

基于延迟锁定环跟踪对消技术的 穿墙雷达杂波抑制

郑 晨^{1,2}, 席晓莉^{1,2}, 宋忠国^{1,2}

(1. 西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西西安 710048;
2. 西安理工大学先进导航与电磁技术研究所, 陕西西安 710048)

摘 要: 穿墙雷达成像中, 墙体反射波等杂波严重影响成像效果. 针对现有子空间技术等方法在去杂波同时会对目标信息造成消减这一问题, 本文采用 M 序列雷达, 提出一种多级延迟锁定环路技术. 该方法对墙体反射波、直达波等强杂波时延分别进行准确估计, 重建干扰杂波信号并从入射信号中消减, 实现对杂波干扰的有效抑制, 可以广泛的应用于执法、救援及反恐等各领域. 结果表明, 与平均消去、子空间杂波抑制技术对比, 在不同噪声环境下, 本方法均能够有效的抑制干扰, 图像改善因子分别提高了 1~6dB, 目标成像效果得到大幅度改善.

关键词: 穿墙雷达; 目标探测; 杂波抑制; 延迟锁定环; 信号重建; 改善因子

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)09-2181-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.09.019

The Clutter Mitigation Based on Delay Lock Loop Tracking-and-Cancellation Method in Through-the-Wall Imaging

ZHENG Chen^{1,2}, XI Xiao-li^{1,2}, SONG Zhong-guo^{1,2}

(1. Institute of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China;
2. Institute of Advanced Navigation and Electromagnetics, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China)

Abstract: In through-the-wall imaging (TWI), the target image is often buried in the reflections of the wall and other clutter waves, and the target image cannot be obtained. The subspace technique has an impact on the target information when the clutter is suppressed. This paper presents the delay lock loop tracking-and-subtraction method to mitigate the clutter in TWI, and the time delay of the wall echo and direct wave is estimated and eliminated. It is widely used in the disaster rescue, hostage rescue, and city street battle. The results, compared with the average elimination method and subspace method, show that the proposed method can effectively suppress the clutter. The improvement factor (IF) of the target image is enhanced and the excellent target image is obtained.

Key words: through-the-wall imaging (TWI); target detection; clutter mitigation; delay lock loop (DLL); signal reconstruction; improvement factor

1 引言

穿墙雷达广泛应用于执法、反恐等各个领域^[1-3]. 穿墙雷达探测成像中, 电磁波穿过墙体会产生反射、折射和速度的改变, 导致信号时延、失真, 墙后目标的影像会产生位移, 鬼影等影响成像效果^[4]. 同时当电磁波信号穿过墙体时能量大幅衰减, 导致墙体后方目标回波信号微弱, 而墙体的反射波、收发天线之间的直达波等

信号的幅度往往远大于目标回波, 严重的干扰了目标的成像效果, 因此穿墙雷达中墙体的杂波抑制技术受到越来越多的关注^[5-7].

背景消除法作为穿墙探测中的墙体杂波抑制技术简单方便, 拥有卓越的墙体杂波抑制能力, 但是此方法需要提前获得没有目标时的墙体背景回波数据, 在实际应用中往往很难实现. 基于奇异值分解的子空间技术^[8,9]具有优良的性能, 通过对回波信号矩阵进行奇异

值分解,分别得到杂波子空间、目标子空间以及噪声子空间,通过去除相应的特征值来去除墙体杂波.这种方法虽然具有良好的杂波抑制能力,但由于目标数量、位置以及墙体介质的不同,墙体子空间所对应的特征值有时难以区分^[10],会造成墙体杂波抑制效果变差或者目标信息被削弱,对成像造成影响.

穿墙雷达可以发射多种波形体制进行穿透探测,如脉冲雷达^[11],频率步进雷达^[12],调频连续波雷达^[13],伪随机噪声雷达^[14]等等.其中伪随机噪声雷达具有低功率,抗干扰能力强以及优良的隐藏特性并且不易被第三方侦测到优点,伪随机 M 序列雷达作为噪声雷达的一种,具有良好的自相关性和互相关特性,并且信号产生方便,因此特别适用于城市巷战,人质救援等领域.

本文采用经载波调制的 M 序列扩频雷达进行穿墙探测.提出一种基于延迟锁定环路的穿墙雷达杂波跟踪对消 (Clutter-Tracking-and-Cancellation, CTC) 技术,该方法通过对信号时延进行精确估计并对杂波跟踪对消处理,在抑制墙体杂波时并不会造成目标信息的损失,提高了目标的成像性能.

