

## 双基地高频地波 SIAR 通道幅相误差的自校准方法

刘春波 陈伯孝 陈多芳 张守宏

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

**摘要:** 该文针对多载频阵列发射、单天线接收的双基地高频地波 SIAR, 分析了通道幅相误差对空时二维超分辨的影响, 研究了发射通道幅相误差的自校准方法。该方法利用直达波信号, 将传统自校正算法中误差参数与目标参数的联合估计, 转化为先估计误差参数再超分辨估计目标参数的级联处理, 大大降低了计算量和时间损耗, 操作简单且易于实现。该文对影响误差参数估计的因素及因应措施也作了讨论。计算机仿真验证了所提方法的有效性。

**关键词:** 双基高频地波雷达; 通道校准; 幅相误差; 空时超分辨

中图分类号: TN958.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)03-0614-05

## Self-Calibration of Channel Errors for Bistatic HF Surface Wave SIAR

Liu Chun-bo Chen Bai-xiao Chen Duo-fang Zhang Shou-hong

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** To calibrate the channel errors with gain and phase uncertainty for bistatic HF surface wave Synthesis Impulse and Aperture Radar (SIAR), a self-calibration approach for evaluating the gain-phase errors is presented in this paper. The impact of channel errors on spatial-temporal super-resolution is firstly analyzed. Using the direct wave of high Signal-to-Noise Ratio (SNR), the method conducts the estimation of the gain-phase matrix prior to that of range and angle, instead of the conventional joint-estimation. So the method has a small amount of computation and is easy to be implemented. Some influential factors are discussed as well in the paper. The numerical simulations show the validity of the proposed method.

**Key words:** Bistatic HF SWR; Channels calibration; Gain and phase errors; Spatial-temporal super-resolution

### 1 引言

岸-舰双基地高频地波雷达是集合了双/多基地及综合脉冲孔径雷达(Synthesis Impulse and Aperture Radar, SIAR)等诸多优点的一种新型高频地波超视距雷达<sup>[1-3]</sup>, 与常规地波雷达体制不同, 该雷达可采用“多发多收”的多基地或“多发单收”的双基地系统配置(也称为双基地高频地波SIAR)形式。由于利用阵列天线辐射彼此“正交”的异频(如频率编码)线性调频中断连续波信号(FMICW), 实现了能量的大扇区观测海域覆盖; 同时, 可以利用接收到的直达波信号来实现系统的时间同步<sup>[4]</sup>, 而且不需要“脉冲追赶”进行空间同步, 有效降低了系统的复杂度。然而, 幅相不一致以及阵元互耦等发射通道误差的存在, 会导致接收端综合的方向图产生明显畸变, 降低雷达的目标检测性能。阵列校正方法主要分为有源校正<sup>[5]</sup>和自校正<sup>[6]</sup>方法。有源校正方法通过设置方位精确已知的辅助信源来对阵列扰动参数进行估计; 自校正方法通常将空间信源的方位与阵列的扰动参数进行联合估计, 不需要已知辅助信源的方位, 可同时完成方位估计和误差校正; 此外, 方位依赖的幅相误差校正方法<sup>[7]</sup>将通道阵元位置及阵元耦合误差均等效为依赖于方位的幅相误差模型

对阵列扰动参数进行校正。这些方法均针对接收阵列; 对于发射阵列, 采用的主要是预失真处理<sup>[8]</sup>。对双基地高频地波 SIAR而言, 利用信噪比较高的直达波信号来实现系统同步; 又因为接收平台相对发射站的方位“精确”(相对雷达的测量精度而言)已知(如通过GPS), 使得通过直达波校正发射通道误差成为可能。文献[9]研究了基于发射方向图综合的发射天线阵误差模型, 利用直达波对误差系数进行估计, 并通过预失真处理达到校正发射天线阵列的目的。

