# 外辐射源雷达扩展相消批处理杂波抑制算法的调制补偿

方 亮 万显荣* 易建新 饶云华 柯亨玉
(武汉大学电子信息学院 武汉 430072)

**摘 要**：外辐射源雷达面临严重的多径杂波问题，扩展相消批处理算法(ECA-B)是一种有效的杂波抑制算法，但该算法的分块批处理使得相消距离元内的杂波和目标回波受到调制，导致杂波不能被完全相消而且会产生附加的模糊目标。该文分析了ECA-B算法的调制机理并提出了相应的补偿方法，该方法首先通过载波频偏精估计来补偿杂波调制，然后通过合理选择分块数以避免目标调制或通过估计调制距离元处每块信号的零频分量来补偿目标调制。仿真和实测数据处理结果验证了文中调制机理分析的正确性和所提方法的有效性，完善了该算法的性能。

**关键词**：外辐射源雷达；多径杂波抑制；扩展相消批处理算法；调制补偿
**中图分类号**：TN958.97 **文献标识码**：A **文章编号**：1009-5896(2014)01-0209-06
**DOI**: 10.3724/SP.J.1146.2013.00384

# Modulation Compensation of the Batch Version of the Extensive Cancellation Algorithm for Clutter Mitigation in Passive Radar

Fang Liang Wan Xian-rong Yi Jian-xin Rao Yun-hua Ke Heng-yu
(*School of Electronic Information*, *Wuhan University*, *Wuhan* 430072, *China*)

**Abstract**: The passive radar faces a significant problem in multipath clutter, and the Batch version of the Extensive Cancellation Algorithm (ECA-B) is an efficient method for clutter mitigation. However, the clutter and target echoes, whose delays are included in the cancelled range area, are modulated due to the block batch processing in the algorithm, and it results in the clutter residues and false target emergences. The modulation mechanism of ECA-B is analyzed and the corresponding compensation method is proposed in this paper. The basic principle of the method is to compensate the clutter modulation by carrier frequency offset fine estimation and then avoid the target modulation by selecting the block number properly or compensate the target modulation by estimating zero frequency components of every block signal in the modulated range cell. The simulation and real-life data results confirm the correctness of the analysis on the modulation mechanism and the validity of the proposed method, which improves the algorithm performance.

**Key words**: Passive radar; Multipath clutter mitigation; Batch version of the Extensive Cancellation Algorithm (ECA-B); Modulation compensation

## 1 引言

外辐射源雷达是一种利用第三方发射的电磁信号探测目标的双/多基地雷达系统，具有无需频率分配、无辐射、抗摧毁能力强、研制和维护成本低、设备体积小、机动性强等诸多优势。该体制雷达采用相干处理技术，即接收系统至少包括两个通道(监测通道和参考通道)分别用来接收目标回波信号和参考信号，通过计算其互模糊函数得到距离多普勒谱，据此实现目标检测和跟踪[1–8]。受监测天线旁瓣和后瓣的影响，监测通道中不可避免地会存在直达波及多径杂波，杂波旁瓣致使回波谱基底抬高，目标因此被掩盖。为描述方便，后文将直达波及多径杂波统称为多径杂波。

多径杂波抑制是外辐射源雷达需要解决的核心技术之一，时域杂波抑制[9–11]是一种经济有效的方法。文献[9]提出了扩展相消批处理算法(ECA-B)，该算法通过分块最小二乘(LS)处理降低了杂波子空间的维数，并在多普勒维加宽了零陷宽度。但该算法忽略了由于分块处理带来的附加影响，在抑制杂波的同时使得相消距离元内的杂波和目标回波受到调制，导致杂波不能被完全相消而且会产生附加的模糊目标。本文针对该算法产生的调制现象，首先阐述了ECA-B算法的原理，然后分析了其调制机理并提出了相应的补偿方法，最后通过仿真和实测数据处理结果验证了所提方法的有效性。

2013-03-26收到，2013-07-18改回
国家自然科学基金(41074116, 41106156, 61271400, 60971101)和武汉大学研究生自主科研项目基金(274763)资助课题
*通信作者：万显荣 xrwan@whu.edu.cn

## 2 ECA-B 算法原理

外辐射源雷达通过将参考天线波束指向机会照射源以得到参考信号，根据机会照射源类型的不同，可以选用多种方案提取纯净的参考信号 $s_{\mathrm{ref}}(n)$，如恒模算法[12]和重构算法[13,14]等。其监测天线波束指向观测区域以接收目标回波信号，监测通道含有大量多径杂波，假定用多个离散的杂波散射表示多径杂波，则监测通道接收信号 $s_{\mathrm{suv}}(n)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} s_{\mathrm{suv}}(n) &= s_c(n)+s_t(n)+v(n) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} w_m s_{\mathrm{ref}}(n-m)+s_t(n)+v(n) \end{aligned} \tag{1}$$

