



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102195701 A

(43) 申请公布日 2011. 09. 21

(21) 申请号 201110029925. 5

G01S 3/12(2006. 01)

(22) 申请日 2011. 01. 27

(71) 申请人 哈尔滨工业大学

地址 150001 黑龙江省哈尔滨市南岗区西大直街 92 号

(72) 发明人 胡航 邱朝阳 倪书全 苏宏艳  
李绍滨 朱淮诚 董晔 刘伟会

(74) 专利代理机构 哈尔滨市松花江专利商标事  
务所 23109

代理人 张果瑞

(51) Int. Cl.

H04B 7/08(2006. 01)

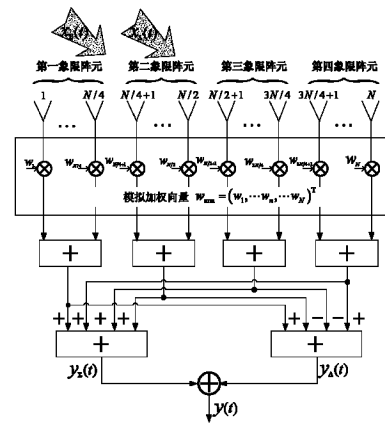
权利要求书 4 页 说明书 10 页 附图 3 页

(54) 发明名称

只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法

(57) 摘要

只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法,属于阵列天线与阵列处理领域,本发明为解决现有的只用一种模拟加权来同时抑制和、差波束旁瓣的方法存在不适用于平面阵、并且旁瓣抑制效果不理想的问题。本发明将 N 个阵元均分成四个象限,采用基于线性约束最小方差准则的最优自适应方法对假想干扰进行抑制,按公式  $w_{ana} = \mu R^{-1} a(\theta_0, \varphi_0)$  计算出模拟加权向量,根据所述的模拟加权向量  $w_{ana}$  对每个阵元的输出进行加权,完成对平面相控阵和波束与差波束旁瓣的抑制;为了使效果更理想,提供第二技术方案为:进一步增加数字加权处理,和波束的子阵级加权向量:  $w_{dig\_ \Sigma} = (T_{\Sigma}^H T_{\Sigma})^{-1} T_{\Sigma}^H w_{Tay}$ , 差波束的子阵级加权向量:  $w_{dig\_ \Delta} = (T_{\Delta}^H T_{\Delta})^{-1} T_{\Delta}^H w_{Bay}$ 。



1. 只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法,其特征在于:

对于由N个阵元组成的平面相控阵,各阵元设置在xoy平面的矩形网格上,包括 $N_x \times N_y = N$ 个阵元,并且在x方向和y方向均为等间距分布,用 $(\theta, \varphi)$ 表示仰角和方位角,阵列波束指向为 $(\theta_0, \varphi_0)$ ,第1个阵元位于坐标原点为参考阵元,第n个阵元的坐标为 $(x_n, y_n)$ ,其中 $n = 1, \dots, N$ ,所述N为4的倍数;

将所述平面相控阵列等分为四个象限,设定第一象限中的各阵元序号依次为 $1 \leq n \leq \frac{N}{4}$ ,第二象限中的各阵元序号依次为 $\frac{N}{4} + 1 \leq n \leq \frac{N}{2}$ ,第三象限中的各阵元序号依次为 $\frac{N}{2} + 1 \leq n \leq \frac{3}{4}N$ ,第四象限中的各阵元序号依次为 $\frac{3}{4}N + 1 \leq n \leq N$ ,

对每个阵元均只采用一种模拟加权,并利用该模拟加权同时构造出阵列的和通道与差通道,所述模拟加权向量表示为 $\mathbf{w}_{ana} = (w_1, \dots, w_n, \dots, w_N)^T$ ,其中 $w_n$ 为第n个阵元上的加权值;

和波束的旁瓣区域的假想干扰为 $x_\Sigma(t)$ ,和通道的输出为 $y_\Sigma(t)$ ;差波束的旁瓣区域的假想干扰为 $x_\Delta(t)$ ,差通道输出为 $y_\Delta(t)$ ;假想干扰在阵列总的输出为 $y(t) = y_\Sigma(t) + y_\Delta(t) = \mathbf{w}_\Sigma^T \mathbf{x}_\Sigma(t) + \mathbf{w}_\Delta^T \mathbf{x}_\Delta(t)$ ,其中: $\mathbf{w}_\Sigma$ 为和波束的模拟加权向量, $\mathbf{w}_\Delta$ 为差波束的模拟加权向量,且存在下述关系式:

$$\begin{cases} \mathbf{w}_\Sigma = \mathbf{w}_{ana} \\ \mathbf{w}_\Delta = \mathbf{J}_\Delta \mathbf{w}_{ana} \end{cases},$$

其中, $\mathbf{J}_\Delta = \text{diag}(\underbrace{\mathbf{q} \mathbf{p} \cdots \mathbf{q} \mathbf{p}}_{N_y/2}, \underbrace{\mathbf{p} \mathbf{q} \cdots \mathbf{p} \mathbf{q}}_{N_y/2})$ ,式中q为 $N_x/2$ 维的各元素值均为1的行向量,

p为 $N_x/2$ 维的各元素值均为-1的行向量,

所述只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法为计算模拟加权向量 $\mathbf{w}_{ana}$ ,并根据所述的模拟加权向量 $\mathbf{w}_{ana}$ 对每个阵元的输出进行加权,完成对平面相控阵和波束与差波束旁瓣的抑制。

2. 根据权利要求1所述的只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法,其特征在于,构造和通道的过程为:四个象限所有阵元的输出相加作为和通道的输出。

构造差通道的过程为:第一象限中所有阵元输出与第四象限中所有阵元输出相加,所述相加之和减去第二象限中所有阵元输出与第三个象限中所有阵元输出,进而构造成为一个差通道。

3. 根据权利要求1所述的只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法,其特征在于,模拟加权向量 $\mathbf{w}_{ana}$ 按下述公式获取:

$$\mathbf{w}_{ana} = \mu \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0),$$

其中:

$\mu$  为常数;

$\mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0)$ 为期待信号方向的导向向量,波束指向与期待信号方向相同,且:

$$\mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) = [\varphi_1(\theta_0, \varphi_0), \dots, \varphi_n(\theta_0, \varphi_0), \dots, \varphi_N(\theta_0, \varphi_0)]^T,$$

其中： $\varphi_n(\theta_0, \varphi_0) = \exp\{-j2\pi[x_n \cos \theta_0 \sin \varphi_0 + y_n \sin \theta_0 \sin \varphi_0]/\lambda\}$ ；

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{x_\Sigma} + \mathbf{J}_\Delta \mathbf{R}_{x_\Delta} \mathbf{J}_\Delta,$$

其中： $\mathbf{R}_{x_\Sigma}$ 为和波束的旁瓣区域的假想干扰  $x_\Sigma(t)$  的协方差矩阵，

且  $\mathbf{R}_{x_\Sigma} = (r_{ik_\Sigma})_{i=1, \dots, N; k=1, \dots, N}$ ，式中  $r_{ik_\Sigma}$  为协方差矩阵  $\mathbf{R}_{x_\Sigma}$  的第  $i$  行第  $k$  列元素，

$1 \leq i \leq N, 1 \leq k \leq N$ ， $r_{ik_\Sigma}$  由下式获取：

$$r_{ik_\Sigma} = \begin{cases} \pi(1 - R_\Sigma^2)(\sigma_{l_\Sigma})^2 + \sigma_n^2 & , i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_\Sigma l_\Sigma)(\sigma_{l_\Sigma})^2 & , i \neq k \end{cases}$$

