

基于混沌调频信号的超宽带穿墙 SAR 成像

谭覃燕^{*①②} Henry Leung^② 宋耀良^①

^①(南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

^②(卡尔加里大学电子与计算机工程学院 卡尔加里 T2N1N4)

摘 要: 混沌调频信号具有良好的自相关特性, 又类似随机信号, 具有较强的抗干扰性能。该文将基于 Bernoulli 映射的混沌调频信号用于超宽带穿墙雷达成像, 建立了信号模型, 分析了混沌调频穿墙雷达系统的目标检测性能, 分辨能力和抗墙壁多径干扰能力, 并与线性调频雷达系统进行了比较。仿真结果表明, 与线性调频信号相比, 混沌调频信号用于穿墙雷达系统可获得较好的目标检测性能, 更好的分辨能力, 而且具有抗墙壁多径干扰能力。

关键词: 雷达成像; 超宽带; 穿墙雷达; 混沌调频信号

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)02-0388-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00236

Through-the-wall SAR Imaging Based on Chaotic FM Signal

Tan Qin-yan^{①②} Henry Leung^② Song Yao-liang^①

^①(School of Electronic Engineering & Optoelectronic Technology,

Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

^②(Department of Electrical and Computer Engineering, University of Calgary, Calgary T2N1N4, Canada)

Abstract: Chaotic FM signal has ideal auto-correlation performance and good Electronic Counter-Counter Measure (ECCM) capabilities like random signals. In this paper, a type of chaotic FM signal generated by Bernoulli map is used for ultra-wideband through-the-wall imaging. The signal model is also built. After analyzing the detection capability, resolution capability and anti-multipath interference performance of chaotic FM radar system, it is compared with the LFM radar system. Simulation result shows that the chaotic FM signal is better than the LFM signal in target detection, resolution and anti-multipath interference when it is applied to through-the-wall radar system.

Key words: Radar imaging; Ultra-wideband; Through-the-wall radar; Chaotic FM signal

1 引言

超宽带穿墙 SAR 在军事和民用领域有广泛的应用前景^[1-5]。传统的超宽带穿墙 SAR 采用线性调频信号(LFM)进行穿墙成像, 能获得高分辨率的图像, 在实际的雷达系统中得到了很好的应用, 但是 LFM 信号是周期信号, 参数容易被估计, 不利于作战和反恐的需要。

混沌调频信号具有良好的自相关特性, 功率谱平坦, 模糊函数呈理想的图钉型; 同时, 混沌调频信号是一类随机信号, 非周期性使得它不存在测距模糊问题, 用于雷达系统中具有较强的抗干扰能力; 混沌调频信号的产生和处理都比噪声信号容易, 因此它在雷达系统中有很好的应用前景。本文将混

沌调频信号用于超宽带穿墙 SAR 成像, 建立了信号模型, 重点分析了混沌调频穿墙雷达系统的目标检测性能, 分辨能力和抗墙壁多径干扰能力, 并与线性调频雷达系统进行了比较, 得到混沌调频雷达的目标检测、分辨能力、抗墙壁多径干扰能力都要优于线性调频雷达的结论。

2 混沌调频超宽带穿墙雷达设计

2.1 发射信号

本文采用混沌调频信号作为穿墙 SAR 的发射信号, 它在数学上表述为

$$s(t) = \exp\left(2\pi j\left(f_c t + \Delta f \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau\right)\right) \quad (1)$$

式中 f_c 是载波频率, Δf 是频率偏量, $\varepsilon(t)$ 是混沌脉冲幅度调制信号。 $\varepsilon(t)$ 可表示为

$$\varepsilon(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n g(t - nT_d) \quad (2)$$

2010-03-12 收到, 2010-11-24 改回

国家部委基金资助课题

*通信作者: 谭覃燕 qinyan.tan@gmail.com

其中 c_n 属于长度为 N 的混沌序列 $\{c_n\}$, $g(t)$ 为单位矩形脉冲信号, T_d 为码元宽度。

文献[6]中证明: 采用混沌序列进行调频时, Bernoulli 映射产生的序列的平均自相关函数为理想的 δ 函数, 因此本文采用 r -Way Bernoulli 映射产生混沌序列, 它可以表示为

$$c_n = f(c_{n-1}) = rc_{n-1} \pmod{1} \quad (3)$$

式中 r 是大于等于 2 的整数, $c_n \in [0,1]$ 。选定在 $[0,1]$ 区间满足某一概率密度分布的初始值 c_0 , 通过式(3)的迭代产生混沌序列 $\{c_n\}$ 。

