

自适应多波束三维阵天线的研究*

刘振威

(中国空间技术研究院总体部)

提 要

由于多波束天线系统在近代通信中占有愈来愈重要的地位,本文从阵辐射空间基本性质出发,将最小均方自适应技术扩展应用于多波束天线系统,从而提出自适应多波束三维阵天线课题,它包括:自适应三维阵系统辐射图型表达式;瞬态阵辐射图型生成过程;阵系统输出信/噪比表达式;自适应多波束网络的构成。

一、引 言

自适应天线阵是天线工程理论中一门十分年轻、而又有着广阔发展前途的分支,而自适应成零则是自适应阵技术利用的主要之点^[1]。对于近代通信系统自适应成零的有效方法之一是最小均方(LMS)算法。它由 B. Widrow, J. M. McCool, P. E. Mantey, L. J. Griffiths 和 B. B. Goode 等作者提出,并进行了卓有成效的工作^[2-6]。当希望信号的波形在接收系统可估计时, LMS 算法是一种很有用的技术。这种算法已用于扩展频谱通信、卫星通信等近代通信系统中^[7-9]。

本文运用状态变量方法和阵信号处理方法,通过单位阵信号空间矢量,把 LMS 自适应算法扩展应用到自适应多波束三维阵课题。从阵辐射空间性质出发,着重分析了阵系统辐射图型、输出信/噪比与自适应权的基本关系。它包括:自适应三维阵系统输出辐射图型表达式;自适应瞬态过程中,阵辐射图型的生成;系统输出信/噪比公式;阵系统多波束网络的构成。

二、自适应三维阵的辐射图型表达式

1. 单位阵信号空间矢量 在 xyz 三维空间中,任意放置 N 个天线元,第 n 个元的位置坐标向量为 $\mathbf{r}_n(r_n, \theta_n, \phi_n)$;并且令第 n 元自身的归一化方向图型函数为 $\mathbf{g}_n(\theta, \phi)$,如图 1 所示。 $P(r, \theta, \phi)$ 为远场点,则 N 个天线元与远场点单位向量 $\hat{\mathbf{r}}(\theta, \phi)$ 构成如下关系集合:

* 1982年5月25日收到。

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1(\theta, \phi) e^{jk_0 \mathbf{r}_1(\theta, \phi) \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta, \phi)} \\ \mathbf{g}_2(\theta, \phi) e^{jk_0 \mathbf{r}_2(\theta, \phi) \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta, \phi)} \\ \vdots \\ \mathbf{g}_N(\theta, \phi) e^{jk_0 \mathbf{r}_N(\theta, \phi) \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta, \phi)} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中，“·”表示矢量的点积。此式称为三维阵单位信号空间矢量。它表明了阵辐射空间的几何性质，不仅在相控阵中，扫描波束或多波束特性都是与它直接发生关系而形成；而在 LMS 算法中，引导信号模拟实际信号方向也是依据它选定的。因此，它在工程上是一个十分重要的基本关系。

