时空 DOA 矩阵方法的分析与推广

金 梁[1], 殷勤业[2]
(1. 解放军信息工程大学, 郑州 1001 信箱 6- 5 号, 郑州 450002; 2. 西安交通大学信息工程研究所, 西安 710049)

摘 要: 本文在对时空 DOA 矩阵方法进行详细分析的基础上, 提出了该方法的几种改进与推广形式. 理论分析和仿真结果表明, 时空 DOA 矩阵方法作为一种新的基于信号时空特征结构的高分辨率二维 DOA 估计方法, 可以通过空时二维处理在时空域中衍生出大量虚拟阵元, 因此对阵列结构的约束较松, 能够根据需要灵活地派生出多种形式的阵列和相应的估计方法, 并具有较强的抗噪能力和实用性.

关键词: 阵列天线; 智能天线; DOA; 空时二维处理
中图分类号: TN911.7 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2001) 03-0300-04

Analysis and Generalization of Space-Time DOA Matrix Method

JIN Liang[1], YIN Qin-ye[2]
(1. University of Information Engineering, Zhengzhou 1001 P. O. Box 625#, Zhengzhou 450002, China;
2. Information Engineering Institute, Xican Jiaotong University, Xican 710049, China)

Abstract: Based on research of so-called space-time DOA matrix method, we propose several of its improved and generalized forms in this paper. The theoretical analysis and simulation show that, being a novel space-time eigenstructure based approach for 2-D high-resolution DOA estimation, the method is capable of producing a large amount of virtual elements in space-time domain by space-time processing. Therefore the constraint over the array configuration can be significantly weakened, and many array forms and corresponding estimation approaches, which perform better noise suppression ability and more feasibility, can be flexibly generalized.

Key words: antenna array; smart antenna; DOA; space-time processing

1 引言

九十年代以来, 所谓/ 智能天线0 成为目前研究的热点[1~6]. 该技术利用移动用户空间位置的差异, 通过各种空域滤波方法来降低无线通信中的干扰, 从而实现信道容量的倍增. 因此, DOA 作为反映用户空间位置的重要参量在智能天线中扮演着重要角色, DOA 中包含的信息越多, 信道容量提升的潜力就越大. 实际中用户位于三维空间, DOA 需要由二维角度来刻画. 相对于一维 DOA(方位角)而言, 利用二维 DOA 信息能更精细地划分空间, 更有效地开发信道的空间冗余度.

然而, 对于二维 MUSIC 类和二维 ESPRIT 类方法等一般的特征结构法而言, 都不可避免地遇到诸如二维谱峰搜索、非线性优化、分维处理及参数配对等难题, 而且二维 DOA 估计必须借助平面阵或立体阵, 阵元数较多, 因此计算量、存贮量巨大, 给算法的实用性造成了不小的障碍. 殷勤业等[7,8]利用双平线阵提出了 DOA 矩阵法, 比较有效地解决了上述问题. 从理论上可以证明[9], 著名的 ESPRIT 方法只是 DOA 矩阵方法的特例. 但不论是原 DOA 矩阵法还是 ESPRIT 类方法, 都需要通过如双平行线阵、匹配子阵等特殊的阵列结构才能实现二维 DOA 估计, 实际上是以冗余子阵为代价换取其它方面的优势, 因此阵列孔径损失大, 阵元利用率低.

值得注意的是, 在许多场合中信号是配合信号(如通信中)或已有一些时域先验知识可资利用. 因此, 有必要在用特征结构法进行空域处理的同时引入适当的时域处理, 更充分地开发信号中的有用信息. 文献[6, 14]中已提出一种新的基于信号时空特征结构的二维 DOA 估计方法))) 时空 DOA 矩阵方法的基本思想, 即利用空时二维阵列信号处理方法, 在空域和时域同时对信号进行采样, 利用多出来的一维处理补充空域信息的不足, 在保持原 DOA 矩阵方法优点的前提下, 不需要双平行线阵或匹配子阵. 本文将重点对该方法进行更全面和详细的理论分析, 并在此基础上提出时空 DOA 矩阵方法的几种改型和推广形式, 进一步利用空时二维处理降低对算法阵列结构的约束, 提高算法的抗噪能力和实用性.