其中 $s_c(n)$ 为多径杂波信号，$s_t(n)$ 为目标信号，$v(n)$ 为监测通道接收热噪声，$M$ 为最大多径延时对应的距离元，$w_m$ 为多径杂波第 $m$ 个距离元的复幅度。其中多径杂波 $s_c(n)$ 占优，其杂噪比比目标信噪比一般高出 60 dB 以上，若直接利用监测通道接收信号与参考信号做互模糊函数，则杂波旁瓣将导致回波谱基底抬高，严重影响了弱小目标的检测性能。

ECA-B 算法目的就是首先估计出多径杂波信号，然后从监测通道接收信号中扣除强多径杂波信号，最终以突显目标回波信号。该算法的原理如图 1 所示，将长度为 $N$ 的监测信号 $s_{\mathrm{suv}}$ 和长度为 $N+K-1$ 的参考信号 $s_{\mathrm{ref}}$ 都分成 $b$ 块，每块监测信号的长度为 $N_B=N/b$，每块参考信号的长度为 $N_B+K-1$。参考信号相邻块首尾有长度为 $K-1$ 的信号重叠，以便于构造杂波子空间 $\boldsymbol{X}_i$，其中 $K$ 为最大相消距离元，$i=0,1,\cdots,b-1$ 为块数。第 $i$ 块监测信号可表示为 $\boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^i=[s_{\mathrm{suv}}(iN_B+1)\ s_{\mathrm{suv}}(iN_B+2)\ \cdots\ s_{\mathrm{suv}}([(i+1)N_B])]^{\mathrm{T}}$，第 $i$ 块参考信号可表示为 $\boldsymbol{s}_{\mathrm{ref}}^i=[s_{\mathrm{ref}}(iN_B+1)\ \cdots\ s_{\mathrm{ref}}(iN_B+K-1)\ s_{\mathrm{ref}}(iN_B+K)\ \cdots\ s_{\mathrm{ref}}([(i+1)N_B+K-1])]^{\mathrm{T}}$，则第 $i$ 块杂波子空间为

$$\boldsymbol{X}_i=\boldsymbol{B}\left[\boldsymbol{s}_{\mathrm{ref}}^i(n)\ \ \boldsymbol{s}_{\mathrm{ref}}^i(n-1)\ \ \cdots\ \ \boldsymbol{s}_{\mathrm{ref}}^i(n-K+1)\right] \tag{2}$$

其中矩阵 $\boldsymbol{B}$ 用来选择以上构造矩阵的后 $N_B$ 行，可表示为

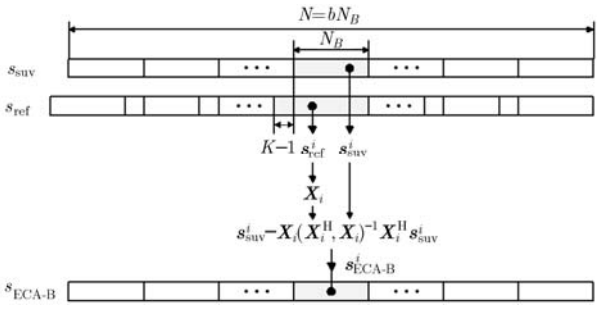



图 1 ECA-B 算法的原理图

$$\boldsymbol{B}=\{b_{ij}\}_{i=1,\cdots,N_B,j=1,\cdots,N_B+K-1},\ b_{ij}=\begin{cases}1, & i=j-K+1\\ 0, & \text{其他}\end{cases}$$

采用 LS 算法[15]处理第 $i$ 块监测信号得

$$\boldsymbol{s}_{\mathrm{ECA\text{-}B}}^i=\boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^i-\boldsymbol{X}_i(\boldsymbol{X}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_i)^{-1}\boldsymbol{X}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^i \tag{3}$$

则经 ECA-B 算法处理的全部信号可表示为

$$\boldsymbol{s}_{\mathrm{ECA\text{-}B}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{s}_{\mathrm{ECA\text{-}B}}^0\\ \boldsymbol{s}_{\mathrm{ECA\text{-}B}}^1\\ \vdots\\ \boldsymbol{s}_{\mathrm{ECA\text{-}B}}^{b-1}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^0-\boldsymbol{X}_0(\boldsymbol{X}_0^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_0)^{-1}\boldsymbol{X}_0^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^0\\ \boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^1-\boldsymbol{X}_1(\boldsymbol{X}_1^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_1)^{-1}\boldsymbol{X}_1^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^1\\ \vdots\\ \boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^{b-1}-\boldsymbol{X}_{b-1}(\boldsymbol{X}_{b-1}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{b-1})^{-1}\boldsymbol{X}_{b-1}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^{b-1}\end{bmatrix} \tag{4}$$