2 穿墙探测模型

穿墙雷达探测中,接收天线处收到包括目标反射波、墙体反射波、天线之间的直达波以及噪声等多种信号.发射天线与接收天线沿墙体水平移动,形成合成孔径雷达探测目标并成像,如图 1 所示.

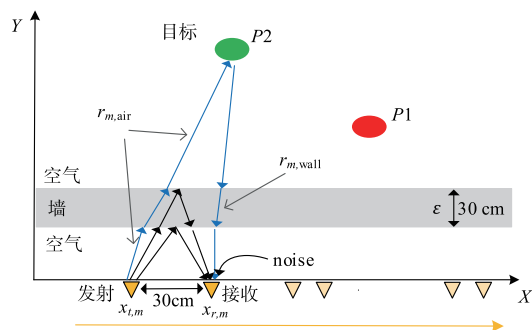


图1 穿墙雷达探测模型

电磁波的传输方向和速度取决于墙体的介电常数与墙体厚度,当收发天线移动到位置 m 处时,对于墙体后方的目标 P ,电磁波的传播时延由下式给出^[15]:

$$\tau_{m,p} = \frac{r_{m,air}}{c} + \frac{r_{m,wall}}{c/\sqrt{\epsilon}} \quad (1)$$

式中: r 为电磁波传播的距离;下标 m 表示收发天线移动到第 m 个位置;下标 air 与 wall 分别表示电磁波在自由空间和墙体中的传播距离; ϵ 为墙体的介电常数; c 为光速.

接收天线收到回波信号可以表示为:

$$S_r = S_{r,air} + S_{r,wall} + S_{r,p} + N \quad (2)$$

式中: $S_{r,air}$ 为发射天线到接收天线的直达波信号; $S_{r,wall}$ 为墙体的回波信号,包括墙体的 1 次回波信号,2 次回波信号以及多次回波信号; $S_{r,p}$ 为墙后目标 P 的回波信号; N 为环境噪声.

假设发射天线发射的信号为 $S(t)$,由载波调制伪随机 M 序列产生:

$$S(t) = Am(t) \cos(\omega t + \theta) \quad (3)$$

式中: A 为信号的幅度; ω 为载波频率; θ 为载波初相位; m 为伪随机序列,由移位寄存器生成,具有优良的自相关特性.对于离墙探测方式,墙体位于天线的远场区,信号经过多次墙体、目标的反射后,忽略电磁波的近场效应,接收天线 $x_{r,m}$ 收到的信号可以表示为:

$$S_{r,m}(t) = \alpha_{m,air} m(t - \tau_{m,air}) \cos(\omega(t - \tau_{m,air}) + \theta_{m,air}) + \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_{m,wall,n} m(t - \tau_{m,wall,n}) \cos(\omega(t - \tau_{m,wall,n}) + \theta_{m,wall,n}) + \alpha_{m,p} m(t - \tau_{m,p}) \cos(\omega(t - \tau_{m,p}) + \theta_{m,p}) + n(t) \quad (4)$$

式中: $\tau_{m,air}$, $\tau_{m,wall,n}$, $\tau_{m,p}$ 分别表示直达波、墙体的 n 次反射波以及目标回波的时延; $\alpha_{m,air}$, $\alpha_{m,wall,n}$, $\alpha_{m,p}$ 分别为各反射信号对应的幅值; $\theta_{m,air}$, $\theta_{m,wall,n}$, $\theta_{m,p}$ 为信号相位; $n(t)$ 为接收天线的噪声.而对于贴墙探测方式,式(4)由于并未考虑波形畸变,直达波与墙体回波相互融合等问题,存在有较大的误差,关于此种情况本文在第 5 节中予以讨论.

对上述接收信号进行去载波解调后,可以获得基带信号:

$$S_{d,m}(t) = \alpha_{m,air} m(t - \tau_{m,air}) + \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_{m,wall,n} m(t - \tau_{m,wall,n}) \cos(\theta_{m,wall,n} - \theta_{m,air}) + \alpha_{m,p} m(t - \tau_{m,p}) (\theta_{m,p} - \theta_{m,air}) + n(t) \quad (5)$$

在接收天线处复现与发射信号中相同的 M 序列,并与基带信号进行相关处理,得到相关信号 $P(\hat{\tau}_m)$:

$$P(\hat{\tau}_m) = \alpha_{m,air} R(\hat{\tau}_m) |_{m(t-\tau_{m,air}),m(t)} + \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_{m,wall,n} R(\hat{\tau}_m) |_{m(t-\tau_{m,wall,n}),m(t)} \cdot \cos(\theta_{m,wall,n} - \theta_{m,air}) + \alpha_{m,p} R(\hat{\tau}_m) |_{m(t-\tau_{m,p}),m(t)} \cdot \cos(\theta_{m,p} - \theta_{m,air}) + N \quad (6)$$

