

一种解决调频连续测距中测距模糊方法

刘 恺, 崔占忠

北京理工大学; 机电工程与控制国防重点实验室, 北京 100081

摘要 通过对锯齿调频连续测距系统的差频信号分析可知, 由于观测时间的随机性导致同一距离上对应两个不同的差频频率。对差频信号进行时域和频域分析发现, 利用两次混频的方法能够解决这种“测距模糊”问题, 使信号处理单元的输出信号频率和距离一一对应。利用仿真软件, 得到信号处理过程中的时频关系曲线, 验证了这种信号处理方法的有效性。

关键词 调频连续测距; 观测随机性; 测距模糊

中图分类号 TJ439

文献标识码 A

doi 10.3981/j.issn.1000-7857.2011.11.004

A Resolution to Ranging Ambiguity in Frequency Modulated Continuous Wave Ranging System

LIU Kai, CUI Zhanzhong

National Defense Key Laboratory of Mechatronics Engineering and Control; Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China

Abstract There are two different frequencies corresponding to the same distance caused by the randomness of observation time, based on the analysis on the different frequency of sawtooth frequency modulated continuous wave ranging system. By means of analysis on the difference frequency signal in time domain and frequency domain, it is found that this kind of ranging ambiguity can be settled by mixing frequency twice. The output frequency of the signal processing unit corresponds with the distance one to one at any observational time. The effectiveness of this signal processing method is verified by the signal spectrum and time-frequency curves emulation using the simulation software.

Keywords frequency modulated continuous wave ranging system; randomness of observation time; ranging ambiguity

0 引言

调频连续测距利用周期余弦波、锯齿波或三角波等调制信号对载波进行频率调制生成发射信号, 发射信号有一部分作为基准信号送到信号处理单元, 作为混频系统的本振信号; 另一部分由天线耦合到大气中, 当发射信号遇到目标之后产生回波, 回波信号与本振信号进行混频处理。差频信号中包含由时延产生的频率差和多普勒频率, 其中时延产生的频率差中包含有距离信息, 可以解算出探测器—目标之间的距离^[1]。多普勒频率与探测器—目标的相对径向速度成比例, 可以用于解算速度。1992年, Stove^[2]对线性调频连续雷达的工作原理进行了阐述。1997年, David^[3]在时频域讨论了调频连续毫米波雷达的差频信号。2006年, 崔占忠^[4]对调频测距信号进行分析, 得出在同一距离上对应两个差频信号频率的结论。2009年, 吴礼等^[5]利用模糊函数的方法对三角波调频连续

波雷达信号进行了分析。2010年, 赵继广等^[6]利用余弦变换的方法对线性调频连续波的时频进行分析。本文在前人研究的基础上, 利用信号处理的方法, 解决了调频连续探测中存在的因观测时间随机性产生的测距模糊问题, 为提高调频连续测距的目标距离分辨力提供了新的方法。

1 调频连续测距差频信号分析

目标回波信号相对于发射信号有一个时间延迟, 该延迟时间与探测器—目标之间距离一一对应, 目标回波信号的时间延迟表现为相位延迟^[7]。调制信号为锯齿波, 发射信号相位为^[8]

$$\begin{aligned}\phi_i(t) &= 2\pi \left[(f_0 - n\Delta F)t + \frac{1}{2}\beta t^2 + \frac{n(n+1)}{2}\Delta FT \right] + \phi_0 \\ &= 2\pi \left[f_0 t + \frac{1}{2}\beta t^2 + nT \left(f_0 + \frac{1}{2}\Delta F \right) \right] + \phi_0\end{aligned}$$

收稿日期: 2010-11-15; 修回日期: 2011-03-28

基金项目: 总装备部重点基金项目(9140A05070508BQ0103)

作者简介: 刘恺, 博士研究生, 研究方向为光电探测, 电子信箱: hunter83@bit.edu.cn; 崔占忠(通信作者), 教授, 研究方向为目标探测与环境识别, 电子信箱: cuizz@bit.edu.cn

$$(nT \leq t \leq (n+1)T) \quad (1)$$

式中, f_0 为载波频率, ΔF 为最大频偏, T 为调制周期, ϕ_0 为初始相位, $t_i = t - nT$, 则与探测器相距 L 的目标回波信号瞬时相位表达式为

$$\begin{aligned} \phi_r(t) &= \phi_r(t-\tau) \\ &= 2\pi \left[f_0 t_r + \frac{1}{2} \beta t_r^2 + nT \left(f_0 + \frac{1}{2} \Delta F \right) \right] + \phi_0 \end{aligned} \quad (2)$$