## 3 调制机理分析及补偿方法

### 3.1 调制机理分析

假设监测信号只包括一个目标信号，即 $s_{\mathrm{suv}}(n)=As_{\mathrm{ref}}(n-m)e^{j\frac{2\pi}{N}pn}$，其中 $n=0,1,\cdots,N-1$，$A$ 为目标信号的复幅度，$m$ 为目标信号的延时，$p$ 为目标信号的多普勒频移。令 $A=1$，$m=0$，$s_{\mathrm{ref}}(n)=1$，则 $s_{\mathrm{suv}}(n)=e^{j\frac{2\pi}{N}pn}$，该目标信号简化为单频信号，每块监测信号可表示为

$$\boldsymbol{s}_{\mathrm{suv}}^i=\left[e^{j\frac{2\pi}{N}piN_B}\ \ e^{j\frac{2\pi}{N}p(iN_B+1)}\ \ \cdots\ \ e^{j\frac{2\pi}{N}p[(i+1)N_B-1]}\right]^{\mathrm{T}} \tag{5}$$

对其作 FFT 可得其频谱为

$$\boldsymbol{S}_{\mathrm{suv}}^i=\left[S_{\mathrm{suv}}^i(0)\ \ S_{\mathrm{suv}}^i(1)\ \ \cdots\ \ S_{\mathrm{suv}}^i(N_B-1)\right]^{\mathrm{T}} \tag{6}$$

其中零频分量为

$$S_{\mathrm{suv}}^i(0)=e^{j2\pi\frac{p}{b}i}\sum_{l=0}^{N_B-1}e^{j\frac{2\pi}{N_B}\frac{p}{b}l} \tag{7}$$

采用 LS 算法处理每块监测信号，由于该算法会抑制相消距离元内信号的零频分量，则处理后的每块数据的频谱为

$$\boldsymbol{S}_{\mathrm{ECA\text{-}B}}^i=\left[0\ \ S_{\mathrm{suv}}^i(1)\ \ \cdots\ \ S_{\mathrm{suv}}^i(N_B-1)\right]^{\mathrm{T}} \tag{8}$$

其时域表达为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{s}_{\mathrm{ECA\text{-}B}}^i=\Bigg[&e^{j\frac{2\pi}{N}piN_B}-\frac{S_{\mathrm{suv}}^i(0)}{N_B}\quad e^{j\frac{2\pi}{N}p(iN_B+1)}-\frac{S_{\mathrm{suv}}^i(0)}{N_B}\\ &\cdots\quad e^{j\frac{2\pi}{N}p[(i+1)N_B-1]}-\frac{S_{\mathrm{suv}}^i(0)}{N_B}\Bigg]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{9}$$

经 ECA-B 算法处理后全部监测信号的频谱为

$$
\begin{aligned}
S_{\text{ECA-B}}(k)=&\sum_{i=0}^{b-1}\sum_{n=0}^{N_B-1}\left[e^{j\frac{2\pi}{N}p(iN_B+n)}-\frac{S_{\text{suv}}^{i}(0)}{N_B}\right]\\
&\cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}k(iN_B+n)}\\
=&\sum_{i=0}^{b-1}\sum_{n=0}^{N_B-1}e^{j\frac{2\pi}{N}(p-k)(iN_B+n)}\\
&-\frac{1}{N_B}\sum_{i=0}^{b-1}\sum_{n=0}^{N_B-1}\left(e^{j2\pi\frac{p}{b}i}\sum_{l=0}^{N_B-1}e^{j\frac{2\pi}{N_B}\frac{p}{b}l}\right)\\
&\cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}k(iN_B+n)}\\
=&\sum_{n=0}^{N-1}e^{j\frac{2\pi}{N}(p-k)n}-\frac{1}{N_B}\left(\sum_{l=0}^{N_B-1}e^{j\frac{2\pi}{N}pl}\right)\\
&\cdot\left(\sum_{n=0}^{N_B-1}e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}\right)\sum_{i=0}^{b-1}e^{j\frac{2\pi}{b}i(p-k)}
\end{aligned}
\tag{10}
$$