式中: $m(t)$ 为本地复现的 M 序列; $\hat{\tau}_m$ 为估计的 M 序列偏移量; $P(\hat{\tau}_m)$ 为 $\hat{\tau}_m$ 的函数; $R(\hat{\tau}_m) |_{f_1, f_2}$ 为相关函数,定义为:

$$R(\hat{\tau}_m) |_{m(t-\tau),m(t)} = \int_0^T m(t - \tau) \cdot m(t - \hat{\tau}_m) dt \quad (7)$$

式中, T 为 M 序列的周期.

将式(7)带入式(6),在估计偏移量 $\hat{\tau}_m$ 不等于任一

实际回波时延时,由于 M 序列优良的自相关性,相关函数 R 趋近于 0,此时 $P(\hat{\tau}_m)$ 也趋近于 0;当估计偏移量 $\hat{\tau}_m$ 等于 $\tau_{m,\text{air}}$ 时,式(6)中的第一部分 $R(\hat{\tau}_m) |_{m(t-\tau_{m,\text{air}}),m(t)}$ 达到最大值,同时,式中的 $R(\hat{\tau}_m) |_{m(t-\tau_{m,\text{wall}}),m(t)}$ 与 $R(\hat{\tau}_m) |_{m(t-\tau_{m,p}),m(t)}$ 仍然趋近于 0,此时函数 $P(\hat{\tau}_m)$ 出现峰值;同理,当估计偏移量 $\hat{\tau}_m$ 分别等于 $\tau_{m,\text{wall},n}$ 与 $\tau_{m,p}$ 时,式(6)中的相应部分达到最大值, $P(\hat{\tau}_m)$ 出现峰值,因此,可以通过函数 $P(\hat{\tau}_m)$ 的峰值位置来分别估计直达波、墙体杂波以及目标回波的时延信息。

通常情况下,墙体的回波能量比直达波的能量要弱的多,目标的回波能量比这两种回波能量还要弱很多,因此对于相关信号 $P(\hat{\tau}_m)$,目标的相关峰强度也会弱很多,在成像过程中,会造成目标信号过弱导致成像质量不佳,再加上环境噪声的影响,目标淹没于噪声中也会导致探测成像失败.本文所提出的 CTC 技术可以很好的改善上述这些问题。

3 杂波跟踪对消(CTC)技术

由于不同位置处的天线信号处理方法相同,为了方便起见,本文在下面的公式中省略了表示天线不同位置的下标 m .为了在接收信号中找到微弱目标的回波峰值 $P(\hat{\tau})$,必须抑制回波信号中的直达波和墙体反射

波等强杂波.图 2 为 CTC 技术的信号处理流程图,接收天线处的回波信号经过多级的杂波跟踪,逐次对消掉直达波,墙体反射波等杂波,最后提取出目标回波信息并进行成像.每一级的杂波跟踪环路结构相同,输入信号首先与本地产生与载波频率相同 \cos 和 \sin 进行相乘去载波,通过低通滤波去除高频分量后得到 I 路信号 $S_I(t)$ 和 Q 路信号 $S_Q(t)$:

$$s_I(t) = m(t - \tau) \cos(\omega_c t + \theta_c) \quad (8)$$

$$s_Q(t) = m(t - \tau) \sin(\omega_c t + \theta_c)$$

这两路信号分别与超前半个码片和滞后半个码片的 M 序列进行相关累加:

$$I_E = \frac{1}{T} \int_0^T s_I(t) m(t - \hat{\tau} + \frac{\delta}{2}) dt$$

$$I_L = \frac{1}{T} \int_0^T s_I(t) m(t - \hat{\tau} - \frac{\delta}{2}) dt \quad (9)$$

$$Q_E = \frac{1}{T} \int_0^T s_Q(t) m(t - \hat{\tau} + \frac{\delta}{2}) dt$$

$$Q_L = \frac{1}{T} \int_0^T s_Q(t) m(t - \hat{\tau} - \frac{\delta}{2}) dt$$

式中: $m(\cdot)$ 为 M 序列; $\hat{\tau}$ 为 M 序列偏移时间; δ 为 M 序列的码片时间; T 为相关累加时长,一般取为 M 序列周期。

