

一种改进的 FMCW 雷达线性调频序列波形

王元恺,肖泽龙,许建中,吴 礼

(南京理工大学电子工程与光电技术学院,江苏南京 210094)

摘 要: 采用线性调频序列波形(chirp sequence waveform)的调频连续波(Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW)雷达在汽车防撞探测等领域得到了广泛应用. 针对该体制雷达的多目标解多普勒模糊问题,本文对线性调频序列波形进行了改进,在所有偶数序号扫频周期前插入了延时. 改进后的波形可分解为两个扫频重复频率相同的传统调频序列,一个由奇数序号的扫频周期构成,另一个由偶数序号的扫频周期构成. 波形中的延时会使两个序列对应的差频信号组之间产生相位差,利用此相位差信息可以解多普勒模糊. 仿真结果验证了改进波形及其信号处理方法的多目标环境适应性和抗噪性.

关键词: 调频连续波雷达; 汽车防撞雷达; 线性调频序列波形; 多目标; 多普勒模糊; 二维 FFT

中图分类号: TN958.94

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2017)06-1288-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.06.002

A Modified Chirp Sequence Waveform for FMCW Radar

WANG Yuan-kai, XIAO Ze-long, XU Jian-zhong, WU Li

(School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China)

Abstract: FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) radar with chirp sequence waveform is widely used in automotive applications. To resolve Doppler ambiguities in multi-target environment, we modify the classical chirp sequence waveform by adding a period of time delay before each chirp with even sequence number. The modified waveform is essentially a combination of two classical chirp sequences, one is composed of all the chirps with even sequence numbers, and the other one is composed of all the chirps with odd sequence numbers. The time delays in the modified waveform generate a phase difference between two beat signal groups corresponding to the two chirp sequences. Doppler ambiguities are resolved by the phase difference. Theoretical analysis and simulation results verify the effectiveness of the modified waveform.

Key words: frequency modulated continuous wave (FMCW) radar; automotive radar; chirp sequence waveform; multi-target; Doppler ambiguity; two-dimensional FFT

1 引言

FMCW 雷达结构简单、成本低、可集成度高,在汽车防撞探测等领域得到了广泛应用. 为了解决 FMCW 雷达的距离和速度耦合问题,实现对多个运动目标的距离和速度的同时测量,学者们提出了一些很有价值的波形,如:多斜率线性调频连续波波形^[1]、多斜率步进调频连续波波形^[2]、多频频移键控(Multiple Frequency Shift Keying, MFSK)波形^[3]、线性调频序列波形^[4]等. 前两种波形对应的信号处理算法简单,但是存在虚假目标问题^[5]. MFSK 波形测量速度快,但波形产生电路结构复杂、测量精度不高.

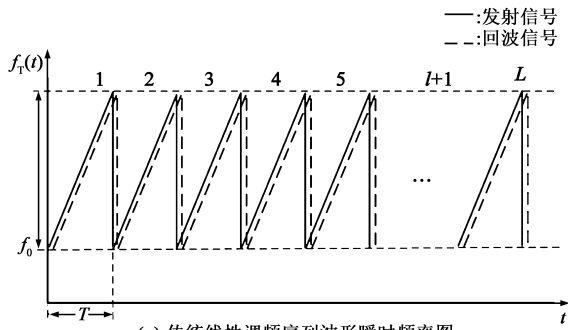
线性调频序列波形包含多个线性调频周期,在信号处理时采用二维 FFT^[6]进行距离—多普勒联合处理. 此方法从两个维度对多目标进行分辨,分辨能力更强、精度较高,但是存在多普勒模糊问题. 经典的解多普勒模糊方法是发射多串具有不同扫频重复频率的调频序列,在信号处理时采用中国余数定理方法进行解模糊^[6]. 这种方法在单目标探测时方便有效,但是在多目标环境中,必须解决目标配对问题^[7],处理过程比较复杂. 鉴于此,文献[8]提出了一种新型波形,该波形由两个线性调频序列交错组合而成,两个调频序列之间存在调频频移,可以利用两组差频信号之间的相位差来解多普勒模糊. 该方法不存在目标配对问题,因此很适合多目标探测场合.