当 $p=mb$ 且 $m\in Z$ 时，则

$$
S_{\text{suv}}^{i}(0)=e^{j2\pi\frac{p}{b}i}\sum_{l=0}^{N_B-1}e^{j\frac{2\pi}{N_B}\frac{p}{b}l}=\sum_{l=0}^{N_B-1}e^{j\frac{2\pi}{N_B}ml}=0 \tag{11}
$$

$$
S_{\text{ECA-B}}(p)=N \tag{12}
$$

$$
S_{\text{ECA-B}}(p+nb)=0,\quad n=\pm1,\pm2,\cdots \tag{13}
$$

其它情况下，则

$$
S_{\text{suv}}^{i}(0)=e^{j2\pi\frac{p}{b}i}\sum_{l=0}^{N_B-1}e^{j\frac{2\pi}{N_B}\frac{p}{b}l}\neq 0 \tag{14}
$$

$$
S_{\text{ECA-B}}(p)=N-\frac{1-e^{j\frac{2\pi}{b}p}}{1-e^{j\frac{2\pi}{N}p}}\frac{1-e^{-j\frac{2\pi}{b}p}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}p}}\frac{b}{N_B} \tag{15}
$$

$$
\begin{aligned}
S_{\text{ECA-B}}(p+nb)=&-\frac{1-e^{j\frac{2\pi}{b}p}}{1-e^{j\frac{2\pi}{N}p}}\frac{1-e^{-j\frac{2\pi}{b}p}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(p+nb)}}\frac{b}{N_B},\\
&n=\pm1,\pm2,\cdots
\end{aligned}
\tag{16}
$$

可见 $p=mb$ 且 $m\in Z$ 时，利用 ECA-B 算法处理监测信号不会产生其它的谐波分量，其它情况下，不仅会消弱主频点能量，而且会在 $p+nb$ ( $n=\pm1,\pm2,\cdots$ )频点处产生谐波分量。产生以上现象的本质在于 LS 算法抑制了相消距离元内信号的零频分量，当 $p=mb$ 且 $m\in Z$ 时，每块监测信号不存在零频分量，因此不受影响。而其它情况下，每块监测信号存在零频分量，经 LS 处理后零频分量被抑制而导致产生其它的谐波分量。

### 3.2 补偿方法

为了解决 ECA-B 算法引入的杂波和目标调制问题，本文根据其调制机理提出了如图 2 所示的补偿方法，具体流程如下：

(1)外辐射源雷达接收机与非合作发射机之间的频率偏差会导致接收的监测信号在频域内发生偏移。如果采用文献[16]的方法进行载波频偏粗估计并补偿，仍会存在很小的频偏，该频偏一般为几赫兹量级，其导致杂波有微小的多普勒频移，采用 ECA-B 算法处理监测信号时杂波如同目标一样被调制。为补偿该杂波调制，本文利用多径杂波的多普勒频移为零的特性，通过增加相干累积时间 $T_{\text{int}}$ 至 1 s(即多普勒分辨率为 1 Hz)进行载波频偏精估计并补偿；

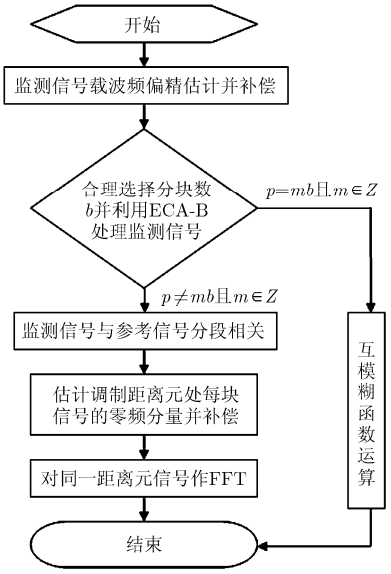



图 2 补偿方法流程图

(2)利用 ECA-B 算法处理监测信号时应合理选择分块数 $b$，该分块数不宜设置过大，否则一方面会导致杂波抑制凹口较大，当凹口包括目标时，目标被部分相消；另一方面会使真实目标能量减弱，模糊目标能量加强，当二者能量相当时不便于分辨目标的真实多普勒位置；

(3)若选择的分块数满足 $p=mb$ 且 $m\in Z$，其中 $p$ 为目标的多普勒频移，则可避免目标被调制；

(4)否则将监测信号和参考信号进行分段相关处理获得距离谱；

(5)利用参考信号根据真实目标的延时、多普勒频移和近似 SNR 对该目标信号建模，再生成距离谱数据，然后对目标距离元数据分块作 FFT，取其每块信号的零频分量作为零频分量估计 $\hat{S}_{\text{suv}}^{i}(0)$；