式中  $u_0 = \sin \theta_0 \sin \varphi_0$ ， $v_0 = \sin \theta_0 \cos \varphi_0$ ， $(\sigma_{l_\Sigma})^2$  为和波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Sigma(t)$  的功率， $R_\Sigma$  为和波束主瓣的半径， $\sigma_n^2$  为阵元噪声功率，

$$\begin{cases} l_0 = J_1(c_{ik})/c_{ik} \\ l_\Sigma = J_1(c_{ik} R_\Sigma)/c_{ik} \\ l_\Delta = J_1(c_{ik} R_\Delta)/c_{ik} \end{cases},$$

式中： $J_1(\cdot)$  表示第 1 类 1 阶 Bessel 函数，

$$c_{ik} = 2\pi\sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2}/\lambda,$$

$\mathbf{R}_{x_\Delta}$  为差波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的协方差矩阵，

且  $\mathbf{R}_{x_\Delta} = (r_{ik_\Delta})_{i=1, \dots, N; k=1, \dots, N}$ ，式中  $r_{ik_\Delta}$  为协方差矩阵  $\mathbf{R}_{x_\Delta}$  的第  $i$  行第  $k$  列元素， $r_{ik_\Delta}$  由

下式获取：

$$r_{ik_\Delta} = \begin{cases} \pi(1 - R_\Delta^2)(\sigma_{l_\Delta})^2 + \sigma_n^2 & , i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_\Delta l_\Delta)(\sigma_{l_\Delta})^2 & , i \neq k \end{cases}$$

式中， $(\sigma_{l_\Delta})^2$  为差波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的功率， $R_\Delta$  为差波束主瓣的半径。

4. 根据权利要求 1 所述的只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法，其特征在于：

对于由  $N$  个阵元组成的平面相控阵，各阵元设置在  $xoy$  平面的矩形网格上，包括  $N_x \times N_y = N$  个阵元，并且在  $x$  方向和  $y$  方向均为等间距分布，用  $(\theta, \varphi)$  表示仰角和方位角，阵列波束指向为  $(\theta_0, \varphi_0)$ ，第 1 个阵元位于坐标原点为参考阵元，第  $n$  个阵元的坐标为  $(x_n, y_n)$ ，其中  $n = 1, \dots, N$ ，所述  $N$  为 4 的倍数；

将所述平面相控阵列等分为四个象限，设定第一象限中的各阵元序号依次为  $1 \leq n \leq \frac{N}{4}$ ，第二象限中的各阵元序号依次为  $\frac{N}{4} + 1 \leq n \leq \frac{N}{2}$ ，第三象限中的各阵元序号依次为

$\frac{N}{2}+1 \leq n \leq \frac{3}{4}N$ , 第四象限中的各阵元序号依次为  $\frac{3}{4}N+1 \leq n \leq N$ ,

对每个阵元只采用一种模拟加权, 所述模拟加权向量表示为  $w_{\text{ana}} = (w_1, \dots, w_n, \dots, w_N)^T$ , 其中  $w_n$  为第  $n$  个阵元上的加权值;

对所述  $N$  个阵元按  $L = L_x \times L_y$  划分为  $L$  个子阵, 且各子阵均为矩形阵, 所述  $L$  个子阵的输出进行 A/D 变换, 获得  $L$  个子阵的数字输出  $x_{\text{sub}_\Sigma}(t)$  为:

$$x_{\text{sub}_\Sigma}(t) = (T_\Sigma)^H x(t),$$

其中,  $T_\Sigma$  为和波束的子阵转换矩阵, 且  $T_\Sigma = W_\Sigma T_0$ ,

其中  $W_\Sigma = \text{diag}(w_{n_\Sigma})_{n=1, \dots, N}$ , 且  $w_{n_\Sigma} = w_n$ ;  $T_0$  为阵列的子阵形成矩阵, 且

$$T_0 = T_x \otimes T_y,$$

式中,  $\otimes$  表示 Kronecker 积,  $T_x$  为  $x$  方向的  $N_x \times L_x$  维子阵形成矩阵, 在其第  $L_x$  列的所有元素中, 只有与第  $l_x$  个子阵的阵元序号相对应的元素值为 1, 其余均为 0,  $l_x = 1, \dots, L_x$ ,  $T_y$  为  $y$  方向的  $N_y \times L_y$  维子阵形成矩阵, 只有与第  $l_y$  个子阵的阵元序号相对应的元素值为 1, 其余均为 0,  $l_y = 1, \dots, L_y$ ;

$x(t)$  为阵列的入射信号向量,

对所有子阵的数字输出分别进行两种加权, 包括和波束的数字加权及差波束的数字加权,

和波束的子阵级数字加权向量  $w_{\text{dig}_\Sigma}$  为:

$$w_{\text{dig}_\Sigma} = (T_\Sigma^H T_\Sigma)^{-1} T_\Sigma^H w_{\text{Tay}},$$

式中,  $w_{\text{Tay}}$  为  $N$  维阵元级 Taylor 加权向量,

差波束的子阵级加权向量  $w_{\text{dig}_\Delta}$  为:

$$w_{\text{dig}_\Delta} = (T_\Delta^H T_\Delta)^{-1} T_\Delta^H w_{\text{Bay}}$$

式中,  $w_{\text{Bay}}$  为  $N$  维阵元级 Bayliss 加权向量,  $T_\Delta$  为差波束的子阵转换矩阵, 且

$$T_\Delta = W_\Delta T_0$$

其中  $W_\Delta = \text{diag}(w_{n_\Delta})_{n=1, \dots, N}$ , 而  $w_{n_\Delta}$  为相应于第  $n$  个阵元的差波束加权值;

四个象限的所有经过和波束数字加权的子阵数字输出之和作为和通道的输出  $y_{\text{sub}_\Sigma}(t)$ :

$$y_{\text{sub}_\Sigma}(t) = (w_{\text{dig}_\Sigma})^H x_{\text{sub}_\Sigma}(t)$$

第一象限和第四象限的所有经过差波束数字加权的子阵数字输出之和减去第二象限和第三象限的所有经过差波束数字加权的子阵数字输出之和, 作为差通道的输出  $y_{\text{sub}_\Delta}(t)$ ,

$$y_{\text{sub}_\Delta}(t) = (w_{\text{dig}_\Delta})^H x_{\text{sub}_\Delta}(t)。$$

所述只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法为首先计算模拟加权向量  $w_{\text{ana}}$ , 并用模拟加权向量对各阵元的输出进行加权, 再进一步对子阵输出分别进行和波束的数字加权与差波束的数字加权, 以完成对平面相控阵和波束和差波束旁瓣的抑制。

5. 根据权利要求 4 所述的只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法, 其特征在于, 模拟加权向量  $w_{\text{ana}}$  按下述公式获取:

$$w_{\text{ana}} = \mu R^{-1} a(\theta_0, \varphi_0),$$

其中：

$\mu$  为常数；

$\mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0)$  为期待信号方向的导向向量，波束指向与期待信号方向相同，且：

$$\mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) = [\varphi_1(\theta_0, \varphi_0), \dots, \varphi_n(\theta_0, \varphi_0), \dots, \varphi_N(\theta_0, \varphi_0)]^T,$$

其中： $\varphi_n(\theta_0, \varphi_0) = \exp\{-j2\pi[x_n \cos\theta_0 \sin\varphi_0 + y_n \sin\theta_0 \sin\varphi_0]/\lambda\}$ ；

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{x_\Sigma} + \mathbf{J}_\Delta \mathbf{R}_{x_\Delta} \mathbf{J}_\Delta,$$

其中： $\mathbf{R}_{x_\Sigma}$  为和波束的旁瓣区域的假想干扰  $x_\Sigma(t)$  的协方差矩阵，

且  $\mathbf{R}_{x_\Sigma} = (r_{ik_\Sigma})_{i=1, \dots, N; k=1, \dots, N}$ ，式中  $r_{ik_\Sigma}$  为协方差矩阵  $\mathbf{R}_{x_\Sigma}$  的第  $i$  行第  $k$  列元素，