文献[8]提出的波形中的调频频移是决定相位差的关键因素,所以对频移精度要求较高,波形的实现有一定的难度.此外,文献[8]没有考虑利用二维 FFT 进行相位测量时的相位模糊问题,得到的多普勒模糊数求解式不具备可实现性.本文将两组交错调频序列之间的频移改为延时,构成一种新型改进波形,由于延时是通过系统时钟进行精确控制,波形实现更简单.在新型波形的基础上,本文推导了多普勒模糊数的正确求解式与约束条件,分析了正确解模糊对相位测量误差的要求.最终通过仿真验证了多目标解多普勒模糊方法的有效性,并且给出了该方法的抗噪性能仿真分析.

2 传统线性调频序列波形及其多普勒模糊问题

2.1 波形结构及差频信号分析

传统线性调频序列波形的频率随时间的变化如图 1(a)所示,在第一个周期内,回波信号和发射信号混频后得到的差频信号的复指数形式为(时域采样、幅度归一化):



(a) 传统线性调频序列波形瞬时频率图

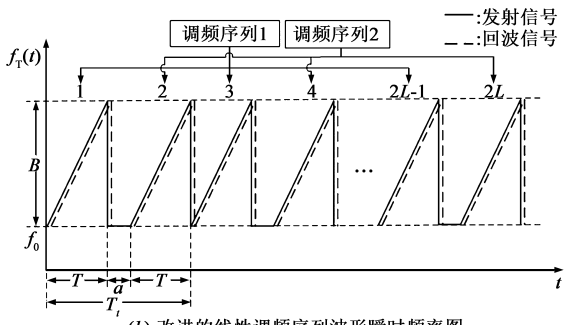


图1 传统线性调频序列波形和改进线性调频序列波形的瞬时频率图

$$s(n) = \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \left(\left(\frac{2BR}{cT} + \frac{2f_0 v}{c} \right) \cdot \frac{T}{N} \cdot n + \frac{2f_0 R}{c} \right)\right) \quad (1)$$

式中 f_0 为起始发射频率, B 为扫频带宽, T 为扫频时长, R 表示采样起点时刻目标的距离, v 表示目标速度, c 为光速, N 是一个周期内的采样点数.

由于目标运动,在第 $l+1$ 个周期时,在采样起点时

刻目标的距离为 $R + v \cdot T \cdot l$,则第 $l+1$ 个周期的差频信号可表示为

$$s(n, l) = \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \left(\left(\frac{2B \cdot (R + vT \cdot l)}{cT} + \frac{2f_0 v}{c} \right) \cdot \frac{T}{N} \cdot n + \frac{2f_0}{c} (R + vT \cdot l) \right)\right) \quad (2)$$

因为目标运动产生的位移很小,所以式(2)第一项中目标运动引起的频率变化可忽略,则 $s(n, l)$ 可表示为

$$s(n, l) = \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \left(f_B \cdot \frac{T}{N} \cdot n + f_d \cdot T \cdot l + \frac{2f_0 R}{c} \right)\right) \quad (3)$$

式中 f_d 是目标运动引起的多普勒频率, $f_d = 2f_0 \cdot v/c$; f_B 是在一个周期内由距离和速度耦合产生的差频频率, $f_B = 2B \cdot R/(c \cdot T) + f_d$.

2.2 多普勒模糊问题分析

用 F 表示扫频重复频率,即 $F = 1/T$, f_d 可表示为:

$$f_d = f_d + q \cdot F, q \in Z \quad (4)$$

上式中 f_d 表示模糊多普勒频率, q 表示多普勒模糊数, q 可表示为

$$q = \text{round}\left(\frac{f_d}{F}\right) \quad (5)$$

式(5)中 round 表示四舍五入取整函数,可见 $-F/2 < f_d < +F/2$.

