

基于独立分量分析法的稀疏阵列穿墙成像雷达直达波干扰抑制

张 驰* 李悦丽 周智敏

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 强的墙体直达波严重干扰了穿墙成像雷达的目标信号,而采用稀疏阵列天线的穿墙雷达,由于通道数少使得基于单次快拍数据分离目标和干扰信号难度更大。该文根据实际通道每次收发获取的距离像存在微弱起伏的现象,提出一种采用单通道多次快拍数据建立观察矩阵,并使用独立分量分析分离直达波与目标信号的方法。仿真及实测数据处理结果表明,在低信杂比(-30 dB)的条件下,该方法仍可有效分离目标和干扰成分,达到较好的直达波抑制效果。

关键词: 穿墙成像雷达(TWIR); 直达波抑制; 独立分量分析(ICA); 稀疏阵列

中图分类号: TN951

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2014)05-0524-09

DOI: 10.3724/SP.J.1300.2014.14066

Wall Clutter Mitigation in Through-the-Wall Imaging Radar with Sparse Array Antenna Based on Independent Component Analysis

Zhang Chi Li Yue-li Zhou Zhi-min

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: For Through-the-Wall Imaging Radar (TWIR), wall clutter is critical for detecting target signals behind a wall. For a system with a sparse antenna array, the lack of observation channels makes it more difficult to separate the target signals and wall clutter. On the basis of fluctuation of the range profile in real transmit/receive channels, this paper proposes to use Independent Component Analysis (ICA) on multiple down-range observations of each transmit/receive channel to remove the wall clutter. The simulation and experimental results show that the proposed method effectively separate target and clutter components, even though the signal-to-clutter ratio is only -30 dB.

Key words: Through-the-Wall Imaging Radar (TWIR); Wall clutter mitigation; Independent Component Analysis (ICA); Sparse array antenna

1 引言

穿墙成像雷达(Through-the-Wall Imaging Radar, TWIR)可对墙后态势进行感知,因而在军事、反恐、救灾等领域有重大的应用前景,近年来受到人们的广泛重视^[1,2]。如何消除墙体直达波对目标信号造成的严重干扰,是 TWIR 需要解决的关键问题之一。对于静止目标,一种直接的方法是事先录取背景信号,然后采用背景相消法去除墙体直达波在内的静止干扰^[3],但该方法的局限性在于需要获得成像区域的先验知识。以奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)、主元分析(Principal Component Analysis, PCA)为代表的子空间法,

无需场景的先验知识,按照奇异值(或特征值)的大小,将原始信号投影到不同的子空间中,在一定程度上可以达到抑制干扰的目的^[4,5]。然而在信杂比较低的情况下,弱目标的子空间特征往往无法突显。子空间法的本质是把原始信号分解为互不相关的分量,相比之下,独立分量分析法(Independent Component Analysis, ICA)假设原始信号由若干统计独立的源信号线性混合而成,这在许多应用中更符合信号的本质结构^[6],因而能更有效地提取目标信号。

单收发系统的 TWIR 常采用合成孔径模式,通过扫描获取 B-scan(距离向-方位向 2 维观察数据)矩阵进行杂波抑制^[4-7]。而采用阵列天线的 TWIR,则多采用单发多收或多发多收模式,通过快拍方式(指雷达系统完成一次收发通道的遍历)由各收发通道对场景进行观察^[8,9]。其阵元的稀疏分布将导致观

2014-04-04 收到, 2014-06-05 改回; 2014-09-01 网络优先出版

国家自然科学基金(61302146)资助课题

*通信作者: 张驰 finderzc@aliyun.com

观察信号的欠缺,这使得单次快拍难以获取足够的观察信号用于分离其中目标和干扰分量。

针对上述问题,本文首先推导了1维距离像的形成过程及其数学表达,引入了ICA数据模型。之后分析了实际通道每次收发获取的信号存在微弱起伏的现象,并研究了ICA对确定性源信号的适用性,在此基础上提出一种采用单通道多次快拍数据建立观察矩阵,使用ICA分离直达波与目标信号的方法。仿真及实测数据表明,在信杂比低至-30 dB的情况下,该方法仍可分离目标和直达波干扰,解决了稀疏阵列TWIR因单次快拍观察信号不足造成的无法有效提取墙后目标的问题。

2 1维距离像形成

假设稀疏阵列TWIR采用步进频连续波(Stepped-Frequency Continuous Wave, SFCW)体制,其频点数为 N ,则阵列天线第 l 个收发通道,在第 k 个频点发射的子脉冲 $S_k^l(t)$ 为^[10]:

$$S_k^l(t) = \cos[2\pi(f_0 + k\Delta f)t + \varphi_l] \text{rect}\left(\frac{t - kT - T/2}{T}\right),$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中 T, f_0 和 Δf 分别为子脉冲持续时间、初始频率和频率步进增量; φ_l 为通道 l 初始相位(不失一般性,设 $\varphi_l = 0$);矩形函数为:

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & -T/2 \leq t \leq T/2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

设场景中包括目标在内的理想散射点的个数为 P ,第 i 个散射点散射强度为 δ_i ,与通道 l 收发天线间的双程延时为 τ_i^l (当散射点静止时, τ_i^l 不随时间变化),则接收信号为:

$$R_k^l(t) = \sum_{i=1}^P \delta_i \cos[2\pi(f_0 + k\Delta f)(t - \tau_i^l)]$$

$$\cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau_i^l - kT - T/2}{T}\right), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

经理想解调,对输出的复信号在其中心处进行采样的结果为^[11,12]:

$$U^l(k) = \sum_{i=1}^P \delta_i \exp[-j2\pi(f_0 + k\Delta f)\tau_i^l],$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

若将 $U^l(k)$ 视为频域样点,则对所有频点构成的序列做 N 点逆离散傅里叶变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT),可得到理想情况下通道 l 的1维距离像^[12]:

$$H^l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} U^l(k) \exp\left[j\frac{2\pi n}{N}k\right]$$

$$= \sum_{i=1}^P \delta_i \frac{1}{N} \exp(-j2\pi f_0 \tau_i^l)$$

$$\cdot \sum_{k=0}^{N-1} \exp\left[j\frac{2\pi k}{N}(n - N\Delta f \tau_i^l)\right] \quad (4)$$

