

# 一种基于回波数据的机载雷达通道均衡的方法

刘向阳<sup>1,2</sup>, 周争光<sup>1</sup>, 廖桂生<sup>1</sup>, 毛志杰<sup>1,2</sup>

(1. 西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071; 2. 西安通信学院, 陕西西安 710106)

**摘 要:** 提出了一种适用于机载雷达的基于回波数据的通道频率响应均衡的方法. 该方法从参考通道和待均衡通道中选取一组高相关性的回波, 分别作为期望信号和均衡器输入, 借助维纳滤波方法估计均衡器系数; 理论分析表明, 在杂噪比足够高的情况下, 该均衡器响应逼近于实际的通道失配误差. 无须改装现有的雷达设备, 该方法就可以对馈线和接收机的失配一并进行均衡. 实测数据实验验证了该方法有效性.

**关键词:** 通道均衡; 机载雷达; 实测数据; 地杂波模型

**中图分类号:** TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 03-0658-06

## A Method for Channel Equalization Based on Echo Data in Airborne Radar

LIU Xiang-yang<sup>1,2</sup>, ZHOU Zheng-guang<sup>1</sup>, LIAO Gui-sheng<sup>1</sup>, MAO Zhi-jie<sup>1,2</sup>

(1. National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. Xi'an Communication College, Xi'an, Shaanxi 710106, China)

**Abstract:** In this paper, a new method for equalizing the channel frequency response errors is presented based on the echo data in airborne radar. The method selects a pair of highly correlated echoes from the reference and under equalization channels, which are taken as the expected signal and the input signal of the equalizer, respectively. The Wiener filter theory can then be used to estimate the coefficients of the equalizer. Theory analysis shows that the estimated equalizer approaches the practical mismatch errors in the situation that the clutter-to-noise ratio (CNR) is high enough. This method can equalize the mismatch of the transmission line and the receiver simultaneously, without refitting the radar equipments in use. Experimental results of a pair of measured data are given to demonstrate the validity of the proposed method.

**Key words:** channel equalization; airborne radar; measured data; ground clutter model

## 1 引言

对于机载(或星载)多通道动目标检测雷达而言, 通道间频率响应特性的不一致会影响雷达抑制杂波的性能, 进而降低了检测弱运动目标的能力. 常见的多通道雷达自适应均衡方案<sup>[1]</sup>是在接收机前端向参考通道和待均衡通道注入宽带校准信号, 然后以参考通道的响应为期望信号, 在待均衡通道中插入均衡器去逼近期望信号. 由于校准信号是从接收机前端注入的, 该方案只能均衡接收机部分的不一致, 而对天线至接收机前端的馈线部分的不一致则无法校正<sup>[2]</sup>. 而且, 该方案需要在雷达设备中插入相应的均衡器, 增加了雷达设备的复杂性. 文献[2]在馈线相位失配模型的基础上, 提出了参考通道修正法和整体失配特性修正法. 这两种方法都可以同时均衡接收机和馈线的不一致性, 但需要首先测量出两通道馈线部分的相位失配. 实际中, 通道的频率响应

是随时间慢变的. 因此, 以上两种方案都必须在雷达工作过程中实时的在线进行校准和测量, 在实际应用中有一定的局限性.

本文在机载雷达地杂波模型的基础上, 利用通道间杂波的相关特性, 设计了基于回波数据的通道均衡方案. 理论分析和实测数据实验验证了该方案的有效性. 本方案通过信号处理方法估计并补偿了接收机和馈线的不一致, 不需要改装现有的雷达设备.

## 2 地杂波模型

常见的机载两通道动目标检测雷达工作状态下的几何关系如图1所示<sup>[3]</sup>. 以某脉冲发射时刻 $\tau$ 为时间零点, 假设此刻通道2对应的地面点为坐标原点. 载机的飞行方向为 $x$ 轴正方向, 天顶方向为 $z$ 轴正方向. 载机在一定的高度沿 $x$ 轴方向水平匀速飞行, 速度为 $v$ . 通道1、2沿载机飞行方向排列, 间距为 $d$ . 通道2周期性