2 时空 DOA 矩阵方法简介[14]

考虑如图 1 所示的阵列结构. 该阵列由位于 X 轴上阵元间距为 d_x 的 M- 1 元均匀线阵和一个位于 Y 轴上的/ 导引阵元0 x_M 组成, 称为/ 虚拟双平行线阵0, x_M 与 X 轴的间距为 d_y.

收稿日期: 2000-02-28; 修回日期: 2000-09-26
基金项目: 高等学校骨干教师资助计划(No. GJ0008034); 国家自然科学基金(No. 69872029); 国家/ 863 计划(No. 863-317-03-02-05-220)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

假设有 d 个已知波长为K的窄带信号以 DOA {(A_1, B_1), (A_2, B_2), , , (A_d, B_d) }入射, 则各阵元上的观测信号为:

$$x_i(t)=\sum_{k=1}^{d} s_k(t)\exp[j\frac{2P}{K}(i-1)d_x\cos A_k]+n_i(t)$$

$$i=1,,,M-1 \qquad (1)$$

$$X_M(t)=\sum_{k=1}^{d} s_k(t)\exp[j\frac{2P}{K}d_y\cos B_k]+n_M(t) \qquad (2)$$

其中 $s_k(t)$ 为参考阵元上 x_1 上接收的信号, $n_i(t)$ 代表均值为零方差为 R^2 的加性高斯白噪声. 将式(1)、(2)写为矩阵形式:

$$x(t)=As(t)+n(t) \qquad (3)$$

$$x=[x_1(t),,,x_m(t)]^T,\ n=[n_1(t),,,n_m(t)]^T,$$

$$s=[s_1(t),,,s_p(t)]^T \qquad (4)$$

$$A=[a_1,,,a_D],\ a_K=[a_{1k},,,a_{ik},,,a_{Mk}]^T \qquad (5)$$

$$a_{ik}=\exp[j\frac{2P}{K}(i-1)d_x\cos A_k],(i=1,,,M-1) \qquad (6)$$

$$a_{Mk}=\exp[j\frac{2P}{K}d_y\cos B_k] \qquad (7)$$

注意这时 a_k 的结构已不是 Vandermonde 矢量. 一旦得到 A, 就可以求出各个(A_k, B_k) .

不难证明[6], $x_M(t)$、$x_1(t)$(1< 1F M-1)与各阵元的相关函数满足:

$$R_{x_ix_M}(S)=E\{x_i(t+S/2)x_M^*(t-S/2)\}$$

$$=\sum_{k=1}^{D}[R_{s_ks_k}(S)a_{Mk}^*]\#a_{ik},(S\X0,i=1,2,,,M) \qquad (8)$$

$$R_{x_ix_1}(S)=E\{x_i(t+S/2)x_1^*(t-S/2)\}=\sum_{k=1}^{D}[R_{s_ks_k}(S)a_{1k}^*]\#a_{ik}$$

$$=\sum_{k=1}^{D}[R_{s_ks_k}(S)a_{Mk}^*]\#a_{ik}\#\frac{a_{ik}^*}{a_{Mk}^*},$$

$$(S\X0,i=1,2,,,M) \qquad (9)$$

令:

$$R_X(S)=[R_{x_1x_M}(S),,,R_{x_ix_M}(S),,,R_{x_Mx_M}(S)]^T \qquad (10)$$

$$R_Y(S)=[R_{x_1x_1}(S),,,R_{x_ix_1}(S),,,R_{x_Mx_1}(S)]^T \qquad (11)$$

$$R_S(S)=[R_{s_1s_1}(S)\#a_{M1}^*,,,R_{x_2x_{21}}(S)$$

$$\#a_{M2}^*,,,R_{s_Ds_D}(S)\#a_{MD}^*]^T \qquad (12)$$

则式(8)、(9)的矩阵形式为:

$$R_X(S)=AR_s(S),\ R_Y(S)=A5R_s(S) \qquad (13)$$

其中 5 为D@D 对角矩阵:

$$5=\mathrm{diag}[\frac{a_{11}^*}{a_{M1}^*},,,\frac{a_{1k}^*}{a_{Mk}^*},,,\frac{a_{1D}^*}{a_{MD}^*}]$$

$$=\mathrm{diag}[e^{j\frac{2P}{K}(1-1)d_x\cos A_1+j\frac{2P}{K}d_y\cos B_1},,,e^{j\frac{2P}{K}(1-1)d_x\cos A_D+j\frac{2P}{K}d_y\cos B_D}] \qquad (14)$$

与对阵列输出 x(t) 在各时刻 t 上做快拍类似, 对 $R_X(S)$、$R_Y(S)$ 在 N 个S(S= T_S, $2T_s$, , , NT_s) 上进行采样, 得到/ 伪快拍矩阵0:

$$X=[R_X(T_s),R_X(2T_s),,,R_X(NT_s)] \qquad (15)$$

$$Y=[R_Y(T_s),R_Y(2T_s),,,R_Y(NT_s)] \qquad (16)$$

由式(13)可得:

$$X=AS,\ Y=A5S \qquad (17)$$

其中:

$$S=[R_s(T_s),R_s(2T_s),,,R_s(NT_s)] \qquad (18)$$

定义/ 时空 DOA 矩阵0为:

$$R_{TS}=Y\#[X]^- \qquad (19)$$

其中[#]$^-$ 表示伪逆, $[X]^-=X^H(XX^H)^{-1}$.

定理 1　若 A 与 S 满秩, 5 无相同的对角元素, 则时空 DOA 矩阵 R_{TS}的D 个非零特征值等于 5 中D 个对角元素, 而且这些特征值对应的特征向量等于相应的信号导向矢量, 即

$$R_{TS}A=A5 \qquad (20)$$

证明见文献[6]. 因此, 对 R_{TS}做特征分解可以得到 A 和 5 . 之后可以通过第 k(k= 1, , , D) 个信号的导向矢量 a_k 的前M- 1个元素 a_k(1:M- 1) 求出 A_k, 然后从同一矢量的第 M 个元素 $A_{Mk}=e^{j\frac{2P}{K}d_y\cos B_k}$或 $5(k,k)=e^{j\frac{2P}{K}(1-1)d_x\cos A_k+j\frac{2P}{K}d_y\cos B_k}$中求出对应的 B_k. 称这种二维 DOA 估计方法为时空 DOA 矩阵方法. 该方法无需 2D 搜索, 不存在参数配对问题, 不需要 ESPRIT 或原 DOA 矩阵方法中的匹配子阵. A 是M@D 维矩阵, 所以可估计 M- 1个源的来波方向.

3　时空 DOA 矩阵方法的分析

时空 DOA 矩阵方法与原 DOA 矩阵方法的根本区别在于前者在进行空域处理的同时通过相关函数引入了时域处理, 利用伪快拍数据矩阵 X、Y 进行 DOA 估计, 充分利用了信号的时域信息. 与传统的特征结构法不同, 它是一种基于信号时空特征结构的子空间方法.

时空 DOA 矩阵方法可以利用图 1 所示的 M 元阵列估计出M- 1 个源的 DOA, 其阵列功能与由 2M 个阵元组成的双平行线阵等效, 因此, 我们称这种阵列为/ 虚拟双平行线阵0. 显然, 虚拟双平行线阵没有阵元冗余和孔径损失.