其中 $n = 0, 1, \dots, N-1$ 为距离单元编号,令 $\alpha_{in}^l = 2\pi n/N - 2\pi\Delta f \tau_i^l, \beta_n = \pi n(N-1)/N, f_c = f_0 + (N-1)\Delta f/2$,则:

$$H^l(n) = \sum_{i=1}^P \delta_i \frac{1}{N} \exp[-j(2\pi f_c \tau_i^l - \beta_n)] \frac{\sin(N\alpha_{in}^l/2)}{\sin(\alpha_{in}^l/2)}$$

$$= \sum_{i=1}^P \delta_i h_i^l(n) \quad (5)$$

式中分量 $\delta_i h_i^l(n)$ 表示了散射点 i 在该通道中的距离像,当 $\alpha_{in}^l = m2\pi$ ($m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$)时,即 $n = mN + N\Delta f \tau_i^l$ 时其包络取得最大值,该峰值位置取决于散射点的双程延时 τ_i^l 。

假设墙体是匀质的,则其前表面也可等效为理想散射点^[11],那么 $H^l(n)$ 中直达波分量可表示为 $\delta_d h_d^l(n), d \in \{1, 2, \dots, P\}$ 。由于实际中直达波能量远大于目标散射点回波能量,且墙体会对后者造成较大衰减^[13],这使得直达波分量往往将目标分量“淹没”。为了有效提取目标信号,抑制直达波干扰,首先需要对 $H^l(n)$ 中各分量进行有效分离。

3 ICA模型

ICA作为一种盲源分离方法^[14-16],近年来被引入到TWIR领域中。ICA假设观察变量是若干统计独立的源变量线性混合而成,并依据非高斯性最大化准则,从观察变量中估计出各源变量。其基本模型如下^[14]:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_P]^H$ 为源变量组成的 P 维矢量,经 $M \times P$ 维矩阵 \mathbf{A} 线性混合,形成 M 维观察矢量 $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_M]^H$ 。模型中 \mathbf{S}, \mathbf{A} 均为未知量,需通过 \mathbf{X} 估计出 $P \times M$ 解混矩阵 \mathbf{W} 以分离各源变量,即:

$$\mathbf{S} = \mathbf{W}\mathbf{X} \quad (7)$$

由于实际中只能获取各随机变量的采样,若采样数为 N ,则式(6),式(7)中 \mathbf{X} 和 \mathbf{S} 分别扩展为 $M \times N$ 维和 $P \times N$ 维采样矩阵,其每一行 $\mathbf{s}_i^H, \mathbf{x}_j^H$ 分别表示 N 点源信号和观察信号,并且:

$$\mathbf{x}_j = \sum_{i=1}^P a_{ji} \mathbf{s}_i \quad (8)$$

其中 a_{ji} 表示矩阵 \mathbf{A} 的元素。由式(6)和式(7)可知,

上述模型成立的前提是 M, N 和 P 存在以下关系:

$$\min(M, N) \geq \text{rank}(\mathbf{X}) = \text{rank}(\mathbf{S}) = P \quad (9)$$

其中 rank 表示矩阵的秩。由于通常信号的采样数较大, 于是有 $\min(M, N) = M \geq P$ 。以上关系说明, ICA 只能求解不多于观察信号数量的源信号。此外, 由于 \mathbf{S}, \mathbf{A} 均未知, 使得 \mathbf{S} 中各源信号 \mathbf{s}_i 的幅度及次序具有模糊性^[15]。

4 稀疏阵列的 ICA 方法

通过比较式(5)和式(8), 可将 $h_i^l(n)$ 作为源信号, $H^l(n)$ 作为观察信号。对于一个有 Q 个阵元的稀疏阵列, 通过阵元间的收发组合, l 最大取值为 $Q(Q-1)$ 。但由于阵元分布的稀疏性, 当 l 不同时, 对同一散射点 i, τ_i^l 的差异不能忽略, $h_i^l(n)$ 不能视为同一源信号, 那么要求解的源信号数为 $PQ \cdot (Q-1)$ (若部分求解, 则源信号次序的模糊性可能使目标分量被遗漏)。依据式(9), 求解以上源信号至少需要等量的观察信号。然而, 单次快拍最多只能获取 $Q(Q-1)$ 个观察信号, 无法满足要求。为解决上述问题, 本文考虑通过多次快拍来增加观察信号的数量。

4.1 距离像起伏分析

在理想情况下, 只要收发通道位置确定且目标静止, 每次快拍获取的 $H^l(n)$ 是相同的, 并不能增加有效的观察信号。但是, 我们注意到在实际雷达系统中, 即使是单一收发通道的距离像也会受系统相位漂移、杂波环境变化、多路径等多种因素的影响^[17], 使其在每次收发中存在起伏。图1为对实际 TWIR 系统某通道多次收发获取的距离像在固定距离单元进行取样并去除均值的结果(图中一条曲线对应一个距离单元)。其中横轴为收发次数, 纵轴表示幅度, n 为距离单元编号。可以看出在每一次收发中, 不同距离单元处 $H^l(n)$ 均存在微弱起伏(一般

在均值的 0.1% 左右)。这样可将通道 l 第 j 次收发获取的距离像写作 $H^{lj}(n)$ 。并且通过比较图 1(a)与图 1(b)可知相邻距离单元的变化趋势类似, 而相距较远的则差异较大, 由于 $H^{lj}(n)$ 的能量主要集中在各 $h_i^l(n)$ 的峰值处, 于是仅考虑各峰值处的变化, 可将式(5)改写为:

$$H^{lj}(n) = \sum_{i=1}^P \delta_i^l e_i^{lj} h_i^l(n) \quad (10)$$

其中 e_i^{lj} 表示第 j 次收发中 $h_i^l(n)$ 峰值所在距离单元的变化大小。比较式(8)和式(10), 可将 $h_i^l(n)$ 视为源信号, 而 $H^{lj}(n)$ 视为观察信号, $\delta_i^l e_i^{lj}$ 等效为混合矩阵 \mathbf{A} 的元素。这样, 利用 $H^{lj}(n)$ 之间的差异, 可通过增加快拍次数来获取足够的有效观察信号, 以完成对源信号的分离。