2.2 接收信号

在穿墙 SAR 成像中, 成像的几何关系如图 1 所示。

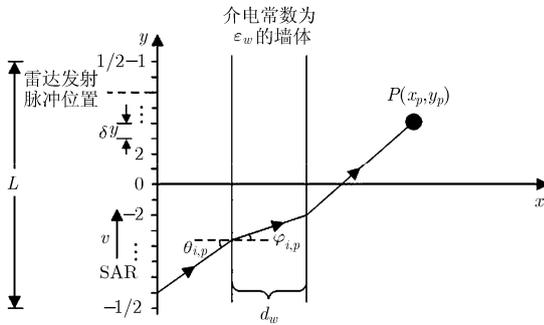


图1 穿墙 SAR 成像几何关系

P 为点目标, 它的 x - y 平面坐标为 (x_p, y_p) 。SAR 沿着方位向 y 以速度 v 做直线运动。脉冲重复频率为 f_r , 则方位向每个信号发射位置的间隔为 $\delta y = v/f_r$ 。合成孔径长度为 L , 在成像过程中雷达共发射 $I = L/\delta y$ 个脉冲信号。在每个脉冲发射位置, 混沌序列迭代初始值 c_0 在 $[0,1]$ 区间随机产生。在 i 位置, 雷达对点目标 P 的入射角和折射角分别为 $\theta_{i,p}$ 和 $\varphi_{i,p}$ 。经过点目标散射, 雷达在此处接收到的目标回波信号为

$$s_r(i, t) = \rho \exp \left\{ 2\pi j \left[f_c(t - \Delta T) + \Delta f \int_0^{t-\Delta T} \sum_{n=0}^{(t-\Delta T)/T_d} c_{in} g(\tau - nT_d) d\tau \right] \right\} + n(t) \quad (4)$$

其中 ρ 为复合 1 维目标反射函数, i 为脉冲序号, ΔT 为发射脉冲到接收脉冲的延迟时间, $n(t)$ 为加性高斯白噪声。在位置 i , 点目标 $P(x_p, y_p)$ 与 SAR 之间的距离可表示为

$$\begin{aligned} R_{i,p} &= R_{air,p} + \sqrt{\varepsilon_w} R_{wall,p} \\ &= \sqrt{(y_p - i\delta y - d_w \tan \varphi_{i,p})^2 + (x_p - d_w)^2} \\ &\quad + \sqrt{\varepsilon_w} d_w \sqrt{1 + \tan^2 \varphi_{i,p}} \end{aligned} \quad (5)$$

$R_{air,p}$ 和 $R_{wall,p}$ 分别为电磁波在空气和墙体中的传播距离。那么延迟时间 ΔT 可表示为

$$\Delta T = 2R_{i,p} / c \quad (6)$$

由于混沌项 $\int_0^{t-\Delta T} \sum_{n=0}^{(t-\Delta T)/T_d} c_{in} g(\tau - nT_d) d\tau$ 的存在, 回波信号为非周期性信号, 增大了敌方对回波信号的破译难度, 这是将混沌调频信号用于超宽带穿墙 SAR 成像的一个显著优势。

穿墙雷达系统为了获得高的分辨率通常采用超宽带信号进行成像。超宽带信号在成像过程中距离徙动量很大, 方位向压缩困难。本文采用基于时域处理的后向投影(Back-Projection, BP)算法^[7]实现混沌超宽带穿墙 SAR 成像。

3 混沌调频超宽带穿墙雷达性能分析

3.1 目标检测

3.1.1 目标检测性能分析 设成像场景中有一面积为 $a \times b$ 的面目标, 目标的介电常数为 ε_t , 与雷达之间的距离为 R , 目标与水平方向的夹角为 η , 则目标的雷达散射截面(RCS)^[8]表示为

$$\sigma = ab \sin \eta \cdot (1 - \sqrt{\varepsilon_t}) / (1 + \sqrt{\varepsilon_t}) \quad (7)$$

雷达发射信号为 $s(t)$, SAR 收发天线共用, 接收天线的有效接收面积为 A_r , 根据雷达方程, 在接收天线处收到的有效回波能量为

$$E_r = e^{-\alpha(2R)} \cdot G^2 A_r \Gamma^2 \sigma E_t / ((4\pi R^2)^2) \quad (8)$$

式中 G 为雷达天线的增益, Γ 为墙体的透射系数。透射系数 Γ 由墙体的介电常数 ε_w , 发射信号的极化形式, 以及发射信号对墙体的入射角 θ 共同决定。对于垂直极化

$$\Gamma_{\perp} = 1 + \left(\cos \theta - \sqrt{\varepsilon_w - \sin^2 \theta} \right) / \left(\cos \theta + \sqrt{\varepsilon_w - \sin^2 \theta} \right) \quad (9)$$

对于水平极化

$$\Gamma_{\parallel} = 1 + \left(\varepsilon_w \cos \theta - \sqrt{\varepsilon_w - \sin^2 \theta} \right) / \left(\varepsilon_w \cos \theta + \sqrt{\varepsilon_w - \sin^2 \theta} \right) \quad (10)$$