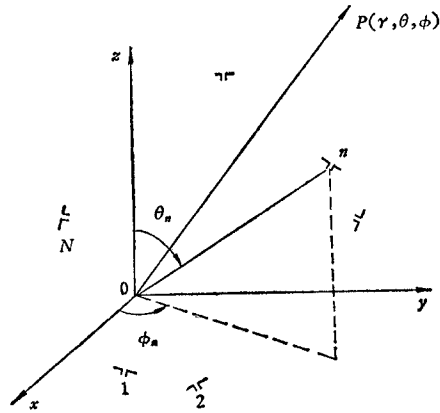


图 1 自适应三维阵几何
Fig. 1 Three-dimensional adaptive array geometry

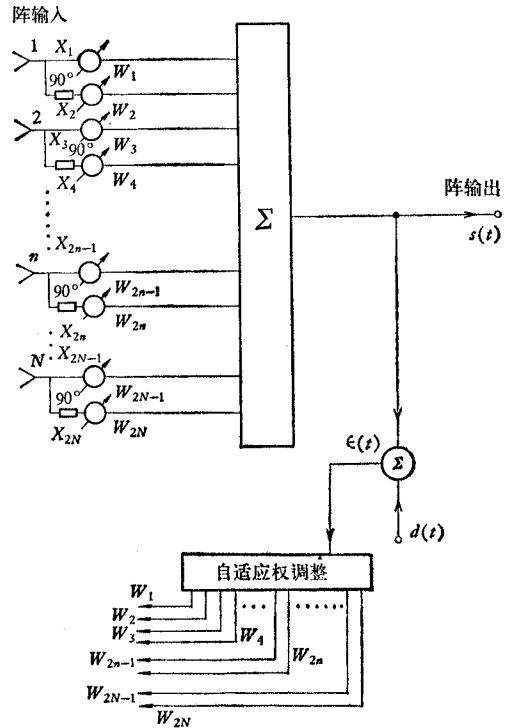


图 2 窄带自适应三维阵系统
Fig. 2 Three-dimensional adaptive array for narrowband signals

2. 窄带自适应三维阵辐射图型表达式 窄带自适应三维阵如图 2 所示。图中，1、2、...、N 天线元与图 1 所示天线元相对应。每个天线元分为两个分支构成正交通道，通过与引导信号之间在最小均方差意义上加权求和获得阵输出，则阵输出辐射图型函数 $F_{\mathbf{r}}(\theta, \phi, t)$ 为

$$F_{\mathbf{r}}(\theta, \phi, t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_n(\theta, \phi) e^{jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}} [W_{2n-1} + e^{j\omega \frac{T_0}{4}} W_{2n}], \quad (2)$$

式中， $[W_1, W_2, \dots, W_{2n-1}, W_{2n}]^t$ 为阵元加权列矢量，“ t ”为矩阵转置； T_0 表示信号中心频率的周期。

3. 宽带自适应三维阵辐射图型表达式 宽带自适应三维阵如图 3 所示。图中，1、2、...、N 对应于图 1 中的天线元，每个天线元等地通过抽头延迟线网络加权，与引导信号之间在最小均方差意义上求和，获得输出。阵输出辐射图型函数 $F_{\mathbf{r}}(\theta, \phi, t)$ 为

$$F_{\mathbf{R}}(\theta, \phi, t) = \sum_{n=1}^N \sum_{q=0}^Q \mathbf{g}_n(\theta, \phi) e^{jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}} W_{nq} e^{j(q\omega\delta)}, \quad (3)$$

式中, Q 表示每个元通道延迟数目, δ 表示每个延迟线的延时。

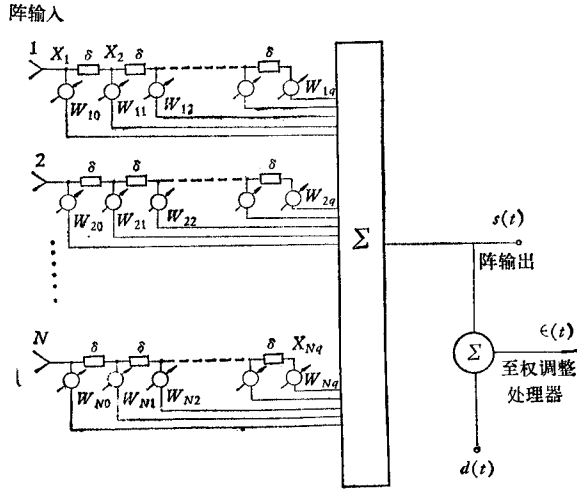


图3 宽带自适应三维阵系统

Fig. 3 Three-dimensional adaptive array configuration for broadband signals

三、自适应三维阵最佳权矢量的求解

为了统一分析窄带和宽带的情况,令一般自适应处理器的输入列矢量的元素为

$$X_p, p = 1, 2, \dots, P \begin{cases} \text{对于窄带 } P = 2N, \\ \text{对于宽带 } P = NQ. \end{cases}$$