由式(1)可得,  $\forall \beta \in (\beta_0 - \frac{\Delta\beta}{2}, \beta_0 + \frac{\Delta\beta}{2})$ , 有

$$|R_1(n') + R_2(n') - 2R_2(n)| \approx \cos\beta(d - 2v\Delta nT) \ll \Delta R \quad (8)$$

其中,  $\beta_0$  表示波束中心的锥角;  $\Delta\beta$  表示水平波束宽度;  $\Delta R$  表示雷达的距离分辨率. 根据式(7)和(8), 两通道的杂波信号可以表示为

$$s_1(t, n'T) \approx \int_r A_1(t - \frac{2R_2(n)}{c} - \Delta t) f_1(r, n') dr \quad (9)$$

$$s_2(t, nT) \approx \int_r A_2(t - \frac{2R_2(n)}{c}) f_2(r, n) dr$$

其中,  $\Delta t = \cos\beta_0(2v\Delta nT - d)/c$ .

$$f_1(r, n') = \int_{\beta} B(r, \beta) P_1(\beta) \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda}(R_1(n') + R_2(n'))] d\beta$$

$$f_2(r, n) = \int_{\beta} B(r, \beta) P_2(\beta) \exp[-j\frac{4\pi R_2(n)}{\lambda}] d\beta \quad (10)$$

采用合成孔径技术(SAR)或多普勒波束锐化(DBS)技术, 可以进一步获得高相关的杂波. 从计算量角度考虑, 我们采用 DBS 技术. 首先对两信号进行距离走动校正, 校正后的杂波可以表示为

$$s_1(t'(nT), n'T) = \int_r A_1(t + \frac{2(v\cos\beta_0 nT - R_2(n))}{c} - \Delta t) dr$$

$$\cdot \int_{\beta} B(r, \beta) P_1(\beta) \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda}(R_1(n') + R_2(n'))] d\beta \quad (11)$$

$$s_2(t'(nT), nT) = \int_r A_2(t + \frac{2(v\cos\beta_0 nT - R_2(n))}{c}) dr$$

$$\cdot \int_{\beta} B(r, \beta) P_2(\beta) \exp[-j\frac{4\pi R_2(n)}{\lambda}] d\beta$$

其中,  $t'(nT) = t + \frac{2v\cos\beta_0 nT}{c}$ . 如果在 CPI 内, 面元的距离走动量小于 1/4 倍的距离分辨率时, 可以不进行距离走动校正.

在 CPI 内, 面元徙动的二次项远小于距离分辨率, 且指数项中的二次相位项小于 1/4 个波长. 忽略包络徙动中的二次项, 并进行 DBS 处理, 处理后的两杂波可近似表示为

$$S_1(t'(nT), f_a) \approx \int_r A_1(t - \frac{2r}{c} - \Delta t) dr \cdot \int_{\beta} B(r, \beta) P_1(\beta) d\beta$$

$$\cdot \sum_{n=-N}^N \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda}(R_1(n') + R_2(n'))] \exp[-j2\pi f_a n]$$

$$\approx A_1(t) \odot F_1(t + \Delta t, f_a) \quad (12)$$

$$S_2(t'(nT), f_a) \approx \int_r A_2(t - \frac{2r}{c}) dr \cdot \int_{\beta} B(r, \beta) P_2(\beta) d\beta$$

$$\cdot \sum_{n=-N}^N \exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}R_2(n)] \exp[-j2\pi f_a n]$$

$$\approx A_2(t) \odot F_2(t, f_a)$$

其中,  $f_a$  表示归一化多普勒频率;  $\odot$  表示卷积;

$$F_1(t, f_a) = \exp(-j\frac{4\pi r}{\lambda}) \int_{\beta} B(r, \beta) P_1(\beta) Y(\beta, f_a)$$

$$\cdot \exp[j\frac{2\pi}{\lambda} \cos\beta(d - 2v\Delta nT)] d\beta \quad (13)$$

$$F_2(t, f_a) = \exp(-j\frac{4\pi r}{\lambda}) \int_{\beta} B(r, \beta) P_2(\beta) Y(\beta, f_a) d\beta$$

其中,  $Y(\beta, f_a) = \frac{\sin(M\pi(2v\cos\beta T/\lambda - f_a))}{\sin(\pi(2v\cos\beta T/\lambda - f_a))}$ ,  $t = \frac{2r}{c}$ ,  $M = 2N + 1$ . 关于杂波的相关性, 我们以图示的形式在实验中给出说明.

