

跳时序列调制超宽带正交 Hermite 脉冲串雷达信号分析

晋良念^① 欧阳缮^{①②}

^①(西安电子科技大学电子工程学院 西安 710071)

^②(桂林电子科技大学信息与通信学院 桂林 541004)

摘要: 超宽带正交 Hermite 脉冲是一类非常适合表征超宽带(UWB)穿墙探测雷达工作波形的脉冲, 具有设计灵活、频谱利用率高、实现简单、波形存在解析表示方便理论分析等特点。该文从定义出发推导了跳时调制超宽带(TM-UWB)Hermite 脉冲串波形的模糊函数解析表达式, 仿真分析了模糊特性与跳时序列的自相关特性、序列周期以及 Hermite 脉冲平均重复时间间隔, 脉冲的阶数和时间尺度因子的关系, 并探讨了在穿墙探测环境下该波形作用的旁瓣抑制和杂波抑制等关键技术。

关键词: UWB 穿墙探测雷达; TM-UWB 脉冲串; Hermite 脉冲; 模糊函数

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)03-0575-07

DOI:10.3724/SP.J.1146.2008.00641

Analysis of Time-Hopping Sequences Modulated UWB Orthogonal Hermite Pulse-Sequence Radar Signal

Jin Liang-nian^① Ouyang Shan^{①②}

^①(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: An ultra-wideband orthogonal Hermite pulse is an appropriate family of pulses that can represent the commonly-used waveforms in through-the-wall surveillance radar. It has advantages of flexible design, high spectrum utilization and simple design. An analytical expression of the ambiguity function for a train of Time-hopping Modulated Ultra-WideBand (TM-UWB) Hermite waveforms is derived. The relation of resolution, side-lobe suppression characteristic and unambiguous for TM-UWB impulse waveforms with the autocorrelation properties, period of time-hopping sequences, and the average pulse repetition period, order number and scaling parameter of the Hermite signal are investigated, and some application issues for through-the-wall surveillance radar, such as sidelobe suppression and clutter suppression, are also discussed.

Key words: UWB through-the-wall surveillance radar; TM-UWB pulses; Hermite pulse; Ambiguity function

1 引言

基带UWB脉冲技术因结构简单、系统易于集成以及信号穿透能力强、定位精度高、对探测目标无损性等潜在性能, 已在穿墙探测中备受关注。雷达通过发射极窄脉冲穿透非金属墙体, 分析接收到的人体体表微动所调制的回波信号, 对隐藏在墙后的目标进行非入侵式检测及定位^[1,2]。

UWB雷达受到发射功率的限制和工作环境复杂的影响, 回波信号非常微弱, 加之较低的工作频率和极大的接收机带宽使接收机极易受到多种杂波和射频的干扰, 目标回波极有可能完全被淹没在干

扰和噪声之中, 因此采用常规方法很难检测。若将发射的脉冲信号采用编码调制, 以类噪声的形式发射, 然后对回波进行脉冲压缩、子脉冲滤波和杂波抑制就可以较好地解决上述问题^[3]。编码调制包括调时、调相、调幅等, 跳时超宽带(TM-UWB)雷达就是利用其中的调时原理设计的。用跳时编码调制UWB脉冲既能保持子脉冲信号的高分辨能力, 又能以低功率发射长脉冲串类噪声信号提高探测信号能量, 增强探测能力。此外, 伪随机跳时调制既使雷达具有隐蔽性, 又可容许多部雷达同时工作而互不干扰。

文献[4]分析了TM-UWB高斯脉冲串信号的频谱特征、电磁兼容、干扰和杂波抑制特性, 但对波形的分辨性能未作分析。通过对实际电路的产生波形、天线辐射波形以及目标反射波形进行分析, 文

2008-05-23收到, 2009-12-23改回

国家自然科学基金(60572054), 教育部留学回国人员基金, 广西科学技术研究与技术开发项目(桂科能 05112001-7A)资助课题

通信作者: 晋良念 jing@guet.edu.cn

献[5,6]指出Hermite多项式非常适合表征这些波形的特征,并由此提出高斯脉冲的扩展形式——超宽带Hermite脉冲。正交Hermite脉冲是超宽带Hermite脉冲的修正式,具有持续时间短,各阶脉冲正交等特点,不仅可以逼近实际的UWB脉冲波形,还可以改变电路的参数灵活设计任意阶数的脉冲波形。如果将各阶Hermite脉冲与其零阶脉冲线性优化组合,不仅能较好地逼近应用环境所需的频谱规定,还能避开现有窄带通信系统使用的频段,电磁兼容性好。模糊函数是雷达信号分析及雷达波形设计的有效工具,表征雷达信号距离速度2维分辨力的复合自相关函数,不仅能描述雷达信号的分辨特性和模糊度,还能描述由雷达信号所决定的测量精度和杂波抑制等特性,并能指导雷达进行最佳处理。本文推导跳时序列调制超宽带Hermite脉冲串信号的模糊函数解析表达式,并由此分析该脉冲波形的分辨率、模糊性和杂波抑制等潜在性能,为穿墙探测雷达波形的设计和性能分析提供有价值的参考。