将式(4)代入式(3)可得

$$s(n, l) = \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \left(f_B \cdot \frac{T}{N} \cdot n + f_d \cdot T \cdot l + \frac{2f_0 R}{c} \right)\right) \quad (6)$$

对 $s(n, l)$ 做补零二维 FFT:

$$\begin{aligned} S(k, p) &= \sum_{l=0}^{L_z-1} \sum_{n=0}^{N_z-1} s(n, l) \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot \left(\frac{k \cdot n}{N_z} + \frac{p \cdot l}{L_z} \right)\right) \\ &= \sum_{l=0}^{L_z-1} \sum_{n=0}^{N_z-1} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \left(\left(f_B \cdot \frac{T}{N} - \frac{k}{N_z} \right) n + \left(f_d \cdot T - \frac{p}{L_z} \right) l + \frac{2f_0 R}{c} \right)\right) \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)中 N_z, L_z 分别是第一维 FFT 和第二维 FFT 的点数,令 $N_z \gg N, L_z \gg L$. 补零的目的是为了细化频谱,从而更准确的找到谱峰位置.由式(7)易知,当 $f_d \geq 0$ 时,FFT 幅度谱 $|S(k, p)|$ 的峰值会出现在如下位置:

$$\begin{aligned} k_{\text{peak}} &= \text{round}\left(f_B \cdot T \cdot \frac{N_z}{N}\right) \\ &\approx \left(\frac{2BR}{cT} + f_d\right) \cdot T \cdot \frac{N_z}{N} \end{aligned} \quad (8)$$

$$p_{\text{peak}} = \text{round}(f_d \cdot T \cdot L_z)$$

$$\approx f_d \cdot T \cdot L_z \quad (9)$$

当 $f_d < 0$ 时, k_{peak} 位置仍然由式(8)表示, 而 p_{peak} 表示为:

$$p_{\text{peak}} = \text{round}(f_d \cdot T \cdot L_z + L_z) \approx f_d \cdot T \cdot L_z + L_z \quad (10)$$

可见, 只有当 $|f_d| < F/2$, 即 $f_d = f_d$ 时, 才能由谱峰位置求得正确的距离和速度信息; 当 $|f_d| > F/2$ 时, 由于多普勒模糊周期数 q 未知, 仅由谱峰位置不能求得正确的距离和速度信息.

2.3 传统解多普勒模糊方法

为了克服多普勒模糊问题, 经典方法是发射多串具有不同扫频重复频率的调频序列^[6,7], 各序列的扫频重复频率分别为 $F_i = m_i \cdot F_s, i = 1, 2, 3, \dots, M$, 其中 m_i 为互质整数, F_s 根据实际需要设置. 对各串调频序列分别做二维 FFT 后, 可提取对应的模糊多普勒频率信息 f_{di} . 根据中国余数定理可从 $f_{di} = f_d \bmod F_i$ 的方程组中求解实际多普勒频率 f_d , 其中 $f_d \in [-f_{D\max}, +f_{D\max}]$, $f_{D\max} = m_1 \cdot m_2 \cdot \dots \cdot m_M \cdot F_s$.

在多目标情况下, 由于同一个目标在不同调频序列中对应的模糊多普勒频率 f_{di} 各不相同, 因此必须采用两串以上的信号进行两两组合才能消除目标配对错误问题^[7], 这种方法处理过程复杂, 在目标较多的情况下计算量较大.

3 改进的线性调频序列波形

3.1 波形结构

本文提出的改进波形瞬时频率图如图 1(b) 所示, 所有偶数序号周期的扫频起始时刻相对于上一个周期的扫频结束时刻延迟了 a , 而所有奇数序号周期的扫频起始时刻依然与上个周期的扫频结束时刻重合, 两种周期的扫频时长都为 T , 扫频带宽都为 B , 同一类周期的扫频起始时刻的间隔为 $T_r = 2T + a$. 可见, 改进波形可以分解为由奇数周期组成的序列 1 和由偶数周期组成的序列 2, 序列 1 和序列 2 实质上都是传统线性调频序列, 而且扫频重复频率都为 $F_r = 1/T_r$, 扫频周期的数量都为 L .

3.2 差频信号时域特性

将差频信号的采样时段限制在扫频时段内, 不对延迟时段进行采样, 每个周期的采样起始时刻都与扫频起始时刻同步, 每段扫频时长内都采样 N 个点. 与上节类似, 可以推导出调频序列 1 中的第 $l+1$ 个周期的差频信号表达式:

$$s_1(n, l) = \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \left(f_B \cdot \frac{T}{N} \cdot n + f_{rd} \cdot T_r \cdot l + \frac{2f_0 R}{c}\right)\right) \quad (11)$$

式(11)中 f_B 表示差频频率, $f_B = 2B \cdot R/(c \cdot T) + f_d$; 模糊多普勒频率 f_{rd} 与多普勒频率 f_d 的关系为:

$$f_d = f_{rd} + q \cdot F_r, q \in Z \quad (12)$$

式(12)中 q 表示多普勒模糊数, $q = \text{round}(f_d/F_r)$. 可见, $-F_r/2 < f_{rd} < +F_r/2$.