4.2 ICA 分离确定性信号原理

上一节提出将 $h_i^l(n)$ 作为 \mathbf{s}_i , 但由式(5)可以看到在发射信号参数确定的情况下 $h_i^l(n)$ 的取值仅与 τ_i^l 有关, 那么当目标静止时 $h_i^l(n)$ 为确定性信号。由于 ICA 最早用在对语音信号等随机信号的处理中^[18,19], 其统计特性方便讨论。而对于确定信号, 不存在各种统计概念。考察 ICA 解算单个源信号的情况, 定义对比函数^[16]:

$$J_G(\mathbf{w}) = \mathbb{E} \left\{ G \left(\left| \mathbf{w}^H \mathbf{X} \right|^2 \right) \right\} \quad (11)$$

其中 $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^H$ 为 M 维权矢量, 当选取 $G(Y) = Y^2$ 时, $J_G(\mathbf{w})$ 可近似 $\text{kurt}(\mathbf{w}^H \mathbf{X})$, 以衡量其非高斯性。其中 kurt 表示峰度, 当 $\mathbb{E}(|Y|^2) = 1$ 并且 Y 为圆(circular)信号时其定义为:

$$\begin{aligned} \text{kurt}(Y) &= \mathbb{E}(|Y^4|) - 2\mathbb{E}(|Y|^2) - \left| \mathbb{E}(Y^2) \right|^2 \\ &= \mathbb{E}(|Y|^4) - 2 \end{aligned} \quad (12)$$

在 $\mathbb{E}\{|\mathbf{w}^H \mathbf{X}|^2\} = 1$ 的约束下, ICA 算法通过迭代获

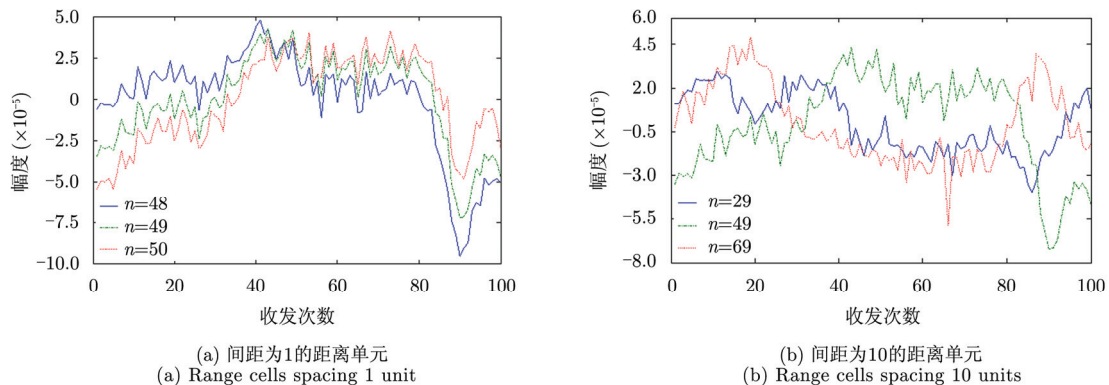


图1 距离像起伏

Fig. 1 Fluctuation of range profile

取 J_G 的极值点 \mathbf{w}_{opt} , 以求得源信号 $\mathbf{w}_{\text{opt}}^H \mathbf{X}$, 其迭代步骤如下^[16]:

步骤 1 任意选择初始权向量 \mathbf{w}_0 ;

步骤 2

$$\mathbf{v} = \text{E} \left\{ \mathbf{X} (\mathbf{w}_p^H \mathbf{X})^* g \left(\left| \mathbf{w}_p^H \mathbf{X} \right|^2 \right) \right\} \\ - \text{E} \left\{ g \left(\left| \mathbf{w}_p^H \mathbf{X} \right|^2 \right) + \left| \mathbf{w}_p^H \mathbf{X} \right|^2 g' \left(\left| \mathbf{w}_p^H \mathbf{X} \right|^2 \right) \right\} \mathbf{w}_p$$

步骤 3 归一化 $\mathbf{w}_{p+1} = \mathbf{v} / \|\mathbf{v}\|$;

步骤 4 计算 $\sigma = \sum_{m=1}^M \left| |w_{p,m}| - |w_{p+1,m}| \right|$, 若 σ 大于预设的误差容限则返回步骤 2, 否则迭代终止。其中 g, g' 分别为 G 1 次求导和 2 次求导的结果; $\|\cdot\|$ 表示向量的 2 范数; $w_{p,m}$ 为 \mathbf{w}_p 的第 m 个分量。

如第 3 节所述, 实际 \mathbf{X} 为观察信号的采样矩阵, 根据各态历经性假设, 以上迭代过程中各统计量均由时间平均进行计算^[19], 即 $\text{E}(\cdot) \approx \overline{(\cdot)}$, 其中算子 $\overline{(\cdot)}$ 表示时间平均。进一步由式(6)可知 $\mathbf{w}^H \mathbf{X} = \mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{S} = \mathbf{z}^H \mathbf{S}$, 可见, 即使 \mathbf{S} 为确定性信号, 在时间平均的意义下, 上述求解过程依然成立, 但条件是 $\overline{\text{kurt}(\mathbf{s}_i)}$ ($\overline{\text{kurt}}$ 表示由时间平均计算的峰度) 不能为 0^[16], 否则极值点无法求取。另外, 当 $\overline{\text{kurt}(\mathbf{s}_1)} = \overline{\text{kurt}(\mathbf{s}_2)} = \dots = \overline{\text{kurt}(\mathbf{s}_p)}$ 时, 算法可能得到错误的结果^[19]。