$1 \leq i \leq N, 1 \leq k \leq N$ ， $r_{ik_\Sigma}$  由下式获取：

$$r_{ik_\Sigma} = \begin{cases} \pi(1 - R_\Sigma^2)(\sigma_{I_\Sigma})^2 + \sigma_n^2 & , i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_\Sigma l_\Sigma)(\sigma_{I_\Sigma})^2 & , i \neq k \end{cases}$$

式中  $u_0 = \sin\theta_0 \sin\varphi_0$ ， $v_0 = \sin\theta_0 \cos\varphi_0$ ， $(\sigma_{I_\Sigma})^2$  为和波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Sigma(t)$  的功率， $R_\Sigma$  为和波束主瓣的半径， $\sigma_n^2$  为阵元噪声功率，

$$\begin{cases} l_0 = J_1(c_{ik})/c_{ik} \\ l_\Sigma = J_1(c_{ik} R_\Sigma)/c_{ik} \\ l_\Delta = J_1(c_{ik} R_\Delta)/c_{ik} \end{cases},$$

式中： $J_1()$  表示第 1 类 1 阶 Bessel 函数，

$$c_{ik} = 2\pi\sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2}/\lambda,$$

$\mathbf{R}_{x_\Delta}$  为差波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的协方差矩阵，

且  $\mathbf{R}_{x_\Delta} = (r_{ik_\Delta})_{i=1, \dots, N; k=1, \dots, N}$ ，式中  $r_{ik_\Delta}$  为协方差矩阵  $\mathbf{R}_{x_\Delta}$  的第  $i$  行第  $k$  列元素， $r_{ik_\Delta}$  由

下式获取：

$$r_{ik_\Delta} = \begin{cases} \pi(1 - R_\Delta^2)(\sigma_{I_\Delta})^2 + \sigma_n^2 & , i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_\Delta l_\Delta)(\sigma_{I_\Delta})^2 & , i \neq k \end{cases}$$

式中， $(\sigma_{I_\Delta})^2$  为差波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的功率， $R_\Delta$  为差波束主瓣的半径。

## 只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法,属于阵列天线与阵列处理领域。

### 背景技术

[0002] 阵列天线由多个按一定规则排列的天线构成。相控阵是一种十分重要的阵列天线形式,在通信、无线电测向、智能天线、地震勘探等领域具有重要应用。它通过移相器控制方向图的波束指向,与传统的机械扫描方法相比具有很大优势。它无需对天线进行机械旋转,大大提高了波束扫描速度,具有快速发现目标的优势;即使在多目标环境下,也可通过改变移相器快速跟踪多个目标。相控阵利用阵元之间的相位差进行测向,可通过增加阵列孔径得到窄波束,从而大大提高测向精度。

[0003] 在相控阵的每个阵元后接一个数字接收通道(包括混频、放大、滤波及 A/D 变换等)后,就得到数字阵列的相控阵。数字阵列的相控阵可采用阵列信号处理技术,使许多先进的阵列处理方法得以应用,从而使相控阵系统的性能得到很大提高。数字阵列的相控阵具有传统相控阵不可比拟的优越性,大大提高了相控阵系统的信息检测与处理性能。

[0004] 很多相控阵系统中阵元数都很多,常常达到数百至数千,此时若仍采用与阵元数同等数量的接收通道,在造价和运算能力上都将无法承受。为此通常采用子阵结构,将若干相邻阵元组合为一个子阵,在每个子阵后接一个接收通道并进行数字化,从而可大大降低阵列成本并减小信号处理的维数。

[0005] 然而,采用子阵结构后,无法得到每个阵元的数字化输出,只能得到每个子阵的数字化输出,因而常规的阵元级阵列处理方法不再适用,必须采用子阵级阵列处理方法。子阵级阵列处理与常规的阵元级阵列处理有显著不同,存在许多子阵级处理所要解决的特殊问题。

[0006] 电子系统中,抑制阵列方向图的旁瓣是一个基本和十分重要的问题。对于采用单脉冲技术的系统,需要同时形成和、差波束,并对和、差波束的旁瓣同时进行抑制。为此可在阵元上采用两种形式的模拟加权:抑制和波束旁瓣的 Taylor 加权及抑制差波束旁瓣的 Bayliss 加权。显然,对于包含有几百至几千个阵元的相控阵系统,这需要很高昂的成本。

[0007] 意大利的 A. Farina 等人于 2003 年提出一种只用一种模拟加权来同时抑制和、差波束旁瓣的方法。它只用一种模拟加权构造出和、差两个输出通道,并假设有干扰位于和、差波束的旁瓣区域,然后对其进行自适应抑制,并将最优自适应权向量作为模拟加权。但只采用这种模拟加权的旁瓣抑制效果并不理想,为此需要在子阵级进一步采用数字加权以改善旁瓣抑制效果。

[0008] 但上述方法存在两个缺陷:1. 其所给出的模拟加权的结果是错误的。因为其没有在旁瓣区域而是在主瓣区域设定假想的干扰,因而得到的模拟加权不可能具有旁瓣抑制效果。2. 该方法只是针对线阵提出,不适用于平面阵;而其求解模拟加权的表达式无法推广

到平面阵。由于实际的相控阵一般采用平面阵结构,因而上述方法无法用于实际系统。

### 发明内容

[0009] 本发明目的是为了解决现有的只用一种模拟加权来同时抑制和、差波束旁瓣的方法存在不适用于平面阵、并且旁瓣抑制效果不理想的问题,提供了一种只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法。

[0010] 本发明所述的只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法:

[0011] 对于由  $N$  个阵元组成的平面相控阵,各阵元设置在  $xoy$  平面的矩形网格上,包括  $N_x \times N_y = N$  个阵元,并且在  $x$  方向和  $y$  方向均为等间距分布,用  $(\theta, \varphi)$  表示仰角和方位角,阵列波束指向为  $(\theta_0, \varphi_0)$ ,第 1 个阵元位于坐标原点为参考阵元,第  $n$  个阵元的坐标为  $(x_n, y_n)$ ,其中  $n = 1, \dots, N$ ,所述  $N$  为 4 的倍数;

[0012] 将所述平面相控阵列等分为四个象限,设定第一象限中的各阵元序号依次为  $1 \leq n \leq \frac{N}{4}$ ,第二象限中的各阵元序号依次为  $\frac{N}{4} + 1 \leq n \leq \frac{N}{2}$ ,第三象限中的各阵元序号依次为  $\frac{N}{2} + 1 \leq n \leq \frac{3}{4}N$ ,第四象限中的各阵元序号依次为  $\frac{3}{4}N + 1 \leq n \leq N$ ,

[0013] 对每个阵元均采用一种模拟加权,并利用该模拟加权同时构造出阵列的和通道与差通道,所述模拟加权向量表示为  $w_{ana} = (w_1, \dots, w_n, \dots, w_N)^T$ ,其中  $w_n$  为第  $n$  个阵元上的加权值;

[0014] 和波束的旁瓣区域的假想干扰为  $x_\Sigma(t)$ ,和通道的输出为  $y_\Sigma(t)$ ;差波束的旁瓣区域的假想干扰为  $x_\Delta(t)$ ,差通道输出为  $y_\Delta(t)$ ;假想干扰在阵列总的输出为  $y(t) = y_\Sigma(t) + y_\Delta(t) = w_\Sigma^T x_\Sigma(t) + w_\Delta^T x_\Delta(t)$ ,其中:  $w_\Sigma$  为和波束的模拟加权向量,  $w_\Delta$  为差波束的模拟加权向量,且存在下述关系式:

$$[0015] \quad \begin{cases} w_\Sigma = w_{ana} \\ w_\Delta = J_\Delta w_{ana} \end{cases},$$