由于目标的运动, 在序列 2 的第一个周期的扫频起始时刻, 目标的距离为 $R + v \cdot (T + a)$, 只考虑微小距离变化引起的相位变化, 忽略其引起的差频频率 f_B 的变化, 则序列 2 的第 $l+1$ 个周期的差频信号可表示为:

$$\begin{aligned} s_2(n, l) &= \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \left(f_B \cdot \frac{T}{N} \cdot n + f_{rd} \cdot T_r \cdot l + \frac{2f_0 \cdot (R + v \cdot (T + a))}{c}\right)\right) \\ &= \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \left(f_B \cdot \frac{T}{N} \cdot n + f_{rd} \cdot T_r \cdot l + \frac{2f_0 \cdot R}{c} + f_d(T + a)\right)\right) \end{aligned} \quad (13)$$

对比式(11)与式(13)可见, 目标在第一个周期的扫频时长 T 和调频延时 a 的时间段内的运动使 $s_2(n, l)$ 比 $s_1(n, l)$ 多出了额外的相位信息 $2\pi \cdot f_d(T + a)$, 将式(12)代入式(13)可得:

$$\begin{aligned} s_2(n, l) &= \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \left(f_B \cdot \frac{T}{N} \cdot n + f_{rd} \cdot T_r \cdot l + \frac{2f_0 R}{c} + f_{rd} \cdot (T + a) + q \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2T_r}\right)\right)\right) \end{aligned} \quad (14)$$

由式(14)可见, 额外的相位信息里包含与多普勒模糊数有关的 $2\pi \cdot q(1/2 + 1/(2T_r))$ 项, 以及与模糊多普勒频率有关的 $2\pi \cdot f_{rd}(T + a)$ 项.

3.3 差频信号频域特性

对 $s_1(n, l)$ 、 $s_2(n, l)$ 分别做补零二维 FFT, 第一维与第二维 FFT 的点数分别为 N_z, L_z , 得到 $S_1(k, p)$ 、 $S_2(k, p)$. 与第 2 节类似, 可推导出当 $f_{rd} \geq 0$ 时, 幅度谱 $|S_1(k, p)|$ 、 $|S_2(k, p)|$ 的峰值都会出现在如下位置:

$$k_{\text{peak}} = \left(\frac{2B \cdot R}{cT} + f_d\right)T \cdot \frac{N_z}{N} \quad (15)$$

$$p_{\text{peak}} = f_{rd} \cdot T_r L_z \quad (16)$$

当 $f_{rd} < 0$ 时, k_{peak} 位置仍然由式(15)表示, 而 p_{peak} 表示为:

$$p_{\text{peak}} = f_{rd} \cdot T_r L_z + L_z \quad (17)$$

由式(11)、式(14)以及 FFT 性质可知, 两组信号相同峰值谱线处的相位为:

$$\begin{aligned} \varphi_1(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) &= \arg(S_1(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})) \\ &= 2\pi \cdot \left(\frac{2f_0 R}{c} - \text{round}\left(\frac{2f_0 R}{c}\right)\right) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \varphi_2(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) &= \arg(S_2(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})) \\ &= 2\pi \cdot \left(\frac{2f_0 R}{c} + f_{rd} \cdot (T + a) + \frac{q}{2} + q \cdot \frac{a}{2T_r} - \text{round}\left(\frac{2f_0 R}{c} + f_{rd} \cdot (T + a) + \frac{q}{2} + q \cdot \frac{a}{2T_r}\right)\right) \end{aligned} \quad (19)$$

3.4 利用相位差解多普勒模糊

引入相位差变量:

$$\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) = \varphi_2(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) - \varphi_1(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) - 2\pi \cdot f_{\text{rd}} \cdot (T + a) \quad (20)$$