$E_t = \int s^2(t) dt$ 为发射信号的能量, α 为墙壁衰减因子, 表示为

$$\alpha = w \sqrt{\frac{\mu \varepsilon_w \varepsilon_0}{2} \left(\sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1 \right)} \quad (11)$$

其中 w 为发射信号的频率, μ 为墙体的磁导率, $\varepsilon_0 = 8.8541 \text{ F/m}$ 为真空介电常数, $\tan \delta = \gamma / (w \varepsilon_w \varepsilon_0)$, γ 为墙体的电导率。 s_d 为电磁波在墙体内部的传输路程, 表示为

$$s_d = d_w / \cos \left(\sin^{-1} \left(\sin \theta / \sqrt{\varepsilon_w} \right) \right) \quad (12)$$

这里讨论的目标检测为二元检测, 接收能量的

概率密度函数服从 Rice 分布, 目标不存在时, 概率密度函数为

$$f(E|0) = \frac{E}{\sigma_w^2} \exp\left[-\frac{E^2 + E_w^2}{2\sigma_w^2}\right] I_0\left(\frac{EE_w}{\sigma_w^2}\right) \quad (13)$$

其中 σ_w 为噪声方差, E_w 为噪声能量, $I_0(z)$ 为修正的第一类零阶 Bessel 函数^[9], 定义为

$$I_0(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{z \cos \theta} d\theta \quad (14)$$

当目标存在时, 接收能量的概率密度函数为

$$f(E|1) = \frac{E}{\sigma_w^2} \exp\left[-\frac{(E_r + E_w)^2 + E^2}{2\sigma_w^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{E(E_r + E_w)}{\sigma_w^2}\right) \quad (15)$$

采用恒虚警概率检测, 当接收能量 E 超过门限电压 V_T 时, 判定目标存在。目标检测概率 P_d 和误警概率 P_{fa} 分别表示为

$$P_d = \int_{V_T}^{\infty} \frac{E}{\sigma_w^2} \exp\left[-\frac{(E_r + E_w)^2 + E^2}{2\sigma_w^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{E(E_r + E_w)}{\sigma_w^2}\right) dE \quad (16)$$

$$P_{fa} = \int_{V_T}^{\infty} \frac{E}{\sigma_w^2} \exp\left[-\frac{E^2 + E_w^2}{2\sigma_w^2}\right] I_0\left(\frac{EE_w}{\sigma_w^2}\right) dE \quad (17)$$

3.1.2 目标检测仿真 有一面积为 $0.1 \times 0.1 \text{ m}^2$ 的目标放置在 $3 \times 3 \text{ m}^2$ 的房间内, 目标与水平方向的夹角 η 为 90° , 介电常数为 $\epsilon_t = 2.0$, 与雷达的距离为 1.8 m 。为了研究墙体参数对目标检测性能的影响, 仿真中我们选用两种不同的墙体, 水泥墙和木头墙, 水泥墙的介电常数为 6.0 , 木头墙的介电常数为 4.0 。水泥墙和木头墙的磁导率都近似等于 1 , 电导率为 0 。噪声方差 σ_w 为 1 , 噪声能量 E_w 为 0.115 。雷达天线的增益 G 为 1 , 接收天线的有效接收面积为 $A_r = 0.3 \text{ m}^2$ 。发射信号为混沌调频信号, 极化方式为水平极化, 信号能量 $E_t = 1$, 信号载频 3.0 GHz ,

带宽 1 GHz 。图 2 中给出了不同墙体参数情况下混沌调频雷达对目标检测的 ROC 曲线^[10]。从图 2(a) 中看出, 当墙体厚度固定时, 随着介电常数的增加, 穿墙雷达对目标的检测性能变差, 所以木头墙的目标检测性能优于水泥墙。图 2(b) 以木头墙为例说明墙体厚度对目标检测的影响, 增大墙体厚度, 雷达对目标的检测性能变差。

信噪比是目标检测的关键因素, 图 3 给出了在墙体参数确定的情况下信噪比对目标检测性能的影响。随着信噪比的增加, 目标检测性能变好。雷达系统发射信号的形式也会影响目标的检测性能。为了与混沌调频信号检测性能对比, 本文仿真了相同条件下线性调频信号和混沌调频信号的目标检测性能。图 4 给出了这两种信号对水泥墙的目标检测 ROC 曲线。在墙体参数相同的情况下, 混沌调频信号对目标的检测性能要优于线性调频信号。这主要是由于混沌调频信号的相关特性和旁瓣性能都要优于线性调频信号。