由于发射组件是有源的, 其幅相特性随环境时间是慢变化的; 而阵元互耦是由无源天线阵列的幅相特性决定的, 比较稳定。因此, 对于通过预失真处理的发射阵列还应该对发射通道的幅相特性进行实时跟踪和校正, 尤其当采用空时二维超分辨时, 必须对通道的幅相误差进行估计和校准。本文针对多载频阵列发射、单天线接收的双基地高频地波 SIAR, 研究了发射通道幅相误差的自校准方法。该方法利用直达波信号, 基于协方差矩阵的特征结构来估计幅相误差参数, 然后利用校准后的导向矢量进行超分辨处理, 避免了传统自校准方法中目标和误差参数联合估计的迭代过程, 大大降低了运算量和时间消耗。

### 2 发射综合与空时二维超分辨处理

岸-舰双基地高频地波雷达采用调频中断连续波

(FMICW)信号, 设发射阵元数为  $N$ , 各阵元方向性相同。

第  $i$  个阵元一个调频周期的辐射信号可表示为

$$s_i(t) = g(t) \exp \left[ j2\pi \left( f_i t - \frac{1}{2} \mu t^2 \right) \right], \quad 0 \leq t \leq T_M, i = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

其中  $g(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \text{rect}(t - mT_r)$  为脉冲调制函数; 矩形函数

$\text{rect}(t) = 1, 0 \leq t \leq T_p$ , 其它为零;  $T_p$ 、 $T_r$  分别为脉冲宽度、脉冲重复周期,  $M$  为脉冲个数, 调频斜率  $\mu = B_m/T_M$ ,  $B_m$  为调制带宽;  $f_i = f_0 + \Delta f_i = f_0 + c_i \Delta f$  为第  $i$  个阵元的发射载频,  $\Delta f_i$  为第  $i$  路发射载频与参考载频  $f_0$  的差值,  $c_i$  为第  $i$  个阵元对应的频率码, 称  $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_N]$  为载频编码,  $\Delta f$  为最小载频间隔。

利用单个全向接收天线进行接收, 则对于  $(R_0, \theta_0)$  处的目标, 接收信号为

$$r_s(t) = \sum_{i=1}^N g(t - \tau_i) s_i(t - \tau_i) \approx g(t - \tau_0) \sum_{i=1}^N s_i(t - \tau_i) + n(t) \quad (2)$$

其中  $\tau_i = \tau_0 - \Delta \tau_i(\theta_0)$ ,  $\tau_0 = R_0 c^{-1}$ ,  $R_0 = R_T + R_R$  为目标到阵列中心和接收站的距离之和;  $c$  为光速。

经过与发射参考信号复混频、低通滤波(LPF)及距离变换(FFT), 可以得到解调频输出的第  $i$  路信号:

$$x_{si}(\tau(R_0, \theta_0)) \approx \exp(-j2\pi f_i \tau_i) \exp(j\pi \mu T_m (\tau_i - \tau)) \cdot \exp(-j\pi \mu \tau_0^2) \frac{\sin \pi \mu T_m (\tau - \tau_0)}{\pi \mu (\tau - \tau_0)} + n'(\tau) \quad (3)$$

设  $s(kT_m)$  为第  $k$  个调频周期目标距离单元解调频输出的复包络信号, 则上式可以表示为矢量形式:

$$\mathbf{X}(\tau(R_0, \theta_0), kT_m) = \mathbf{a}(\tau(R_0, \theta_0)) s(kT_m) + \mathbf{n}(kT_m), \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

其中  $\mathbf{X}(\tau(R_0, \theta_0)) = [x_{s1}, x_{s2}, \dots, x_{sN}]^T$  为等效的接收阵列的一次采样快拍, 上标 T 表示转置,  $M$  为调频周期数。

对各距离单元信号作二维搜索补偿, 实现方位综合即发射波束形成, 获得目标的距离和方位角估计<sup>[10]</sup>。

$$|G(R, \theta)| = |\mathbf{a}^H(\tau(R, \theta)) \mathbf{X}(\tau(R_0, \theta_0))| \quad (5)$$