由于式(19)中的 $2\pi \cdot f_{\text{rd}} \cdot (T + a)$ 项与多普勒模糊数无关,而且由于 T 与 a 都已知,模糊多普勒频率 f_{rd} 可以通过式(16)或式(17)提前求得,所以式(20)中将 $2\pi \cdot f_{\text{rd}} \cdot (T + a)$ 减掉以获得与多普勒模糊数 q 直接相关的表达式. 将式(18)、(19)代入式(20),可得

$$\begin{aligned} \varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) = & 2\pi \cdot \left(\frac{q}{2} + q \cdot \frac{a}{2T_r} + \text{round}\left(\frac{2f_0 R}{c}\right) \right. \\ & \left. - \text{round}\left(\frac{2f_0 R}{c} + f_{\text{rd}} \cdot (T + a) + \frac{q}{2} + q \cdot \frac{a}{2T_r}\right) \right) \end{aligned} \quad (21)$$

q 的奇偶性质不同会使式(21)的具体表达式不同,当 q 为偶数时:

$$\begin{aligned} \varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) = & 2\pi \cdot \left(q \cdot \frac{a}{2T_r} + \text{round}\left(\frac{q}{2}\right) + \text{round}\left(2\frac{f_0 R}{c}\right) \right. \\ & \left. - \text{round}\left(2\frac{f_0 R}{c} + f_{\text{rd}} \cdot (T + a) + \frac{q}{2} + q \cdot \frac{a}{2T_r}\right) \right) \end{aligned} \quad (22)$$

为保证下面分析顺利进行,假设在波形设计时,使偶数周期的调频延迟 a 满足下式:

$$|q \cdot a| < \frac{T_r}{2} \quad (23)$$

因此,式(22)中括号里第一项满足:

$$-\frac{1}{4} < q \cdot \frac{a}{2T_r} < \frac{1}{4} \quad (24)$$

式(22)中括号里除第一项外都是整数项,所以式(22)可以变换为

$$\frac{\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})}{2\pi} - \text{round}\left(\frac{\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})}{2\pi}\right) = q \cdot \frac{a}{2T_r} \quad (25)$$

同理,当 q 为奇数,且 $q > 0$ 时,可得:

$$\frac{\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})}{2\pi} - \text{round}\left(\frac{\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})}{2\pi}\right) = q \cdot \frac{a}{2T_r} - \frac{1}{2} \quad (26)$$

当 q 为奇数时,且 $q < 0$ 时,可得:

$$\frac{\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})}{2\pi} - \text{round}\left(\frac{\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})}{2\pi}\right) = q \cdot \frac{a}{2T_r} + \frac{1}{2} \quad (27)$$

为分析方便,令

$$\delta(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) = \frac{\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})}{2\pi} - \text{round}\left(\frac{\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})}{2\pi}\right) \quad (28)$$

则由式(24)~(28)可知,多普勒模糊数 q 可由下式求解:

$$q = \text{round}\left[\left(\delta(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) + b\right) \cdot \frac{2T_r}{a}\right] \quad (29)$$

式(29)中的 b 根据 $\delta(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 的取值范围确定:当 $-1/4 < \delta(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) < 1/4$ 时, $b = 0$; 当 $1/4 < \delta(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) < 1/2$ 时, $b = -1/2$; 当 $-1/2 < \delta(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) < -1/4$ 时, $b = 1/2$. 需要注意的是,正是由于式(23)的约束,才能确保 $\delta(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 在特定取值范围内只有唯一对应的 b 值. 因此,新型波形的延迟时间 a 的选择要根据系统可观测最大速度的模糊数确定, a 的值越小,可观测的最大模糊数越大,而且 a 的值不会对差频信号的频率产生任何影响.

由于同一个目标在幅度谱 $|S_1(k, p)|$ 、 $|S_2(k, p)|$ 上对应的峰值位置相同,因此多目标不会引起序列 1 和序列 2 之间的目标配对错误,与第 2.3 节提到的传统解多普勒模糊方法相比,通过改进波形的相位信息解模糊的方法更适合多目标探测场合.