(6)利用每块信号的零频分量估计 $\hat{S}_{\text{suv}}^{i}(0)$，可以在频域或时域补偿：(a)频域补偿，即先每块信号作 FFT，然后修正每块信号的零频分量为 $\hat{S}_{\text{suv}}^{i}(0)$，最后每块信号作 IFFT。(b)时域补偿，即每块信号在时域直接加上 $\hat{S}_{\text{suv}}^{i}(0)\big/N_B$；

(7)对同一距离元信号作 FFT 获得距离多普勒谱。

## 4 仿真和实测数据处理

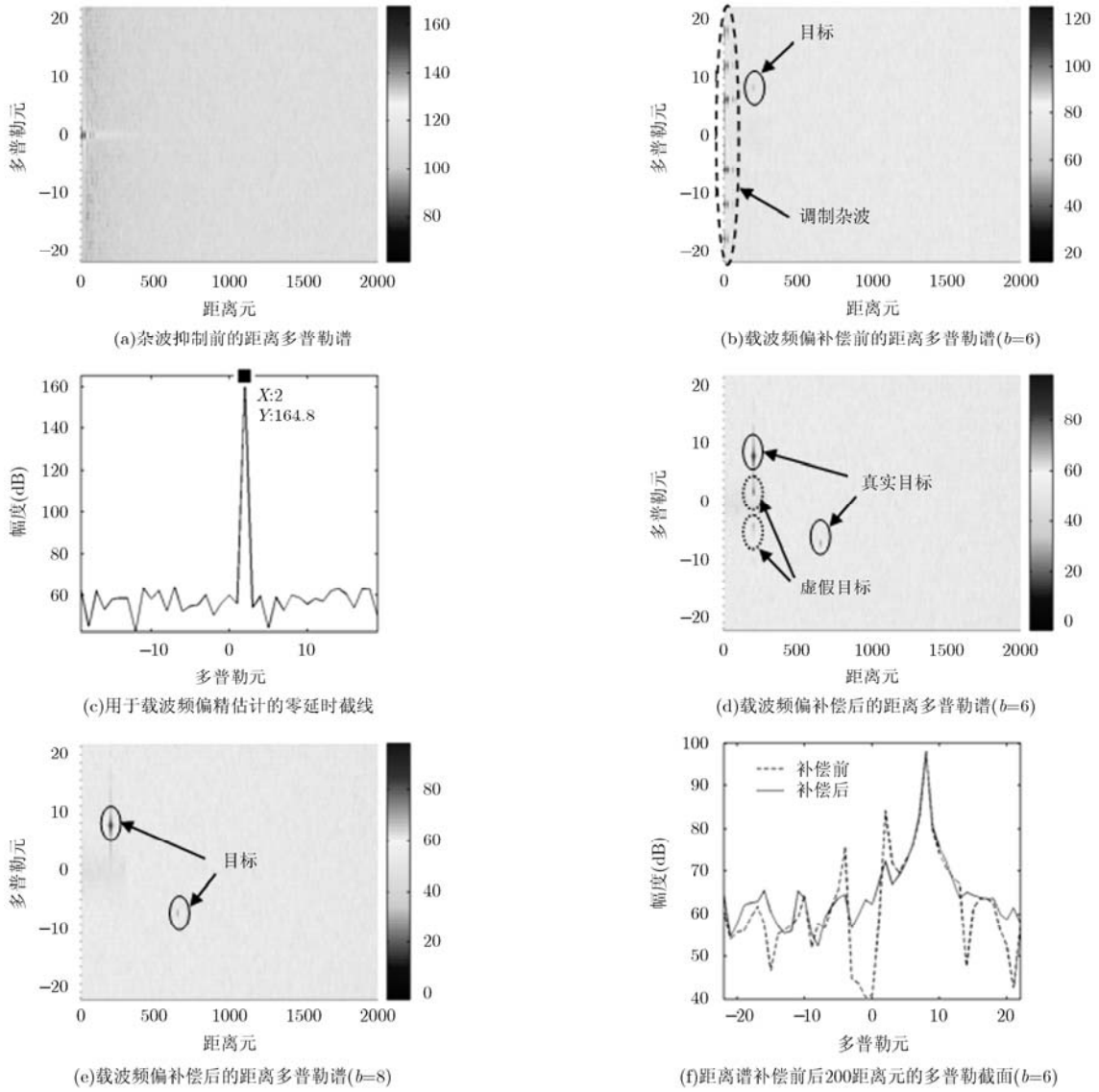
### 4.1 仿真数据处理

本文基于中国移动多媒体广播(CMMB)标准[17]仿真照射源信号，分别模拟了参考通道和监测通道接收数据。其中监测通道接收信号包括多径杂波、目标和噪声，杂波和目标仿真参数如表 1 和表 2 所示。同时设置监测信号存在载波频偏 $f_{\text{off}}=2$ Hz，即 $8.192\times10^{-4}\Delta f$，其中 $\Delta f=2.4414$ kHz 为 OFDM 符号子载波间隔，这相当于多径杂波存在一个很小的多普勒频移 $p=T_{\text{int}}\times f_{\text{off}}=0.05$。