### 3 基于回波数据的通道均衡方法

实际中, 接收机噪声总是存在的. 上述 DBS 处理后, 多普勒频率为  $f_a$  的两通道的回波信号可以表示为

$$X_1(t, f_a) = S_1(t', f_a) + V_1(t, f_a) \quad (14)$$

$$X_2(t, f_a) = S_2(t', f_a) + V_2(t, f_a)$$

其中,  $S_i(t', f_a)$ 、 $V_i(t, f_a)$  ( $i = 1, 2$ ) 分别表示通道  $i$  的多普勒频率为  $f_a$  的杂波信号和噪声. 为了书写方便, 以下用  $S_i$ 、 $V_i$ 、 $X_i$  分别代替  $S_i(t', f_a)$ 、 $V_i(t, f_a)$ 、 $X_i(t, f_a)$  ( $i = 1, 2$ ).

从这些多普勒通道中任意取一组高相关的回波数据, 构造图 2 所示的自适应均衡器, 则该均衡器的频率响应为<sup>[6]</sup>

$$H_e(j\omega) = \frac{\Phi_{X_1}(j\omega, f_a)}{\Phi_{X_2}(j\omega, f_a)} \quad (15)$$

其中,  $\Phi_{X_1}(j\omega, f_a)$ 、 $\Phi_{X_2}(j\omega, f_a)$  分别表示信号  $X_1$  的功率谱和信号  $X_1$  与  $X_2$  的互功率谱.

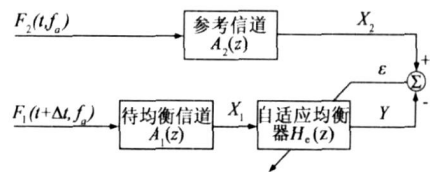


图2 基于回波数据的雷达通道自适应均衡框图

#### 3.1 均衡器的响应

假定噪声和杂波互不相关, 且均为广义平稳随机过程, 则信号  $X_1$ 、 $X_2$  的功率谱和互功率谱分别表示为

$$\Phi_{X_1}(j\omega, f_a) = \Phi_{S_1}(j\omega, f_a) + \Phi_{V_1}(j\omega, f_a) \quad (16)$$

$$\Phi_{X_2}(j\omega, f_a) = \Phi_{S_2}(j\omega, f_a)$$

其中,  $\Phi_{S_1}(j\omega, f_a)$ 、 $\Phi_{S_2}(j\omega, f_a)$  和  $\Phi_{V_1}(j\omega, f_a)$  分别表示杂波  $S_1$  的功率谱、杂波  $S_1$  和  $S_2$  的互功率谱和噪声  $V_1$  的功率谱.

同时, 又假定  $F_1(t, f_a)$ 、 $F_2(t, f_a)$  与  $A_1(t)$ 、 $A_2(t)$  相互独立, 则上述两信号的自相关和互相关函数为

$$\begin{aligned}
\phi_{S_{11}}(t) &= E[S_1^*(\tau, f_a) S_1(\tau + t, f_a)] \\
&= E[A_1^*(\tau) A_1(\tau + t)] \odot E[F_1^*(\tau, f_a) F_1(\tau + t, f_a)] \\
&= \phi_{A_{11}}(t) \odot \phi_{F_{11}}(t) \quad (17) \\
\phi_{S_{12}}(t) &= E[S_1^*(\tau, f_a) S_2(\tau + t, f_a)] \\
&= E[A_1^*(\tau) A_2(\tau + t + \Delta t)] \odot E[F_1^*(\tau, f_a) F_2(\tau + t, f_a)] \\
&= \phi_{A_{12}}(t + \Delta t) \odot \phi_{F_{12}}(t)
\end{aligned}$$

其中, \* 表示复共轭 根据式(4)和(13)可得

$$\begin{aligned}
\phi_{F_{11}}(t) &= \gamma^0 \delta(t) \int_{\beta} |P_1(\beta)|^2 |Y(\beta, f_a)|^2 d\beta \\
\phi_{F_{12}}(t) &= \gamma^0 \delta(t) \int_{\beta} P_1^*(\beta) P_2(\beta) |Y(\beta, f_a)|^2 \\
&\quad \cdot \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(n') + R_2(n') - 2R_2(n))) d\beta \quad (18)
\end{aligned}$$