3.5 正确解模糊对相位测量误差的要求

为分析正确解模糊对相位测量误差的要求,令

$$\begin{aligned} Q &= (\delta(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) + b) \cdot \frac{2T_r}{a} \\ &= \frac{T_r}{a\pi} \cdot \varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) \\ &\quad - \frac{2T_r}{a} \cdot \text{round}\left(\frac{\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})}{2\pi}\right) + \frac{2T_r b}{a} \end{aligned} \quad (30)$$

则由式(29)与式(30)可知 $q = \text{round}[Q]$, 可见,当 Q 的误差 $\Delta Q \in (-0.5, +0.5)$ 时,多普勒模糊数 q 不会解错.

假设 $\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 的求解误差不会使式(30)中的 $(2T_r/a) \cdot \text{round}[\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})/2\pi]$ 项解错,求 Q 的误差传递式,可得:

$$\begin{aligned} \Delta Q &= \frac{\partial Q}{\partial \varphi_d} \Delta \varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) \\ &= \frac{T_r}{a\pi} \cdot \Delta \varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) \end{aligned} \quad (31)$$

式(31)中, $\Delta \varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 表示相位差测量误差,若要满足 $\Delta Q \in (-0.5, +0.5)$ 的条件,相位差测量误差必须在满足

$$\Delta \varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) \in \left(-\frac{\pi}{2} \cdot \alpha, +\frac{\pi}{2} \cdot \alpha\right) \quad (32)$$

式(32)中, $\alpha = a/T_r$ 是延时 a 与同一类周期的扫频起始时刻的间隔 T_r 的比值. 由于 α 一般远小于 1,所以当相位差测量误差满足式(32)条件时, $(2T_r/a) \cdot \text{round}[\varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})/2\pi]$ 项不会解错,这验证了假设条件.

由式(20)可得

$$\begin{aligned} \Delta \varphi_d(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) &\approx \frac{\partial \varphi_d}{\partial \varphi_1} \Delta \varphi_1(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) \\ &\quad + \frac{\partial \varphi_d}{\partial \varphi_2} \Delta \varphi_2(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}}) = 2\Delta \varphi \end{aligned} \quad (33)$$

式(33)中, $\Delta\varphi_1(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 、 $\Delta\varphi_2(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 分别表示相位 $\varphi_1(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 、 $\varphi_2(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 的测量误差, 用 $\Delta\varphi$ 统一表示相位测量误差, 则正确解模糊所允许的相位测量误差范围为:

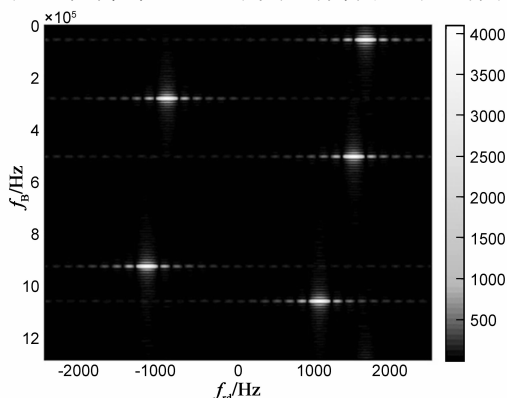
$$\Delta\varphi \in \left(-\frac{\pi}{4} \cdot \alpha, +\frac{\pi}{4} \cdot \alpha \right) \quad (34)$$

4 仿真分析

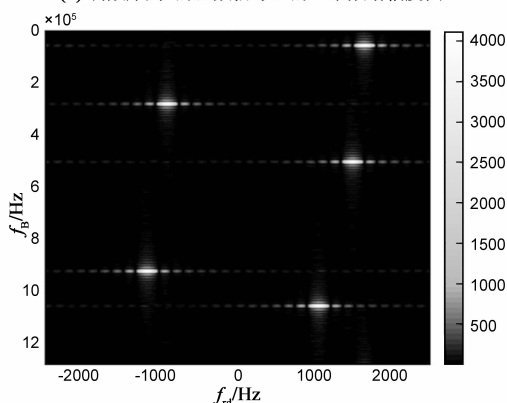
4.1 多目标处理仿真

仿真设置的波形参数如下: 载频 f_0 为 24GHz, 扫频带宽 B 为 250MHz, 扫频时长 T 为 100 μ s, 偶数序号周期的扫频延时 a 为 1 μ s, 奇数序号周期、偶数序号周期的数量都为 32 个 ($L=32$). 仿真波形参数确定后, 由式(23)可得可观测模糊数的范围为 $|q| < 100$, 因此不模糊测速范围为 $|v| < 2985$ m/s. 信号处理参数如下: 一个周期内的采样点数 N 为 128, 补零二维 FFT 中第一维的点数为 $N_z = 4096$, 第二维的点数为 $L_z = 1024$.