图 3 给出了仿真数据处理结果。多径杂波抑制前的距离多普勒谱如图 3(a)所示，从中可以看出由于强多径杂波旁瓣的影响，回波谱基底抬高，强目标和弱目标均被掩盖。直接利用 ECA-B 算法进行杂波抑制后的结果如图 3(b)所示，其中 $K=300$，$b=6$，可见监测信号存在微小的载波频偏时，多径杂波不能被有效地抑制，且该杂波如同目标一样被调制，同时调制杂波使回波谱基底抬高，弱目标被淹没在基底之下而不能被检测。为补偿杂波调制，

**表 1 杂波仿真参数**

| 杂波 | 直达波 | 多径杂波 | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 延时(距离元) | 0 | 25 | 29 | 62 | 83 | 95 | 129 | 133 | 181 | 223 | 293 |
| SNR(dB) | 63 | 50 | 45 | 40 | 35 | 30 | 25 | 20 | 15 | 10 | 5 |




(a)杂波抑制前的距离多普勒谱 (b)载波频偏补偿前的距离多普勒谱($b$=6)

(c)用于载波频偏精估计的零延时截线 (d)载波频偏补偿后的距离多普勒谱($b$=6)

(e)载波频偏补偿后的距离多普勒谱($b$=8) (f)距离谱补偿前后200距离元的多普勒截面($b$=6)

图 3 仿真数据处理结果

**表 2 目标仿真参数**

| 目标 | 强目标 | 弱目标 |
|---|---|---|
| 延时(距离元) | 200 | 650 |
| 多普勒频移(多普勒元) | 8 | −7 |
| SNR(dB) | −5 | −26 |

在进行 ECA-B 算法处理前需对载波频偏进行精估计并补偿，图 3(c)给出了距离多普勒谱的零延时截线，其中相干累积时间为 1 s，可见载波频偏为 2 Hz。图 3(d)为载波频偏补偿后的处理结果，可见多径杂波被有效抑制，回波谱基底降低，强目标和弱目标均凸显出来，但是相消距离元内的目标被调制，在该距离元处出现多个虚假目标，虚假目标的多普勒位置为 $p+nb$，其中 $n=\pm1,\pm2,\cdots,p$ 为真实目标的多普勒频移，而相消距离元外的目标不受影响。图 3(e)表明通过选择分块数满足 $p=mb$ 且 $m\in Z$，可以避免目标被调制。图 3(f)展示了在选择分块数不满足 $p=mb$ 且 $m\in Z$ 而导致目标被调制时，采用本文所提补偿方法可以有效地抑制模糊目标。

### 4.2 实测数据处理

采用武汉大学 CMMB 外辐射源雷达实验系统的实验数据，图 4 为 2011 年 12 月 2 日在武汉天河国际机场所采集的一组数据的处理结果。其中图 4(a)为多径杂波抑制前的距离多普勒谱，由于武汉 CMMB 系统采用单频网结构，零多普勒存在强多径杂波。直接采用 ECA-B 算法进行杂波抑制后的结果如图 4(b)所示，其中 $K=600$，$b=12$。可见多径杂波被有效抑制，回波谱基底降低，目标凸显出来，但是杂波和目标均被调制。为补偿杂波调制，通过