$x_p, p = 1, 2, \dots, P$ 是时间的函数; $s(t)$ 、 $d(t)$ 以及 $\epsilon(t)$ 分别为阵系统的输出信号、内插引导信号和系统误差信号。它们分别为

$$s(t) = \mathbf{W}^t \mathbf{X}(t), \quad (4)$$

$$\epsilon(t) = d(t) - \mathbf{W}^t \mathbf{X}(t), \quad (5)$$

式中,

$$\mathbf{W} = [W_1, W_2, \dots, W_P]^t,$$

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_P(t)]^t,$$

角标“ t ”表示矩阵的转置。

对于数字系统,假设每个 $x_p(t)$ 以时间周期取样,取样间隔为 Δt ,令 $x_p(j)$ 表示在第 j 次的取样值,则上式变为

$$\left. \begin{aligned} S_j &= \mathbf{W}^t(j) \mathbf{X}(j), \\ \epsilon_j &= d(j) - \mathbf{W}^t(j) \mathbf{X}(j), \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中,

$$\mathbf{W}(j) = [W_1(j), W_2(j) \dots W_P(j)]^t,$$

$$\mathbf{X}(j) = [x_1(j) x_2(j) \dots x_P(j)]^t.$$

根据式(6),均方差 $E[\varepsilon^2(j)]$ 为

$$E[\varepsilon_j^2] = E[d_j^2] - 2\mathbf{P}'\mathbf{W}(j) + \mathbf{W}'(j)\mathbf{R}\mathbf{W}(j), \quad (7)$$

式中,“ E ”为期望算子,

$$\mathbf{P} = E[d_j\mathbf{X}_j], \quad (8)$$

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}_j\mathbf{X}_j']. \quad (9)$$

它们分别为希望响应信号 $d(j)$ 与系统输入信号矢量 $\mathbf{X}(j)$ 之间的互相关矢量和输入信号矢量之间互相关矩阵。式(7)表明,系统均方差 $E[\varepsilon_j^2]$ 是权的二次函数。根据多维矢量求导,则有

$$\frac{\partial E[\varepsilon_j^2]}{\partial \mathbf{W}} \triangleq \left[\frac{\partial E[\varepsilon_j^2]}{\partial W_1} \quad \frac{\partial E[\varepsilon_j^2]}{\partial W_2} \quad \dots \quad \frac{\partial E[\varepsilon_j^2]}{\partial W_p} \right] = -2\mathbf{P} + 2\mathbf{R}\mathbf{W}. \quad (10)$$

令式(10)为零,则最小均方差 $E[\varepsilon_j^2]_{\min}$ 及对应的最佳权矢量 \mathbf{W}_{opt} 分别为

$$E[\varepsilon_j^2]_{\min} = E[d_j^2] - \mathbf{W}_{opt}'\mathbf{P}, \quad (11)$$

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}. \quad (12)$$

将式(12)代入式(2)和式(3),则可得到在最小均方差意义上的阵输出辐射图型。

四、LMS 算法自适应三维阵在瞬态中辐射图型的生成过程

1. LMS 算法的迭代公式 LMS 算法是以最陡下降方法为基础的,因此权矢量的变化是沿着均方差 $E[\varepsilon_j^2]$ 的梯度矢量方向的,为了强制至 $E[\varepsilon_j^2]$ 超曲面的最小点,权矢量 \mathbf{W} 的时间变率与 $E[\varepsilon_j^2]$ 对权矢量 \mathbf{W} 的空间变率的负值成比例,则有如下关系:

$$\mathbf{W}_{i+1} = \mathbf{W}_i + k_s \bar{\nabla}_j, \quad (13)$$

式中, $\bar{\nabla}_j$ 表示 $\bar{\varepsilon}^2$ 关于 \mathbf{W} 的估计梯度矢量。根据式(6), $\bar{\nabla}_j$ 为

$$\bar{\nabla}_j = -2\varepsilon_j\mathbf{X}_j. \quad (14)$$

将式(14)代入式(13),

$$\mathbf{W}_{i+1} = \mathbf{W}_i - 2k_s\varepsilon_j\mathbf{X}_j. \quad (15)$$

用式(15)权的迭代关系可直接构成自适应权的调整系统。可用初始权矢量 $\mathbf{W}(0)$ 和 \mathbf{R} 、 \mathbf{P} 参量表示权的迭代关系为

$$E[\mathbf{W}(j+1)] = [\mathbf{I} + 2k_s\mathbf{R}]^{j+1}\mathbf{W}(0) - 2k_s \sum_{i=0}^j [\mathbf{I} + 2k_s\mathbf{R}]^i\mathbf{P}, \quad (16)$$