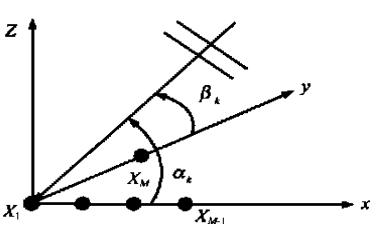


图1　虚拟双平行线阵

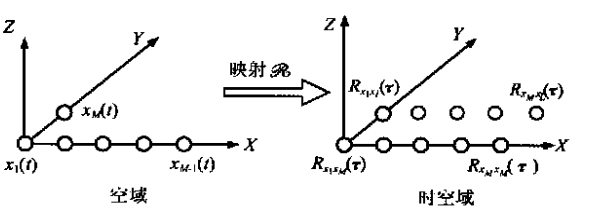


图 2　各个空间中阵列的映射关系.

变换将R 虚拟双平行线阵映射为时空域中的双平行线阵.

实质上, 从阵列快拍数据构造伪快拍数据 $R_X(S)$、$R_Y(S)$ 的过程, 可看作是一种从一维空域到二维时空域的变换 R :

$$R[x(t)]=\{R_X(S),R_Y(S)\} \qquad (21)$$

这种变换使得我们可以在高维空间中利用比低维空间多出来的时域信息来弥补因冗余阵元数减少而丢失的空域信息, 这是 M 元虚拟双平行线阵可以和 2M 元双平行线阵等效的根本原因. 实际上, 这种变换将空域中输出为 x(t) 的虚拟双平行线阵映射为时空域中子阵输出为 $R_X(S)$ 和 $R_Y(S)$的双平行线阵, 如图 2 所示. 这样, 我们就能在时空域中应用原

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

DOA 矩阵方法进行 DOA 估计.

应当指出,这种一维到二维的变换势必造成时空 DOA 矩阵方法的运算量略大于原 DOA 矩阵方法的运算量,这也是减少阵元数所应付的代价. 两者计算量的主要差别在于进行相关运算的次数上. 原 DOA 矩阵方法需要进行 $2M^2$ 次相关运算[6];由式(10)、(11)、(15),时空 DOA 矩阵方法需要进行 2M@N 次相关运算,N 为在 S 上进行伪快拍的次数,N> M. 在时间快拍数相等的前提下,两种方法的运算量之比为 M/N. 因此,二者的运算量仍是可比的,而且阵元数 M 越大,二者运算量相差越少.

正如一些文献[10~13]所指出的,通过高阶累量的方法也能扩展阵列孔径,将图 1 中的阵列等效为虚拟双平行线阵. 但高阶累量至少是基于四阶统计量的,而时空 DOA 矩阵方法只基于二阶统计量,因此在所需快拍数和运算量方面都大大优于累量方法. 另外,时空 DOA 矩阵方法继承了 DOA 矩阵方法的原有优点,如无需 2D 谱峰搜索、非线性优化和参数配对,因此和其它方法相比也具有明显的优势.

比较虚拟双平行线阵的输出 $R_X(S)$ 和 $R_Y(S)$ 与双平行线阵的输出 x(t),可以发现前者不含噪声项. 这是因为对于白噪声 n(t),时空变换 R 为零变换:

$$R\,[n(t)]=0$$

因此时空 DOA 矩阵方法对噪声不敏感,具有良好的抗噪能力.

另外,式(5)、(6)、(7)、(14)中的 A、5 与原 DOA 矩阵方法中的 A、5 相比具有不同的形式,这里即使有相同的 A 和 B 也不会使 A 降秩,或使 5 中具有相同的对角元素,因此克服了原 DOA 矩阵方法中 A 或 B 相同时的角度兼并问题.

4 时空 DOA 矩阵方法的几种改型和推广

时空 DOA 矩阵方法的主要思想是开发信号的时域信息,以时间换空间,因此对阵列几何形状的约束较少,在阵列结构方面有很强的灵活性,可以根据需要派生出多种形式的阵列和相应的估计方法.