由式(10)可以看出, 通道 l 的观察信号 $H^l(n)$ 仅由该通道的源信号 $h_i^l(n)$ 组成, 与其它通道无关。于是可对每个通道单独建立观察矩阵 $\mathbf{X}^l = [\mathbf{x}^{l1}, \mathbf{x}^{l2}, \dots, \mathbf{x}^{lM}]^H$, 其中 $\mathbf{x}^{lj} = [H^l(n=0), H^l(n=1), \dots, H^l(n=N-1)]^H$, 并通过 ICA 求解各 \mathbf{X}^l 中的源信号 \mathbf{S}^l 及混合矩阵 \mathbf{A}^l 。但如前文所述, 对不同的 j 观察信号 $H^l(n)$ 的差异较小, 并且 $h_i^l(n)$ 为确定性源信号, 需要对该情况下 ICA 的适用性做进一步的验证。

4.3 仿真分析

下面通过一个数值例子对上述方法进行验证。以两个源信号为例, 假设 \mathbf{s}_1 对应直达波, \mathbf{s}_2 对应目标信号, $\mathbf{s}_i = [h_i^l(0), h_i^l(1), \dots, h_i^l(N-1)]^H$, 其中 $h_i^l(n)$ 符合式(5), $i=1, 2$; 观察信号 $\mathbf{x}_1 = a_{11}\mathbf{s}_1 + a_{12}\mathbf{s}_2$, $\mathbf{x}_2 = a_{21}\mathbf{s}_1 + a_{22}\mathbf{s}_2$ 。这里, 通过对不同源信号的混合系数(如 a_{11}, a_{12})进行设置, 模拟真实环境中直达波分量与目标分量散射强度的差异, 使同一次观察中前者的峰值功率比后者高约 40 dB; 通过对同一源信号的混合系数(如 a_{11}, a_{21})进行设置, 使其峰值幅度在两次观察中起伏仅为 0.1%, 模拟 4.1 节真实回波中确定目标的起伏波动范围。具体的仿真参数见表 1。

表 1 源信号及混合矩阵参数

Tab. 1 Parameters of source signals and mixture matrix

实例	峰值位置		混合系数			
	\mathbf{s}_1	\mathbf{s}_2	a_{11}	a_{12}	a_{21}	a_{22}
1	31	128	100	1	99.8	1.002
2	31	80	100	1	99.8	1.002
3	31	41	100	1	99.8	1.002

图 2(a), 图 2(d), 图 2(g) 为 $\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2$ 峰值位置不同时的源信号图(实际计算时采用的 IDFT 点数大于频点数, 使得源信号峰值幅度小于 1)。图 2(b), 图 2(e), 图 2(h) 为对 $\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2$ 乘以混合系数并叠加后得到的观察值 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$, 注意到 \mathbf{s}_2 成分几乎被 \mathbf{s}_1 淹没。图 2(c), 图 2(f) 显示经过 ICA 处理后, 相比混合之前, 除幅度发生变化外, $\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2$ 均被有效分离, 这说明所提方法具有可行性。但图 2(i) 结果显示当目标位置较近时, 分离后的 $\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2$ 产生畸变, 峰值出现重叠成分, 这是由于当 Δn 趋于 0 时, $\overline{\text{kurt}(\mathbf{s}_1)}, \overline{\text{kurt}(\mathbf{s}_2)}$ 趋同造成的。

4.4 基于 ICA 的墙体直达波抑制流程

实际应用时可通过 M ($M > P$) 次快拍, 使得每个通道 l ($l=1, 2, \dots, Q(Q-1)$) 均获取足够观察信号

构成观察矩阵 \mathbf{X}^l , 并通过 ICA 求得各 \mathbf{X}^l 中的源信号 \mathbf{S}^l 及混合矩阵 \mathbf{A}^l 。依据式(6)三者满足以下关系:

$$\mathbf{X}^l = \sum_{i=1}^P \mathbf{A}_i^l \mathbf{s}_i^H \quad (13)$$

其中 \mathbf{A}_i^l 为 \mathbf{A}^l 的第 i 列。根据 \mathbf{X}^l 中观察信号的峰值位置(等效于直达波的峰值位置), 可判别式(13)中直达波对应的分量 $\mathbf{A}_i^l \mathbf{s}_i^H$, 将其去除可得目标矩阵 $\mathbf{X}_{\text{trg}}^l = [\mathbf{x}_{\text{trg}}^{l1}, \mathbf{x}_{\text{trg}}^{l2}, \dots, \mathbf{x}_{\text{trg}}^{lM}]^H$, 最后取每个 $\mathbf{X}_{\text{trg}}^l$ 的第 j 行, 形成与第 j 次快拍对应的 2 维矩阵 $\mathbf{B}^j = [\mathbf{x}_{\text{trg}}^{1j}, \mathbf{x}_{\text{trg}}^{2j}, \dots, \mathbf{x}_{\text{trg}}^{Q(Q-1)j}]^H$ 用于后续成像处理。上述方法的流程如图 3 所示。下面将通过实验进一步验证该方法的有效性。