式中, \mathbf{I} 为单位矩阵,式(16)称为自适应权矢量 \mathbf{W} 的迭代公式,它是LMS自适应系统数字形式实现的基础。

2. 输入信号矢量互相关矩阵 \mathbf{R} 的性质与迭代过程 由于输入信号矢量互相关矩阵 \mathbf{R} 是对称并且是正定的*,则它可表示为^[8]

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{Q}', \quad (17)$$

* 由于天线阵及所有单元所收信号的时空关系,决定 \mathbf{R} 是正定的。

式中, \mathbf{Q} 是 \mathbf{R} 的正交模态矩阵, 它的列由 \mathbf{R} 的特征矢量构成; \mathbf{A} 是由 \mathbf{R} 的特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_p$ 组成的对角矩阵

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & \\ & \lambda_2 & & \\ & & \dots & \\ & & & \lambda_p \end{bmatrix}.$$

将式(17)代入式(16), 则得

$$E[\mathbf{W}(j+1)] = \{\mathbf{Q}[\mathbf{I} + 2k_s \mathbf{A}]^{j+1} \mathbf{Q}^T\} \mathbf{W}(0) - 2k_s \mathbf{Q} \sum_{i=0}^j [\mathbf{I} + 2k_s \mathbf{A}]^i \mathbf{Q}^T \mathbf{P}. \quad (18)$$

不难看出, 展开式(18)的矢量形式, 之中第 p 个自适应通道, 随着迭代过程, 是 $(1 + 2k_s \lambda_p)$ 的等比级数序列. 在数学意义上, 令公比为

$$(1 + 2k_s \lambda_p) = e^{-\frac{1}{\tau_p}}.$$

将它展开, 假定 $\tau_p \gg 1$, 取一次近似是足够精确的, 求得时间常数 τ_p 为

$$\tau_p = \frac{1}{2(-k_s) \lambda_p}. \quad (19)$$

式(19)表明: 在系统输入信号 $x_p(t)$ 变化时, 经过迭代过程达到稳态解是通过时间常数 τ_p 的控制的过渡过程, 它由输入信号互相关矩阵的特征值的大小和对 k_s 的选取而定. 因为均方差 $E[e_j^2]$ 是权的二次函数, 均方差的时间常数 τ_{mes} 为

$$\tau_{mes} = \frac{1}{4(-k_s) \lambda_p}. \quad (20)$$

根据式(16)的迭代公式可求出从初始状态到稳态过程中的各阶段的权函数 $\mathbf{W}(j+1)$, 代入式(2)和式(3), 可分别求出对应各阶段的生成的阵输出辐射图型函数 $F\{\theta, \phi, (j+1)\}$. 在这过程中, 在由引导信号的希望信号方向上保持相对值为1的灵敏度, 而在定向干扰方向的灵敏度迅速下降, 当在经过自适应瞬态消失后, 在定向干扰方向形成深度零点或沟槽. 在最小均方差 $E[e_j^2]_{\min}$ 的意义上, 在主波束的副瓣区出现多重定向干扰的情况下, 形成多重零点, 干扰愈强, 形成的零点愈深.

3. 系统均方差 $E[e_j^2]$ 的影响因素 系统均方差 $E[e_j^2]$ 是 LMS 自适应算法的主要性能指标, 它反映 LMS 自适应技术抵消干扰噪声程度的物理量.

根据式(18), 当 $j \rightarrow \infty$ 时, 在数学上可以证明^[2]

$$\lim_{j \rightarrow \infty} [\mathbf{W}(j+1)] = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P}, \quad (21)$$

并表明

$$\lim_{j \rightarrow \infty} E[e_j^2] = E[e^2]_{\min}. \quad (22)$$

但是实际使用 LMS 算法时, 由于梯度噪声的存在, 使得均方差的期望电平大于由式(11)最佳权矢量所得到的 $E[e_j^2]_{\min}$ 值, 它们之间的差值引出了超量均方差与 $E[e_j^2]_{\min}$ 之比的百分比, 即“失调”的定义

$$M = \frac{E[e_j^2] - E[e_j^2]_{\min}}{E[e_j^2]_{\min}}. \quad (23)$$

下面根据上式定义来研究,如何使得真正得到的 $E[\epsilon_j^2]$ 稳态解更加接近最佳解 $E[\epsilon_j^2]_{\min}$ 的问题.