[0016] 其中,  $J_\Delta = \text{diag}(\underbrace{q \ p \ \dots \ q \ p}_{N_y/2}, \underbrace{p \ q \ \dots \ p \ q}_{N_y/2})$ ,式中  $q$  为  $N_x/2$  维的各元素值均为 1 的行向量,  $p$  为  $N_x/2$  维的各元素值均为 -1 的行向量,

[0017] 所述只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法为计算模拟加权向量  $w_{ana}$ ,并根据所述的模拟加权向量  $w_{ana}$  对每个阵元的输出进行加权,完成对平面相控阵和波束与差波束旁瓣的抑制。

[0018] 模拟加权向量  $w_{ana}$  按下述公式获取:

[0019]

$$w_{ana} = \mu R^{-1} a(\theta_0, \varphi_0),$$

[0020] 其中:

[0021]  $\mu$  为常数;

[0022]  $a(\theta_0, \varphi_0)$  为期待信号方向的导向向量,波束指向与期待信号方向相同,且:

[0023]

$$\mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) = [\varphi_1(\theta_0, \varphi_0), \dots, \varphi_n(\theta_0, \varphi_0), \dots, \varphi_N(\theta_0, \varphi_0)]^T,$$

[0024] 其中：

[0025]

$$\varphi_n(\theta_0, \varphi_0) = \exp\{-j2\pi[x_n \cos\theta_0 \sin\varphi_0 + y_n \sin\theta_0 \sin\varphi_0]/\lambda\};$$

$$[0026] \quad \mathbf{R} = \mathbf{R}_{x_\Sigma} + \mathbf{J}_\Delta \mathbf{R}_{x_\Delta} \mathbf{J}_\Delta,$$

[0027] 其中： $\mathbf{R}_{x_\Sigma}$ 为和波束的旁瓣区域的假想干扰  $x_\Sigma(t)$  的协方差矩阵，[0028] 且  $\mathbf{R}_{x_\Sigma} = (r_{ik_\Sigma})_{i=1, \dots, N; k=1, \dots, N}$ ，式中  $r_{ik_\Sigma}$  为协方差矩阵  $\mathbf{R}_{x_\Sigma}$  的第  $i$  行第  $k$  列元素，

$1 \leq i \leq N, 1 \leq k \leq N$ ， $r_{ik_\Sigma}$  由下式获取：

[0029]

$$r_{ik_\Sigma} = \begin{cases} \pi(1 - R_\Sigma^2)(\sigma_{I_\Sigma})^2 + \sigma_n^2 & , \quad i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_\Sigma l_\Sigma)(\sigma_{I_\Sigma})^2 & , \quad i \neq k \end{cases}$$

[0030] 式中  $u_0 = \sin\theta_0 \sin\varphi_0$ ， $v_0 = \sin\theta_0 \cos\varphi_0$ ， $(\sigma_{I_\Sigma})^2$  为和波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Sigma(t)$  的功率， $R_\Sigma$  为和波束主瓣的半径， $\sigma_n^2$  为阵元噪声功率，

$$[0031] \quad \begin{cases} l_0 = J_1(c_{ik})/c_{ik} \\ l_\Sigma = J_1(c_{ik} R_\Sigma)/c_{ik} \\ l_\Delta = J_1(c_{ik} R_\Delta)/c_{ik} \end{cases},$$

[0032] 式中： $J_1(\cdot)$  表示第 1 类 1 阶 Bessel 函数，

$$[0033] \quad c_{ik} = 2\pi\sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2}/\lambda,$$

[0034]  $\mathbf{R}_{x_\Delta}$  为差波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的协方差矩阵，[0035] 且  $\mathbf{R}_{x_\Delta} = (r_{ik_\Delta})_{i=1, \dots, N; k=1, \dots, N}$ ，式中  $r_{ik_\Delta}$  为协方差矩阵  $\mathbf{R}_{x_\Delta}$  的第  $i$  行第  $k$  列元素， $r_{ik_\Delta}$ 

$\Delta$  由下式获取：

[0036]

$$r_{ik_\Delta} = \begin{cases} \pi(1 - R_\Delta^2)(\sigma_{I_\Delta})^2 + \sigma_n^2 & , \quad i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_\Delta l_\Delta)(\sigma_{I_\Delta})^2 & , \quad i \neq k \end{cases}$$

[0037] 式中， $(\sigma_{I_\Delta})^2$  为差波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的功率， $R_\Delta$  为差波束主瓣的半径。

[0038] 本发明的优点：在平面相控阵中，为抑制和、差波束的旁瓣，通常需要采用两种模拟加权：即用于抑制和波束旁瓣的 Taylor 加权，及抑制差波束旁瓣的 Bayliss 加权。对于包含成千上万个阵元的大型相控阵系统来说，这需要很高的硬件成本。而本发明的方法只需使用一种模拟加权，可大大降低阵列的硬件成本与复杂度；相控阵中包含的阵元数越



多,这种优势就越明显。

[0039] 对于平面相控阵,本发明提出采用如下方法构造模拟加权的权值:首先将整个阵列等分为4个部分(四个象限),并只用一种模拟加权同时构造出和、差两个通道,再假设有干扰位于和、差波束的整个旁瓣区域内,然后对该虚假干扰进行最优自适应抑制,最后将最优自适应权作为模拟加权值。

[0040] 本发明为改善旁瓣抑制效果,在模拟加权的基础上,还在子阵级进一步采用数字加权,以在模拟和数字两种加权的共同作用下得到比较理想的旁瓣抑制效果。因而本发明充分利用了数字处理的灵活性。

[0041] 研究表明,对于 $30 \times 30$ 个全向阵元构成的平面阵,划分为 $10 \times 10$ 个子阵(各子阵均为 $3 \times 3$ 的矩形阵)。对于和、差通道,假想干扰的干噪比均设为30dB;采用本技术得到的和、差波束的旁瓣电平分别为-22.85dB及-16.04dB,与不加权相比,旁瓣分别抑制了11.91和8.39dB。

### 附图说明

[0042] 图1是分成四个象限的平面相控阵的示意图;

[0043] 图2是实施方式一和二所述方法原理图;

[0044] 图3是实施方式三所述方法原理图。

### 具体实施方式

[0045] 具体实施方式一:下面结合图1和图2说明本实施方式,本实施方式所述的只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法:

[0046] 对于由 $N$ 个阵元组成的平面相控阵,各阵元设置在 $xoy$ 平面的矩形网格上,包括 $N_x \times N_y = N$ 个阵元,并且在 $x$ 方向和 $y$ 方向均为等间距分布,用 $(\theta, \varphi)$ 表示仰角和方位角,阵列波束指向为 $(\theta_0, \varphi_0)$ ,第1个阵元位于坐标原点为参考阵元,第 $n$ 个阵元的坐标为 $(x_n, y_n)$ ,其中 $n = 1, \dots, N$ ,所述 $N$ 为4的倍数;

[0047] 将所述平面相控阵列等分为四个象限,设定第一象限中的各阵元序号依次为 $1 \leq n \leq \frac{N}{4}$ ,第二象限中的各阵元序号依次为 $\frac{N}{4} + 1 \leq n \leq \frac{N}{2}$ ,第三象限中的各阵元序号依次为 $\frac{N}{2} + 1 \leq n \leq \frac{3}{4}N$ ,第四象限中的各阵元序号依次为 $\frac{3}{4}N + 1 \leq n \leq N$ ,

[0048] 对每个阵元均只采用一种模拟加权,并利用该模拟加权同时构造出阵列的和通道与差通道,所述模拟加权向量表示为 $w_{ana} = (w_1, \dots, w_n, \dots, w_N)^T$ ,其中 $w_n$ 为第 $n$ 个阵元上的加权值;