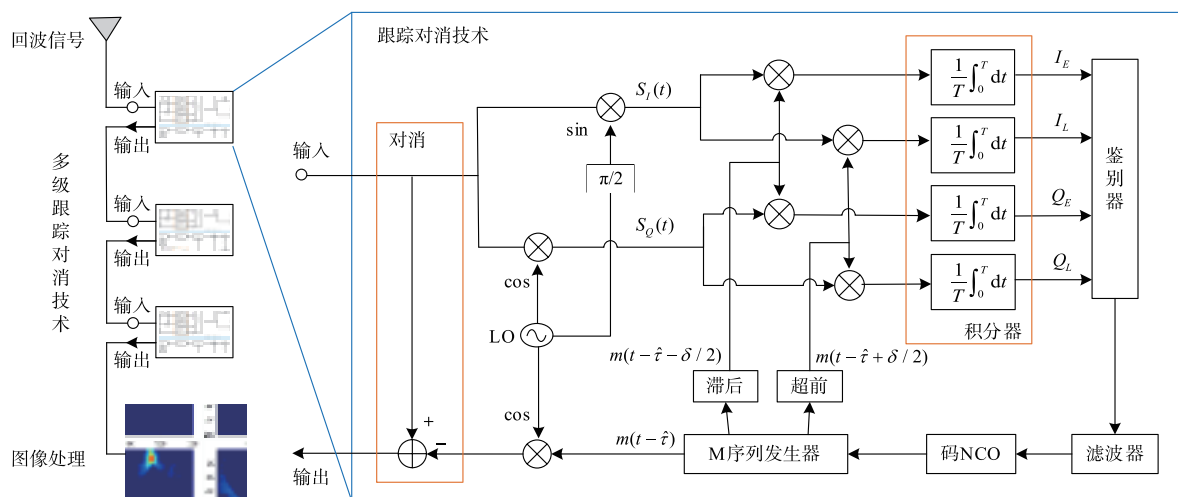


图2 延迟锁定环路杂波跟踪对消技术

将式(8)带入式(9)中,可以得到:

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{1}{T} \int_0^T m(t - \tau) \cos(\omega_c t + \theta_c) m(t - \hat{\tau} + \frac{\delta}{2}) dt \\ &= R(\Delta\tau + \frac{\delta}{2}) \cdot \frac{1}{\frac{1}{2}\omega_c T} \sin(\frac{1}{2}\omega_c T) \cos(\frac{1}{2}\omega_c T + \theta_c) \\ &= R(\Delta\tau + \frac{\delta}{2}) \cdot \text{sinc}(f_c T) \cos(\varphi_c) \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $R(\cdot)$ 为 M 序列的自相关函数, $\Delta\tau = \hat{\tau} - \tau$ 为接收

信号与本地产生的 M 序列的相位时延, $f_c = \omega_c/2\pi$, $\varphi_c = \omega_c T/2 + \theta_c$ 分别为频率与相位差.同理可以按照式(10)写出 I_L, Q_E, Q_L ,也就是说,这 4 个值为 M 序列相位未对齐时的自相关值.随后这 4 个值被送入鉴别器,本文选择非相干超前滞后鉴相算法^[16]来计算 $\hat{\tau}$ 与实际回波信号中的 M 序列延迟的误差 $\Delta\tau$,如式(11)所示.此误差用来修正 M 序列发生器的时延 $\hat{\tau}$,在此基础上产生一组新的超前滞后半个码片的 M 序列.该序列与接收到的信号继续进行式(8)到式(11)的处理过程,通过反馈调

节,不断循环,直到计算出的误差 $\Delta\tau$ 小于所设置的门限. 此时估计出的延迟 $\hat{\tau}$ 即为回波信号中的 M 序列延迟.

$$\begin{aligned}\tau_{\text{error}} &= \frac{1}{2} \frac{\sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}{\sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} + \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}} \\ &= \frac{1}{2} \frac{R(\Delta\tau + \frac{\delta}{2}) - R(\Delta\tau - \frac{\delta}{2})}{R(\Delta\tau + \frac{\delta}{2}) + R(\Delta\tau - \frac{\delta}{2})} \\ &= \Delta\tau\end{aligned}\quad (11)$$

根据估计出的回波延迟与载波即可生成本地还原的信号:

$$y_0(t) = A_0 m(t - \tau_0) \cos(\omega(t - \tau_0) + \theta_0) \quad (12)$$

式中: τ_0 为估计的 M 序列延迟,等于实际回波信号中的直达波信号延迟. θ_0 为信号相位,可以通过锁相环(PLL)技术得到; A_0 为信号幅值,通过自适应滤波计算^[17]. 从天线收到的回波信号中,减去式(12),即相当于从回波总信号中抑制掉直达波信号. 剩余的信号继续输入下一级进行上述处理,对于不同的天线位置来说,目标距离天线的远近不同因而不同天线处的目标回波时延不同,而墙体的回波时延相同,可以根据回波

时延不同来避免目标回波信号被抑制除去.