2 TM-UWB 正交 Hermite 脉冲串雷达信号的模糊函数

n 阶 Hermite 脉冲信号为^[6]

$$h_{en}(t) = (-\alpha)^n e^{t^2/2\alpha^2} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2/2\alpha^2}) \quad (1)$$

式中 $n = 0, 1, 2, \dots$ 表示脉冲的阶数, α 表示时间尺度因子。由于式(1)的多项式并不正交,需对其作如下修正,得到完全正交的修正 Hermite 脉冲。

$$h_n(t) = k_n e^{-t^2/4\alpha^2} h_{en}(t) \quad (2)$$

式中 k_n 表示能量归一化因子; 设各阶脉冲能量为 E_n , 则 $k_n = \sqrt{E_n}/(\alpha n! \sqrt{2\pi})$ 。从式(2)可知, α 和 n 决定了脉冲的时域波形和功率谱形状。减小 α 或增加 n , 波形的有效宽度将减小, 自相关函数的主瓣宽度将变窄, 波形的距离分辨力得到提高。另外, 增加 n , 波形的过零点数会增多, 使波形抖动更加厉害。TM-UWB 的 n 阶正交 Hermite 脉冲串信号为

$$s(t, n) = \sum_{i=0}^{N-1} h_n(t - iT_D - c_i T_c) \quad (3)$$

其中 T_D 为脉冲平均重复间隔, T_c 为跳时序列控制的单位脉冲时延, c_i 为跳时序列, 序列周期为 N , 取值范围为 $[0, N_h]$ 。为了保证接收机的同步并避免调制脉冲的错位发射, 要求 $c_i T_c < T_D, i = 0, 1, \dots, N-1$ (即预留保护时隙)。定义 $T_D = L T_c, T_0 = N_h T_c$, 则 L 为一个 T_D 周期内分配的时隙数, T_0 为

脉冲时间变化的最大范围, T_c 为时隙宽度。为了方便, 定义 $\gamma = N_h / L$, 即调制系数, γ 取值越大, 脉冲位置变化就越宽。这里, 跳时序列的设计至关重要, 它必须具有良好的非周期自相关特性。在 UWB 多用户通信中, 通常使用的 TH 序列包括伪随机跳时序列、Costas 序列、线性同余序列、2 次同余序列、3 次同余序列、双曲序列以及置换跳时序列等^[7]。

超宽带冲激雷达是一种新体制的无载波雷达, 没有载波多普勒频移可资利用, 其多普勒效应主要表现为脉冲重复周期的改变, 即多普勒时移^[8]。因此, 对于距离为 R_0 , 速度为 v 的运动目标, 在 TM-UWB 的 n 阶正交 Hermite 脉冲串信号作用下目标回波可建模为

$$r(t, n) = \sum_{i=0}^{N-1} h_n \left(t - \tau_r - iT_D - c_i T_c - \sum_{k=1}^i T_{rk} \right) \quad (4)$$

式中 $\tau_r = 2R_0 / c$ 为初始时延, $T_{rk} = (T_D + (c_k - c_{k-1}) T_c)(2v/c)$ 为第 k 个发射脉冲回波的多普勒时移, c 为电磁波在空气中的传播速度。

雷达信号的距离-速度模糊函数实质上是匹配滤波响应^[9]。由于式(4)的参数 τ_r 和 T_{rk} 未知, 所以匹配滤波的冲激响应 $h(t, n)$ 应该有不同的 τ_f 和 T_{fl} , 即

$$h(t, n) = \sum_{j=0}^{N-1} h_n \left(T_0 - t - \tau_f - jT_D - c_j T_c - \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) \quad (5)$$

式中 T_0 为因果时间常数, $\tau_f = 2R_f / c, T_{fl} = (T_D + (c_l - c_{l-1}) T_c) 2v_f / c, R_f$ 和 v_f 分别为匹配距离和匹配速度。将式(4)和式(5)进行卷积得到匹配滤波响应为

$$\chi(\tau, v, n) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} h_n \left(\xi - \left(iT_D + c_i T_c + \sum_{k=1}^i T_{rk} \right) \right) \cdot h_n \left(\xi + \tau - \left(jT_D + c_j T_c + \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) \right) d\xi \quad (6)$$