3.2 分辨力性能

在穿墙雷达成像中, 雷达系统对目标的分辨力由发射信号和墙壁属性共同决定。下面分析混沌调频雷达的分辨能力。可以将墙壁等效为系统响应为 $h(t)$ 的滤波器, 滤波器的响应函数取决于墙体厚度 d_w 和介电常数 ϵ_w 。 $h(t)$ 表示为

$$h(t) = \beta\delta(t) + \beta'\Gamma\Gamma'\delta(t - \tau_w) \quad (18)$$

$h(t)$ 包含两个方面: (1) 墙壁前表面对电磁波的反射 (2) 墙壁后表面对电磁波的反射。式(18)中, $\tau_w = 2d_w\sqrt{\epsilon_w}/c$ 为电磁波在墙体中的双程传播时延, Γ 为电磁波由空气折射入墙体时墙体的透射系数, 在式(9)和式(10)中给出, $\beta = \Gamma - 1$ 为墙壁前表面的反射系数, Γ' 为电磁波由墙体折射进入空气中时墙体的透射系数, $\beta' = \Gamma' - 1$ 为墙壁后表面的反射系数。当传输信号垂直极化时。

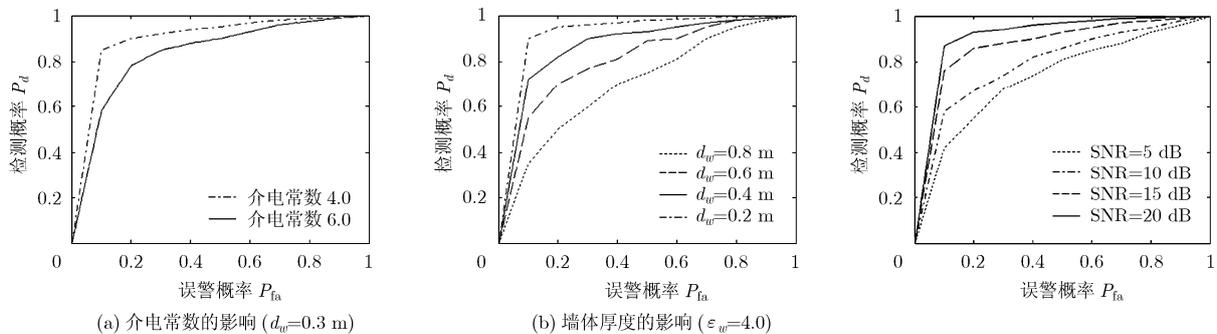


图2 墙体参数对检测性能的影响

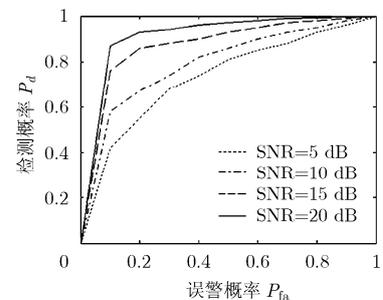
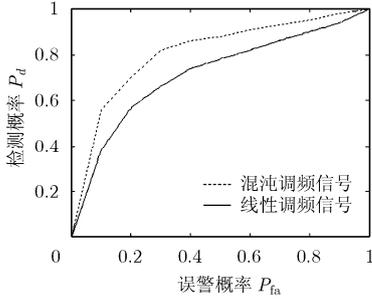


图3 信噪比对检测性能的影响 ($\epsilon_w = 4.0, d_w = 0.2 \text{ m}$)

图 4 信号形式对检测性能的影响($\varepsilon_w = 6.0, d_w = 0.4 \text{ m}$)

$$\Gamma'_{\perp} = 1 + \frac{\cos \theta - \sqrt{1/\varepsilon_w - \sin^2 \theta}}{\left(\cos \theta + \sqrt{1/\varepsilon_w - \sin^2 \theta} \right)} \quad (19)$$

水平极化时

$$\Gamma'_{\parallel} = 1 + \frac{\left(1/\varepsilon_w\right) \cos \theta - \sqrt{1/\varepsilon_w - \sin^2 \theta}}{\left(\left(1/\varepsilon_w\right) \cos \theta + \sqrt{1/\varepsilon_w - \sin^2 \theta} \right)} \quad (20)$$

信号对目标的分辨能力可以用时间模糊函数来定量表示, 时间模糊函数是信号与其本身时延 Δt 后的相关函数, 在本文所研究的穿墙雷达系统中表示为

$$R(\Delta t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} (s(t) \otimes h(t))(h(t) \otimes s^*(t - \Delta t)) dt \quad (21)$$