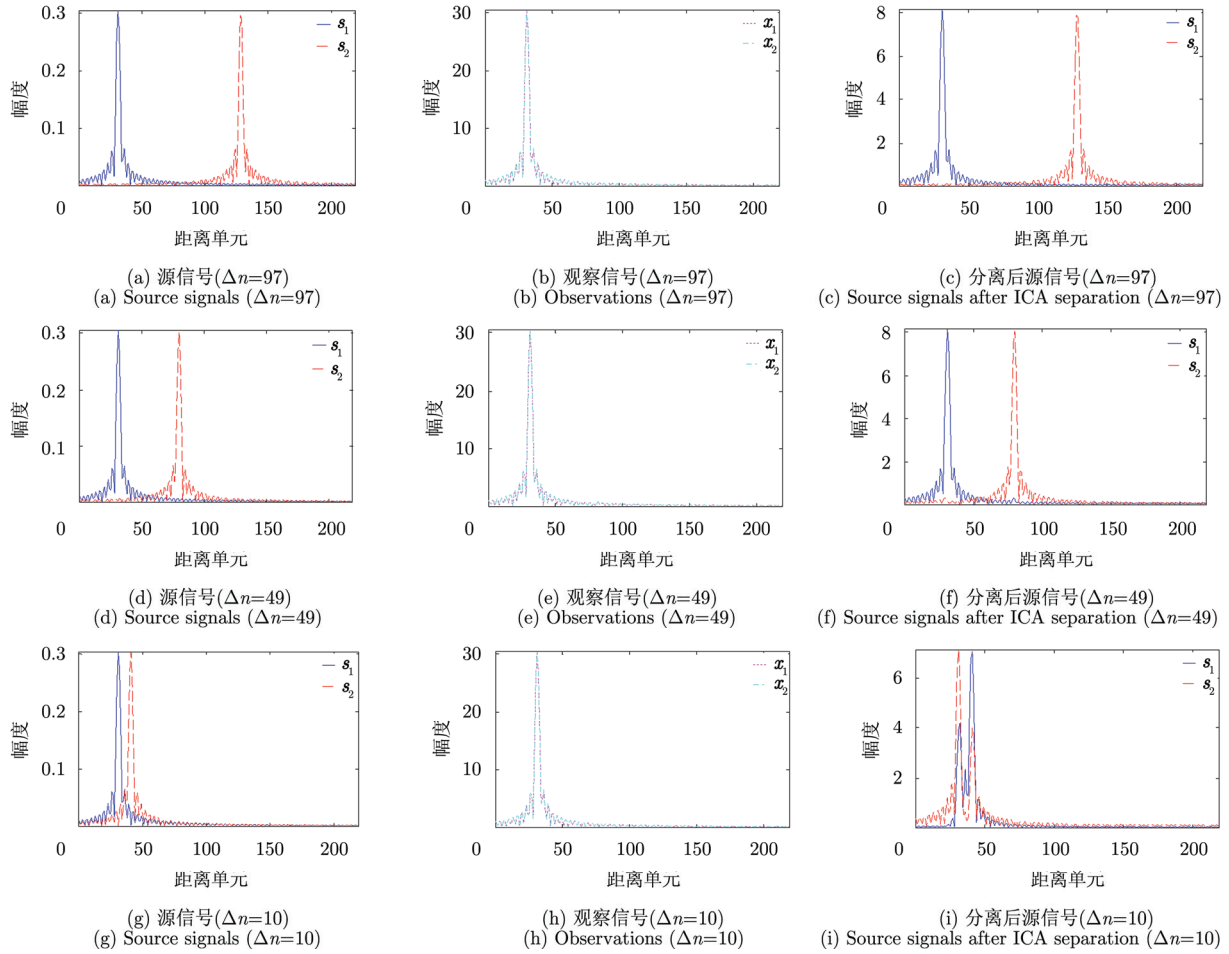


图2 s_i 峰值位置不同时 ICA 分离结果

Fig. 2 Results of ICA when locations of peak of s_i differ

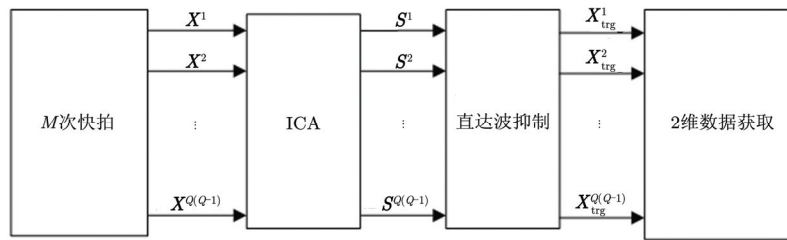


图3 基于 ICA 的稀疏阵列直达波抑制方法流程图

Fig. 3 Flow chart of wall clutter mitigation for sparse array antenna based on ICA

5 实测数据分析

实验使用 4 块 Vivaldi 平板天线间隔均匀设置为 3 m 长的稀疏天线阵列。一次快拍采取顺序单发多收工作模式，即从阵元 1 到阵元 4，任意时刻只有 1 个天线发射，余下 3 个天线顺序接收。因此，雷达系统共有 12 个收发通道。发射信号采用 SFCW 体制，扫频范围为 317~1815 MHz，频率步进增量为 2 MHz，共 750 个频点。实验系统参数如表 2。

表 2 雷达系统参数

Tab. 2 Parameters of radar system

参数	取值
阵元数	4
收发通道数	12
频率范围	317~1815 MHz
频率步进增量	2 MHz
频点数	750
分辨率	0.1 m

实验场景以及坐标系设置如图 4 所示，其中阴影部分均为混凝土墙。实验中天线阵列放置在左侧空房间中，电磁波需穿透墙 A，对墙后 3.2 m×7 m 的房间进行成像。阵列与墙 A 平行并与其前表面相距 6.25 m，墙体厚度为 0.35 m。目标为一 30 cm 三面角，放置在墙后房间中轴线上，距离墙 A 后表面 2 m 处，目标距离地面 1 m，与天线阵列处于同一水平面。

首先在不放置目标的情况下对成像区域进行一次快拍，以获取各通道的背景干扰。之后将目标放置在指定位置进行 50 次快拍。在有目标的情况下，某次快拍通道 1(阵元 1 发射阵元 2 接收)获取的成像区域距离像如图 5(a)所示。在直达波以及其它杂波的严重干扰下，距离像中目标分量几乎不可见。从中减去该通道的背景干扰后，可观察到目标距离像，如图 5(b)所示，其峰值功率与图 5(a)中直达波峰值功率之比约为-30 dB。