将式(11)、(12)代入式(7)^[3]

$$E[\epsilon_j^2] = E[\epsilon_j^2]_{\min} + (\mathbf{W}_j - \mathbf{W}_{opt})^t \mathbf{R} (\mathbf{W}_j - \mathbf{W}_{opt}). \quad (24)$$

并定义 \mathbf{V}_j 为 \mathbf{W}_j 与 \mathbf{W}_{opt} 之差

$$\mathbf{V}_j \triangleq (\mathbf{W}_j - \mathbf{W}_{opt}),$$

则式(24)变为

$$E[\epsilon_j^2] = E[\epsilon_j^2]_{\min} + \mathbf{V}_j^t \mathbf{R} \mathbf{V}_j. \quad (25)$$

对 \mathbf{V}_j 作正交变换

$$\mathbf{V}_j \triangleq \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{V}'_j \text{ 或 } \mathbf{V}_j = \mathbf{Q} \mathbf{V}'_j,$$

并应用 $\mathbf{R} = \mathbf{Q}^t \mathbf{A} \mathbf{Q}$ 的关系,则有

$$E[\epsilon_j^2] = E[\epsilon_j^2]_{\min} + \mathbf{V}'_j{}^t \mathbf{A} \mathbf{V}'_j. \quad (26)$$

根据式(26),则得到超量平均方差表达式 e_{mes}

$$e_{mes} = \mathbf{V}'_j{}^t \mathbf{A} \mathbf{V}'_j. \quad (27)$$

取期望值得

$$E[\mathbf{V}'_j{}^t \mathbf{A} \mathbf{V}'_j] = \sum_{p=1}^P \lambda_p E[(v'_{pj})^2], \quad (28)$$

式中 v'_{pj} 是矢量 \mathbf{V}'_j 中的第 p 个元素. 自适应瞬态消失, $E[\mathbf{V}'_j] = 0$, 则有

$$\mathbf{C}_{ov}[\mathbf{V}'_j] = (-k_s) E[\epsilon_j^2]_{\min} \mathbf{I}, \quad (29)$$

式中, \mathbf{C}_{ov} 表示协方差; \mathbf{I} 表示单位矩阵. 展开式(29), 则有

$$E[(v'_{pj})^2] = (-k_s) E[\epsilon_j^2]_{\min}, \quad \forall p. \quad (30)$$

将式(30)代入式(28),产生的平均方差超量 e_{mes}

$$E[\mathbf{V}'_j{}^t \mathbf{A} \mathbf{V}'_j] = (-k_s) E[\epsilon_j^2]_{\min} \sum_{p=1}^P \lambda_p. \quad (31)$$

根据式(31)、(19)、(20),则失调 M 为

$$M = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^P \frac{1}{\tau_p}. \quad (32)$$

式(32)表明:失调 M 由调整权的时间常数 τ_p 而定,如果每个自适应环路时间常数都相等,则式(32)变为

$$M = \frac{P}{4\tau_{mes}}. \quad (33)$$

它表明失调 M 与权的总数 P 成正比,与时间常数 τ_{mes} 成反比. 因为自适应瞬态解决时间约为 4 倍的时间常数. 因此,式(33)可作为失调 M 近似工程估计公式. 在应用中,选择权的总数 P , 适宜的收敛率和稳定性的常数 k_s , 以满足实际需要.

4. 阵辐射图型迭代生成表达式 根据上述分析,分别将式(16)代入式(2)和式(3),则得到对应的窄带和宽带三维自适应阵辐射图型迭代生成表达式为

$$F_n \left(\theta, \phi, \frac{t}{\Delta t} = j + 1 \right) = \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_n(\theta, \phi) e^{jk_0 \tau_n \cdot \hat{r}}$$

$$\times [W_{2n-1}(j+1) + e^{j\omega\frac{T_0}{4}} W_{2n}(j+1)], \quad (34)$$

$$F_{\mathbf{x}}\left(\theta, \phi, \frac{t}{\Delta t} = j+1\right) = \sum_{n=1}^N \sum_{q=0}^Q \mathbf{g}_n(\theta, \phi) e^{jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}} W_{nq}(j+1) e^{jq\omega\delta}, \quad (35)$$

式中, Δt 为自适应阵输入信号取样时间间隔. 不难看出, 通过式 (34)、(35) 可绘出自适应各阶段的辐射图型; 当 $j \rightarrow \infty$ 时, 则得到辐射图型的稳态解. 因此, 式 (34)、(35) 反映了阵辐射图型的生成过程.