根据相关函数和功率谱密度的对应关系,由式(16)、(17)和(18)可得

$$\begin{aligned}
\Phi_{X_{11}}(j\omega) &= \gamma^0 |A_1(j\omega)|^2 \int_{\beta} |P_1(\beta)|^2 |Y(\beta, f_a)|^2 d\beta + \Phi_{V_{11}}(j\omega) \\
\Phi_{X_{12}}(j\omega) &= \gamma^0 e^{j\omega\Delta t} A_1^*(j\omega) A_2(j\omega) \int_{\beta} P_1^*(\beta) P_2(\beta) \\
&\quad \cdot |Y(\beta, f_a)|^2 \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(n') + R_2(n') - 2R_2(n))) d\beta \quad (19)
\end{aligned}$$

其中,  $A_1(j\omega)$ 、 $A_2(j\omega)$  表示通道 1、2 的包含接收机和馈线的总的频率响应。

则自适应均衡器  $H_e(j\omega)$  的最优解为

$$H_e(j\omega) = \frac{\rho e^{-j\omega\Delta t} A_2(j\omega)}{1 + 1/CNR(j\omega)} \quad (20)$$

其中,  $CNR(j\omega)$  表示通道 1 的随频率变化的杂噪比。

$$\rho = \frac{\int_{\beta} P_1^*(\beta) P_2(\beta) |Y(\beta, f_a)|^2 \exp(j\phi) d\beta}{\int_{\beta} |P_1(\beta)|^2 |Y(\beta, f_a)|^2 d\beta} \quad (21)$$

其中,  $\phi = \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(n') + R_2(n') - 2R_2(n))$ 。

在两通道天线方向图相同的情况下,式(21)可以改写为

$$\rho = \frac{\int_{\beta} P_1^*(\beta) P_2(\beta) |Y(\beta, f_a)|^2 \exp(j\phi) d\beta}{\sqrt{\int_{\beta} |P_1(\beta)|^2 |Y(\beta, f_a)|^2 d\beta} \sqrt{\int_{\beta} |P_2(\beta)|^2 |Y(\beta, f_a)|^2 d\beta}} \quad (22)$$

此时  $\rho$  表示不同视角间地面散射的复相关系数。 $\rho$  的大小主要取决于通道主瓣宽度和两通道相位中心间距<sup>[5]</sup>。

当待均衡通道内部噪声的功率远小于杂波功率时,则有

$$H_{\text{opt}}(j\omega) \approx \frac{A_2(j\omega)}{A_1(j\omega)} e^{j\omega\Delta t} \cdot \rho \quad (23)$$

式(23)中,分数项表示两通道的响应误差;指数项补偿了包络延时差  $\Delta t$ ;同时还包含一个复系数  $\rho$ 。文献[1]方案是本文方法在  $|\rho| \rightarrow 1$  时的一个特例。从自适应处理角度分析,复系数  $\rho$  相当于一个固定权,自适应处理会补偿掉固定权,而不影响杂波相消。

通常,上述滤波器对应于非因果滤波器。实际中,可以采用  $M$  阶 FIR 滤波器去逼近上述最优滤波器。设自适应 FIR 均衡器的权系数为

$$\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(M)]^T \quad (24)$$

其中,上标 T 表示转置。该滤波器的频率响应为

$$H(j\omega) = \sum_{n=0}^M h(n) e^{-j\omega n T_s} \quad (25)$$

其中,  $T_s$  表示采样间隔。采用加权最小二乘方法,用  $H(j\omega)$  拟合  $H_e(j\omega)$ ,则权系数  $\mathbf{h}$  满足

$$\min_{\mathbf{h}} \int_{\omega} |W(j\omega)(H(j\omega) - H_e(j\omega))|^2 d\omega \quad (26)$$

其中,  $W$  表示窗函数。关于滤波器阶数  $M$  的选取和均衡效果的分析,可以参考文献[1, 12]。

### 3.2 对动目标的影响

在对地杂波进行均衡的同时,也会对目标信号进行均衡,即对目标信号也会引入复相关系数  $\rho$ 。但是,在自适应杂波抑制时,又会将此复相关系数补偿掉。因此,该均衡方案只补偿了对动目标响应的不一致,进而对目标检测和参数估计性能有所增强。