411 导引阵元的位置

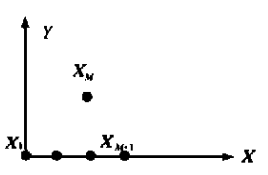


图 3 导引阵元的位置

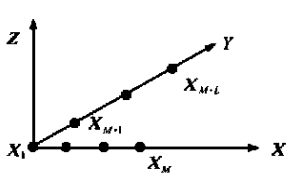


图 4 L 型平面阵

实际上,虚拟双平行阵列中的导引阵元 x_M 可以在 XY 平面上的任意位置,如图 3 所示,只要它与 X 轴的距离 d_y 满足 d_y F K/2,以免产生 B 角的估计模糊,这时式(7)和(14)变为:

$$a_{Mk}=\exp\left[j\frac{2P}{K}d_y\cos B_k+j\frac{2P}{K}\sqrt{r^2-d_y^2}\cos A_k\right] \tag{22}$$

$$5=\mathrm{diag}\left[e^{j\frac{2P}{K}(d_A\cos A_1-d_y\cos B_1)},\,,\,,e^{j\frac{2P}{K}(d_A\cos A_D-d_y\cos B_D)}\right] \tag{23}$$

$$d_A=(l-1)\,d_x-\sqrt{r^2-d_y^2}$$

其中 r 为 x_M 到原点的距离.

412 L 型二维阵列

原 DOA 矩阵方法中双平行线阵的横向与纵向孔径不对称,造成在估计 A 和 B 时精度不对等. 为扩展阵列在 Y 轴方向上的孔径,考虑图 4 所示的 L 型阵. 该阵由位于 X 轴上的 M 个阵元和 Y 轴上的 L 个阵元组成,X 轴上的阵元相距 d_x,Y 轴上的阵元间距为 d_y. 其它假设同第二节. 则阵元输出为:

$$x(t)=As(t)+n \tag{24}$$

其中 $x(t)=[x_1(t),x_2(t),\,,\,,x_{M+L}(t)]^T$; A 是(M+ L)@D 维矩阵:

$$A=[a_1,\,,\,,a_D] \tag{25}$$

$$a_k=[1,e^{j\frac{2P}{K}d_x\cos A_k},\,,\,,e^{j\frac{2P}{K}d_x(M-1)\cos A_k},e^{j\frac{2P}{K}d_y\cos B_k},\,,\,,e^{j\frac{2P}{K}d_y L\cos B_k}]^T \tag{26}$$

与式(10)、(11)类似,令:

$$R_X(S)=[R_{x_1x_M}(S),\,,\,,R_{x_Mx_M}(S),\,,\,,R_{x_{M+L}x_M}(S)]^T,$$

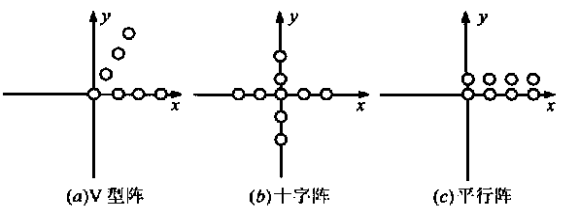
$$R_Y(S)=[R_{x_1x_1}(S),\,,\,,R_{x_Mx_1}(S),\,,\,,R_{x_{M+L}x_1}(S)]^T \tag{27}$$

其中 x_l 为 X 轴上满足的 1< 1F M 任一阵元,

$$R_{x_ix_j}(S)=E\{x_i(t+S/2)\,x_j^*(t-S/2)\},\ i,j=1,\,,\,,M+L \tag{28}$$

同样可以证明: $R_X(S)=AR_s(S)$, $R_Y(S)=A5R_s(S)$ (29)

其中 $R_s(S)$ 与 5 的表达式同式(12)和(14). 由此可以通过时空 DOA 矩阵方法得到 A 和 5,进而可以由式(26)通过 a_k(1B M)求出 A_k 以及 a_k(M+ 1:M+ L)求出对应的 B_k.



(a)V 型阵 (b)十字阵 (c)平行阵

图 5 L 型二维阵的几种变形

因此,通过 L 型阵我们可以控制和调整用以估计 A_k 和 B_k 的阵列孔径) M 和 L,以及相应的精度和分辨率. 显然,虚拟双平行线阵是 L 型阵在 L= 1 时的特例. 图 5 给出了几种 L 型阵的变形. 实际上,稍加观察不难发现,在同一平面内但不在同一直线上的任意两个线阵组成的阵列均可看作是 L 型阵的变形,都可以用时空 DOA 矩阵法来估计二维 DOA. 当这两个线阵在同一直线上时,二维 DOA 估计问题退化为一维 DOA 估计问题,但时空 DOA 矩阵方法仍适用.