式中 $\xi = t - \tau_r, \tau = T_0 - t + \tau_r - \tau_f$ 。将式(2)代入式(6), 整理可得

$$\begin{aligned} \chi(\tau, v, n) &= k_n^2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} Q(\tau, v) \int_{-\infty}^{\infty} h_{en} \left(t - iT_D - c_i T_c - \sum_{k=1}^i T_{rk} \right) \\ &\quad \cdot h_{en} \left(t + \tau - jT_D - c_j T_c - \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) \\ &\quad \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\tau^2} \left[t + \frac{1}{2} \left(\tau - jT_D - c_j T_c - \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{1}{2} \left(iT_D + c_i T_c + \sum_{k=1}^i T_{rk} \right) \right]^2 \right\} dt \end{aligned} \quad (7)$$

其中

$$Q(\tau, v) = \exp \left\{ - \left[\left(\tau - jT_D - c_j T_c - \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) + \left(iT_D + c_i T_c + \sum_{k=1}^i T_{rk} \right) \right]^2 / 8\alpha^2 \right\}$$

令
 $\eta = t$

$$+ \frac{\left(\tau - jT_D - c_j T_c - \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) - \left(iT_D + c_i T_c + \sum_{k=1}^i T_{rk} \right)}{2}$$

则

$$t = \eta - \frac{\left(\tau - jT_D - c_j T_c - \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) - \left(iT_D + c_i T_c + \sum_{k=1}^i T_{rk} \right)}{2},$$

$dt = d\eta$ 。将其代入式(7)得到

$$\chi(\tau, v, n) = k_n^2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} Q(\tau) \int_{-\infty}^{\infty} h_{en} \left[\eta - \frac{\left(\tau - jT_D - c_j T_c - \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) + \left(iT_D + c_i T_c + \sum_{k=1}^i T_{dk} \right)}{2} \right] \cdot h_{en} \left[\eta + \frac{\left(\tau - jT_D - c_j T_c - \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) + \left(iT_D + c_i T_c + \sum_{k=1}^i T_{dk} \right)}{2} \right] \cdot e^{-\frac{1}{2\alpha^2} \eta^2} d\eta \quad (8)$$

实际上, 式(8)中的积分是关于变量 η 的 Hermite 多项式乘积结果的数学期望, 变量 η 服从均值为 0, 方差为 α^2 的高斯分布。令

$$\theta = \frac{\left(\tau - jT_D - c_j T_c - \sum_{l=1}^j T_{fl} \right) + \left(iT_D + c_i T_c + \sum_{k=1}^i T_{rk} \right)}{2}$$

则

$$\chi(\tau, v, n) = \sqrt{2\pi} \alpha k_n^2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} Q(\tau, v) E[h_{en}(\eta - \theta) h_{en}(\eta + \theta)]_{\alpha} \quad (9)$$

因为式(1)可以变形为 $h_{en}(t) = n! \sum_{k=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} \frac{(-1)^k 2^{-k} (t/\alpha)^{n-2k}}{(n-2k)! k!}$ [6], 并将其代入式(9), 整理得到

$$\begin{aligned} \chi(\tau, v, n) &= \sqrt{2\pi} \alpha k_n^2 (n!)^2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} Q(\tau, v) \gamma(\tau, v, n) \\ &= E_n n! \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} Q(\tau, v) \gamma(\tau, v, n) \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $Q(\tau, v) = \exp(-\theta^2/2\alpha^2)$, $\gamma(\tau, v, n) = \sum_{k=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} \sum_{l=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} \frac{(-1)^{k+l} 2^{-(k+l)} \alpha^{-(2n-2k-2l)}}{k! l! (n-2k)! (n-2l)!} E[(\eta - \theta)^{n-2k} (\eta + \theta)^{n-2l}]_{\alpha}$ 。利用 $(\eta + \theta)^n = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \eta^k \theta^{n-k}$, 可得

$$\begin{aligned} \gamma(\tau, v, n) &= \sum_{k=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} \sum_{l=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} \frac{(-1)^{k+l} 2^{-(k+l)} \alpha^{-(2n-2k-2l)}}{k! l! (n-2k)! (n-2l)!} \\ &\quad \cdot \sum_{q=0}^{n-2k} \sum_{u=0}^{n-2l} \binom{n-2k}{q} \binom{n-2l}{u} \theta^{2n-2k-2l-q-u} \\ &\quad \cdot (-1)^{n-q} E[\eta^{q+u}]_{\alpha} \end{aligned} \quad (11)$$

