_{d,i} 的估计值, 而这个最大的特征值相应的特征向量就是用户 d 的主径的导向向量的估计值

$$\hat{v}_{d,i} = \arg \max_i \{C_{d,i}\}, \quad i \in \{0, 1, \dots, l-1\}$$

$$\hat{a}(H_{d,i}) = T_{d,\hat{v}_{d,i}}$$
 (3)

将所有用户被估计出来的主径信号的导向向量 {â(H_{k,i})} 组成一个 M@K 的矩阵

$$A = [\hat{a}(H_{1,i}), \hat{a}(H_{2,i}), \dots, \hat{a}(H_{K,i})]$$
 (4)

4 求形成波束的权向量

加权向量 w 后的波束形成器的输出信号为

$$y(n) = w^H x(n)$$

假定用户 d 为期望用户, 为了保证期望信号正确接收, 并抑制其他用户的干扰, 那么很容易得到关于权 w 的制约条件

$$w^H a(H_{d,i}) = 1$$

$$w^H a(H_{k,i}) = 0, \quad k \neq d$$

为了满足这个制约条件, 定义 z ∈ C^{1@K} 为期望的信号响应向量, 对应 K 个用户的主径信号的导向向量. 现在要求在接收用户 d 的信号的同时抑制其他用户的主径干扰, 即形成对准用户 d 的波束, 那么将 z 中的第 d 个元素定义为 1, 其余元素定义为 0, 所以

$$w^H A = z$$

由最小二乘(LS)法得到权向量

$$\hat{w}_{LS} = (A A^H)^{-1} A z^H$$
 (5)

在满足上述制约条件的同时, 还希望抑制其他多径干扰和噪声, 即希望输出功率最小, 这就是广义最小方差无失真响应(GMVDR)方法的权向量

$$\hat{w}_{GMVDR} = \arg \min_w E\{|y(n)|^2\} \text{ s. t. } w^H A = z$$

用 Lagrange 乘子法求解, 令目标函数为

$$L(w) = E[|y(n)|^2] + \sum_{i=1}^K \lambda_i w^H A(:, i)$$

$A(:, i)$ 表示取 A 的第 i 列, 将 $y(n) = w^H x(n)$ 代入后, 对目标函数求偏导

$$\frac{\partial L(w)}{\partial w} = 2E[x(n)x^H(n)]w + 2A+$$

其中 $+= [K_1, K_2, \dots, K_K]^T$, 再令此偏导为 0 得到 GMVDR 方法的权向量 $\hat{w}_{GMVDR} = R_x^{-1}A+$, 代入约束条件得 $A^H R_x^{-1}A+ = z^H$, 所以 $+= (A^H R_x^{-1}A)^{-1}z^H$, 于是

$$\hat{w}_{GMVDR} = R_x^{-1}A(A^H R_x^{-1}A)^{-1}z^H \quad (6)$$

由于以上方法形成的波束, 不可避免仍存在较大的旁瓣, 为了更好的抑制旁瓣, 引进新的约束条件. 假设在 $[0, 2P]$ 上均匀分布的 Q 个方向上有 Q 路虚拟信号, 它们的 DOA 为

$$H_q = 2(q-1)P/Q, \quad q = 1, 2, \dots, Q$$

然后将它们的导向向量组成一个 $M@Q$ 的矩阵

$$A_c = \tilde{0} a(H_1), a(H_2), \dots, a(H_Q) \quad (7)$$

求出行向量 $a^H(H_k, 1)A_c$ 的模最大的元素的序号 d_c , 将 DOA 为 H_{d_c} 的信号看作虚拟期望信号, 其余信号看作虚拟干扰. 然后定义 $z \in \mathbb{C}^{1@Q}$ 为期望的虚拟信号响应向量, 对应这 Q 个导向