其中

$$\mathbf{a}(\tau(R, \theta)) = \left[ \exp(-j2\pi f_1 (\tau(R) - \Delta \tau_1(\theta))), \dots, \exp(-j2\pi f_N (\tau(R) - \Delta \tau_N(\theta))) \right]^T \quad (6)$$

为阵列的空时二维导向矢量, “H” 表示共轭转置。

以上过程为传统 SIAR 的发射波束综合处理, 由于地波雷达距离及方位分辨率低, 可进一步利用空时超分辨方法对目标进行分辨和精确定位<sup>[11]</sup>。此时, 基于 MUSIC 方法的目标参数估计即为如下的优化过程:

$$\{\hat{R}, \hat{\theta}\} = \arg \min_{\hat{R}, \hat{\theta}} \|\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\tau(R, \theta))\|^2 \quad (7)$$

对应的空时二维谱则可定义为

$$P(R, \theta) = \frac{1}{\|\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\tau(R, \theta))\|^2} \quad (8)$$

其中  $\mathbf{U}_n$  为信号的正交空间即噪声特征空间, 可以由等效接收阵列采样协方差矩阵  $\mathbf{R}$  的特征分解来构造。

### 3 幅相误差对空时超分辨的影响及其校正方法

上面分析的是理想情况, 由于发射组件是有源的, 其幅相特性随环境和时间存在随机起伏(对时间属于慢变化); 而互耦是由无源天线阵列的幅相特性决定的, 相对比较稳定<sup>[8]</sup>。因此, 通过预失真处理的发射阵列还应该对发射通道的幅相特性进行实时跟踪和校正。设发射阵列已进行了预失真处理, 阵元互耦已得到校正, 本文只讨论发射通道的幅相误差。

由于存在随机的幅相误差, 实际的阵列空时二维导向矢量不再是理想值, 此时再按式(7)估计则会导致分辨率降低且与真实值产生偏差(如图 1 所示)。要获得准确的估计, 则应将式(7)修正为

$$\{\hat{R}, \hat{\theta}\} = \arg \min_{\hat{R}, \hat{\theta}} \|\mathbf{U}_n^H \mathbf{\Gamma} \mathbf{a}(\tau(R, \theta))\|^2 \quad (9)$$

其中  $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}([\mathbf{\Gamma}_1, \mathbf{\Gamma}_2, \dots, \mathbf{\Gamma}_N])$  为幅相误差矩阵;  $\mathbf{\Gamma}_i, i = 1, 2, \dots, N$  为幅相误差矩阵的对角线元素即第  $i$  个阵元发射通道对应的幅相误差复系数。

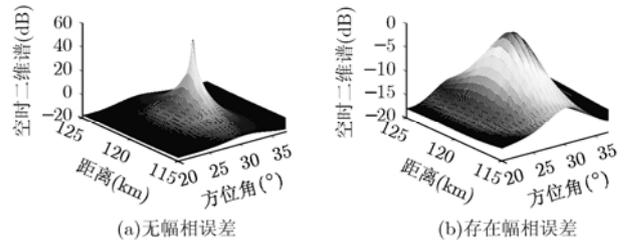


图 1 空时二维超分辨处理

现在的问题是如何估计发射通道的幅相误差矩阵  $\mathbf{\Gamma}$ 。传统的阵列误差的自校准方法通过对目标参数和误差矩阵的联合估计达到通道校准的目的, 不需要已知目标的真实方位角, 实现代价低, 因而得到了广泛关注; 但该方法存在以下问题: (1)若预估计的目标信源数产生偏差, 则校准结果可能不准确, 甚至会导致算法完全失效; (2)目标参数和误差参数联合估计的迭代算法涉及矩阵求逆运算, 在阵元数增加时计算量会随之急剧增加, 导致算法收敛速度慢; (3)若接收阵列为均匀线阵, 则该方法的解存在不唯一性。针对多载频阵列发射、单天线接收的双基地高频地波 SIAR, 要应用该方法须克服传统自校准方法的不足之处, 有必要对其加以改进, 研究适合的幅相误差自校准方法。