## 4 实验结果

以下实验中采用的数据,是某两通道实测数据,天线和载机的工作参数如表 1 所示。

表 1 天线和载机的工作参数

|      |        |         |        |
|------|--------|---------|--------|
| 波长   | 0.039m | 场景中心斜距  | 9.10km |
| 信号带宽 | 40MHz  | 方位向波束中心 | 0°     |
| 采样频率 | 60MHz  | 脉冲重复频率  | 1000Hz |
| 脉冲宽度 | 10μs   | 天线方位向孔径 | 0.559m |
| 载机速度 | 115m/s | 天线间距    | 0.56m  |

假定两个通道的方向图为  $\text{sinc}(\pi D/\lambda)$ , 其中  $D$  表示天线方位向孔径。 $N$  取 64, 根据以上参数,  $\rho$  随归一化多普勒频率变化的关系如图 3 所示。可见,在归一化多普勒频率范围  $[-0.2, 0.2]$  内,  $\rho$  大于 0.997。

由式(20)可知,估计均衡器系数受选取的多普勒通道 CNR 的影响。CNR 越大,估计的均衡器响应越逼近理想的通道误差响应。实际情况下,不同多普勒通道 CNR 不同。根据多普勒通道和空间角度的对应关系,从统计意义上说,多普勒通道的 CNR 正比于天线的方向图。也就是说,主瓣指向的多普勒通道 CNR 较高,而副瓣指向的多普勒通道 CNR 较低,甚至低于 0dB。因此,我们从主瓣指向的多普勒通道中选取 CNR 较高的一个通道的数据,用以估计均衡器的系数。

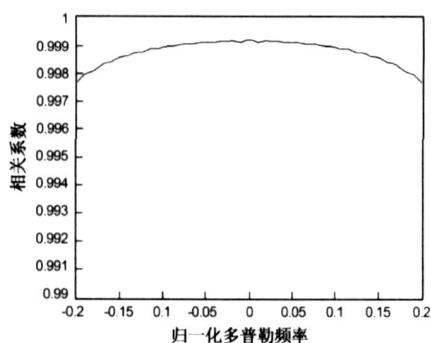


图3 相关系数随归一多普勒频率的变化关系

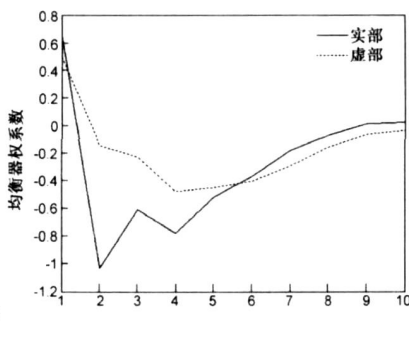


图4 均衡器的系数

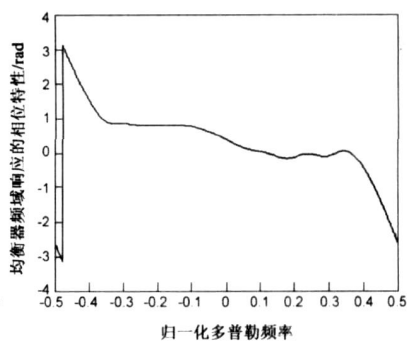


图5 均衡器的相频特性

以下选取 128 个脉冲中的 700 个距离门的实测数据,用以估计均衡器系数并检测均衡效果.参考通道 2 的数据 DBS 处理后的图像如图 7 所示.选取归一化多普勒频率  $f_d = 0.023$  的一组数据,估计得到的 9 阶 FIR 均衡器的系数如图 4 所示,其对应的相频特性如图 5 所示.用此均衡器对所有多普勒通道均衡,均衡前后各个多普勒通道的相关系数如图 6 所示(相关系数是全部 700 个距离门统计的结果).显然,均衡后主瓣内多普勒通道的相关系数大大提高,进而杂波相消性能也会相应提高<sup>[3]</sup>.图 6 中部分副瓣指向的多普勒通道有较高的相关系数,这是由于主瓣内的强的运动目标偏移到了副瓣指向的多普勒通道,给出了杂波数据相关系数的错误估计.