4 CTC 技术成像

为了接近真实的回波数据,本文采用时域有限差分法(Finite-Difference Time-Domain, FDTD)产生模拟数据, FDTD 方法已被证明是在电磁仿真中的一种非常准确并且有效的方法. 本文选取时间步长 0.166ps, 网格大小 0.01m × 0.01m. 发射天线与接收天线相距 30cm, 沿墙面 x 轴水平移动, 共移动 26 次, 每次 0.1m. 成像区域 3m × 5m, 每像素 1cm × 1cm. 墙体厚 0.3m, 相对介电常数 4.5. 墙体后方有 6 个目标, 天线 $x_{i,m}$ 发射经过载波调制的 M 序列, 载波频率 1.5GHz, M 序列每周期共 1023 位, 频率 1.023GHz.

本文采用后向投影(Back Projection, BP)技术进行成像, 成像结果如图 3 所示. 图 3(a) 图为应用背景消去法后的目标图像, 可以很好的看见 6 个目标. 图 3(b) 中已经无法区分 P3, P4 两个目标, 并且目标成像质量不佳. 图 3(c) 与图 3(d) 分别为子空间法和本文所提出的方法, 对比两幅图, 可以看出 CTC 技术拥有更好的成像结果.

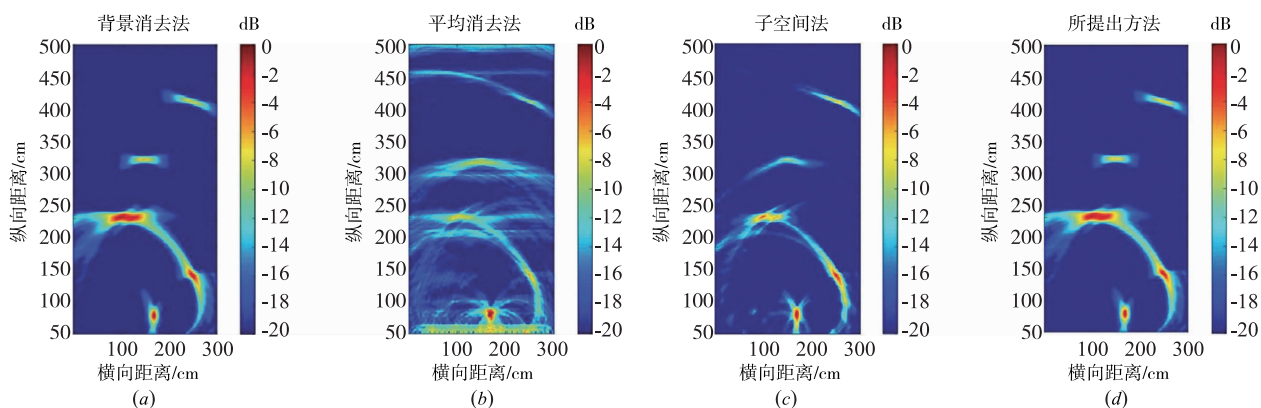


图3 多目标下的杂波抑制技术成像结果

5 CTC 技术性能分析

5.1 波形畸变对 CTC 技术的影响

当收发天线距离墙体较近, 采用贴墙探测方式时, 式(4)无法精确的描述回波信号, 这时直达波往往和墙体回波融为一体, 同时波形的畸变也会变得严重. 因此我们对 CTC 技术在贴墙探测时的杂波抑制能力进行讨论, 我们将天线贴墙放置, 此时回波信号的波形发生畸变, 并且在波峰波谷, 尤其是在 M 序列码翻转处, 信号发生较大突变. 我们对回波信号进行载波解调后低通滤波去除高频分量, 得到 M 序列信号, 结果如图 4(a) 所示. 图中红色虚线为未畸变的理想回波信号的 M 序

列, 蓝色实线为实际畸变信号的 M 序列, 图中可以看出, 在贴墙探测方式下, 虽然回波信号在一定程度发生了畸变, 但回波信号上所调制的 M 序列的相位信息并未发生变化, 也就是说在贴墙探测下, 通过 CTC 技术可以准确的估计出信号的时延.

当天线贴墙探测时, CTC 技术的杂波对消效果如图 4(b) 所示, 目标信息清晰可见, 但是由于回波信号较大的畸变, CTC 技术复现出的由标准正弦波调制 M 序列的直达波与墙体回波, 并不能完全对消掉原始回波中的杂波信息, 因此目标回波信息中残留有少量的直达波与墙体回波相关峰信息.