考虑到混频参考信号是以直达波为时间基准的, 即距离延迟  $\tau_0$  为零; 对应的方位角即接收站相对于发射站的方位也精确已知, 换句话说, 阵列的空时二维导向矢量已知; 而且直达波信号信噪比较高(解调频输出可达 30-70dB)。因此, 可以利用直达波信号来估计通道的幅相误差参数。

设存在幅相误差时的直达波协方差矩阵为  $\mathbf{R}_0$ ，则其最大特征值对应的特征矢量即为实际的导向矢量；由于直达波对应的距离和方位角均已知，可以求得幅相系数  $\Gamma_i, i = 1, 2, \dots, N$ ，即

$$\mathbf{\Gamma} \mathbf{a}(\tau(0, \theta_d)) = k \mathbf{e}_1 \quad (10)$$

其中  $\theta_d$  为直达波对应的接收站方位， $\mathbf{a}(\tau(0, \theta_d)) = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T$  为阵列导向矢量， $\mathbf{e}_1 = [e_{11}, e_{12}, \dots, e_{1M}]^T$  为协方差矩阵为  $\mathbf{R}_0$  最大特征值对应的特征矢量。

若以第1通道为参考通道即  $\Gamma_1 = 1, a_1 = 1$ ，则幅相误差矩阵  $\mathbf{\Gamma}$  的其他对角线元素为

$$\Gamma_i = \frac{e_{1i}}{e_{11} a_i}, \quad i = 2, \dots, N \quad (11)$$

实际求解时，由于直达波信号的协方差矩阵  $\mathbf{R}_0$  未知，需要进行估计：

$$\hat{\mathbf{R}}_0 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}(\tau(0, \theta_d), k) \mathbf{X}^H(\tau(0, \theta_d), k) \quad (12)$$

其中  $K$  为用于估计  $\mathbf{R}_0$  的调频周期数； $\mathbf{X}(\tau(0, \theta_d), k)$  为第  $k$  个调频周期直达波解调频输出的等效采样快拍。

对  $\hat{\mathbf{R}}_0$  作特征分解，获得真实导向矢量的估计  $\hat{\mathbf{e}}_1$ ，再按式(11)求解幅相误差系数的估计值  $\hat{\Gamma}_i$ ，最后利用式(9)达到误差校准的目的。

#### 4 影响幅相误差估计的因素分析

上述的幅相误差自校准方法是基于信噪比较高的直达波信号，而且阵列的空时二维导向矢量确定已知，利用直达波协方差矩阵的特征结构来估计通道的幅相误差系数，进而校准该误差。下面对该方法的一些影响因素进行分析。

##### 4.1 距离偏差的影响

前面提到，混频参考信号是以直达波为时间基准的，距离延迟  $\tau_0$  为零，接收平台的方位通过 GPS 等确定，因此阵列的空时二维导向矢量是已知量，可以按式(10)求解误差矩阵。然而，实际处理时离散采样、时间同步误差可能导致直达波对应的基准距离偏离零距离，由于该距离偏差未知，故由式(10)直接求得的并非实际的误差矩阵。

设时间同步产生的距离偏差为  $\Delta R$ ，若目标实际距离为  $R$ ，则解调频处理后目标对应的距离为  $R + \Delta R$ 。此时导向矢量为  $\mathbf{a}'(\tau(\Delta R, \theta_d)) = [a'_1, a'_2, \dots, a'_N]^T$ ，且有

$$a'_i = a_i \exp(-j2\pi f_i \Delta R c^{-1}) \quad (13)$$

求得的误差系数  $\Gamma'_i$ ，与实际的误差系数  $\Gamma_i$  之间满足(设  $\Delta f_i = 0$ )：

$$\Gamma'_i = \Gamma_i \exp(j2\pi \Delta f_i \Delta R c^{-1}), \quad i = 2, \dots, N \quad (14)$$