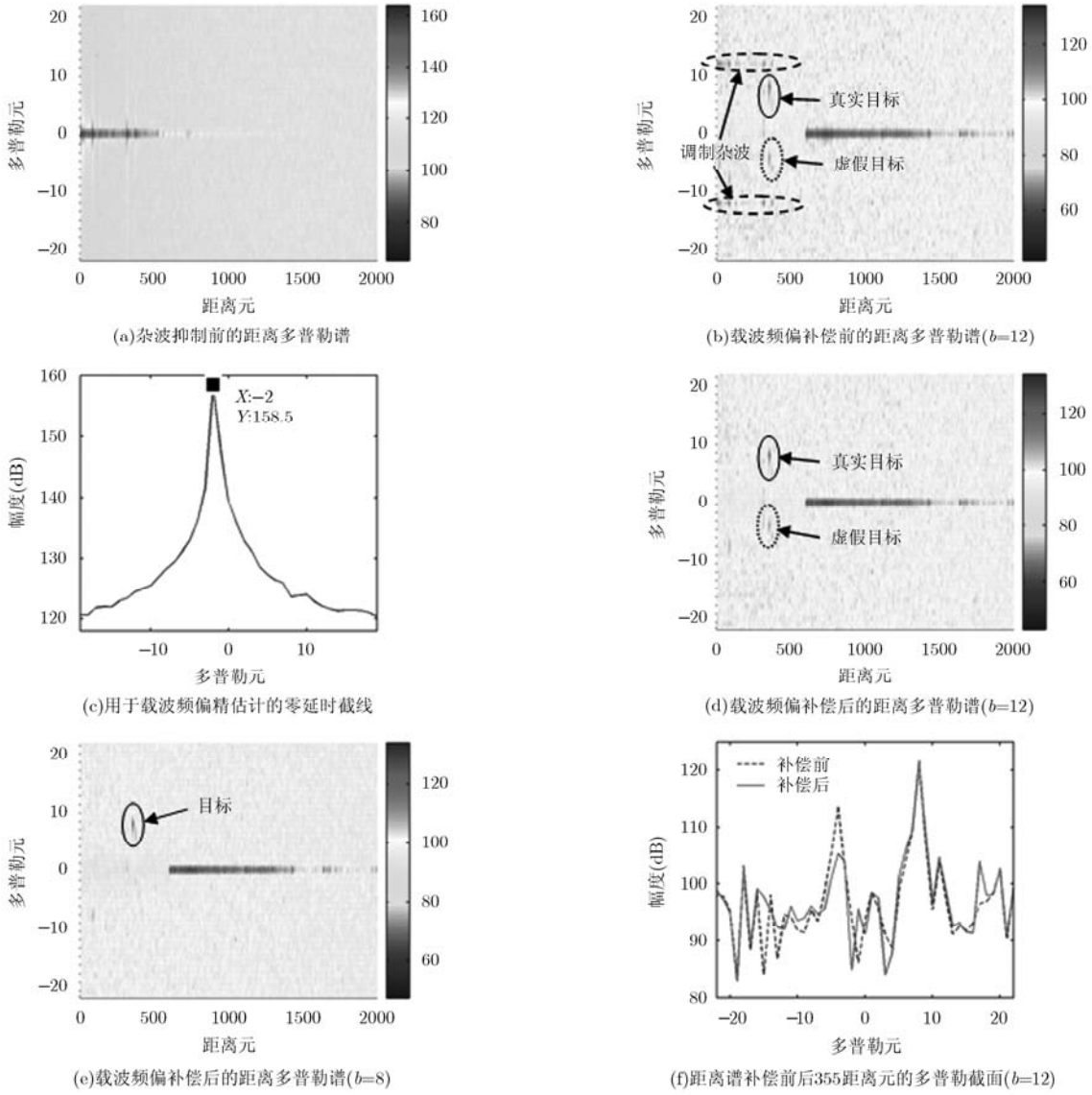



图 4 实测数据处理结果

增加相干累积时间至 1 s 对载波频偏进行精估计，从图 4(c)可以看出监测信号存在−2 Hz 的载波频偏。图 4(d)为载波频偏补偿后的处理结果，可见经载波频偏补偿后，杂波调制被消除，但还存在目标调制。图 4(e)表明通过选择分块数满足 $p = mb$ 且 $m \in Z$，可以避免目标被调制，同时图 4(f)展示了在选择分块数不满足 $p = mb$ 且 $m \in Z$ 而导致目标被调制时，采用本文所提补偿方法可以有效地抑制模糊目标，再次验证了文中调制机理分析的正确性和所提补偿方法的有效性。

## 5 结论

由于 ECA-B 算法的分块批处理，抑制了相消距离元内每块信号的零频分量，导致杂波和目标被调制，本文从理论上分析了其调制机理，并提出首先通过载波频偏精估计来补偿杂波调制，然后通过合理选择分块数以避免目标调制或通过估计调制距离元处每块信号的零频分量来补偿目标调制。应注意，补偿目标调制时所选的分块数不宜过大，否则真实目标的 SNR 被相应消弱，不能利用其作为真实目标的近似 SNR 来估计调制距离元处每块信号的零频分量。虽然该估计存在一定误差，但仿真和实测数据处理结果表明所提补偿方法仍是有效的。

## 参 考 文 献


[1] 万显荣. 基于低频段数字广播电视信号的外辐射源雷达发展现状与趋势[J]. 雷达学报, 2012, 1(2): 109−123.
Wan Xian-rong. An overview on development of passive radar based on the low frequency band digital broadcasting and TV signals[J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(2): 109−123.