[0049] 和波束的旁瓣区域的假想干扰为 $x_\Sigma(t)$ ,和通道的输出为 $y_\Sigma(t)$ ;差波束的旁瓣区域的假想干扰为 $x_\Delta(t)$ ,差通道输出为 $y_\Delta(t)$ ;假想干扰在阵列总的输出为 $y(t) = y_\Sigma(t) + y_\Delta(t) = w_\Sigma^T x_\Sigma(t) + w_\Delta^T x_\Delta(t)$ ,其中: $w_\Sigma$ 为和波束的模拟加权向量, $w_\Delta$ 为差波束的模拟加权向量,且存在下述关系式:

[0050]

$$\begin{cases} \mathbf{w}_\Sigma = \mathbf{w}_{\text{ana}} \\ \mathbf{w}_\Delta = \mathbf{J}_\Delta \mathbf{w}_{\text{ana}} \end{cases} \quad (1)$$

[0051] 其中

$$\mathbf{J}_\Delta = \text{diag}(\underbrace{\mathbf{q} \mathbf{p} \cdots \mathbf{q} \mathbf{p}}_{N_x/2} \quad \underbrace{\mathbf{p} \mathbf{q} \cdots \mathbf{p} \mathbf{q}}_{N_x/2}) \quad (2)$$

[0052] 式中  $\mathbf{q}$  为  $N_x/2$  维的各元素值均为 1 的行向量,  $\mathbf{p}$  为  $N_x/2$  维的各元素值均为 -1 的行向量,

[0053] 所述只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法为计算模拟加权向量  $\mathbf{w}_{\text{ana}}$ , 并根据所述的模拟加权向量  $\mathbf{w}_{\text{ana}}$  对每个阵元的输出进行加权, 完成对平面相控阵和波束与差波束旁瓣的抑制。

[0054] 其中: 构造和通道的过程为: 由四个象限所有阵元的输出构造出和通道, 且四个象限所有阵元的输出相加作为和通道的输出。

[0055] 构造差通道的过程为: 四个象限所有阵元的输出构造出差通道, 且第一象限中所有阵元输出与第四象限中所有阵元输出相加, 所述相加之和减去第二象限中所有阵元输出与第三个象限中所有阵元输出, 进而构造为差通道, 相减之差作为差通道的输出。

[0056] 具体实施方式二: 本实施方式对具体实施方式一进行进一步说明,  $\mathbf{w}_{\text{ana}}$  的作用是同时抑制和波束与差波束的旁瓣, 其取值应对和波束与差波束有最好的旁瓣抑制效果。为此, 为确定模拟加权  $\mathbf{w}_{\text{ana}}$ , 假设有干扰位于和波束与差波束的整个旁瓣区域, 对该干扰进行最优自适应滤波, 并将自适应权作为  $\mathbf{w}_{\text{ana}}$ 。然而, 这种模拟加权的旁瓣抑制效果并不是特别理想, 为此在子阵级还要进一步采用数字加权以改善旁瓣抑制效果。

[0057] 设假想的干扰  $x_\Sigma(t)$  和  $x_\Delta(t)$  分别由和波束与差波束的旁瓣区域入射到阵列上, 且其功率分别为  $(\sigma_{\perp\Sigma})^2$  和  $(\sigma_{\perp\Delta})^2$ ,  $R_\Sigma$  和  $R_\Delta$  分别为和波束与差波束主瓣的半径。设各阵元噪声为与假想干扰不相关的加性高斯白噪声, 且功率均为  $\sigma_n^2$ 。

[0058] 模拟加权向量  $\mathbf{w}_{\text{ana}}$  按下述公式获取:

[0059]

$$\mathbf{w}_{\text{ana}} = \mu \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) \quad (3)$$

[0060] 其中:

[0061]  $\mu$  为常数;

[0062]  $\mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0)$  为期待信号方向的导向向量, 波束指向与期待信号方向相同, 且:

[0063]

$$\mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) = [\varphi_1(\theta_0, \varphi_0), \cdots, \varphi_n(\theta_0, \varphi_0), \cdots, \varphi_N(\theta_0, \varphi_0)]^T \quad (4)$$

[0064] 其中:  $\varphi_n(\theta_0, \varphi_0) = \exp\{-j2\pi[x_n \cos\theta_0 \sin\varphi_0 + y_n \sin\theta_0 \sin\varphi_0]/\lambda\}$ ;

[0065]

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{x_\Sigma} + \mathbf{J}_\Delta \mathbf{R}_{x_\Delta} \mathbf{J}_\Delta \quad (5)$$

[0066] 其中:  $\mathbf{R}_{x_\Sigma}$  为和波束的旁瓣区域的假想干扰  $x_\Sigma$  的协方差矩阵,

[0067] 且  $\mathbf{R}_{x_\Sigma} = (r_{ik_\Sigma})_{i=1,\dots,N;k=1,\dots,N}$ ，式中  $r_{ik_\Sigma}$  为协方差矩阵  $\mathbf{R}_{x_\Sigma}$  第  $i$  行第  $k$  列元素， $1 \leq i \leq N, 1 \leq k \leq N$ ， $r_{ik_\Sigma}$  由下式获取：

[0068]

$$r_{ik_\Sigma} = \begin{cases} \pi(1-R_\Sigma^2)(\sigma_{I_\Sigma})^2 + \sigma_n^2 & , i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_\Sigma l_\Sigma)(\sigma_{I_\Sigma})^2 & , i \neq k \end{cases} \quad (6)$$

[0069] 式中  $u_0 = \sin\theta_0 \sin\varphi_0, v_0 = \sin\theta_0 \cos\varphi_0$ ， $(\sigma_{I_\Sigma})^2$  为和波束的旁瓣区域的假想干扰  $x_\Sigma(t)$  的功率， $R_\Sigma$  为和波束主瓣的半径， $\sigma_n^2$  为阵元噪声功率，各阵元噪声功率相同，且为与假想干扰不相关的加性高斯白噪声，

[0070]

$$\begin{cases} l_0 = J_1(c_{ik})/c_{ik} \\ l_\Sigma = J_1(c_{ik}R_\Sigma)/c_{ik} \\ l_\Delta = J_1(c_{ik}R_\Delta)/c_{ik} \end{cases} \quad (7)$$

[0071] 式中： $J_1()$  表示第 1 类 1 阶 Bessel 函数，

[0072]

$$c_{ik} = 2\pi\sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2} / \lambda \quad (8)$$

[0073]  $\mathbf{R}_{x_\Delta}$  为差波束的旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的协方差矩阵，

[0074] 且  $\mathbf{R}_{x_\Delta} = (r_{ik_\Delta})_{i=1,\dots,N;k=1,\dots,N}$ ，式中  $r_{ik_\Delta}$  为协方差矩阵  $\mathbf{R}_{x_\Delta}$  第  $i$  行第  $k$  列元素， $r_{ik_\Delta}$

$\Delta$  由下式获取：

[0075]

$$r_{ik_\Delta} = \begin{cases} \pi(1-R_\Delta^2)(\sigma_{I_\Delta})^2 + \sigma_n^2 & , i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_\Delta l_\Delta)(\sigma_{I_\Delta})^2 & , i \neq k \end{cases} \quad (9)$$

[0076]  $(\sigma_{I_\Delta})^2$  为差波束的旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的功率， $R_\Delta$  为差波束主瓣的半径。

[0077] 下面对模拟加权的推导过程进行详细论述。

[0078]  $w_{ana}$  的作用是同时抑制和波束与差波束的旁瓣，其取值应对和波束与差波束有最好的旁瓣抑制效果。为此，假设有干扰位于和波束与差波束的整个旁瓣区域，对该干扰进行最优自适应滤波，并将自适应权作为  $w_{ana}$ 。

[0079] 由图 2 得到阵列输出的总的假想干扰为：

$$[0080] \quad y(t) = y_\Sigma(t) + y_\Delta(t) = \mathbf{w}_\Sigma^T \mathbf{x}_\Sigma(t) + \mathbf{w}_\Delta^T \mathbf{x}_\Delta(t) \quad (10)$$