我们分别计算了贴墙探测和离墙探测两种模式下, CTC 技术杂波对消效果, 如表 1 所示, 其中离墙探测

的天线距离前墙面为 50cm. 可以看出,贴墙探测模式下,天线距离墙体较近,电磁波传播路径较离墙探测模式短,目标回波衰减较小,因此目标强度强于离墙探测

模式. 但是在贴墙探测下,CTC 技术对消后残留有较多的杂波,杂波相关峰较强,导致杂波抑制能力下降.

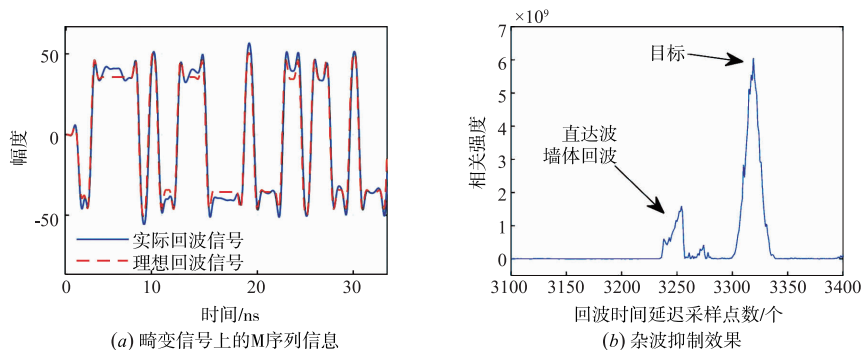


图4 波形畸变对CTC技术的影响

表 1 杂波对消效果

	离墙探测	贴墙探测
目标相关峰强度	5.69E + 09	6.12E + 09
杂波相关峰强度	0.65E + 09	1.59E + 09
杂波与目标峰之比	0.11	0.25

由以上分析可知,当天线贴近墙体时,CTC 技术依然可以得到良好的杂波对消效果,但回波信号较大的畸变会对 CTC 技术产生一定程度的影响.

5.2 成像精度

本文提取出图像目标点的峰值位置作为目标的成像位置,与目标的实际位置进行了对比. 对墙体后方 6 个目标探测的成像精度如表 2 所示,从表中可以看出,6 个目标的成像位置与实际位置的横纵坐标误差都在 2cm 以内,因此该方法具有良好的成像精度.

表 2 目标成像精度

目标	真实位置	成像位置
P1	(1.7m,0.3m)	(1.70m,0.32m)
P2	(2.5m,1.0m)	(2.51m,1.02m)
P3	(1.0m,2.0m)	(1.00m,2.02m)
P4	(1.3m,2.0m)	(1.30m,2.02m)
P5	(1.5m,3.0m)	(1.50m,3.02m)
P6	(2.5m,4.0m)	(2.51m,4.01m)

5.3 抗噪声能力

为了说明在不同噪声情况下的成像效果,本文在多目标成像的基础上,分别引入了信噪比为 -10dB 与 -20dB 的噪声,对比了不同噪声情况下成像效果. 图 5 所示为在目标信号信噪比为 -10dB 的情况下,天线移动到第 20 个位置时所接收到的信号杂波抑制效果. 图 5(a) 所示为对天线接收的原始信号进行相关处理后的图形,图中可以看到明显的直达波与墙体回波信号的强的相关峰值,图 5(b) 为图 5(a) 的放大,可以看到此时目标的相关峰淹没于强烈的杂波中从而不可见. 图 5(c) 图为经过杂波抑制后的相关峰图形,图中可以看

出,此时强烈的直达波与墙体回波等杂波已经被良好的抑制,从而 6 个目标的相关信息清晰可见. 图 6 所示为信噪比分别为 -20 dB 下多目标的成像效果,可以看出,在强噪声水平下,本方法同样具有良好的成像性能.