向量, 并将它的第 d_c 个元素定义为 1, 其余元素定义为 0. 于是得到新的约束条件

$$w^H A_c = z$$

令 $A_E = [A, A_c]$, $z_E = [z, z]$, 得到扩展最小方差无失真响应 (EMVDR) 的权向量

$$\hat{w}_{EMVDR} = R_x^{-1}A_E(A_E^H R_x^{-1}A_E)^{-1}z_E^H \quad (8)$$

由于 $A_E^H R_x^{-1}A_E$ 矩阵不一定满秩, 因此在求它的逆阵之前需要对其进行奇异值分解 (SVD), 求出它的左、右奇异阵 U, V 和对角阵 Σ , 使 $A_E^H R_x^{-1}A_E = U\Sigma V^H$, 所以

$$\hat{w}_{EMVDR} = R_x^{-1}A_E \Sigma^{-1} U^H z_E^H$$

5 模拟仿真

假设阵元数 $M = 12$, 半径为半个载波波长的均匀平面圆阵共接收到 $K = 4$ 个用户的信号, 每个用户都有 $L_k = 5$ 条多径; 每个用户的扩频码长度为 255, 用户的发送功率 $P_k = 0.15LW$, 噪声方差 $R_n^2 = 0.05LW$; 各条路径的衰减系数在 $[0, 1]$ 内均匀分布, TOA 在 $[0, 100T_c]$ 内均匀分布, DOA 在 $[0, 360^\circ]$ 内均匀分布, 虚拟信号数 $Q = 72$.

三种方法形成的波束均对准用户 1 的主径, 模拟结果见表 1 和图 2.

表 1 随机取的 TOA, DOA, 衰减系数及波束形成器的输出加权幅度、加权增益

用户 k	路径 p	$\nu_{k,p}$ /(T _c)	$H_{k,p}$ /(b)	$A_{k,p}$	LS		GMVDR		EMVDR	
					$B_{k,p}$	$G_{k,p}$	$B_{k,p}$	$G_{k,p}$	$B_{k,p}$	$G_{k,p}$
1	1	3	27	0.7652	0.7652	1.0000	0.7594	0.9924	0.7652	1.0000
	2	91	68	0.5802	0.0335	0.0577	0.1142	0.1968	0.1618	0.2789
	3	33	261	0.4611	0.0414	0.0897	0.0747	0.1621	0.0029	0.0062
	4	13	278	0.3168	0.0098	0.0310	0.0119	0.0376	0.0055	0.0173
	5	85	335	0.2657	0.0141	0.0530	0.0073	0.0274	0.0033	0.0124
2	1	90	226	0.8740	0.0026	0.0030	0.0087	0.0100	0.0287	0.0328
	2	24	270	0.7224	0.0422	0.0585	0.0064	0.0088	0.0076	0.0105
	3	47	136	0.3682	0.0450	0.1221	0.0558	0.1516	0.0294	0.0799
	4	57	47	0.2529	0.1769	0.6996	0.1150	0.4549	0.0851	0.3366
	5	36	288	0.0899	0.0013	0.0146	0.0004	0.0048	0.0054	0.0599
3	1	87	300	0.8170	0.0284	0.0347	0.0053	0.0065	0.0231	0.0282
	2	66	89	0.6507	0.2330	0.3580	0.0411	0.0632	0.0639	0.0982
	3	94	346	0.6399	0.1185	0.1852	0.0397	0.0621	0.1167	0.1823
	4	64	173	0.3024	0.0515	0.1702	0.0176	0.0582	0.0096	0.0316
	5	78	107	0.0145	0.0056	0.3828	0.0002	0.0119	0.0015	0.1054
4	1	79	156	0.9993	0.0612	0.0612	0.0207	0.0207	0.1127	0.1128
	2	43	0	0.9828	0.5358	0.5452	0.0635	0.0646	0.0856	0.0871
	3	51	56	0.8319	0.3580	0.4303	0.0420	0.0504	0.0573	0.0689
	4	27	180	0.7706	0.1502	0.1949	0.0060	0.0077	0.0740	0.0960
	5	90	328	0.2912	0.0208	0.0716	0.0458	0.1574	0.0052	0.0178
SINR			24.6 (输入)		245.2 (输出)		927.0 (输出)		1452.6 (输出)	