[0081] 考虑公式 (1) 的存在，则：

$$[0082] \quad y(t) = \mathbf{w}_{ana}^T (\mathbf{x}_\Sigma(t) + \mathbf{J}_\Delta \mathbf{x}_\Delta(t)) \quad (11)$$

[0083] 为使  $|y(t)|^2$  为最小，采用基于 LCMV (Linearly Constrained Minimum Variance,

线性约束最小方差) 准则的最优自适应方法对假想干扰进行抑制, 并得到公式 (3)。其中  $R$  为假想干扰  $x_{\Sigma}(t) + J_{\Delta} x_{\Delta}(t)$  的协方差矩阵, 由公式 (5) 决定, 而  $R_{x_{\Sigma}}$  和  $R_{x_{\Delta}}$  分别为  $x_{\Sigma}(t)$  和  $x_{\Delta}(t)$  的协方差矩阵。

[0084] 下面给出求解  $R$  的方法。令  $u = \sin \theta \sin \varphi, v = \sin \theta \cos \varphi$ , 记:

[0085]  $a_n(u, v) = \exp\{-j2\pi(x_n u + y_n v)/\lambda\}$ 。设假想干扰的空间分布为  $p(u, v)$ , 令

[0086]  $R = (r_{ik})_{i=1, \dots, N; k=1, \dots, N}$ , 则有:

[0087]

$$r_{ik} = \iint_D p(u, v) a_i(u, v) a_k^*(u, v) du dv \quad (12)$$

[0088] 其中  $D = \{(u, v) \in \square^2 | 0 \leq u^2 + v^2 \leq 1\}$ 。

[0089] 考虑干扰在空间均匀分布的情况。此时

[0090]

$$p(u, v) = \begin{cases} \sigma_1^2, & R^2 \leq (u-u_0)^2 + (v-v_0)^2 \leq 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (13)$$

[0091] 将式 (13) 代入式 (12), 得

[0092]

$$r_{ik} = \iint_{D_R} \sigma_1^2 a_i(u, v) a_k^*(u, v) du dv = \iint_{D_R} \sigma_1^2 e^{j2\pi[(x_k-x_i)u+(y_k-y_i)v]/\lambda} du dv \quad (14)$$

[0093] 式中  $D_R = \{(u, v) \in \square^2 | R^2 \leq (u-u_0)^2 + (v-v_0)^2 \leq 1\}$ 。

[0094] 令  $u-u_0 = r \cos \eta, v-v_0 = r \sin \eta$ , 则式 (12) 可写为

[0095]

$$r_{ik} = \sigma_1^2 \int_R^1 \left( r \int_0^{2\pi} e^{j2\pi[(x_k-x_i)u_0+(y_k-y_i)v_0]/\lambda} e^{j2\pi[(x_k-x_i)r\cos\eta+(y_k-y_i)r\sin\eta]/\lambda} d\eta \right) dr \quad (15)$$

[0096] 用  $I_0(\cdot)$  表示第 1 类修正的零阶 Bessel 函数,  $I_1(\cdot)$  表示第 1 类修正的 1 阶 Bessel 函数, 则有:

$$[0097] \int_0^{2\pi} e^{jx \cos y} dy = 2\pi I_0(jx)$$

[0098]

$$\int_0^x y I_0(y) dy = x I_1(x) \quad (16)$$

$$[0099] I_1(jx) = j J_1(x)$$

[0100] 由式 (15) 可得

$$[0101] r_{ik} = 2\pi \sigma_1^2 e^{j2\pi[(x_k-x_i)u_0+(y_k-y_i)v_0]/\lambda} \int_R^1 [r I_0(jrc_{ik})] dr$$

$$[0102] = 2\pi \sigma_1^2 e^{j2\pi[(x_k-x_i)u_0+(y_k-y_i)v_0]/\lambda} \left[ \int_0^1 r I_0(jrc_{ik}) dr - \int_0^R r I_0(jrc_{ik}) dr \right]$$

$$[0103] = 2\pi \sigma_1^2 e^{j2\pi[(x_k-x_i)u_0+(y_k-y_i)v_0]/\lambda} \left[ I_1(jc_{ik})/jc_{ik} - R I_1(jc_{ik}R)/jc_{ik} \right] \quad (17)$$

$$[0104] = 2\pi \sigma_1^2 e^{j2\pi[(x_k-x_i)u_0+(y_k-y_i)v_0]/\lambda} \left[ J_1(c_{ik})/c_{i,k} - R J_1(c_{ik}R)/c_{ik} \right]$$

[0105] 式中  $c_{ik} = 2\pi\sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2} / \lambda$ 。

[0106] 定义公式 (7), 则得到公式 (6) 和公式 (9)。

[0107] 具体实施方式三: 下面结合图 3 说明本实施方式, 本实施方式对实施方式一进行进一步说明, 实施方式一给出的模拟加权方法能够对和波束与差波束的旁瓣同时进行抑制, 但效果并不十分理想, 为此需要在子阵级进一步采用数字加权以改善旁瓣抑制效果。而确定数字加权的出发点是使其与 Taylor 或 Bayliss 加权在均方意义上最接近。

[0108] 因此, 本发明方法还进一步增加子阵级数字加权处理, 参见图 3 说明其具体过程为:

[0109] 对于由  $N$  个阵元组成的平面相控阵, 各阵元设置在  $xoy$  平面的矩形网格上, 包括  $N_x \times N_y = N$  个阵元, 并且在  $x$  方向和  $y$  方向均为等间距分布, 用  $(\theta, \varphi)$  表示仰角和方位角, 阵列波束指向为  $(\theta_0, \varphi_0)$ , 第 1 个阵元位于坐标原点为参考阵元, 第  $n$  个阵元的坐标为  $(x_n, y_n)$ , 其中  $n = 1, \dots, N$ , 所述  $N$  为 4 的倍数;

[0110] 将所述平面相控阵列等分为四个象限, 设定第一象限中的各阵元序号依次为  $1 \leq n \leq \frac{N}{4}$ , 第二象限中的各阵元序号依次为  $\frac{N}{4} + 1 \leq n \leq \frac{N}{2}$ , 第三象限中的各阵元序号依次为  $\frac{N}{2} + 1 \leq n \leq \frac{3}{4}N$ , 第四象限中的各阵元序号依次为  $\frac{3}{4}N + 1 \leq n \leq N$ ,

[0111] 对每个阵元只采用一种模拟加权, 所述模拟加权向量表示为  $w_{ana} = (w_1, \dots, w_n, \dots, w_N)^T$ , 其中  $w_n$  为第  $n$  个阵元上的加权值;

[0112] 对所述  $N$  个阵元按  $L = L_x \times L_y$  划分为  $L$  个子阵, 且各子阵均为矩形阵, 所述  $L$  个子阵的输出进行 A/D 变换, 获得  $L$  个子阵的数字输出  $x_{sub-\Sigma}(t)$  为:

[0113]  $x_{sub-\Sigma}(t) = (T_{\Sigma})^H x(t)$ ,

[0114] 其中,  $T_{\Sigma}$  为和波束的子阵转换矩阵, 且  $T_{\Sigma} = W_{\Sigma} T_0$ ,

[0115] 其中  $W_{\Sigma} = \text{diag}(w_{n-\Sigma})_{n=1, \dots, N}$ , 且  $w_{n-\Sigma} = w_n$ ;  $T_0$  为阵列的子阵形成矩阵, 且