这里

$$E[\eta^{q+u}]_{\alpha} = \begin{cases} 0, & q+u \text{ 为奇数} \\ \Gamma\left(\frac{q+u+1}{2}\right) (2\alpha^2)^{\frac{q+u}{2}} / \Gamma\left(\frac{1}{2}\right), & q+u \text{ 为偶数} \end{cases}$$

由式(10)可知, $\chi(\tau, v, n)$ 与跳时序列的周期长度、非周期自相关特性, 跳时单元时延 T_c , 调制系数 γ 以及 Hermite 脉冲串的平均重复周期 T_D 、阶数 n 和时间尺度 α 有关。如果将式(10)的 $v=0$, 则得到距离模糊函数 $\chi(\tau, 0, n)$, 该模糊函数由波形的各次分量的模糊自项及交叉项组成, 模糊自项形成主瓣, 交叉项形成旁瓣。如果将式(10)的 $\tau=0$, 则得到速度模糊函数 $\chi(0, v, n)$, 它由跳时序列调制脉冲串的 N 和 T_D 决定。

3 仿真与分析

在仿真分析过程中, 主要分析跳时序列的自相关特性、序列周期, 跳时单元时延(与调制系数有关)以及脉冲的平均重复周期、有效时间宽度和时间尺度对波形模糊特性的影响。设跳时序列有两组: 第 1 组是码长为 7 的 2 次同余序列 $C_1 = [0, 3, 5, 6, 6, 5, 3]$ 和伪随机序列 D_1 (上界 $N_h = 6$, 周期 $N = 7$); 第 2 组是码长为 17 的 2 次同余序列 $C_2 = [0, 3, 12, 10, 14, 7, 6, 11, 5, 5, 11, 6, 7, 14, 10, 12, 3]$ 和伪随机序列 D_2 (上界 $N_h = 16$, 周期 $N = 17$)。此处增加伪随机跳时序列是为了分析比较跳时序列的自相关特性的影响情况。

3.1 距离-速度模糊特性分析

图 1 和图 2 分别给出了 C_1 和 C_2 序列的距离-速度模糊函数 $\chi(\tau, v, n)$ 。仿真中, 取 $n=3$, $\alpha=0.25$ ns, $k_n=1$, $T_D=100$ ns, $T_c=5$ ns。从图可知, $\chi(\tau, v, n)$ 集中在 $(0, 0)$ 主瓣附近, 其它在边轴 $\tau = kT_D$, $k=0, \dots, \pm(P-1)$ 上有较小的旁瓣。 $\chi(\tau, v, n)$ 整体表现陡峭, 形状接近“图钉”型, 保持了子脉冲固有的距离分辨能力和速度分辨特性。此外, 比较图 1 和图 2 可知, 随着跳时调制脉冲数

目的增加, $\chi(\tau, v, n)$ 的主瓣变窄, 旁瓣降低, 形状就愈接近“图钉”型。

3.2 距离模糊特性分析

图3和图4分别为两组跳时序列的距离模糊函数 $\chi(\tau, 0, n)$ 。仿真中, $n = 3, \alpha = 0.25 \text{ ns}, k_n = 1, T_D = 100 \text{ ns}, T_c = 5 \text{ ns}$ 。从图可知, $\chi(\tau, 0, n)$ 主瓣窄, 旁瓣低, 具有良好的脉冲压缩特性, 其最大不模糊距离增至 $cNT_D/2$ 。 $\chi(\tau, 0, n)$ 的主瓣位于 $\tau = 0$ 附近, 旁瓣位于 T_D 整数倍附近, 这些旁瓣的有效持续时间离主瓣越远而变得越短。随着 T_D 的增加, 主瓣与相邻旁瓣的间隔以及相邻旁瓣间的间隔也增加。此外, 从图也可以看出, 随着跳时序列长度增加, 主旁瓣峰值比增加, 旁瓣电平减小, 并且具有良好自相关特性的2次同余序列的峰值旁瓣电平低于伪随机序列。图5给出了 Hermite 脉冲参数 n 和 α 对距离模糊特性的影响。仿真中取 C_2 序列, 参数与图3和图4一致。经过大量仿真验证, 脉冲参数仅影响主瓣特性, 所以图中隐藏了旁瓣部分, 仅给出了主瓣波形。从图可知, 增大 n 或减小 α , 主瓣宽度变窄, 波形距离分辨力得到提高。图6给出了调