为验证该波形在多目标探测时的有效性, 模拟五个点目标, 其距离和速度信息在表 1 中列出. 对调频序列 1 与调频序列 2 的差频信号(信噪比设置为 12dB)分别做二维 FFT 后的幅度谱图如图 2 所示, 可以看到图中有五个局部峰值, 对应五个点目标, 同一个目标在两幅



(a) 调频序列1的差频信号组的二维频谱幅度图



(b) 调频序列2的差频信号组的二维频谱幅度图

图2 分别对调频序列1与调频序列2对应的差频信号组做二维FFT后得到的频谱幅度图

图中对应的峰值位置相同. 各目标峰值对应的差频频率 f_B 、模糊多普勒频率 f_{rd} 、相位信息 $\varphi_1(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 和 $\varphi_2(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ 以及最终解得的模糊数 q 、距离 R_m 和速度 v_m 都在表 1 中列出. 可见, 本文提出的改进波形能够解决多目标的多普勒模糊问题, 实现对多目标的距离和速度的准确测量.

表 1 多目标距离、速度信息及信号处理结果

	目标 1	目标 2	目标 3	目标 4	目标 5
实际距离 R (m)	3. 24	15. 96	28. 25	56. 87	65. 64
实际速度 v (m/s)	10. 25	87. 61	195. 87	-162. 75	-242. 19
差频频率 f_B (kHz)	55. 64	280. 02	502. 17	921. 79	1055. 2
模糊多普勒频率 f_{rd} (kHz)	1. 64	-0. 91	1. 49	-1. 17	1. 05
奇数周期组谱峰位置 相位 $\varphi_1(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ (弧度)	2. 4798	-2. 4759	0. 0178	1. 2573	2. 4997
偶数周期组谱峰位置 相位 $\varphi_2(k_{\text{peak}}, p_{\text{peak}})$ (弧度)	-2. 7647	0. 1352	1. 0569	-2. 7044	3. 0381
解得模糊数 q	0	3	6	-5	-8
测得距离 R_m (m)	3. 24	15. 96	28. 25	56. 88	65. 64
测得速度 v_m (m/s)	10. 26	87. 61	195. 86	-162. 76	-242. 20

4.2 解模糊的抗噪性能分析

由 3.5 节可知, 正确解模糊时允许的相位测量误差的范围与 α 有关, 所以 α 的大小会影响解模糊的抗噪性能, 本节在 α 取值不同的条件下, 给一个点目标对应的差频信号添加不同水平的噪声, 观察在不同信噪比条件下解多普勒模糊的出错概率, 分别将 α 设置为 0.005、0.01、0.02, 延时 a 与扫频时长 T 根据 α 的不同取值情况决定(见表 2).

表 2 α 取值不同时参数 a 、 T 的取值以及对应的最大可解多普勒模糊数和最大可解速度

α 取值	0. 005	0. 01	0. 02
参数			
延时 a (μ s)	1	2	4
扫频时长 T (μ s)	99. 5	99	98
最大可解多普勒模糊数 q_{max}	100	50	25
最大可解速度 V_{max} (m/s)	3125	1562. 5	781. 25

仿真结果如图 3 所示, 随着信噪比的增大, 解模糊错误率快速下降. 在相同信噪比条件下, α 的值越大, 解模糊错误率越低. 在低信噪比条件下 ($\text{SNR} < 7$ dB), 当 α 设置为 0.005 时解模糊错误率超过 0.3, 解模糊方法失效; 当 α 设置为 0.02 时, 解模糊错误率非常小, 维持在

0 附近,解模糊方法依然能保持很好的效果.虽然 α 取值越大,解模糊抗噪性能越好,但是由式(23)以及表 2 可知, α 取值增大会使最大可解多普勒模糊数下降,因此设置 α 时应充分考虑探测目标的最大速度、系统的信噪比等条件.