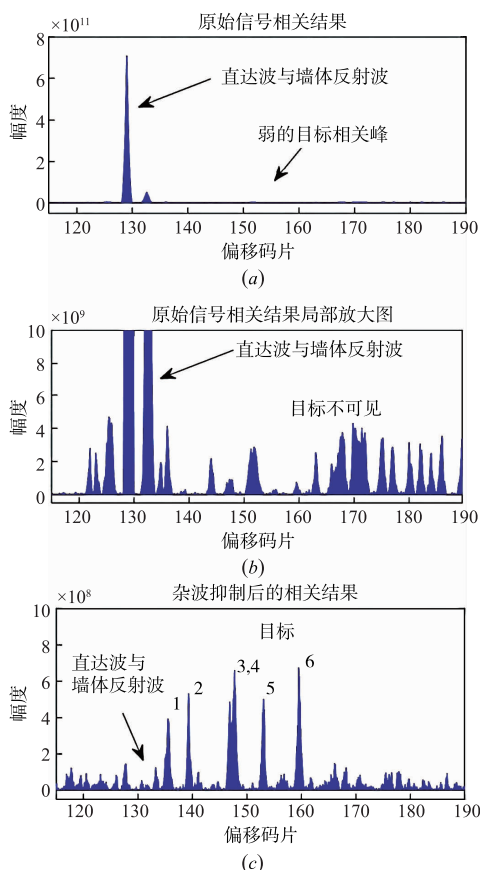


图5 强噪声情况下的相关结果

5.4 图像改善因子

为了定量的描述杂波抑制效果,本文采用改善因子 (Improvement Factor, IF) 来比较不同杂波抑制方法的

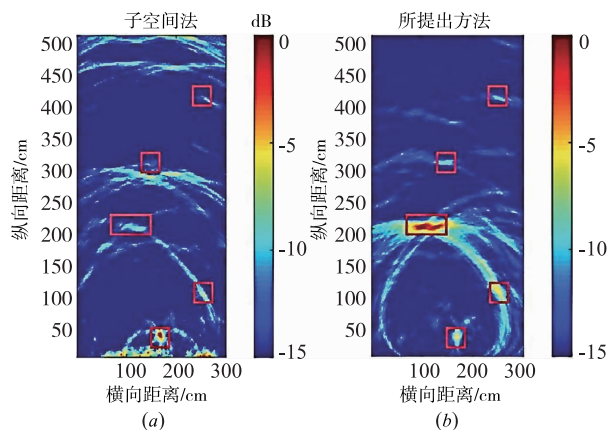


图6 信噪比为-20dB下的多目标成像效果

成像性能. IF 表明了应用杂波抑制后目标图像的改善能力^[10], IF 定义为:

$$IF = 10 \log_{10} \left(\frac{TCR_0}{TCR_i} \right) \quad (13)$$

其中, TCR_0 为采用杂波抑制技术后, 图像的目标杂波比 (Target-to-Clutter Ratio, TCR), TCR_i 为未使用任何抑波技术的原始图像的目标杂波比. 图像的目标杂波比由下式计算:

$$TCR = \frac{\frac{1}{N_t} \sum_{(x,y) \in A_t} |I(x,y)|^2}{\frac{1}{N_c} \sum_{(x,y) \in A_c} |I(x,y)|^2} \quad (14)$$

式中: A_t 为目标区域; A_c 为去除目标区域后的全部成像区域; N_t 与 N_c 分别为目标区域和杂波区域的成像像素点数; $I(x,y)$ 为成像区域坐标 (x,y) 处的图像幅值.

图7所示为墙体后方有6个目标, 分别在无噪声, $SNR = -10$, $SNR = -20$ 情况下不同杂波抑制技术成像结果的改善因子. 背景消去法作为一种理想的杂波抑制技术拥有最好的目标图像改善能力, 本文所提出的 CTC 技术相比于现有其它的抑制技术, 改善因子分别有 1~6dB 的提高, 尤其在高噪声环境下, 具有更好的目标图像改善能力.

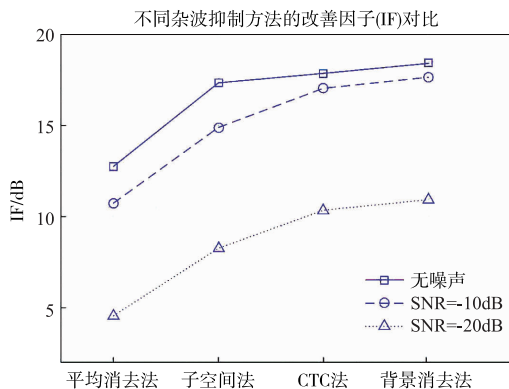


图7 不同抑制方法改善因子

6 结论

本文针对穿墙雷达目标成像技术, 提出一种用于抑制强杂波的跟踪对消技术. 该技术通过搜寻杂波的回波时延后从原始回波中消去杂波信号, 改善目标成像效果. 仿真实验结果表明, 相比于平均消除抑制杂波的方法和利用子空间技术获得目标子空间的方法, 该方法具有更好的目标图像增强能力, 目标图像改善因子高于其他方法, 并且成像效果接近理想的背景消去法. 同时, 该方法收敛速度快, 抗噪声能力强, 成像精度高, 并且可以在相对较低的 M 序列频率下获得良好的抑制杂波能力, 降低了硬件成本. 然而, 贴墙探测电磁波的近场效应会对杂波对消产生一定的影响, 未来我们将继续开展 CTC 技术在贴墙探测时的杂波抑制研究.