制系数 γ 影响的仿真结果。仿真中, $n = 3, \alpha = 0.25 \text{ ns}, k_n = 1, T_D = 100 \text{ ns}$, 并取 C_2 序列。因为 N_h 是固定的, 通过调整 T_c 来改变 L 进而改变 γ 。从图可知, 不同 γ 的旁瓣峰值电平基本一致, 但在一定程度上影响了旁瓣的持续时间和瓣内波形的间隔。当 γ 增加, 旁瓣波形之间的间隔增加, 波形的持续时间也会增长。实际上, 这种影响机制对 $\chi(\tau, 0, n)$ 而言意义不大, 不过 γ 取值过小将会影响脉冲串的频谱特性, 进而影响波形的距离分辨力; 而取值过大将会影响雷达接收机的同步, 所以选择 γ 要慎重。综上分析, 在选择合适的 γ (如 0.5-0.8 之间) 值后, 为了获得更好的 $\chi(\tau, 0, n)$ 特性需要选择长周期并具有良好自相关特性的跳时序列或较大的脉冲参数 n 和较小的 α , 而主要是跳时序列的周期和非周期自相关特性。

从图3到图6可知, 无论是2次同余跳时码还是伪随机跳时码, 和简单的宽带冲激脉冲相比, 跳时调制脉冲串波形的旁瓣较多, 旁瓣电平也较高, 这在实际雷达系统中不能得到应用, 所以需要对方瓣进行抑制。前面指出, 旁瓣主要集中在 T_D 的整数

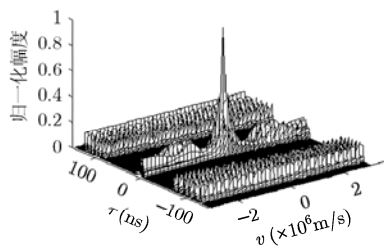


图1 C_1 序列的距离-速度模糊函数

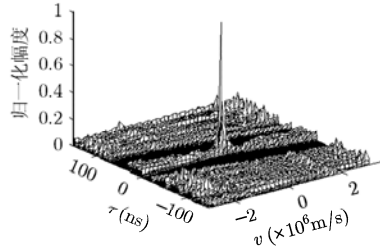
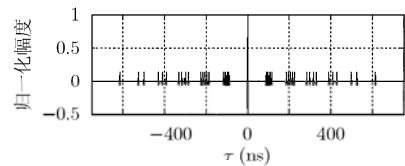
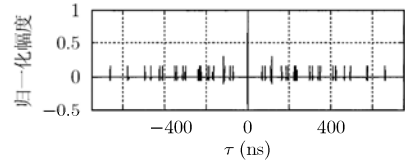


图2 C_2 序列的距离-速度模糊函数

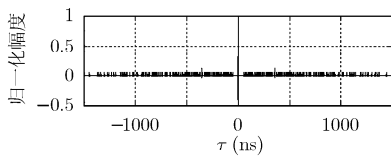


(a) 二次同余码跳时序列 C_1

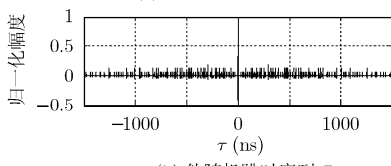


(b) 伪随机跳时序列 D_1

图3 第1组跳时序列的距离模糊函数



(a) 二次同余码跳时序列 C_2



(b) 伪随机跳时序列 D_2

图4 第2组跳时序列的距离模糊函数

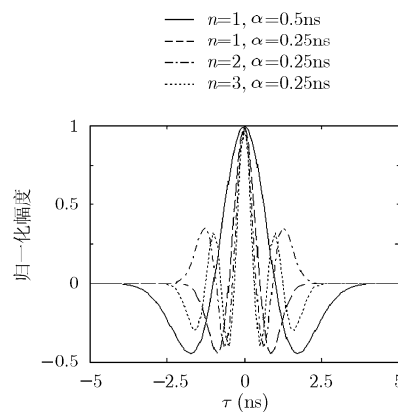
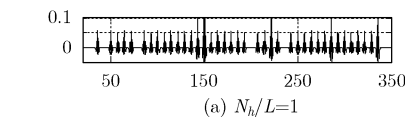
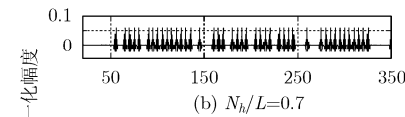