采用分块自适应频域 DPCA 对两通道数据相消<sup>[8]</sup>(每个多普勒通道的数据分 5 块),图 8 和图 9 分别给出了均衡前后杂波相消的 DBS 幅度图.由图可见,如果没

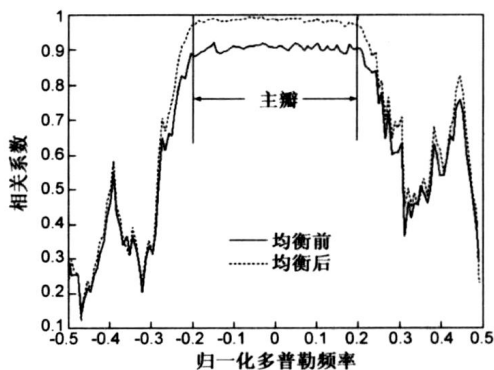


图6 均衡后多普勒通道的相关系数

有均衡直接进行相消,主瓣内的杂波会有较大的剩余,影响运动目标的检测性能.相反,均衡后再进行杂波相消,主瓣内的杂波剩余明显降低,除了若干强杂波点和运动目标外,主瓣杂波剩余已经接近旁瓣杂波剩余水平.

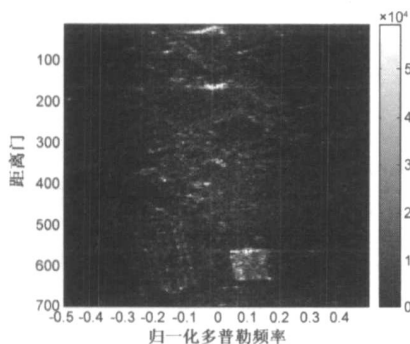


图7 通道2回波的DBS幅度图

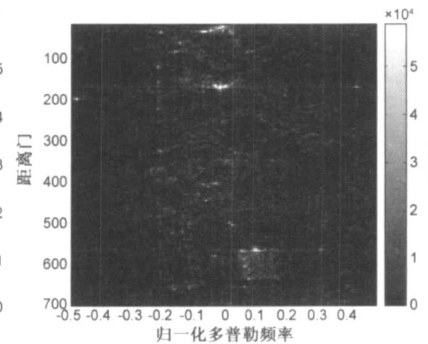


图8 均衡前分块自适应DPCA相消后的幅度图

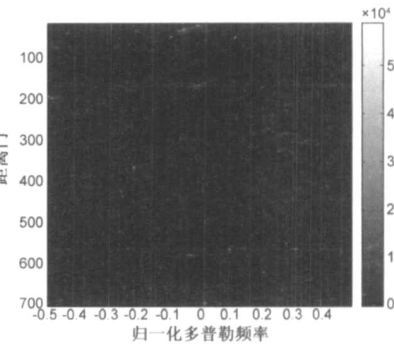


图9 均衡后分块自适应DPCA相消后的幅度图

两通道自适应杂波相消的改善因子  $I$  与相关系数的关系表示为<sup>[14]</sup>

$$I = 1/(1 - \rho_x) \quad (27)$$

其中,  $\rho_x$  表示相消杂波的相关系数.如图 6 所示,均衡前,主瓣杂波区数据的平均相关系数约为 0.9,则自适应相消的改善因子为 10dB.均衡后,主瓣杂波区数据的平均相关系数提高到 0.98,则自适应相消的改善因子为 17dB.与均衡前相比,改善了 7dB,更利于弱运动目标的检测.

## 5 结论

针对实际中通道频率响应的不一致严重影响杂波抑制性能的问题,本文提出了一种基于回波数据的机载雷达通道频率响应均衡的方法.该方法可以对馈线和接收机的失配一并进行均衡,无须改装现有的雷达设备.理论分析和实验结果验证了方法有效性.