五、三维自适应阵与对应的常规阵信号/(干扰+噪声)比的计算公式

在此, 我们为了说明自适应的机理, 而引入了 LMS 算法自适应主波束的概念. 当仅存在天线元噪声和有用信号而没有定向干扰的情况下, 自适应形成的阵权矢量为 $W_{(q)}$, 将 $W_{(q)}$ 代入式 (2)、(3) 中形成的波束, 称为自适应阵的主波束, 用 $F_{(q)}(\theta, \phi)$ 表示, 对应有用信号方向 (θ_0, ϕ_0) 形成主瓣. LMS 算法自适应阵天线系统, 对于出现主波束副瓣区, 即不同于有用信号方向的干扰抵消是十分有效的. 下面我们给出三维自适应阵与对应常规阵信号/(干扰+噪声)比的计算公式.

令有用信号 S 在 (θ_0, ϕ_0) 方向, 以平面波的形式入射到阵上, 其均方根向量为, $\bar{\mathbf{U}}_s = [\bar{U}_s^r, \bar{U}_s^\phi]^T$, U_s^r 、 U_s^ϕ 分别表示天线阵球面坐标 $\hat{\theta}$ 、 $\hat{\phi}$ 的场分量. 假定有 I 个干扰出现, 其均方根向量为 $\bar{\mathbf{J}}_i = [\bar{J}_i^r, \bar{J}_i^\phi]^T$, 来波方向为 (θ_i, ϕ_i) , $i = 1, 2, \dots, I$, \bar{J}_i^r 、 \bar{J}_i^ϕ 表示第 i 个干扰的 $\hat{\theta}$ 、 $\hat{\phi}$ 方向的分量. 令每个天线元的噪声电压的均方根值为 \bar{n}_{on} , $n = 1, 2, \dots, N$.

根据三维阵的辐射空间的基本关系及式 (34)、(35), 则窄带自适应三维阵输出信/噪比为

$$\begin{aligned} (S/N)_{\mathbf{x}}^{(a) \text{ out}} = & \left\{ \left| c \sum_{n=1}^N \langle \bar{\mathbf{U}}_s, \mathbf{g}_n(\theta_0, \phi_0) \rangle e^{jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta_0, \phi_0)} [W_{(2n-1)}(j+1) \right. \right. \\ & \left. \left. + W_{2n}(j+1) e^{j\omega\frac{T_0}{4}}] \right| \right\} / \left\{ \left| \sum_{i=1}^I c \right. \right. \\ & \times \sum_{n=1}^N \langle \bar{\mathbf{J}}_i, \mathbf{g}_n(\theta_i, \phi_i) \rangle e^{jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta_i, \phi_i)} [W_{(2n-1)}(j+1) \\ & \left. \left. + W_{2n}(j+1) e^{j\omega\frac{T_0}{4}}] \right| \right\} \\ & + \left\{ \left| \sum_{n=1}^N \bar{n}_{on} [W_{(2n-1)}(j+1) + W_{2n}(j+1) e^{j\omega\frac{T_0}{4}}] \right| \right\} \quad (36) \end{aligned}$$

宽带自适应三维阵输出信/噪比为

$$\begin{aligned} (S/N)_{\mathbf{x}}^{(a) \text{ out}} = & \left\{ \left| c \sum_{n=1}^N \sum_{q=0}^Q \langle \bar{\mathbf{U}}_s, \mathbf{g}_n(\theta_0, \phi_0) \rangle e^{jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta_0, \phi_0)} \times W_{nq}(j+1) e^{jq\omega\delta} \right| \right\} / \\ & \left\{ \left| \sum_{i=1}^I c \left[\sum_{n=1}^N \sum_{q=0}^Q \langle \bar{\mathbf{J}}_i, \mathbf{g}_n(\theta_i, \phi_i) \rangle \times e^{jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta_i, \phi_i)} W_{nq}(j+1) e^{jq\omega\delta} \right] \right| \right\} \end{aligned}$$

$$+ \left\{ \left| \sum_{n=1}^N \bar{n}_{on} \times \sum_{q=0}^q W_{nq}(j+1) e^{jq\omega\delta} \right| \right\} \quad (37)$$