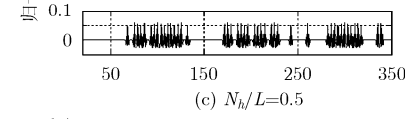
图5 Hermite 脉冲参数对主瓣的影响



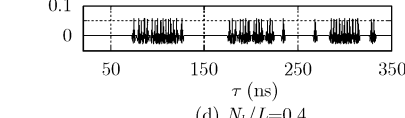
(a) $N_h/L=1$



(b) $N_h/L=0.7$



(c) $N_h/L=0.5$



(d) $N_h/L=0.4$

图6 调制系数对方瓣的影响

倍附近,当取不同调制系数时有效的持续时间不同。正因为这种特殊结构决定了不能采用传统方法对旁瓣进行抑制。针对这一问题,文献[10]提出了自适应旁瓣抑制滤波器。但是滤波器阶数的选择和期望信号的设计需要一定的经验技巧,同时较大的计算量会导致实时性下降,这在一些应用中会受到限制,如穿墙雷达。所以,寻求波形设计来降低旁瓣电平更具现实意义。一方面,可以采用长跳时码调制方式来降低峰值旁瓣电平。由于冲激雷达的硬件扩展相对简单,增加码长并未增大硬件实现的难度。另一方面,增大 T_D ,以增加主瓣与旁瓣之间的间隔,可以采用距离门技术来抑制旁瓣。这样的距离门宽度足以满足穿墙雷达的要求。

3.3 速度模糊特性分析

图7为两组2次同余码的速度模糊函数 $\chi(0, v, n)$ 。仿真中 $n = 3, \alpha = 0.25 \text{ ns}, k_n = 1, T_D = 100 \text{ ns}, T_c = 5 \text{ ns}$ 。从图可知,随着跳时调制脉冲数的增加, $\chi(0, v, n)$ 主瓣宽度变窄,旁瓣降低,速度分辨力提高。这是因为冲激雷达测速是在多个脉冲之间进行的,速度表征为脉冲重复周期的变化量,随着脉冲调制数的增加,变化量增大,测量的精度提高,所测目标速度的精度和分辨力也就提高。从图中也可以看出,速度分辨力都在 10^5 m/s 量级左右,即便继续增大跳时序列的长度,速度分辨力也没有明显地改善。经过分析,为了增大多普勒时移,实现运动目标和固定目标的分离,要求探测目标的速度很高(相对于光速)或雷达发射脉冲重复周期很大或跳时码很长。与相位编码信号类似,较大的多普勒时移也会导致压缩脉冲的旁瓣升高,主瓣幅度下降并展宽。但分析表明,只有速度大于数百公里每秒量级时,脉压输出信号主瓣恶化的范围才相当于一个脉冲有效持续时间,这在实际系统中是可以不考虑的。

综上所述,该波形的多普勒敏感度非常低,若以多普勒时移分离固定目标和低速运动目标(如穿墙探测的人体目标)是难以实现的。但从另一角度

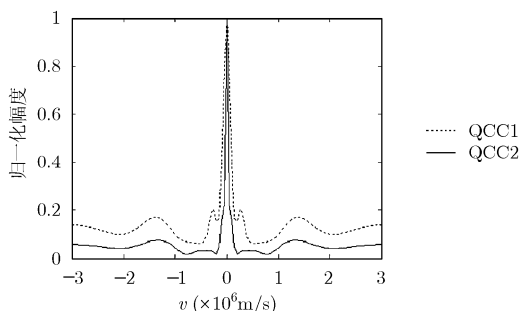


图7 速度模糊函数特性

看,由于冲激雷达固有的距离高分辨能力,运动目标在脉冲间从一个位置分辨单元向另一位置分辨单元运动,而杂波在位置上保持固定,因此寻求脉冲间的位置变化来分离目标是可行的。通常情况下,雷达所探测的目标都是运动的,为了分离并探测感兴趣的目标信号需要对地物杂波进行抑制。就本文的TM-UWB脉冲串回波信号,首先将接收回波经过脉冲压缩、子脉冲匹配滤波和旁瓣抑制生成一道回波数据,然后根据运动目标的速度范围设置合适的采集间隔得到多道回波数据组。从整体来看,运动目标和杂波的脉冲位置的变化特征与前面提到的脉间变化特征相同,所以杂波抑制方法相同。现有方法主要有频域滤波(如FIR和IIR滤波器)和脉间相消(如滑动平均)两类^[2]。