* 表示共轭, 发射信号 $s(t)$ 为混沌调频信号时, 时间模糊函数为

$$\begin{aligned} R_{\text{CFM}}(\Delta t) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} (s(t) \otimes h(t))(h(t) \otimes s^*(t - \Delta t)) dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} \exp(j2\pi f_c \Delta t) \\ &\quad \cdot \exp \left[j2\pi \Delta f \left(\int_0^{t/T_d} \sum_{n=0}^{t/T_d} c_n g(\tau - nT_d) d\tau \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \int_0^{t-\Delta t} \sum_{n=0}^{(t-\Delta t)/T_d} c_n g(\tau - nT_d) d\tau \right) \right] dt \\ &\quad \otimes \left\{ \beta^2 \delta(\Delta t) + 2\beta\beta' \Gamma \Gamma' \delta(\Delta t - \tau_w) \right. \\ &\quad \left. + (\beta' \Gamma \Gamma')^2 \delta(\Delta t - 2\tau_w) \right\} \quad (22) \end{aligned}$$

其中

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_d \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (23)$$

$0 \leq t \leq T$, T 为脉冲持续时间, $T = NT_d$, T_d 为码元宽度。发射信号 $s(t)$ 为线性调频信号时, 时间模糊函数为

$$\begin{aligned} R_{\text{LFM}}(\Delta t) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} (s(t) \otimes h(t))(h(t) \\ &\quad \otimes s^*(t - \Delta t)) dt = T \exp(j2\pi f_c \Delta t) \\ &\quad \cdot \exp(j\pi \Delta f \Delta t^2) \text{sinc}(\pi B \Delta t) \\ &\quad \otimes \left\{ \beta^2 \delta(\Delta t) + 2\beta\beta' \Gamma \Gamma' \delta(\Delta t - \tau_w) \right. \\ &\quad \left. + (\beta' \Gamma \Gamma')^2 \delta(\Delta t - 2\tau_w) \right\} \quad (24) \end{aligned}$$

其中 $\Delta f = B/T$ 为调频系数, B 为信号带宽。雷达系统的时间分辨率可以用时间模糊函数 $R(\Delta t)$ 下降到其峰值 $2/3$ 处所对应的延迟时间 Δt_1 来表示, 因此距离分辨率为 $c\Delta t_1/2$ 。为了说明墙体参数对距离分辨率的影响, 将不同的墙体参数值代入式(22)和(24)进行计算。发射信号分别为混沌调频信号和线性调频信号, 信号载频 $f_c = 3 \text{ GHz}$, 带宽 $B = 1 \text{ GHz}$, 脉冲持续时间 $T = 1.1 \mu\text{s}$ 。雷达系统的名义距离分辨率为 $c/2B = 0.15 \text{ m}$, 它只是信号分辨率的极限, 由于受到墙体的影响, 系统实际的分辨能力会变差, 表 1 给出了雷达系统对实际目标的距离分辨率。从表 1 中看出当墙体厚度不变时, 增大介电常数, 雷达系统的距离分辨率变差; 介电常数固定时, 距离分辨率随着墙体厚度的增大而变差。混沌调频雷达的距离分辨率要优于线性调频雷达, 这主要是由于混沌调频信号良好的自相关性决定的。

3.3 抗墙壁多径干扰

3.3.1 抗墙壁多径干扰能力分析 传统的超宽带穿墙 SAR 成像假设只有目标对电磁波产生散射。实际上, 除了目标回波以外, 还有墙壁之间多径反射产生的回波。墙壁多径回波将在 SAR 图像中形成多点虚假目标干扰, 严重影响穿墙雷达系统的探测性能。下面分析混沌调频雷达抗墙壁多径干扰的能力。

假设目标放置在一个 $B \times C \text{ m}^2$ 的房间内, 房间墙壁的介电常数为 ε_w , 房间内墙壁总的 RCS 可以表示为

$$\sigma_w = BC \sin \eta \cdot \left(1 - \sqrt{\varepsilon_w}\right) / \left(1 + \sqrt{\varepsilon_w}\right) \quad (25)$$

表 1 距离分辨率(单位: m)

信号	$\varepsilon_w = 4.0, d_w = 0.1\text{m}$	$\varepsilon_w = 6.0, d_w = 0.1\text{m}$	$\varepsilon_w = 4.0, d_w = 0.5\text{m}$	$\varepsilon_w = 6.0, d_w = 0.5\text{m}$
混沌调频信号	0.158	0.166	0.169	0.178
线性调频信号	0.164	0.175	0.187	0.199

η 为墙壁与水平方向的夹角。雷达发射信号 $s(t)$ 进入房间后,除了与目标发生作用外,还在各墙壁间发生多次多径反射。UWB 信号在室内的传播可用一个随机分布模型来描述:

$$h(t) = \sum_{i=0}^N \sum_{j=1}^{M_i} a_{ij} \delta(t - \tau_{ij})$$

$$= \sum_{i=0}^N \sum_{j=1}^{M_i} p_{ij} \left(\prod_{k=0}^i \varsigma_{ijk}^{1/2} \left(\frac{d_{ij}}{d_{01}} \right)^{-n/2} \right) \delta \left(t - \frac{d_{ij} - d_{01}}{c} \right) \quad (26)$$