[2] Howland P E, Griffiths H D, and Baker C J. Passive Bistatic Radar(Chapter in Bistatic Radar)[M]. Germany: Emerging Technology Wiley, 2008: 247−311.

[3] 杨金禄, 单涛, 陶然. 数字电视辐射源雷达的相参积累徙动补偿方法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(2): 407−411.
Yang Jin-lu, Shan Tao, and Tao Ran. Method of migration compensation in coherent integration for digital TV based passive radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(2): 407−411.

[4] 吴海洲, 陶然, 单涛. 基于DTTB照射源的无源雷达直达波干扰抑制[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(9): 2033−2038.
Wu Hai-zhou, Tao Ran, and Shan Tao. Direct-path interference suppression for passive radar based on DTTB illuminator[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(9): 2033−2038.

[5] 张各各, 王俊, 刘玉春. 一种基于数字电视地面广播照射源的外辐射源雷达快速杂波相消算法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(1): 36−40.
Zhang Ge-ge, Wang Jun, and Liu Yu-chun. A fast cancellation algorithm for DTTB-based passive radar system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(1): 36−40.

[6] 王海涛, 王俊, 端峰. 利用阵列天线的 CDMA 辐射源雷达目标检测方法[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(2): 282−286.
Wang Hai-tao, Wang Jun, and Duan Feng. Target detection for CDMA based passive radar using array antenna[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(2): 282−286.

[7] 蒋柏风, 吕晓德, 赵耀东, 等. 一种基于 DTTB 信号的无源相干雷达模糊函数快速算法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(3): 589−594.
Jiang Bai-feng, Lü Xiao-de, Zhao Yao-dong, *et al*.. A fast algorithm of ambiguity function for passive coherent radar based on DTTB signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(3): 589−594.

[8] 关欣, 胡东辉, 仲利华, 等. 一种高效的外辐射源雷达高径向速度目标实时检测方法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(3): 581−588.
Guan Xin, Hu Dong-hui, Zhong Li-hua, *et al*.. An effective real-time target detection algorithm for high radial speed targets in passive radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(3): 581−588.

[9] Colone F, O'Hagan D W, Lombardo P, *et al*.. A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(2): 698−722.

[10] Cardinali R, Colone F, Ferretti C, *et al*.. Comparison of clutter and multipath cancellation techniques for passive radar[C]. IEEE Radar Conference, Boston, 2007: 469−474.

[11] Colone F, Cardinali R, and Lombardo P. Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach[C]. IEEE Radar Conference, Verona, 2006: 393−399.

[12] Colone F, Cardinali R, Lombardo P, *et al*.. Space-time constant modulus algorithm for multipath removal on the reference signal exploited by passive bistatic radar[J]. *IET Radar, Sonar and Navigation*, 2009, 3(3): 253−264.

[13] 万显荣, 岑博, 易建新, 等. CMMB 外辐射源雷达参考信号获取方法研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 338−343.
Wan Xian-rong, Cen Bo, Yi Jian-xin, *et al*.. Reference signal extraction methods for CMMB-based passive bistatic radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(2): 338−343.

[14] Baczyk M K and Malanowski M. Reconstruction of reference signal in DVB-T-based passive radar[J]. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2011, 57(1): 43−48.

[15] Haykin S. Adaptive Filter Theory, Fourth Edition[M]. New Jersey Englewood Cliffs: Prentice Hall, 2002: 303−316.

[16] 黄谢学, 林平分. CMMB 接收机中的粗载波频偏估计[J]. 电视技术, 2009, 33(S2): 14−16.
Huang Xie-xue and Lin Ping-fen. Coarse carrier frequency offset estimation in CMMB receiver[J]. *Video Engineering*, 2009, 33(S2): 14−16.

[17] GY/T 220.1-2006, 移动多媒体广播第 1 部分: 广播信道帧结构、信道编码和调制[S]. 中国移动多媒体标准, 2006.
GY/T 220.1-2006, Mobile multimedia broadcasting part 1: framing structure, channel coding and modulation for broadcasting channel[S]. China Mobile Multimedia Broadcasting Standard, 2006.



方 亮： 男，1986 年生，博士生，研究方向为雷达系统与信号处理.

万显荣： 男，1975 年生，博士，教授，博士生导师，研究方向为无源雷达系统、高频雷达系统及雷达信号处理等.