3.4 在穿墙探测雷达中的应用

对于穿墙雷达,当然利用频域滤波和滑动平均相消可以滤除地物杂波。但是,频域滤波针对接收数据进行2维时频域处理,运算量大,实时性差,对目标散射信号也有损伤。滑动平均虽然算法简单,处理快速,但不能适应杂波信号的变化(如时基抖动和运动对背景电磁环境的改变等引起杂波幅度和时延的变化),剩余的杂波成分亦可能对目标回波信号的检测和处理造成很大的影响。而自适应相消具有自动跟踪信号变化的能力,其设计几乎不需要杂波和目标回波的先验知识,算法灵活,处理方便,适合穿墙雷达实时处理。本文采用基于RLS横向滤波自适应相消法抑制杂波^[11]。

下面,首先利用时域有限差分法(FDTD)正演模拟回波数据,接着对TM-UWB脉冲回波信号进行脉冲压缩和旁瓣抑制,然后利用自适应相消抑制地物杂波,分离并提取感兴趣的目标回波信号。设FDTD建模的房间墙体为均匀介质混凝土,厚度为25 cm,相对介电系数 $\epsilon_w = 7$,电导率 $\sigma_w = 0.02 \text{ S/m}$;天线紧靠墙体表面放置;简化人体目标模型为 $0.3 \text{ m} \times 0.3 \text{ m}$ 的正方形实体,其中 $\epsilon_T = 10$, $\sigma_T = 4 \text{ S/m}$,距离墙体中心为1.5 m,人体目标的方位位置与天线相同,并沿距离向以 0.0125 m/道 位移模拟运动;波形参数: $n = 3, \alpha = 0.25 \text{ ns}, k_n = 1$ (峰值归一化为1), $t_0 = 1.5 \text{ ns}$ (脉冲的中心时刻), $T_D = 100 \text{ ns}, T_c = 5 \text{ ns}$,取 C_1 和 C_2 序列;自适应横向滤波器的阶数 $M = 20$,遗忘因子 $\lambda = 0.99$,参考信号为多道数据取平均(以递推的形式得到)。这里,人体目标的边缘绕射、房间内部的多径散射、目标与墙体表面的多次反射以及有耗介质的衰减和色散效应等都将影响目标的散射回波信号。当人体目标置于距离墙体中心为1.6 m时,

针对 C_1 和 C_2 序列在不同 SNR 下进行处理, 结果如图 8 和图 9 所示。可以看出, 两组序列对应的目标回波波形与距离模糊函数一致。经过脉冲压缩(实质为相关积累)、旁瓣抑制和杂波抑制后, 回波的信噪比(SNR)和信干比(SIR)得到明显提高, 即使在较强的杂波和噪声环境中也能取得较好的性能。比较两组序列的处理结果, 从图也可以看出, 增加跳时序列的长度, 输出波形的 SNR 提升, 目标回波明显“增强”。另外, 由于人体目标的回波特性和电磁波在有耗墙体中的传播特征与发射信号频谱有关, 因此不同波形参数对回波的影响不同, 结果如图 10 所示。仿真中, $k_n = 1$, $T_D = 100$ ns, $T_c = 5$ ns, $n = 1, 2, 3$, $\alpha = 0.25$ ns 和 0.5 ns, 取 C_2 序列。可以看出, 受到墙体的衰减、传播延迟以及房间的多径效应的影响, 回波极性与发射波形相反, 并且主瓣有较长的拖尾振荡, 主瓣的峰值还有 30 dB 左右的衰减和 5 ns 左右的延迟。此外, 由于墙体的色散效应, 当 Hermite 波形取不同参数时, 目标波形与理想波形有着不同程度的变化。通常情况下, 墙体厚度不是很宽, 色散效应不是很大, 所以目标波形间的变化相对较小, 对随后目标检测及成像的影响可以忽略。