式中, $\tau = 2L/C$ 为目标回波延迟时间, C 为光速, $t_r = t_i - \tau$ 。加载在混频器两端的交流电压可分别表示为^[9]

$$U_{LO} = U_{LOm} \sin \phi_r, \quad U_{RF} = U_{RFm} \sin \phi_r \quad (3)$$

式中, U_{LOm} 为加载在本振端交流电压幅值, U_{RFm} 为加载在射频端交流电压幅值。混频器输出端电压可表示为^[10]

$$\begin{aligned} U_{\text{mixer}} &= \alpha_{\text{mixer}} U_{LOm} \sin \phi_r(t) \times U_{RFm} \sin \phi_r(t) \\ &= \frac{\alpha_{\text{mixer}} U_{LOm} U_{RFm}}{2} (\cos |\phi_r - \phi_r| - \cos (\phi_r + \phi_r)) \end{aligned} \quad (4)$$

式中, α_{mixer} 为混频器的混频效率。由于 $\phi_r + \phi_r$ 和 $|\phi_r - \phi_r|$ 相差很大, $\phi_r + \phi_r$ 可用滤波器滤除, 混频器输出信号的相位为

$$\phi_{IF}(t) = |\phi_r(t) - \phi_r(t)| \quad (5)$$

因 ϕ_r 和 ϕ_r 大小关系随观测时间段的不同而变化, 混频器输出信号的差频信号相位应分时间段讨论。

(1) 当 $nT + \tau \leq t \leq (n+1)T$, 即 $\tau \leq t_i \leq T$ 时, 混频器输出差频信号相位为

$$\begin{aligned} \phi_{IF1} &= 2\pi \left[(f_0 - n\beta T)t + \frac{1}{2} \beta t^2 + \frac{n(n+1)}{2} \beta T^2 \right] + \phi_0 - \\ &2\pi \left[(f_0 - n\beta T)(t-\tau) + \frac{1}{2} \beta (t-\tau)^2 + \frac{n(n+1)}{2} \beta T^2 \right] + \phi_0 \\ &= 2\pi (\beta \tau t + f_0 \tau - \frac{1}{2} \beta \tau^2) \end{aligned} \quad (6)$$

由信号频率和相位的对应关系 $f = d\phi/dt$ ^[11], 可得差频信号的频率为

$$f_{IF1} = \beta \tau + \beta t_i \frac{d\tau}{dt} + f_0 \frac{d\tau}{dt} - \beta \tau \frac{d\tau}{dt} \quad (7)$$

(2) 当 $(n+1)T \leq t \leq (n+1)T + \tau$, 即 $0 \leq t_i \leq \tau$ 时, 差频信号的相位为

$$\begin{aligned} \phi_{IF2} &= 2\pi \left[(f_0 - n\beta T)(t-\tau) + \frac{1}{2} \beta (t-\tau)^2 + \frac{n(n+1)}{2} \beta T^2 \right] + \phi_0 - \\ &2\pi \left[(f_0 - (n+1)\beta T)t + \frac{1}{2} \beta t^2 + \frac{(n+2)(n+1)}{2} \beta T^2 \right] + \phi_0 \\ &= 2\pi \left[\Delta F(t_i - \tau) - \beta \tau t_i - f_0 \tau + \frac{1}{2} \beta \tau^2 \right] \end{aligned} \quad (8)$$

差频信号的频率为

$$f_{IF2} = \Delta F - \Delta F \frac{d\tau}{dt} - \beta \tau - \beta t_i \frac{d\tau}{dt} - f_0 \frac{d\tau}{dt} + \beta \tau \frac{d\tau}{dt} \quad (9)$$

当探测器—目标之间相对静止时, $d\tau/dt=0$ 为与时间无关的常量, 当观测时间满足 $nT + \tau \leq t \leq (n+1)T$ 时, 差频信号的频率为

$$f_{IF1} = \beta \tau \quad (10)$$

当观测时间满足 $(n+1)T \leq t \leq (n+1)T + \tau$ 时, 差频信号的频率为

$$f_{IF2} = \Delta F - \beta \tau \quad (11)$$

当探测器—目标之间处于相对静止的状态时, 在一个周期之内, 差频信号会出现两个单值频率, $nT + \tau$ 和 nT 时刻为频率跳变点。

2 解决锯齿调制测距模糊的信号处理

利用周期性锯齿波调制时, 存在两种测距模糊问题: 一种是由于发射信号的周期性导致, 可称为周期性测距模糊; 另外一种是由于观测时间的随机性导致, 可称为观测随机性测距模糊。