413 有色噪声的情形

在上述有关时空 DOA 矩阵方法的讨论中均假设各阵元上的噪声是白的. 然而在实际系统中通道输出中的噪声可能是有色噪声. 在假设阵元间噪声不相关的条件下有:

$$R_{n_in_j}(S)=E\{n_i(t+S/2)\,n_j^*(t-S/2)\}=R_{n_in_i}(S)\,D(i-j) \tag{30}$$

$R_{n_in_j}(S)$ 为阵元 i 和阵元 j 上噪声的相关函数,而且当 S X 0 时,$R_{n_in_i}(S)$ 一般不为零,因此式(8)、(9)不再成立. 这时可利用阵元间的不相关性把式(8)修正为:

$$R_{x_ix_M}(S)=E\{x_i(t+S/2)\,x_M^*(t-S/2)\}$$

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$= \sum_{k=1}^{D} E[s_k(S+S/2)s_k^*(S-S/2)]a_{Mk}^* a_{ik} + R_{n_i n_1}(S)\,D(i-M)$$

$$= \sum_{k=1}^{D} [R_{s_k s_k}(S)a_{Mk}^*]a_{ik},\ (i \le M,\ i \ge 1,\ i = 1,2,\ ,\ ,M) \qquad (31)$$

同理, 将式(9)修正为:

$$R_{x_i x_1}(S) = \sum_{k=1}^{D} [R_{s_k s_k}(S)a_{Mk}^*]a_{ik}a_{1k}/a_{Mk}^*$$

$$(i \le M,\ i \ge 1,\ i = 1,2,\ ,\ ,M) \qquad (32)$$

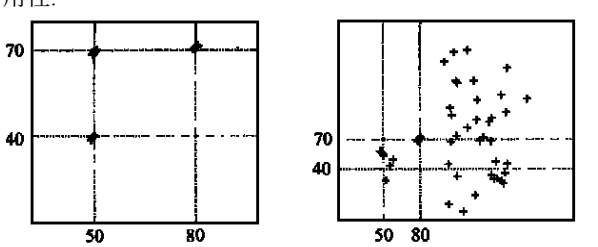
因此同样有: $R_X(S) = AR_s(S)$, $R_Y(S) = A\Phi R_s(S)$ 成立. 所以接下来仍可用时空 DOA 矩阵方法估计 DOA. 这里的 A 矩阵是式(5)中的 A 矩阵抽去第 M 和第 1 行后得到的, 是(M-2)@D 维矩阵. 因此阵列孔径略有损失, 有效阵元数为总元数减 2.

5　仿真结果

考虑图 4 中 M= 4、L= 3 时的 L 型二维阵, 阵间距为半波长. 假设有 D= 3 个窄带源分别以(50°, 40°)(50°, 70°)和(80°, 70°)入射, 注意这时入射角中有相同的 A 和 B. 各阵元上的噪声为色噪声, 产生方式是将白噪声通过带限系统. 信噪比 SNR = 20dB, 实际快数为 200. 伪快拍数 N= 100. 图 6(a)给出了用第 4 节中推广的时空 DOA 矩阵方法进行 50 次 Monte2Carlo 实验的结果, 可以看出 L 型二维阵可以正确估计 3 个源的 DOA, 并且在有相同 A 或 B 的情况下没有角度兼并. 作为对比, 采用 8 元双平行线阵和原 DOA 矩阵方法对同样情形进行 DOA 估计, 结果示于图 6(b). 首先, 该阵列在 B 方向上的孔径和分辨率不及 7 元 L 型二维阵, 另外由于角度兼并和色噪声问题导致算法不稳定, 无法得出正确的结果.