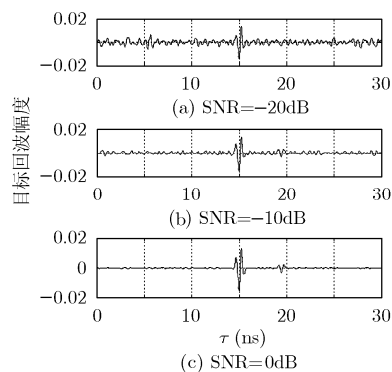


图 8 针对 C_1 序列不同 SNR 的处理结果

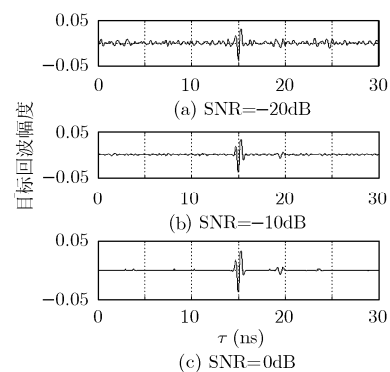


图 9 针对 C_2 序列不同 SNR 的处理结果

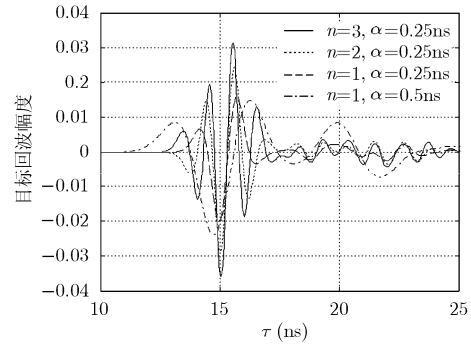


图 10 脉冲参数对波形的影响

4 结论

本文推导了 TM-UWB 正交 Hermite 脉冲串雷达信号的模糊函数, 仿真分析了距离及速度模糊特性。结果表明: 波形的模糊函数接近“图钉”型, 保持了冲激脉冲固有的分辨特性; 模糊特性主要由跳时序列的周期、非周期自相关特性, 调制系数, 平均重复周期和脉冲参数决定, 其中最为关键的是自相关特性和平均重复周期。从波形的设计来看, 选择长周期且具有良好的自相关特性的跳时序列能够提升旁瓣抑制能力, 而增大平均重复周期有利于采用距离门技术去除旁瓣。基于波形的模糊特性还研究了在穿墙探测环境中应用的关键技术。由分析可知, 经过脉冲压缩、旁瓣抑制和杂波抑制后, 目标回波有着更高的信号能量, 更远的探测能力, 尤其是采用长跳时调制方式, 所以将其作为穿墙雷达的探测信号是可行的、高效的。

参考文献

- [1] Borek S E. An overview of through the wall surveillance for homeland security. Proceedings of the 34th Applied Imagery and Pattern Recognition Workshop(AIPR05), Washington, DC, USA, Dec., 2005: 42-47.
- [2] Yoon Yeo-sun and Amin M G. Spatial filtering for wall-clutter mitigation in through-the-wall radar imaging. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(9): 3192-3208.
- [3] 祝志明, 王绪本等. 伪随机编码超宽带短脉冲的探测能力研究[J]. *强激光与粒子束*, 2006, 18(11): 1883-1887.
Zhu Zhong-ming and Wang Xu-ben, et al. Study of exploration capability of pseudo-random code UWB short pulse[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2006, 18(11): 1883-1887.
- [4] Nag S, Barnes M A, and Payment T, et al. An ultra-wideband through-wall radar for detecting the motion of people in real time. *Proceedings of SPIE*, 2002, 4744: 48-57.
- [5] Chen Yi-fan and Gunawan E, et al. Pulse design for time

- reversal as applied to ultrawideband microwave breast cancer detection: a two-dimension analysis. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, 55(1): 194-203.
- [6] Nadarajah S. Comments on autocorrelation functions for Hermite-polynomial ultra-wideband pulses. *Electronics Letters*, 2007, 43(9): 546-547.
- [7] 颜光. 置换跳时序列的 UWB 通信系统性能分析[D]. [硕士论文], 西南交通大学, 2006.
- Yan Guang. On the performance analysis of UWB system with permutated time-hopping sequences[D]. [MA dissertation], South Jiaotong University, 2006.
- [8] 丁前军等. 无载波超宽带雷达时域多普勒处理[J]. *现代雷达*, 2002, 2(3): 56-59.
- Ding Qian-jun, *et al.* Time-domain doppler processing for carrier-free UWB radars [J]. *Modern Radar*, 2002, 2(3): 56-59.
- [9] Hussain M G M. Principles of high-resolution radar based on nonsinusoidal waves -part I: signal representation and pulse compression. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1989, 31(4): 359-367.
- [10] 张仕元, 吴乐南. 线性伸缩波形的雷达距离模糊特性及旁瓣抑制[J]. *电子与信息学报*, 2006, 28(9): 1611-1613.
- Zhang Shi-yuan and Wu Le-nan. Radar range ambiguity performance and sidelobe suppression of linear contracting waveform[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(9): 1611-1613.
- [11] 粟毅, 黄春琳等. 探地雷达理论与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2006: 118-129.
- Shu Yi, Huang Chun-lin, *et al.* Theory and Application for GPR[M]. Beijing: Science Press, 2006: 118-129.
- 晋良念: 男, 1974年生, 讲师, 博士生, 研究方向为自适应信号处理、超宽带雷达动目标检测.
- 欧阳缮: 男, 1960年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为自适应信号处理、通信信号处理及神经网络等.