按误差系数  $\Gamma'_i$ ，基于 MUSIC 的目标空时二维估计为

$$\begin{aligned} \{\hat{R}, \hat{\theta}\} &= \arg \min_{\hat{R}, \hat{\theta}} \|\mathbf{U}_n^H \mathbf{\Gamma}' \mathbf{a}(\tau(R + \Delta R, \theta))\|^2 \\ &= \arg \min_{\hat{R}, \hat{\theta}} \|\mathbf{U}_n^H \mathbf{\Gamma} \mathbf{a}(\tau(R, \theta))\|^2 \end{aligned} \quad (15)$$

因此，即使离散采样、时间同步产生了距离偏差(通常不

超过距离分辨单元的一半<sup>[4]</sup>)，在实际估计目标参数时也可以将其补偿掉，同样达到通道校准的目的。所以，距离偏差不影响目标的分辨和定位，可按式(10)直接估计误差参数，不必考虑距离偏差的影响。

##### 4.2 接收平台运动的影响

用于估计协方差矩阵的直达波数取决于接收平台的运动状态。双基地高频地波 SIAR 的运动站静止放置时，接收的直达波对应的距离和方位角均固定，理论上，无论选取多少直达波数，都不会对估计结果产生影响；若接收站置于运动的接收平台上，为了保证估计精度则须确保在选取的直达波周期数内：(1)由于各通道载频不同，对应的 Doppler 频移不同，平台速度造成的通道间相位差应可以忽略；(2)不同调频周期的直达波对应的方位角差应在可忽略的范围内；(3)若同步存在距离偏差，则此偏差在直达波周期数内应基本相同。由于同步基准相同，即要求引起的直达波包络延迟可以忽略。

由于舰船等海上接收平台速度较慢(通常不超过 30m/s)，可以首先估计平台自身的径向速度并进行补偿；而且直达波处理后的信噪比较高，因此，上述条件很容易满足。

##### 4.3 频率编码的影响

由式(7)可以看出：对于均匀间隔的发射阵列，若采用均匀单调的载频编码方式(如对8个发射阵元的情况，取载频编码为  $\mathbf{c} = [-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4]$ )，则发射阵列对于传统的自校准方法即属于“病态阵列”，导致最优解不唯一；而采用本文的方法，即使采用单调的编码方式，由于是直接求解而不进行联合搜索的迭代计算，因此不会出现解的模糊问题，即该幅相误差矩阵估计方法不受编码方式的影响。然而，距离和方位角间耦合作用，采用单调编码方式会使超分辨方法失效，因此，实际中要采用超分辨方法，则须通过优化载频编码的方式来消除距离和方位角之间的耦合作用<sup>[12]</sup>，以发挥超分辨方法的性能。

#### 5 计算机仿真

为简单起见，以单目标为例，通过仿真验证该方法的有效性。设发射阵列为均匀线阵，阵元数  $N = 8$ ，中心载频  $f_0 = 6.75\text{MHz}$ ，载频间隔  $\Delta f = 4\text{kHz}$ ，为了消除距离-方位耦合，选取阵元载频编码  $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_N] = [0, -2, 1, -1, 3, -3, 2, -4]$ ；调频带宽  $B_m = 60\text{kHz}$ ，目标距离为  $R = 120\text{km}$ ，方位角  $\theta = 30^\circ$ ，同步产生的距离偏差  $\Delta R = 2\text{km}$ ，幅相误差系数为

$$\text{幅度: } |\mathbf{\Gamma}| = \text{diag}([1, 0.6553, 1.2526, 0.8799, 0.5872, 1.0222, 1.2975, 1.0106]);$$

$$\text{相位: } \arg(\mathbf{\Gamma}) = \text{diag}([0, -15.23, -35.10, 67.38, -87.29, 48.23, 84.75, 51.99]) (^\circ).$$