[0116]  $T_0 = T_x \otimes T_y$ ,

[0117] 式中,  $\otimes$  表示 Kronecker 积,  $T_x$  为  $x$  方向的  $N_x \times L_x$  维子阵形成矩阵, 在其第  $l_x$  列的所有元素中, 只有与第  $l_x$  个子阵的阵元序号相对应的元素值为 1, 其余均为 0,  $l_x = 1, \dots, L_x$ ,  $T_y$  为  $y$  方向的  $N_y \times L_y$  维子阵形成矩阵, 只有与第  $l_y$  个子阵的阵元序号相对应的元素值为 1, 其余均为 0,  $l_y = 1, \dots, L_y$ ;

[0118]  $x(t)$  为阵列的入射信号向量,

[0119] 对所有子阵的数字输出分别进行两种加权, 包括和波束的数字加权及差波束的数字加权,

[0120] 和波束的子阵级加权向量  $w_{dig-\Sigma}$  为:

[0121]  $w_{dig-\Sigma} = (T_{\Sigma}^H T_{\Sigma})^{-1} T_{\Sigma}^H w_{Tay}$ ,

[0122] 式中,  $w_{Tay}$  为  $N$  维阵元级 Taylor 加权向量,

[0123] 差波束的子阵级加权向量  $w_{dig-\Delta}$  为:

[0124]  $w_{dig-\Delta} = (T_{\Delta}^H T_{\Delta})^{-1} T_{\Delta}^H w_{Bay}$

[0125] 式中,  $w_{Bay}$  为  $N$  维阵元级 Bayliss 加权向量,  $T_{\Delta}$  为差波束的子阵转换矩阵, 且

[0126]  $T_{\Delta} = W_{\Delta} T_0$

[0127] 其中  $W_{\Delta} = \text{diag}(w_{n_{\Delta}})_{n=1, \dots, N}$ , 而  $w_{n_{\Delta}}$  为相应于第  $n$  个阵元的差波束加权值;

[0128] 四个象限的所有经过和波束数字加权的子阵数字输出之和作为和通道的输出  $y_{\text{sub}_{\Sigma}}(t)$ :

[0129]  $y_{\text{sub}_{\Sigma}}(t) = (w_{\text{dig}_{\Sigma}})^H x_{\text{sub}_{\Sigma}}(t)$

[0130] 第一象限和第四象限的所有经过差波束数字加权的子阵数字输出之和减去第二象限和第三象限的所有经过差波束数字加权的子阵数字输出之和, 作为差通道的输出  $y_{\text{sub}_{\Delta}}(t)$ ,

[0131]  $y_{\text{sub}_{\Delta}}(t) = (w_{\text{dig}_{\Delta}})^H x_{\text{sub}_{\Delta}}(t)$ 。

[0132] 所述只利用一种模拟加权的平面相控阵和波束与差波束旁瓣抑制方法为首先计算模拟加权向量  $w_{\text{ana}}$ , 并用模拟加权向量对各阵元的输出进行加权, 再进一步对子阵输出分别进行和波束的数字加权与差波束的数字加权, 以完成对平面相控阵和波束和差波束旁瓣的抑制。

[0133] 模拟加权向量  $w_{\text{ana}}$  按下述公式获取:

[0134]

$$w_{\text{ana}} = \mu R^{-1} a(\theta_0, \varphi_0),$$

[0135] 其中:

[0136]  $\mu$  为常数;

[0137]  $a(\theta_0, \varphi_0)$  为期待信号方向的导向向量, 波束指向与期待信号方向相同, 且:

[0138]

$$a(\theta_0, \varphi_0) = [\varphi_1(\theta_0, \varphi_0), \dots, \varphi_n(\theta_0, \varphi_0), \dots, \varphi_N(\theta_0, \varphi_0)]^T,$$

[0139] 其中:  $\varphi_n(\theta_0, \varphi_0) = \exp\{-j2\pi[x_n \cos\theta_0 \sin\varphi_0 + y_n \sin\theta_0 \sin\varphi_0]/\lambda\}$ ;

[0140]  $R = R_{x_{\Sigma}} + J_{\Delta} R_{x_{\Delta}} J_{\Delta}$ ,

[0141] 其中:  $R_{x_{\Sigma}}$  为和波束的旁瓣区域的假想干扰  $x_{\Sigma}(t)$  的协方差矩阵,

[0142] 且  $R_{x_{\Sigma}} = (r_{ik_{\Sigma}})_{i=1, \dots, N; k=1, \dots, N}$ , 式中  $r_{ik_{\Sigma}}$  为协方差矩阵  $R_{x_{\Sigma}}$  的第  $i$  行第  $k$  列元

素,  $1 \leq i \leq N, 1 \leq k \leq N$ ,  $r_{ik_{\Sigma}}$  由下式获取:

[0143]

$$r_{ik_{\Sigma}} = \begin{cases} \pi(1 - R_{\Sigma}^2)(\sigma_{l_{\Sigma}})^2 + \sigma_n^2 & , \quad i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_{\Sigma}l_{\Sigma})(\sigma_{l_{\Sigma}})^2 & , \quad i \neq k \end{cases}$$

[0144] 式中  $u_0 = \sin\theta_0 \sin\varphi_0, v_0 = \sin\theta_0 \cos\varphi_0, (\sigma_{l_{\Sigma}})^2$  为和波束旁瓣区域的假想干扰  $x_{\Sigma}(t)$  的功率,  $R_{\Sigma}$  为和波束主瓣的半径,  $\sigma_n^2$  为阵元噪声功率,

$$[0145] \quad \begin{cases} l_0 = J_1(c_{ik})/c_{ik} \\ l_\Sigma = J_1(c_{ik} R_\Sigma)/c_{ik} \\ l_\Delta = J_1(c_{ik} R_\Delta)/c_{ik} \end{cases},$$

[0146] 式中： $J_1()$  表示第 1 类 1 阶 Bessel 函数，

$$[0147] \quad c_{ik} = 2\pi\sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2} / \lambda,$$

[0148]  $\mathbf{R}_{x_\Delta}$  为差波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的协方差矩阵，

[0149] 且  $\mathbf{R}_{x_\Delta} = (r_{ik_\Delta})_{i=1, \dots, N; k=1, \dots, N}$ ，式中  $r_{ik_\Delta}$  为协方差矩阵  $\mathbf{R}_{x_\Delta}$  的第  $i$  行第  $k$  列元素， $r_{ik_\Delta}$

$\Delta$  由下式获取：

[0150]

$$r_{ik_\Delta} = \begin{cases} \pi(1 - R_\Delta^2)(\sigma_{l_\Delta})^2 + \sigma_n^2 & , i = k \\ 2\pi \exp\{j\pi[(x_i - x_k)u_0 + (y_i - y_k)v_0]\} (l_0 - R_\Delta l_\Delta)(\sigma_{l_\Delta})^2 & , i \neq k \end{cases},$$

[0151] 式中， $(\sigma_{l_\Delta})^2$  为差波束旁瓣区域的假想干扰  $x_\Delta(t)$  的功率， $R_\Delta$  为差波束主瓣的半径。