其中 $i = 0, 1, \dots, N$ 表示某多径分量在信道中经历的反射次数。 D_i 表示发生 i 次反射的多径分量构成的集合。 $j = 1, 2, \dots, M_i$ 表示第 j 条多径分量。 $k = 0, 1, \dots, i$ 表示发生第 k 次反射。 d_{ij} 表示 D_i 中第 j 条多径分量行走轨迹的路径长度。 d_{01} 表示直达距离。 a_{ij} 表示路径为 d_{ij} 的多径分量的幅度。 τ_{ij} 为对应于路径 d_{ij} 的多径分量的超出时延。 $\tau_{ij} = (d_{ij} - d_{01})/c$, c 为光速。 ς_{ijk} 对应路径为 d_{ij} 的多径分量发生第 k 次反射残留的能量,与特定传播环境中反射体的介电常数有关。 n 为路径损耗指数。 p_{ij} 接收机收到某条多径分量的幅度取向,为一个随机变量。

对式(1)去载频,雷达在 i 位置发射混沌调频信号的基带信号为

$$s_0(i, t) = \exp \left(2\pi j \Delta f \int_0^{t/T_d} \sum_{n=0}^{t/T_d} c_{in} g(\tau - nT_d) d\tau \right) \quad (27)$$

对式(4)去载频,得到目标回波基带信号为

$$s_{\text{target}}(i, t) = \rho \exp(-2\pi j f_c \Delta T) \cdot \exp \left(2\pi j \Delta f \int_0^{t-\Delta T} \sum_{n=0}^{(t-\Delta T)/T_d} c_{in} g(\tau - nT_d) d\tau \right) \quad (28)$$

由模型式(26)知道,多径回波信号表现为一串幅度逐渐衰减的信号形式,反射次数越多,信号衰减越厉害。小部分反射次数少的多径回波会落在当前雷达回波区内,设为 $s_{\text{wall}}(i, t)$ 。大部分多径回波由于传播时延的影响到达雷达接收机比目标回波滞后,设滞后的多径干扰信号在方位向延迟了 m 个脉冲时间,即雷达开始接收目标回波信号 $s_{\text{target}}(i, t)$ 时,接收到的墙壁多径回波信号为 $s_{\text{wall}}(i - m, t)$,则墙壁多径回波基带信号可以表示为

$$s_{\text{wall}}(i, t) + s_{\text{wall}}(i - m, t) = \sigma_w \alpha_1 \exp(-2\pi j f_c \Delta T_{w1}) \cdot \exp \left(2\pi j \Delta f \int_0^{t-\Delta T_{w1}} \sum_{n=0}^{(t-\Delta T_{w1})/T_d} c_{in} g(\tau - nT_d) d\tau \right)$$

$$+ \sigma_w \alpha_2 \exp(-2\pi j f_c \Delta T_{w2}) \cdot \exp \left(2\pi j \Delta f \int_0^{t-\Delta T_{w2}} \sum_{n=0}^{(t-\Delta T_{w2})/T_d} c_{(i-m)n} g(\tau - nT_d) d\tau \right) \quad (29)$$

α_1 、 α_2 为由墙壁多径反射引起的信号能量衰减因子。 ΔT_{w1} 、 ΔT_{w2} 为多径反射时延。

设发射信号 $s_0(i, t)$ 的傅里叶变换为 $s_0(i, w)$, 则式(28)的傅里叶变换为

$$s_{\text{target}}(i, w) = \rho \exp(-2\pi j f_c \Delta T) \exp(-jw \Delta T) s_0(i, w) \quad (30)$$

式(29)的傅里叶变换为

$$s_{\text{wall}}(i, w) + s_{\text{wall}}(i - m, w)$$

$$= \sigma_w \alpha_1 \exp(-2\pi j f_c \Delta T_{w1}) \exp(-jw \Delta T_{w1}) \cdot s_0(i, w) + \sigma_w \alpha_2 \exp(-2\pi j f_c \Delta T_{w2}) \cdot \exp(-jw \Delta T_{w2}) s_0(i - m, w) \quad (31)$$

此时雷达接收到的回波信号为

$$s_r(i, w) = s_{\text{target}}(i, w) + s_{\text{wall}}(i, w) + s_{\text{wall}}(i - m, w) \quad (32)$$