参考文献:

[1] Wu Shunjun, Li Yingjun. Adaptive channel equalization for

- space time adaptive processing [A]. Proceedings of IEEE International Radar Conference [C]. Xi'an, China, 1995. 624–628.
- [2] 彭小亮, 李荣锋, 王永良, 陈风波. 两种修正的自适应通道均衡方法[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(4): 658–662.  
Peng Xiaoliang, Li Rongfeng, Wang Yongliang, Chen Fengbo. Two methods of modified adaptive channel equalization[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 28(4): 658–662. (in Chinese)
  - [3] H Ukwitz. The effect of antenna pattern on the performance of dual antenna radar airborne moving target indicators [J]. IEEE Transactions on ANE, 1964, 11(12): 218–223.
  - [4] G Franceschetti, M Migliaccio. SARAS: A synthetic aperture radar(SAR) raw signal simulator[J]. IEEE Transactions on GRS, 1992, 30(1): 110–123.
  - [5] E H Attia, B D Steinberg. Self cohering large antenna arrays using the spatial correlation properties of radar clutter[J]. IEEE Transactions on AP, 1989, 37(1): 30–38.
  - [6] 沈福民. 自适应信号处理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.  
Shen Fumin. Adaptive Signal Processing[M]. Xi'an: Xidian University Press, 2002. (in Chinese)
  - [7] 李真芳, 王洪洋, 保铮, 廖桂生. 分布式小卫星雷达阵列误差估计与校正方法[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(9): 1159–1162.  
Li Zhenfang, Wang Hongyang, et al. Approach to array error estimation for distributed micro satellite SAR systems[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2004, 26(9): 1159–1162. (in Chinese)
  - [8] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2000.  
Wang Yongliang, Peng Yingning. Space Time Adaptive Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000. (in Chinese)
  - [9] J H G Ender. Spacetime processing for multichannel synthetic aperture radar [J]. Electronics & Communication Engineering Journal, 1999, 11(1): 29–38.
  - [10] J M Hilberg, B Bickert, K P Schmitt. Results of flight tests of a two channel radar system with real time MTI processing [A]. IEE Proceedings of Radar Sonar Navigation [C]. 2003, 150(1): 23–27.
  - [11] D S Zmic. Spectral moment estimates from correlated pulse pairs[J]. IEEE Transactions on AES, 1977, 13(4): 344–354.
  - [12] 王峰, 傅有光, 孟兵, 陈丽敏. 基于傅里叶变换的雷达通道均衡算法性能分析及改进[J]. 电子学报, 2006, 34(9): 1677–1680.
  - Wang Feng, Fu Youguang, et al. Performance analysis and improvement of the equalization algorithm based on Fourier transform for radar channel[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(9): 1677–1680. (in Chinese)
  - [13] 王永良, 彭应宁, 保铮. 机载雷达空时二维自适应处理方法—时空子阵联合处理[J]. 电子学报, 1995, 23(12): 107–110.  
Wang Yongliang, Peng Yingning, Bao Zheng. An approach to space time adaptive processing for airborne radar: time space subarray joint processing[J]. Acta Electronica Sinica, 1995, 23(12): 107–110. (in Chinese)
  - [14] M I Skolnik, Radar Handbook [M], New York: McGraw-Hill, 1990.

#### 作者简介:



刘向阳 男, 1982年3月出生于河北石家庄. 2004年在西安通信学院获得工学学士学位并留校工作. 同年, 考取了西安电子科技大学信号与信息处理专业硕博连读研究生. 研究方向: 信号仿真和运动目标检测.

E-mail: xiangyangliu@mail.xidian.edu.cn



周争光 男, 1969年10月出生于湖北宜昌. 现为西安电子科技大学信号与信息处理专业博士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理及其应用.

E-mail: zhou\_z\_g@sohu.com

廖桂生 男, 1963年6月出生于广西桂林. 1990年和1992年分别获西安电子科技大学计算机软件专业工学硕士和信号与信息处理专业博士学位. 现为信号与信息处理学科博士生导师, 雷达信号处理国家重点实验室副主任, IEEE会员. 曾获省部级科技进步奖三项, 在国内外主要学术刊物上发表论文70余篇. 目前主要研究方向为阵列信号处理、空时自适应信号处理在雷达和通信中的应用.

毛志杰 男, 1972年6月出生于河南安阳. 讲师. 2003年获郑州信息工程大学硕士学位, 2005年考取了西安电子科技大学信号与信息处理专业博士研究生. 主要研究方向为干涉合成孔径雷达信号处理.

E-mail: mao\_zhijie@163.com