6　结论

本文作为文献[14]的姊妹篇, 着重对时空 DOA 矩阵方法进行了详细的分析, 并在此基础上对该方法进行了改进与推广. 理论分析和仿真结果表明, 时空 DOA 矩阵方法充分利用了信号的时域特征, 使得我们可以在高维空间中利用比低维空间多出来的时域信息来进一步充实所需的空域信息; 通过一维到二维的映射, 可以在时空域中衍生出大量虚拟阵元, 因此时空 DOA 矩阵方法对实际阵列结构的约束很松, 在阵列结构方面表现出很强的灵活性, 可以根据需要灵活地派生出多种形式的阵列和相应的估计方法, 并具有较强的抗噪能力和实用性.



(a)采用 7 元 L 型二维阵和推广的时空 DOA 矩阵方法　　(b)采用 8 元双平行线阵和 DOA 矩阵方法

图 6　推广的时空 DOA 矩阵方法与原 DOA 矩阵方法估计结果的比较. 假设有 3 个源入射, SNR= 20dB, 快拍数为 200 次.

参考文献:

[1] Winters, J., et al. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems [J]. IEEE Trans. Comm., 1994, 42: 1740- 1751.

[2] Ottersten, B. Array processing for wireless communication [A]. Proc. 8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistics Signal and Array Processing, July 1993, 466- 473.

[3] Andersson, S., et al. An adaptive array for mobile communication system [J]. IEEE Trans. Veh. Technol., 1991, 40(1): 230- 236.

[4] 金梁, 殷勤业. 多用户波束优化设计在智能天线中的应用 [J]. 通信学报, 1998, 19(6): 13- 19.

[5] Jin, L., et al, Blind closed2form array response estimation in wireless communication [A]. Proc. IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing [M/CD]. Pheonix, 1999.

[6] 金梁. 基于时空特征结构的阵列信号处理与智能天线技术研究 [D]. 博士学位论文. 西安: 交通大学研究生院, 1999.

[7] 殷勤业, 邹理和, R. Newcomb. 一种高分辨率二维信号参数估计方法))) 波达方向矩阵法 [J]. 通信学报, 1991, 4(12).

[8] Yin, Q., et al. Estimating 2D angle of arrival via two parallel linear array [A], Proc. IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing [C], 1989, 3: 2803- 2806.

[9] 殷勤业. 高分辨率波达方向估计 [D]. 博士学位论文. 西安: 交通大学研究生院, 1989.

[10] 叶中付. 一种基于四阶累量的二维空间谱估计的新方法 [J]. 通信学报, 1996, 19(3): 51- 54.

[11] 唐斌等. 基于四阶累量的空间信号 2D DOA 分离估计 [J]. 电子科学学刊, 1998, 20(6): 745- 749.

[12] Dogan, M. C., et al. Application of cumulants to array processing. Part I: Aperture extension and array calibration [J]. IEEE Trans. on SP., 1995, 43(5): 1200- 1216.

[13] Liu, T., Mendal J., Azimuth and elevation direction finding using cumulants [A]. Proc. 30th Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput. [C]. 1996: 360- 364.

[14] 金梁, 殷勤业. 时空 DOA 矩阵方法 [J]. 电子学报, 2000, 28(6): 8- 12.

作者简介:



金　梁　教授, IEEE 会员. 出生于 1969 年 4 月, 1999 年获西安交通大学通信与信息系统专业博士学位. 主要研究方向为阵列信号处理、非平稳信号处理、无线通信等, 已在国内外重要学术期刊和会议上发表论文 40 多篇, 多次获部省科技进步奖.

殷勤业　教授, 博士生导师, 出生于 1950 年 7 月, 1989 年获美国马里兰大学和西安交通大学(联合培养)通信与电子系统专业博士学位, 现为西安交通大学信息工程研究所所长. 主要研究方向为阵列信号处理、非平稳信号处理、联合时频分析、神经网络、移动通信等, 已在国内外重要学术期刊和会议上发表论文 60 多篇, 出版专著、译著数本.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net