式(36)、式(37)中,注角^(a)表示自适应; \langle, \rangle 表示两个矢量的点积,内部具体量的关系表示天线极化的性质; c 是常数由传播介质、阵元参量而定。

假定在有用信号方向 (θ_0, ϕ_0) 上,应用同相定向条件形成波束,则常规三维阵的输出信/噪比为:

$$\begin{aligned} (S/N)_{\text{常规}} = & \left| c \sum_{n=1}^N \langle \bar{\mathbf{U}}_s, \mathbf{g}_n(\theta_0, \phi_0) \rangle \right| / \left\{ \left| c \sum_{n=1}^N \langle \bar{\mathbf{J}}_i, \mathbf{g}_n(\theta_i, \phi_i) \rangle \right. \right. \\ & \left. \left. \times e^{jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta_i, \phi_i)} - \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta_0, \phi_0) \right| \right\} \\ & + \left\{ \left| \sum_{n=1}^n \bar{n}_{on} e^{jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \hat{\mathbf{r}}(\theta_0, \phi_0)} \right| \right\} \quad (38) \end{aligned}$$

式(36)、(37)表明:它们揭示了三维自适应阵输出信/噪比的瞬态过程,根据它们可进行阵系统输出信/噪比的数值计算,并且当 $j+1 \rightarrow \infty$ 时,可得到稳态解信/噪比的关系。

六、三维自适应阵天线多波束网络的构成

本节主要研究自适应阵空间如何复用问题,即一付天线同时可接收许多不同方向来的有用信号,而对每一有用信号都实现自适应接收的方式。因为大量的通信系统属于接收窄带信号的情况。因此,本节集中研究窄带自适应阵的多波束网络构成问题。

LMS 自适应天线阵系统中,希望信号 $d(t)$ 的响应是由引导信号提供的。因此,要求引导信号在频谱特性和来波方向要与有用信号相同(实际上,它为有用信号参量的估值)。在有用信号来波方向方面,由于引导信号的作用,使得自适应阵系统产生的权矢量 \mathbf{W} ,而形成指向有用信号的主波束。这样,就要求引导信号通过模拟有用信号方向的网络,构成系统输入引导信号矢量 $\mathbf{X}_d(t)$ 。

根据式(1),如果有用信号的方向为 $\hat{\mathbf{r}}(\theta_0, \phi_0)$ 的话,则对应阵元“激励”的一组相移关系为

$$e^{j\delta_n} = e^{-jk_0 \langle \mathbf{r}_n, \hat{\mathbf{r}}(\theta_0, \phi_0) \rangle}, \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (39)$$

用引导信号 $d(t)$ 通过这组相移,即

$$\mathbf{X}_d(t) = d(t) \mathbf{S}^*(\theta_0, \phi_0)$$

输入给自适应处理器。式中, \langle, \rangle 表示矢量的点积; \mathbf{S}^* 表示 \mathbf{S} 的复共轭。在每个阵元的输入端,引导信号 $d(t)$ 通过这组相移实现了引导模拟有用信号方向的性质,这组相移器装置构成了 $\hat{\mathbf{r}}(\theta_0, \phi_0)$ 方向的引导网络。

如果同时要求一个自适应阵系统接收许多方向的有效信号的话,它们的来波方向为 $\hat{\mathbf{r}}(\theta_{om}, \phi_{om})$, $m = 1, 2, \dots, M$, M 为同时接收有用信号的总数,则对应阵元“激励” M 个组的相移关系为

$$e^{j\delta_{nm}} = e^{-jk_0 \langle \mathbf{r}_n, \hat{\mathbf{r}}(\theta_{om}, \phi_{om}) \rangle}, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (40)$$