$B_{k,p} = \sqrt{2P_k} A_{k,p} w^H a(H_{k,p})$ 为第 k 个用户的第 p 路信号经过波束形成器后的输出加权幅度

$G_{k,p} = \frac{B_{k,p}}{\sqrt{2P_k} A_{k,p}} = w^H a(H_{k,p})$ 为波束形成器对第 k 个用户的第 p 路信号的加权增益

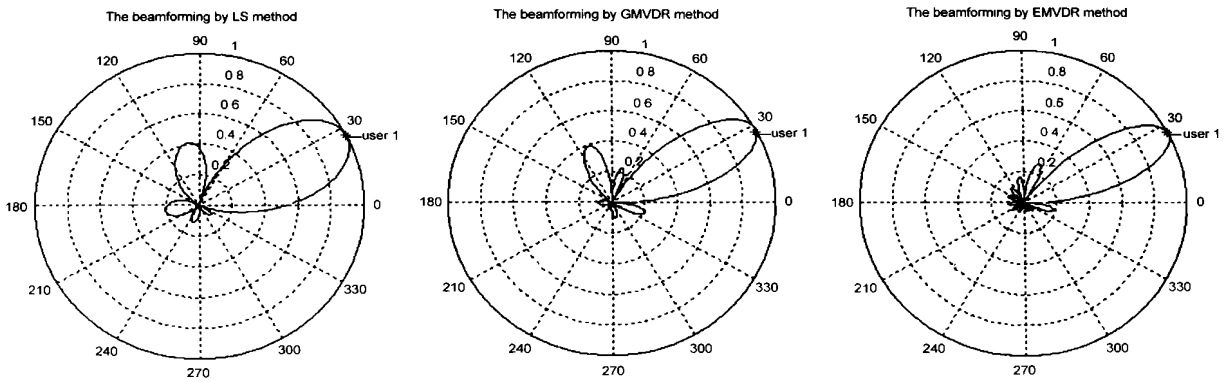


图2 LS、GMVDR、EMVDR 波束形成方法的增益方向图

6 结论

对于波束形成的效果而言,LS方法虽然在期望信号方向上有最大的加权增益,即1,但是输出SINR较低,主瓣较宽,旁瓣较大;GMVDR方法虽然输出SINR较高,主瓣较窄,但是期望信号方向上的加权增益没有达到最大,旁瓣较大;EMVDR方法综合了上面两种方法的优点,性能最好,它不仅在期望信号方向上有最大的加权增益,输出SINR最高,而且主瓣较窄,旁瓣抑制也很好。

参考文献:

- [1] Jr Liberti J C, Rappaport T S. Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications[M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1999.
- [2] Razavilar J, Rashedi Farrokhi F, Liu Ray K J. Software radio architecture with smart antennas: A tutorial on algorithms and complexity[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4): 662 - 675.
- [3] Nehorai A, Ho K C, Tan B T G. Minimum noise variance beamformer with an electromagnetic vector sensor[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(3): 601 - 618.
- [4] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.

- [5] Viterbi A J. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication [M]. Baltimore, MD, US: Addison-Wesley Publishing Company, 1995.

作者简介:



沈建锋 男, 1978年6月生于浙江萧山, 复旦大学硕士研究生, 主要研究方向为智能天线中的DOA估计、波束形成以及MIMO系统和蜂窝网的无线定位技术、TOA估计。



王宗欣 男, 1940年9月生于上海, 籍贯浙江镇海, 复旦大学教授、博士生导师, 主要从事微波通信、无线定位、智能天线和蜂窝系统的优化等方面的教学和科研工作。