图1所示为通道无误差和存在幅相误差时，对目标进行

空时二维超分辨的结果；比较可以看出，通道误差的存在导致峰值降低，距离和方位角分辨率下降，明显降低了超分辨处理的性能。因此，必须对通道幅相误差进行校准。

图 2 给出了在只采用一个调频周期的直达波信号时，利用本文所述方法估计通道幅相系数的精度与信噪比的关系。蒙特卡罗实验次数为 200。随着直达波信噪比的提高，参数估计误差也逐渐降低；当单个直达波信噪比不小于 35dB 时，参数估计的幅度均方根误差小于 0.02，而相位角均方根误差也不超过 1°，可以达到比较高的估计精度。由于解调频输出的直达波信噪比通常可达 30~70dB，因此只利用单个直达波就可以；即使对于较低的直达波信噪比(如 20dB)，则仅需要 5 个直达波(积累)就可以达到估计精度要求。所以，完全可以忽略舰载接收平台运动对参数估计的影响。

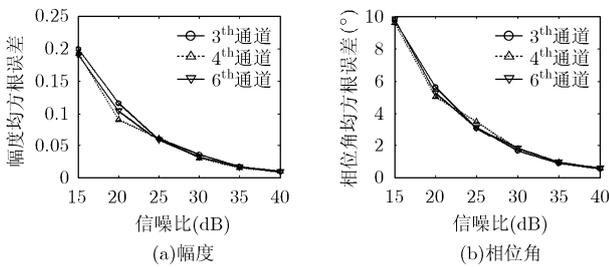


图 2 误差系数估计精度与信噪比的关系

如果存在距离偏差，根据第 3 节的分析，此时估计的幅相误差系数将不是真值的估计，而是有一定偏差(大小取决于距离误差的大小)。图 3 分别给出了按真实的误差系数、无距离偏差时估计的误差系数以及存在距离偏差时估计的误差系数进行校准的距离和方位角的主截面图。为了说明存在距离偏差时估计的幅相系数并不会对校准结果产生影响，设存在距离偏差  $\Delta R = 2\text{km}$ ，即直达波对应距离为  $\Delta R = 2\text{km}$  (理想情况应为零)，以之为基准解得的目标距离应为  $R' = R + \Delta R = 122\text{km}$ 。估计通道误差系数时假设不存在距离偏差，然后进行校准。由图 3(a)可以看出，校准后目标距离仍为 120km，这和 3.1 节的分析结果是一致的！目标的方位角也不受影响(图 3(b))。换句话说，即使存在距离偏差，那么按照式(11)估计的通道幅相误差系数进行校准，可以抵消距离偏差的影响，估计得到仍为实际的目标距离，而方位角是以接收平台的方位为基准的，并不受距离偏差的影响。

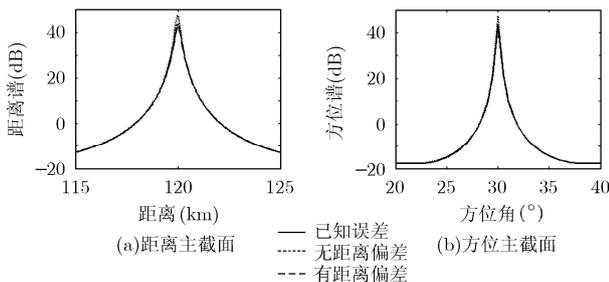


图 3 通道幅相误差的校准结果

## 6 结论

通道幅相不一致导致空时二维超分辨方法分辨性能下降，降低系统的可检测性能，影响目标定位，必须进行估计和校准。针对多载频阵列发射、单天线接收的双基地高频地波 SIAR，本文研究了一种发射通道幅相误差的自校准方法。该方法利用直达波信号，基于协方差矩阵的特征结构来估计幅相误差参数，然后利用校准后的空时二维导向矢量对目标进行超分辨处理，达到校准的目的；避免了传统自校准方法中目标和误差参数联合估计的迭代过程，大大降低了运算量和时间消耗。分析了距离偏差、载频编码等因素对参数估计和校准影响。分析结果表明，不论实际中是否存在距离偏差，估计幅相误差系数时都可以按无距离偏差考虑，校准后的目标距离和方位估计均不受影响。该方法操作简单，运算量小，可实际应用。计算机仿真结果说明该方法是有效和可行的。