之后使用本文提出的方法，对 50 次快拍中各通道获取观察矩阵 \mathbf{X}^l 进行 ICA 处理，得到 \mathbf{A}^l 及 \mathbf{S}^l 。同样以通道 1 为例，经分解后的 \mathbf{X}^1 中第 20 行 $\mathbf{x}^{1,20}$ 中部分信号分量如图 6 所示。可以看到图 6(c)中分量 3 为目标分量。而由于直达波峰值位于第 6 个距离单元附近(图 5(a)所示)，由此可判定图 6(a)中分量 1 是直达波分量，可将其去除。此外图 6 中还存在着其它信号分量，这是由多路径信号以及周围环境杂波等干扰造成的，这需要进行进一步的检测方法将其与目标分量予以区分。以上结果说明 ICA 可有效分离各通道观察信号中的目标和干扰分量。

在去除干扰后，取第 20 次快拍对应的 2 维矩阵 \mathbf{B}^{20} ，利用后向投影(BackProjection, BP)算法进行成像的结果如图 7 所示。其中图 7(a)为对原始数据进行成像的结果，在严重的直达波干扰下几乎无法

从中获取目标的信息。而采用本文方法处理后，成像结果中出现了目标成分，如图 7(b)所示。图 7(c)，图 7(d)分别为对单次快拍数据进行 ICA 以及采用 SVD 进行直达波抑制后的图像(具体方法可参考文献[6,11])，可以看到经过以上方法处理后，从图像中仍然无法分辨出目标。通过计算图像信杂比进一步评价各方法的效果，其计算式为^[20]：

$$SCR = \frac{\frac{1}{N_1} \sum_{(i,j) \in A_1} \|I_{ij}\|^2}{\frac{1}{N_2} \sum_{(i,j) \in A_2} \|I_{ij}\|^2} - 1 \quad (14)$$

式中， A_1 为图像中目标信号的分布区， N_1 为区域 A_1 中的数据点数； A_2 为包含目标在内的杂波分布区， N_2 为区域 A_2 中的数据点数； $\|I_{ij}\|$ 为相应像素点的强度。这里选取以目标为中心 0.5 m×0.3 m 的矩形区域作为 A_1 ，(如图 7(b)中红色方框所示)，整个图像作为 A_2 ，各图像信杂比计算的结果如表 3 所示。