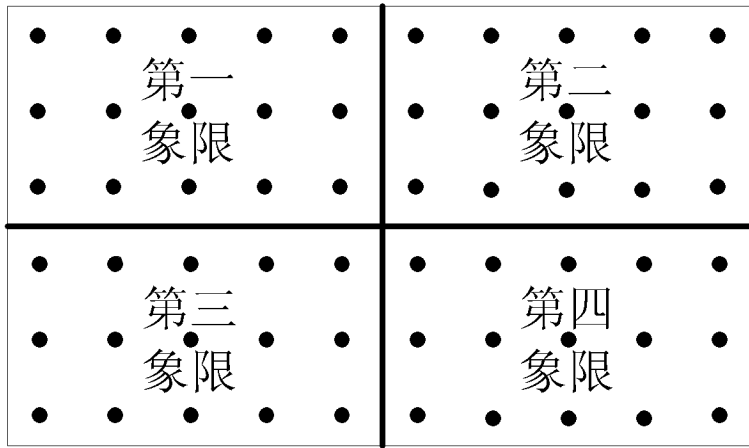


图 1



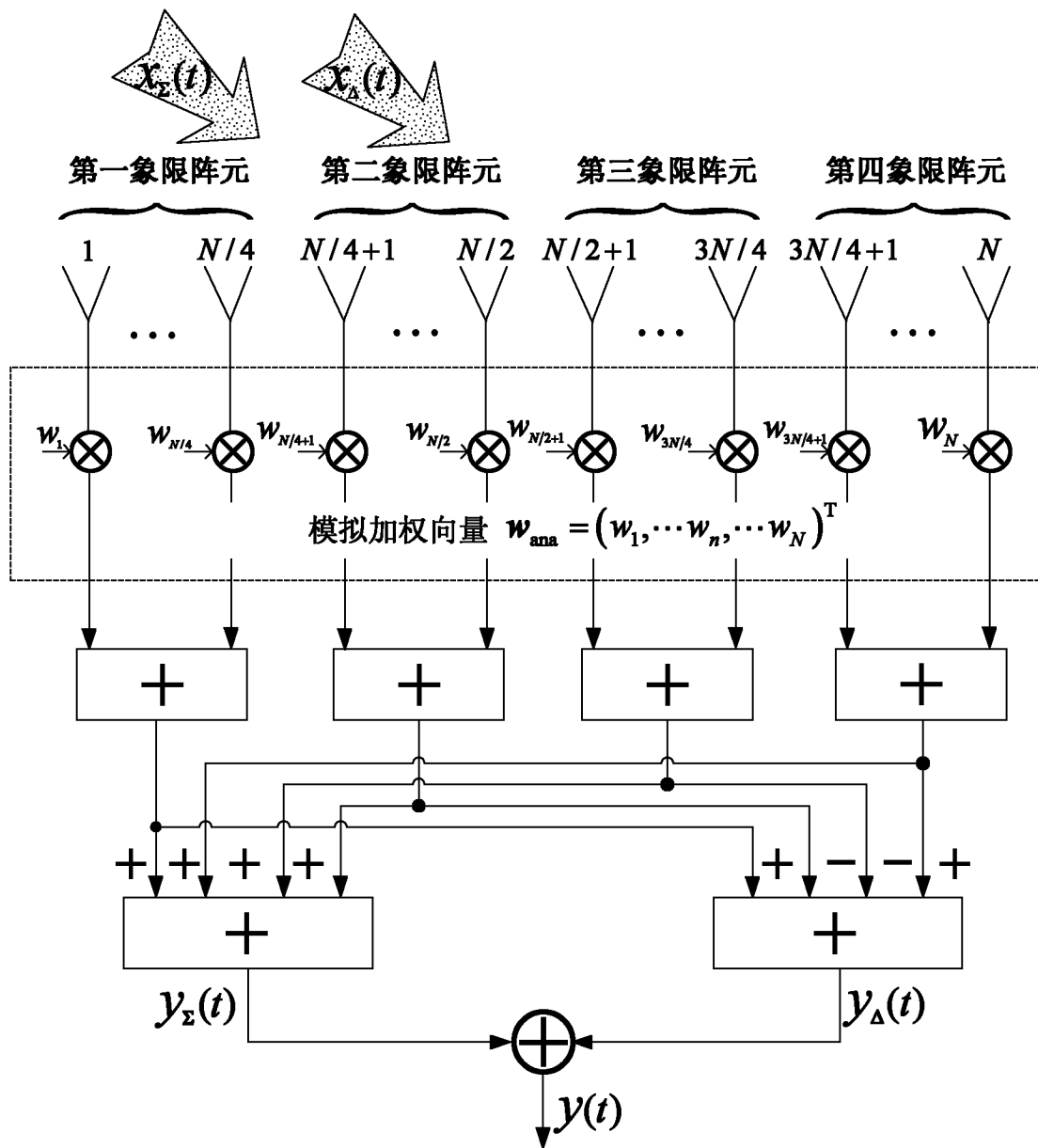


图 2

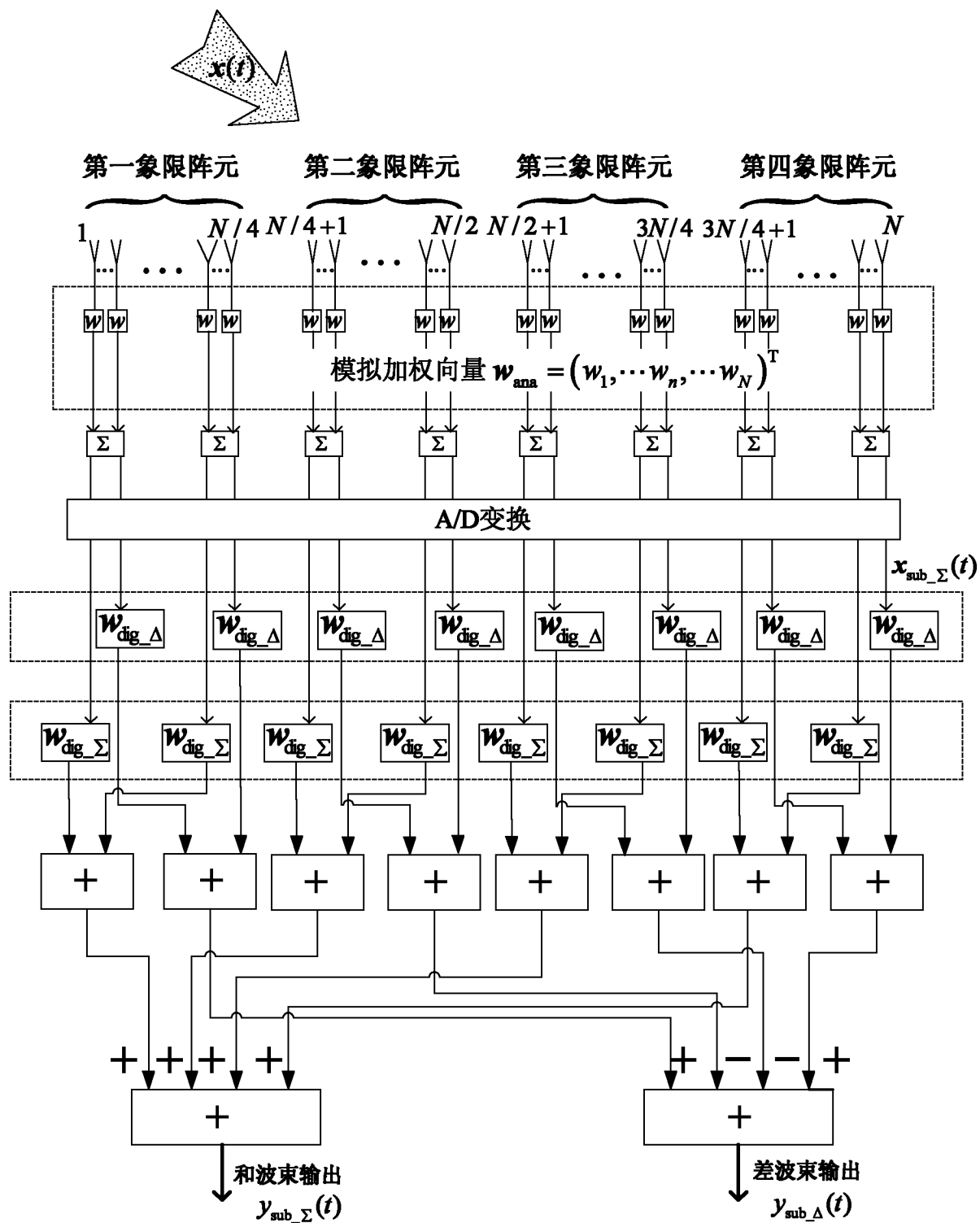


图 3