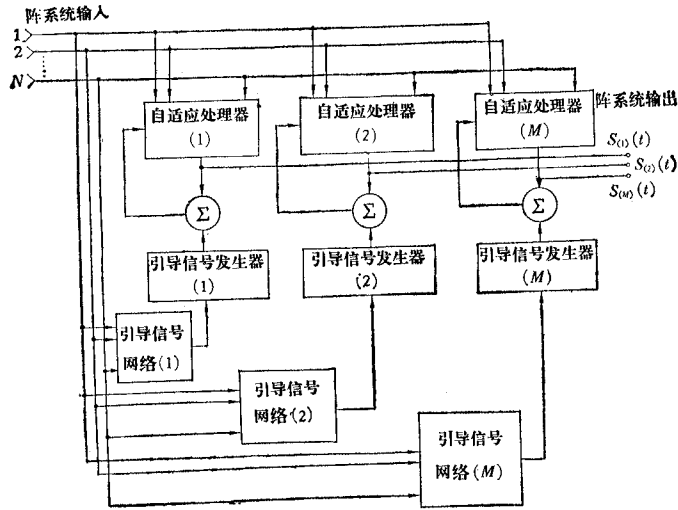


图 4 自适应多波束网络的构成

Fig. 4 Configuration for adaptive multi-beam networks

根据式 (40), 构成 M 组引导网络, 而在 M 个有用信号方向同时形成 M 个波束的多波束自适应天线阵系统(如图 4 所示). 还有一点要说明的, 如果引导网络以传输线型构成, 将适应于较宽工作频段工作.

最后, 我们指出, 根据式 (34) — (37), 引导网络及干扰信号方向模拟网络, 用数值方法可进行自适应阵系统工程计算和计算机模拟.

在本项研究工作过程中, 得到了中国科学院电子学研究所吕保维教授和西南交通大学任朗教授的热情支持和指导, 并得到国家气象局岳川、刘泽、梁孟铎等同志给予的热情支持, 和空间技术研究院王爵骥同志、邮电部设计院李昌猷、张端权等同志多方面的帮助, 在此一并表示衷心感谢.

参 考 文 献

- [1] W. F. Gabriel, Proc. IEEE, **64**(1976), 239.
- [2] B. Widrow et al., Proc. IEEE, **55**(1967), 2143.
- [3] B. Widrow et al., Proc. IEEE, **64**(1976), 1151.
- [4] B. Widrow et al., Proc. IEEE **63**(1975), 1692.
- [5] B. Widrow et al., IEEE Trans. on AP, **AP-24** (1976), 615.
- [6] J. M. McCool and B. Widrow, IEE Conference Publication Number **144**(1976), p. 84.
- [7] R. T. Compton, Jr, Proc. IEEE, **66**(1978), 289.
- [8] L. J. Ricardi, AD-AO32, 340(1976).
- [9] C. C. Allen et al., N76-30447(1976).

THREE-DIMENSIONAL MULTI-BEAM ADAPTIVE ARRAYS

Liu Zhen wei

(Institute of Spacraft System Engineering, The Chinese Academy of Space Technology)

The multi-beam antenna systems become increasingly important in modern communications, so in this paper, according to the properties of array radiation space, the LMS adaptive techniques are generalized for multi-beam antenna systems. And the following theoretical aspects of the said arrays are discussed: the radiation pattern of three-dimensional adaptive arrays, the evolution of radiation pattern of the adaptive arrays, the signal-to-noise ratio of the array system output, and the structure of the adaptive multi-beam networks.

征 文 启 事

中国电子学会电子线路与系统专业学会拟于 1984 年二季度召开第五届年会
征文内容如下:

- 电路与系统理论
- 计算机辅助电路设计
- 固体电路
- 数字信号处理
- 非线性电路与系统
- 故障分析
- 大规模集成电路设计与应用
- 有源滤波器
- 数字滤波器
- 微波网络
- 图论及其应用
- 自动设计
- 分布网络
- 开关电容网络

征文时间

来稿全文请于 1983 年 12 月底前寄往北京中关村中国科学院电子学研究所卢国铭同志收(请挂号邮寄)。

论文请注明作者姓名、职称及详细通信地址,以便联系。

会议具体时间和地点另行通知。

中国电子学会
线路与系统学会

1983年 5 月