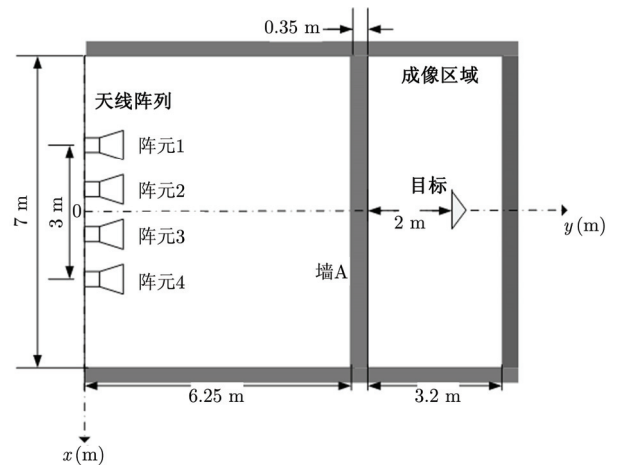


图 4 实验场景

Fig. 4 Experimental scene

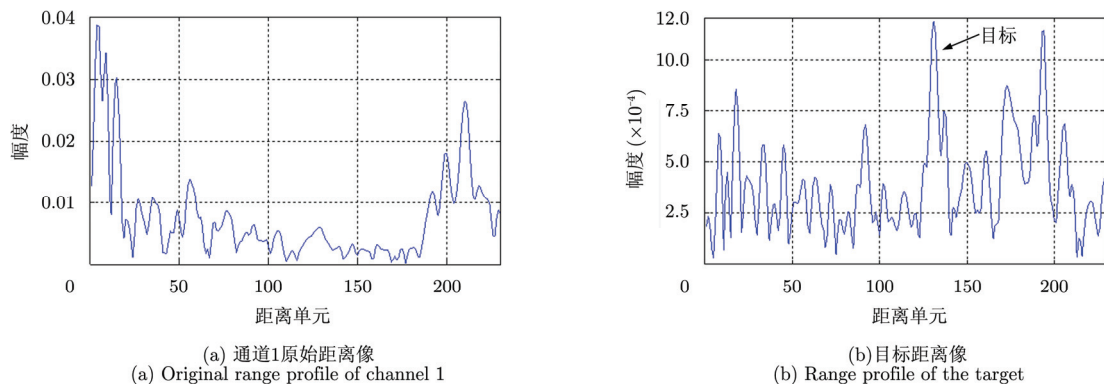


图 5 通道 1 及目标距离像

Fig. 5 Range profile of channel 1 and the target

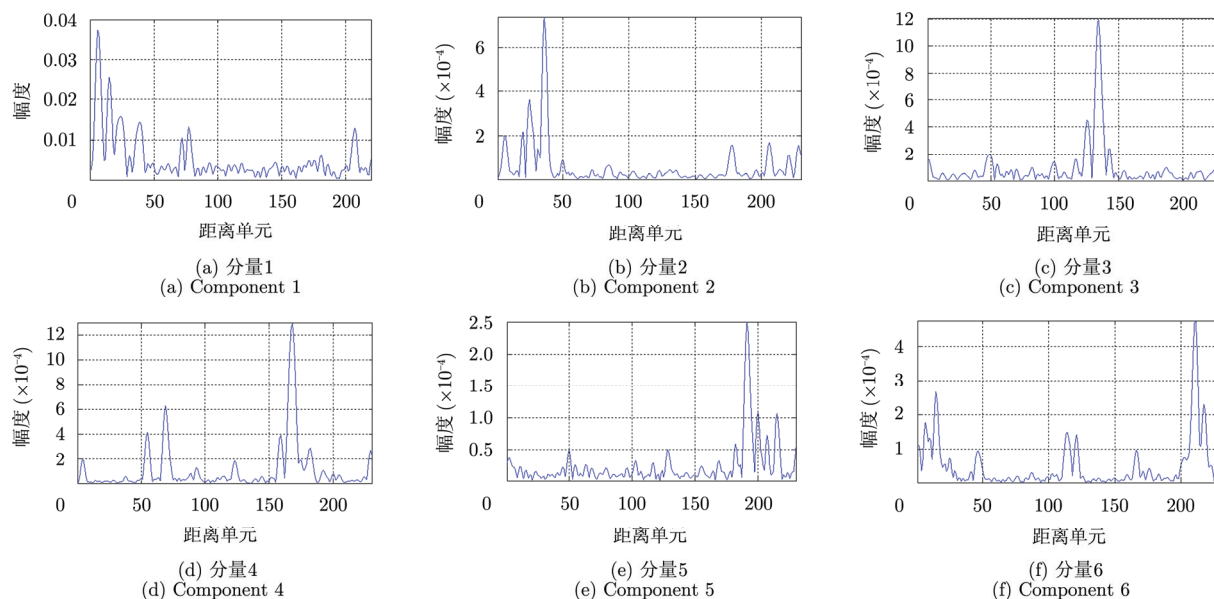


图6 部分信号分量

Fig. 6 Parts of signal components

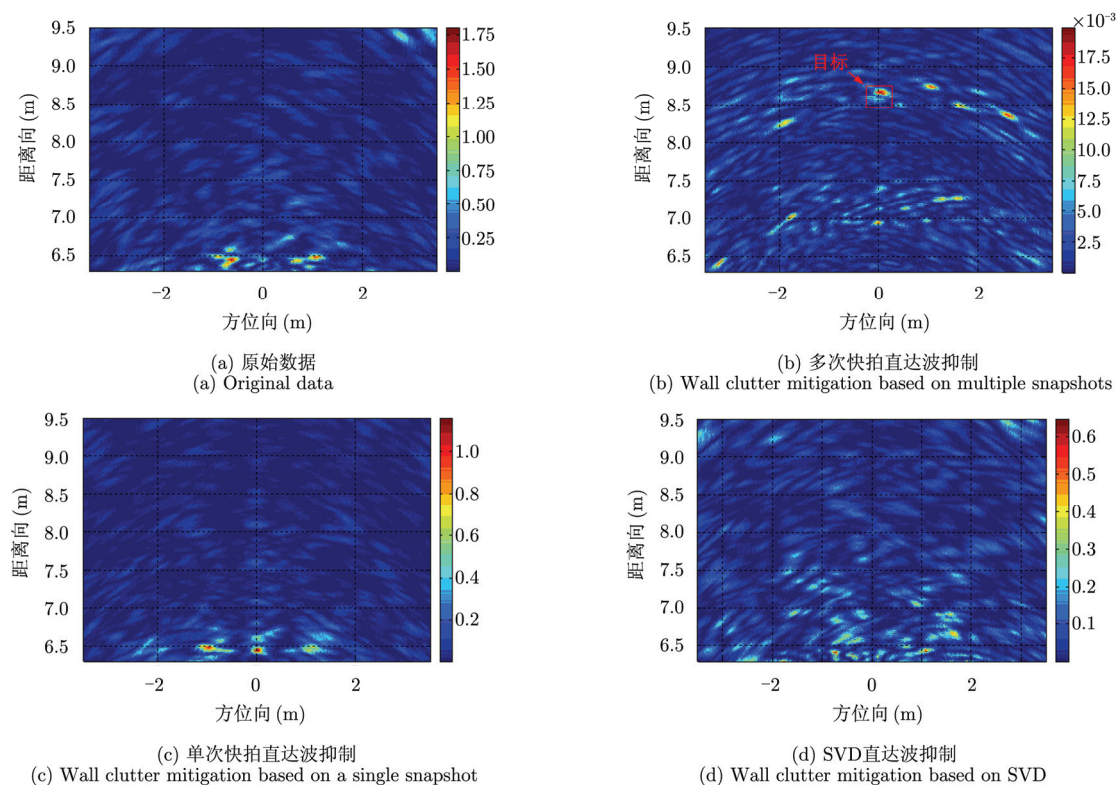


图7 BP 成像结果

Fig. 7 Results of BP imaging

表3 不同图像信杂比

Tab. 3 Signal-to-clutter ratio of different images

	原始图像	多次快拍 ICA	单次快拍 ICA	SVD
信杂比	0.129	0.171	0.089	0.094

相比不做任何处理的情况,使用 SVD 算法降低了图像的信杂比,这是由于本实验的阵列配置和收发模式,使得墙体子空间和目标子空间存在较大交叠^[11],导致算法在去除墙体干扰的同时不可避免地损失较多目标能量。而直接使用单次快拍数据进

行ICA, 解得的分量混合了各通道的直达波和目标信号, 基于类似的原因该方法同样降低了图像的信杂比。相比之下, 本文方法有效地分离了每个通道中的干扰和目标分量, 较好地抑制了直达波, 提高了图像的信杂比。

6 结论

针对稀疏阵列单次快拍观察信号不足的问题, 本文提出采用单通道多次快拍数据建立观察矩阵, 使用ICA分离直达波与目标信号的方法。仿真和实验结果证明, 该方法可有效提取目标分量, 达到较好的直达波抑制效果。对于实测数据中存在的残余干扰问题, 需要研究进一步的检测手段将其与目标成分进行区分, 以去除由多路径信号以及周围环境杂波产生的虚假目标。