## 参考文献

- [1] 陈伯孝, 许辉, 张守宏. 舰载无源综合脉冲/孔径雷达及其若干关键问题[J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1776-1779. Chen Bai-xiao, Xu Hui, and Zhang Shou-hong. Ship-based passive synthetic impulse and aperture radar and some key questions [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12): 1776-1779.
- [2] Chen Baixiao, Chen Duofang, and Zhang Shouhong, *et al.* Experimental system and results for coast-ship bi/multistatic ground-wave over-the-horizon radar [C]. Proc. of CIE International Conference on Radar, Shanghai, 2006: 36-40.
- [3] Su H, Shui P, Zheng S, and Bao Z. HFSWR based on synthesis impulse and aperture processing [J]. *IEE Proc.-Radar, Sonar and Navig.*, 2006, 153(5): 445-453.
- [4] 陈伯孝, 朱旭花, 张守宏. 运动平台上多基地雷达时间同步技术[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(10): 1734-1737. Chen Bai-xiao, Zhu Xu-hua, and Zhang Shou-hong. Time synchronization technique of multi-station radar on moving flat [J]. *System Engineering and Electronics*, 2005, 27(10): 1734-1737.
- [5] Hung E. Matrix-construction calibration method for antenna arrays [J]. *IEEE Trans. on AES*, 2000, 36(3): 819-828.
- [6] Weiss A J and Friedlander B. Array shape calibrations using sources in unknown locations - A maximum likelihood approach [J]. *IEEE Trans. on ASSP*, 1989, 37(12): 1958-1966.
- [7] 王布宏, 王永良, 陈辉等. 方位依赖阵元幅相误差校正的辅助阵元法[J]. 中国科学 E 辑-信息科学, 2004, 34(8): 906-918.
- [8] 王炎, 徐善驾. 发射阵列互耦校正[J]. 电子与信息学报, 2004, 25(6): 979-983. Wang Yan and Xu Shan-jia. Coupling calibration for transmitting array [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2004, 25(6): 979-983.

- [9] 苏洪涛, 张守宏, 保铮. 发射阵列互耦及幅相误差校正[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(5): 941-944.  
Su Hong-tao, Zhang Shou-hong, and Bao Zheng. Mutual coupling, gain and phase error calibration for transmitting array [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(5): 941-944.
- [10] 刘春波, 陈伯孝, 陈多芳等. 线形调频中断连续波的参数选择与发射综合[J]. 系统工程与电子技术, 2007, 29(10): 1615-1618.  
Liu Chun-bo, Chen Bai-xiao, and Chen Duo-fang, *et al.*. Parameters determining and synthesis processing of linear frequency-modulated interruptive-continuous wave [J]. *System Engineering and Electronics*, 2007, 29(10): 1615-1618.
- [11] 苏洪涛, 张守宏, 保铮. 空时超分辨方法在高频地波超视距雷达中的应用[J]. 电子学报, 2006, 34(3): 437-440.  
Su Hong-tao, Zhang Shou-hong, and Bao Zheng. The application of spatial-temporal super resolution method in HF-SWR [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2006, 34(3): 437-440.
- [12] 陈伯孝, 张守宏. 稀布阵综合脉冲孔径雷达发射信号频率编码的研究[J]. 电子学报, 1997, 25(9): 64-68.  
Chen Bai-xiao and Zhang Shou-hong. Study of frequency coding of transmitting signals for sparse-array synthetic impulse and aperture radar [J]. *Acta Electronica Sinica*, 1997, 25(9): 64-68.
- 刘春波: 男, 1980 年生, 博士生, 从事岸-舰双基地高频地波雷达的信号处理与目标检测等方面的研究工作.
- 陈伯孝: 男, 1966 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究兴趣包括雷达系统设计、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等.
- 陈多芳: 女, 1983 年生, 博士生, 从事岸-舰双基地高频地波雷达的信号处理与系统同步方面的研究.