参考文献

- [1] WANG W, LU B Y, QIU L, et al. A modified adaptive sidelobe reduction method for through-the-wall radar imaging [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2016, 13(9): 1255 - 1259.
- [2] AHMAD F, QIAN J, AMIN M G. Wall clutter mitigation using discrete prolate spheroidal sequences for sparse reconstruction of indoor stationary scenes [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2015, 53(3): 1549 - 1557.
- [3] AHMAD F, AMIN M G. Noncoherent approach to through-the-wall radar localization [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(4): 1405 - 1419.
- [4] 张华美, 张业荣, 王芳芳. 墙体参数未知时的穿墙雷达实时成像方法 [J]. 电子学报, 2016, 44(7): 1613 - 1618. ZHANG Hua-mei, ZHANG Ye-rong, WANG Fang-fang. A real-time approach for through-the-wall imaging under unknown wall characteristics [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(7): 1613 - 1618. (in Chinese)
- [5] SOLIMENE R, CUCCARO A. Front wall clutter rejection methods in TWI [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2014, 11(6): 1158 - 1162.
- [6] 张澜子, 陆必应, 周智敏, 等. 基于空间特征的 MIMO 穿墙雷达杂波抑制 [J]. 电子与信息学报, 2014, 36(4): 946 - 952. ZHANG Lan-zi, LU Bi-ying, ZHOU Zhi-min, et al. A wall clutter suppression method based on spatial signature in MIMO through-the-wall radar imaging [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(4): 946 - 952. (in Chinese)
- [7] KIM Y, HA S, KWON J. Human detection using doppler radar based on physical characteristics of targets [J]. IEEE

- Geoscience and Remote Sensing Letters, 2015, 12(2): 289 – 293.
- [8] TIVIVE F, BOUZERDOUM A, AMIN M G. An SVD-based approach for mitigating wall reflections in through-the-wall radar imaging [A]. IEEE Radar Conference [C]. Kansas City, MO, USA: IEEE, 2011. 519 – 524.
- [9] CHEN X, XUE S J, FENG D, et al. A new wall clutter reduction strategy for through wall radar imaging [A]. 12th International Conference on Signal Processing [C]. Hangzhou, China: IEEE, 2014. 2102 – 2105
- [10] TIVIVE F, BOUZERDOUM A, AMIN M G. A subspace projection approach for wall clutter mitigation in through-the-wall radar imaging [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2015, 53(4): 2108 – 2122.
- [11] ZHANG X H, XI X L, LI M C, et al. Comparison of impulse radar and spread-spectrum radar in through-wall imaging [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(3): 699 – 706.
- [12] ZHANG B W, ZHU G F. High frame rate stepped frequency through-wall imaging radar [A]. IEEE International Wireless Symposium [C]. Shenzhen, China: IEEE, 2015, 1 – 4.
- [13] JOSE T, PABLO A, MATEO B, et al. Through-the-wall surveillance with millimeter-wave LFM CW radars [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2009, 47(6): 1796 – 1805.
- [14] SUSEK W, STEC B. Through-the-wall detection of human activities using a noise radar with microwave quadrature correlator [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(1): 759 – 764.
- [15] AHMAD F, AMIN M G, KASSAM S, et al. A wideband, synthetic aperture beamformer for through-the-wall imaging [A]. IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology [C]. Boston, MA, USA: IEEE, 2003. 187 – 192.
- [16] 谢钢. GPS 原理与接收机设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2011. 314 – 317.
- [17] CHEN X, DOVIS F, PENG S L, et al. Comparative studies of GPS multipath mitigation methods performance [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(3): 1555 – 1568.

作者简介



郑 晨 男, 1988 年生于陕西西安. 现为西安理工大学自动化与信息工程学院在读博士, 研究方向为穿墙雷达成像、全球导航定位接收机.

E-mail: zhengchen001@126.com



席晓莉 (通信作者) 女, 1967 年生于陕西西安. 现为西安理工大学教授、博士生导师. 研究方向为电磁理论与数值计算、无线接收与抗干扰技术等.

E-mail: xixiaoli@xaut.edu.cn



宋忠国 男, 1982 年生于吉林延吉. 现为西安理工大学讲师. 主要研究方向为卫星导航、地磁匹配制导与地磁定轨技术.

E-mail: szg0505@163.com