参 考 文 献

- [1] Baranoski E J. Through-wall imaging: historical perspective and future directions[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2008, 345(6): 556-569.
- [2] Amin M G and Ahmad F. Through-the-Wall Radar Imaging: Theory and Applications[M]. Oxford: E-Reference Signal Processing, Elsevier, 2013.
- [3] Debes C, Amin M G, and Zoubir A M. Target detection in single-and multiple-view through-the-wall radar imaging[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(5): 1349-1361.
- [4] Tivive F H C, Bouzerdoum A, and Amin M G. An SVD-based approach for mitigating wall reflections in through-the-wall radar imaging[C]. IEEE Radar Conference (RADAR), Kansas City, USA, 2011: 519-524.
- [5] Kabourek V, Černý P, and Mazánek M. Clutter reduction based on principal component analysis technique for hidden objects detection[J]. *Radio Engineering*, 2012, 21(1): 464-470.
- [6] Gaikwad A N, Singh D, and Nigam M J. Application of clutter reduction techniques for detection of metallic and low dielectric target behind the brick wall by stepped frequency continuous wave radar in ultra-wideband range[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2011, 5(4): 416-425.
- [7] Karlsen B, Sorensen H B, Larsen J, et al. Independent component analysis for clutter reduction in ground penetrating radar data[C]. International Society for Optics and Photonics, Orlando, USA, 2002: 378-389.
- [8] Browne K E, Burkholder R J, and Volakis J L. Through-wall radar imaging system utilizing a light-weight low-profile printed array[C]. Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Barcelona, Spain, 2010: 1-5.
- [9] Gu F, Chi L, Zhang Q, et al. Single snapshot imaging method in multiple-input multiple-output radar with sparse antenna array[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2013, 7(5): 535-543.
- [10] Cui G, Kong L, and Yang X. Reconstruction filter design for stepped-frequency continuous wave[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(8): 4421-4426.
- [11] Tivive F H C, Amin M G, and Bouzerdoum A. Wall clutter mitigation based on eigen-analysis in through-the-wall radar imaging[C]. IEEE 17th International Conference on Digital Signal Processing (DSP), Corfu, 2011: 1-8.
- [12] Wehner D R. High Resolution Radar[M]. Norwood, MA, Artech House, 1987: 197-234.
- [13] Jia Y, Kong L, Yang X, et al. Multi-channel through-wall-radar imaging based on image fusion[C]. IEEE Radar Conference (RADAR), Kansas City, USA, 2011: 103-105.
- [14] Hyvarinen A. Fast and robust fixed-point algorithms for independent component analysis[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1999, 10(3): 626-634.
- [15] Hyvärinen A and Oja E. Independent component analysis: algorithms and applications[J]. *Neural Networks*, 2000, 13(4): 411-430.
- [16] Bingham E and Hyvärinen A. A fast fixed-point algorithm for independent component analysis of complex valued signals[J]. *International Journal of Neural Systems*, 2000, 10(1): 1-8.
- [17] Du L, Liu H, Bao Z, et al. A two-distribution compounded statistical model for radar HRRP target recognition[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(6): 2226-2238.
- [18] Forootan E and Kusche J. Separation of deterministic signals using independent component analysis (ICA)[J]. *Studia Geophysica et Geodaetica*, 2013, 57(1): 17-26.
- [19] Kirimoto T, Danial K, Amishima T, et al. Performance analysis of independent component analysis to separate mixtures of complex sinusoidal signals[C]. IEEE SICE Annual Conference, Tokyo, 2008: 3424-3430.
- [20] Xu Xiao-yin and Miller E L. Entropy optimized contrast stretch to enhance remote sensing imagery[C]. IEEE 16th International Conference on Pattern Recognition, Quebec, Canada, 2002: 915-918.

作者简介



张 驰(1990-), 男, 四川成都人, 现为国防科技大学电子科学与工程学院硕士研究生, 主要研究方向为穿墙成像雷达信号处理。

E-mail: finderzc@aliyun.com

李悦丽(1973-), 女, 湖南浏阳人, 博士, 现为国防科技大学电子科学与工程学院副教授, 获国家科技进步二等奖 1 项, 部委科技进步一、二等奖各 1 项, 主要研究方向为合成孔径雷达成像以及实时信号处理系统实现。

周智敏(1957-), 男, 山东潍坊人, 现为国防科技大学电子科学与工程学院教授, 博士生导师, 主要研究方向为新体制雷达系统与技术。

《雷达学报》“动平台下的动目标检测技术”专题征文通知

进入二十一世纪以来, 伴随航空、航天技术的进步, 不但出现了以“两高一低”(即高空、高速、低电磁散射与红外辐射)为特征的新型有人/无人航空飞行器, 而且陆、海慢速运动目标也在朝着降低目标可探测要素的方向发展。此外, 探测目标所面临的电磁环境日趋复杂。仅依赖地/海基探测手段已无法全空域、全时段监视活动目标, 有必要综合利用多种运动平台、多种技术途径来提升监视低可观察目标的能力。

动平台下检测运动目标是近年来学术界极为关注和研究的热点, 从目前的理论与实验研究到形成综合应用能力, 还有很长的路要走, 需要重点解决包括动平台探测体制与构架、多源信息融合利用、非均匀地/海杂波抑制、低信噪比时变信号积累检测等在内的诸多理论难题与技术挑战。

为及时总结动平台下的动目标检测技术研究与应用的最新进展, 《雷达学报》拟在 2015 年下半年出版“动平台下的动目标检测技术”专题, 专题主编为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室廖桂生教授。

现公开征集专题论文, 诚挚欢迎国内外专家、学者和科研人员积极投稿, 具体征文事项如下。

一. 征文方向(但不限于)

1. 动平台探测动目标的新体制(双多/基体制, MIMO 体制)
2. 动目标检测理论与处理新方法(STAP, SAR-GMTI, WAS-GMTI, 稀疏处理)
3. 高速、高机动目标积累检测
4. 检测-跟踪一体化理论与方法
5. 多特征融合检测理论与方法

二. 征文要求

1. 来稿须进行**脱密**处理, 发表前应提交保密审查表(盖章)。
2. 观点明确, 论据充分, 引证准确; 尚未公开发表; 中英文皆可。
3. 题目、作者姓名及单位、摘要、关键词、图题、表题应给出中英文; 单位和物理量使用符合国家标准。
4. 稿件请采用 Office Word 97~2003 版本通栏排版。
5. 投稿请在《雷达学报》网站(<http://radars.ie.ac.cn>)“作者投/查稿”处注册、上传, 在作者留言中注明“动平台下的动目标检测技术”专题论文。
6. 投稿截止日期: 2015 年 4 月 30 日。
7. 联系人: 贾守新、高华, 电话: 010-58887062, 邮箱: radars@mail.ie.ac.cn。

(“隐藏目标雷达成像和识别技术”专题征文通知见 622 页)