传统的穿墙雷达系统采用线性调频信号作为发射信号,在图1中的每个信号发射位置发射的脉冲信号是相同的,墙壁多径干扰信号能与雷达接收机内匹配滤波函数相匹配,在图像中产生虚假目标。如果采用混沌调频信号作为发射信号,每个信号发射位置发射的脉冲信号是相互正交的,滞后的干扰信号与匹配滤波器不匹配,不会在图像中形成虚假目标像,多径干扰转变为覆盖噪声干扰。对于在位置 i 接收到的回波信号,匹配滤波器的传递函数为

$$H(i, w) = s_0^*(i, w) \quad (33)$$

雷达接收机的输出为

$$s_{\text{out}}(i, w) = s_r(i, w) H(i, w)$$

$$= \rho \exp(-2\pi j f_c \Delta T) \exp(-jw \Delta T) s_0(i, w) \cdot s_0^*(i, w) + \sigma_w \alpha_1 \exp(-2\pi j f_c \Delta T_{w1}) \cdot \exp(-jw \Delta T_{w1}) s_0(i, w) s_0^*(i, w) + \sigma_w \alpha_2 \cdot \exp(-2\pi j f_c \Delta T_{w2}) \exp(-jw \Delta T_{w2}) \cdot s_0(i - m, w) s_0^*(i, w) \quad (34)$$

式(34)求和中第1项为目标信号与匹配滤波器的系统函数的卷积,第2项为落在雷达回波区的墙壁多径信号与匹配滤波器的系统函数的卷积,第3项为滞后的墙壁多径信号与匹配滤波器系统函数的卷积,由于混沌序列的正交性,第3项不能形成虚假目标干扰。

混沌序列本身是非周期的,长度无限,但是在穿墙雷达系统中,我们使用的混沌序列是有限长的。只要序列长度不为无限长,序列的互相关就不恒为零,脉冲间的正交性就会受到影响。两个混沌序列的互相关性可用互相关均方根来判断,即

$$\sigma_{CC_{12}} = \sqrt{\frac{1}{2M+1} \sum_{m=M}^M [CC(m)]^2} \quad (35)$$

其中 M 是序列长度, $CC(m)$ 是互相关函数。通过改变 M 的大小, 我们来考虑序列长度对互相关性的影响。取初值分别为 $x_0 = 0.152$ 和 $x_1 = 0.113$ 的两个混沌序列, $\sigma_{CC_{12}}$ 的计算结果如图 5 所示。从图中看出混沌序列越长, 均方根值越小, 即两个序列间的相关性越小, 并且混沌序列越长, 通过增加序列长度获得的相关性的改变也越小。考虑到序列越长, 系统越复杂, 对器件的要求也越高, 所以在实际应用中序列长度的选取要综合考虑。

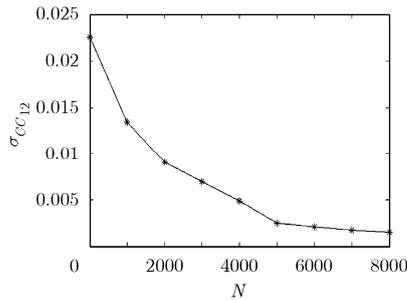


图 5 序列长度对互相关性的影响

3.3.2 抗墙壁多径干扰仿真 本文采用时域有限差分(Finite-Difference Time-Domain, FDTD)方法对穿墙成像场景进行数值仿真。成像场景分布如图 6 所示。房间的长度×宽度为 $3\text{ m} \times 3\text{ m}$, 墙壁为混凝土墙, 介电常数 $\epsilon_w = 9.0$, 墙体厚度 $d_w = 0.15\text{ m}$,

一个 $0.3\text{ m} \times 0.3\text{ m}$ 的体目标放置在房间内, 目标的介电常数为 $\epsilon_t = 2.5$, 目标左下角的高度为 1.3 m , 距离前墙壁 0.9 m 。雷达距离前墙壁 2 m , 以速度 $v = 1.5\text{ m/s}$ 平行于墙壁运动, 合成孔径长度 $L = 3\text{ m}$, 发射信号分别为线性调频信号和混沌调频信号, 载频 $f_c = 3\text{ GHz}$, 脉冲重复频率 $f_r = 8000\text{ Hz}$, 脉冲持续时间 $1.5\text{ }\mu\text{s}$, 混沌序列长度 $N = 5000$, 带宽 $B = 2.5\text{ GHz}$, 所以距离分辨率为 0.12 m 。

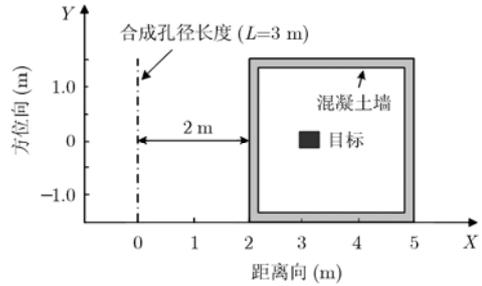


图 6 穿墙成像场景

利用 BP 算法对目标成像, 线性调频雷达的成像结果如图 7(a)所示, 图中可以清楚地看到目标, 同时也存在由墙壁多径反射引起的多个虚假目标。图 7(b)为目标检测结果, 判决门限的设置可以消除部分虚假目标。图 8(a)为混沌调频雷达的成像结果, 图中目标像清晰可见, 并且虚假目标干扰比线性调频信号明显减少, 图 8(b)为目标检测的结果。