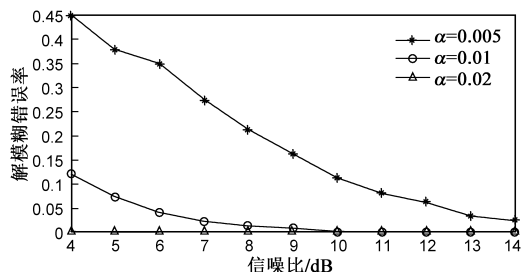


图3 α 取值不同时的解多普勒模糊错误率随信噪比的变化

5 结论

本文以线性调频序列波形及二维 FFT 处理方法作为研究出发点,分析了此方法存在的多普勒模糊问题以及传统解模糊方法的缺陷,针对上述问题提出了一种改进波形,分析了改进波形对应的差频信号的时域和频域特性,给出了通过该改进波形解多普勒模糊数的公式,仿真验证了该波形在多目标探测时的有效性,并且分析了在不同噪声条件下解模糊的错误率.本文提出的波形可实现性强,其对应的解模糊方法很适合多目标环境,而且抗噪性能良好.

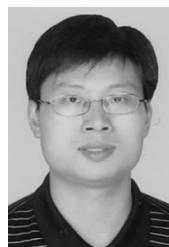
参考文献

- [1] 徐涛,金昶明,孙晓玮,夏冠群.一种采用变周期调频连续波雷达的多目标识别方法[J].电子学报,2002,30(6):861-863.
XU Tao, JIN Chang-ming, SUN Xiao-wei, XIA Guan-qun. A novel method to identify multitarget by FMCW Radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(6): 861-863. (in Chinese)
- [2] 张建辉,刘国岁,顾红,苏卫民.编码步进调频连续波信号在汽车防撞雷达中的应用[J].电子学报,2001,29(7):943-946.
ZHANG Jian-hui, LIU Guo-sui, GU Hong, SU Wei-min. Coded stepped-FMCW signal for automotive collision warning radar applications [J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(7): 943-946. (in Chinese)
- [3] ROHLING H, MEINECKE M. Waveform design principles for automotive radar systems [A]. Proceedings of 2001 CIE International Conference on Radar [C]. Beijing: IEEE Press, 2001. 1-4.
- [4] STOVE A. Linear FMCW radar techniques [J]. IEE Proceedings-F, 1992, 139(5): 343-350.
- [5] WINKLER V. Range Doppler detection for automotive FMCW radars [A]. Proceedings of the 37th European Microwave Conference [C]. Munich: IEEE Press, 2007. 1445-1448.
- [6] WOJTKIEWICZ A, MISIUREWICZ J, et al. Two-dimensional signal processing in FMCW radars [A]. Proceedings of the XXth National Conference on Circuit Theory and Electronic Networks [C]. Kolobrzeg: KKTOiUE, 1997. 475-480.
- [7] KRONAUGE M, SCHROEDER C, ROHLING H. Radar target detection and Doppler ambiguity resolution [A]. Proceedings of the 11th International Radar Symposium [C]. Vilnius: IEEE Press, 2010. 1-4.
- [8] KRONAUGE M, ROHLING H. New chirp sequence radar waveform [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(4): 2870-2877.

作者简介



王元恺 男,1990年2月出生于山东省即墨市.现为南京理工大学电子工程与光电技术学院博士研究生.主要研究方向为FMCW雷达系统设计与信号处理、微多普勒信号处理.
E-mail: wykerry@163.com



肖泽龙(通信作者) 男,1978年6月出生于湖南省郴州市.现为南京理工大学电子工程与光电技术学院副教授.主要研究方向为毫米波被动探测与成像技术.
E-mail: zelongxiao@mail.njust.edu.cn



许建中 男,1958年1月出生于江苏省无锡市.现为南京理工大学电子工程与光电技术学院教授.主要研究方向为毫米波末敏探测与引信总体、毫米波辐射成像与目标识别、靶场毫米波测试技术、天线/RCS测试技术、智能探测与控制系统.
E-mail: xjz2018@yeah.net

吴礼 男,1981年8月出生于江西省宜春市.现为南京理工大学电子工程与光电技术学院讲师,主要研究方向为毫米波系统应用及信号处理技术.
E-mail: li_wu@njust.edu.cn