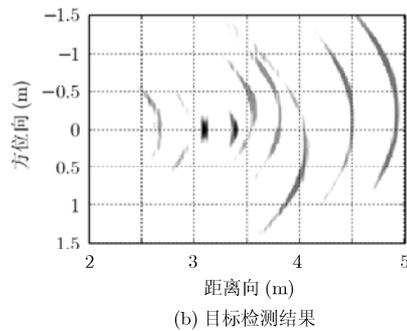
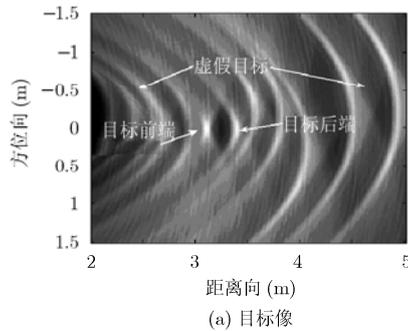


图 7 线性调频信号仿真结果

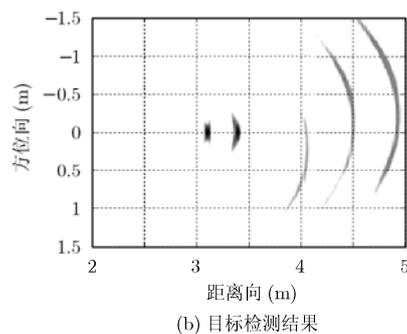
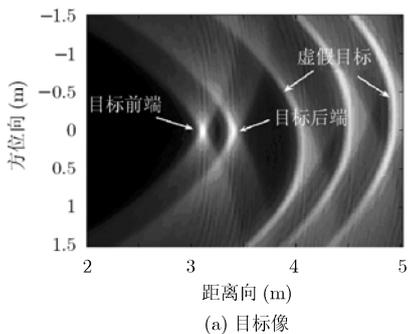


图 8 混沌调频信号仿真结果

4 结论

本文分析了混沌调频信号在超宽带穿墙雷达成像中的应用, 结果表明, 相对于线性调频信号, 混沌调频穿墙雷达系统具有良好的目标检测性能, 更好的距离分辨率, 而且能抵抗墙壁多径传播引起的虚假目标干扰, 因此, 在反恐斗争、灾害救援等领域有着良好的应用前景。

参 考 文 献

- [1] Liu Xiao-xiang, Leung H, and Lampropoulos G A. Effects of non-uniform motion in through-the-wall SAR imaging [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, 57(11): 3539-3548.
 - [2] Dogaru T and Le C. SAR images of rooms and buildings based on FDTD computer models [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(5): 1388-1401.
 - [3] Kidera S, Sakamoto T, and Sato T. High-resolution 3-D imaging algorithm with an envelope of modified spheres for UWB through-the-wall radars [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, 57(11): 3520-3529.
 - [4] Moeness G A and Ahmad F. Wideband synthetic aperture beamforming for through-the-wall imaging[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(4): 110-113.
 - [5] Yoon Yeo-sun and Amin M G. High-resolution through-the-wall radar imaging using beamspace MUSIC [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, 56(6): 1763-1774.
 - [6] Flores B C and Solis E A, *et al.* Chaotic signals for wideband radar imaging [J]. *Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering*, 2002, 4727: 100-106.
 - [7] Sahin O and Arif E A. Pencil back-projection method for SAR imaging [J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2009, 18(3): 573-581.
 - [8] Li You-quan, Zhang Hui, and Fu Yun-qi, *et al.* RCS reduction of ridged waveguide slot antenna array using EBG radar absorbing material [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2008, 7(1): 473-476.
 - [9] Harris F E and Fripiat J G. Methods for incomplete bessel function evaluation[J]. *International Journal of Quantum Chemistry*, 2009, 109(8): 1728-1740.
 - [10] Nichols J M, Trickey S T, and Seaver M, *et al.* Using ROC curves to assess the efficacy of several detectors of damage-induced nonlinearities in a bolted composite structure[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2008, 22(7): 1610-1622.
- 谭覃燕: 女, 1982年生, 博士生, 从事穿墙 SAR 成像研究。
Henry Leung: 男, 1971年生, 教授, 从事穿墙雷达成像、雷达信号处理研究。
宋耀良: 男, 1960年生, 教授, 博士生导师, 从事 SAR 成像研究。