2.1 周期性测距模糊

发射信号是周期信号, 若调制周期小于目标回波延迟时间, 当目标回波延迟时间为 $\tau, \tau+T, \tau+2T, \dots, \tau+nT$ 时, 差频信号的频率相同, 导致探测器无法区分这些回波延迟时间对应的探测距离, 产生测距模糊问题^[1]。解决这种测距模糊的办法是拉大调制周期, 使目标回波延时的最大值小于调制周期即可。

2.2 观测随机性测距模糊

由 1 节可知, 当探测器和目标相对静止时, 在同一周期内, 不同的观测时间段内所对应的差频信号频率不同。在信号解算距离时, 一个差频频率与一个距离相对应, 导致在同一距离上, 因观测时间不同而解算出两个距离, 造成测距模糊。如无特殊说明, 以下讨论的测距模糊指由观测随机性产生的测距模糊。

2.3 时域分析

同一周期内, 不同观测时间段对应的差频信号均为单频信号, 且两信号满足关系^[4]:

$$f_{IF1} + f_{IF2} = \Delta F \quad (12)$$

通常, 计算中采用 f_{IF1} 解算距离, 若探测器—目标相对静止, f_{IF1} 和 f_{IF2} 的关系可由延迟时间 τ 决定, 有如下关系:

$$\begin{cases} f_{IF1} < f_{IF2} & \tau_L < T/2 \\ f_{IF1} = f_{IF2} & \tau_L = T/2 \\ f_{IF1} > f_{IF2} & \tau_L > T/2 \end{cases} \quad (13)$$

只需保证延迟时间的最大值小于 $T/2$, $f_{IF1} < f_{IF2}$ 在探测过程中总成立。若探测距离的极限值为 100m , T 的最小值为 $1.4\mu\text{s}$, 这在实际设计系统时很容易做到。由 $f_{IF1} + f_{IF2} = \Delta F$ 和 $f_{IF1} < f_{IF2}$, 可得如下关系:

$$\frac{\Delta F}{2} - \left(f_{IF2} - \frac{\Delta F}{2} \right) = \frac{\Delta F}{2} - \left(\frac{\Delta F}{2} - f_{IF1} \right) \quad (14)$$

由式(14), 利用两次混频方法, 可得到频率单一信号, 解决测距模糊问题。对差频信号和两次混频信号处理的信号进行频域分析, 从频域的角度证明这种方法的有效性。

2.4 频域分析

当探测器与目标相对静止时, 混频器输出的差频信号时域表达式为

$$u_{IF0} = \begin{cases} \frac{\alpha_{\text{mixer}} U_{LOm} U_{RFm}}{2} \cos(2\pi\beta\tau t) & \tau \leq t_i \leq T \\ \frac{\alpha_{\text{mixer}} U_{LOm} U_{RFm}}{2} \cos[2\pi(\Delta F - \beta\tau)t] & T \leq t_i \leq \tau + T \end{cases} \quad (15)$$

将差频信号与宽度为 $t_{\text{sample}}=nT$ 的门函数(或称矩形脉冲)相乘,能够得到采样时间 $t_{\text{sample}}=nT$ 内差频信号^[12],对该信号进行傅里叶变换,可得差频信号频谱:

$$F_{\text{IFO}}(j2\pi f) = \frac{n\alpha_{\text{mixer}}U_{\text{LOm}}U_{\text{RFm}}}{4} \left\{ \frac{e^{2\pi j(\Delta F-\beta\tau-f)\tau}-1}{2\pi j(\Delta F-\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(\Delta F-\beta\tau-f)nT}}{1-e^{2\pi j(\Delta F-\beta\tau-f)T}} + \frac{e^{2\pi j(-\Delta F+\beta\tau-f)\tau}-1}{2\pi j(-\Delta F+\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(-\Delta F+\beta\tau-f)nT}}{1-e^{2\pi j(-\Delta F+\beta\tau-f)T}} + \frac{[1-e^{2\pi j(\beta\tau-f)(-T+\tau)}] e^{2\pi j(\beta\tau-f)T} [1-e^{2\pi j(\beta\tau-f)nT}]}{2\pi j(\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(\beta\tau-f)T}}{1-e^{2\pi j(\beta\tau-f)T}} + \frac{1-e^{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)} e^{2\pi j(-\beta\tau-f)T} [1-e^{2\pi j(-\beta\tau-f)nT}]}{2\pi j(-\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(-\beta\tau-f)T}}{1-e^{2\pi j(-\beta\tau-f)T}} \right\} \quad (16)$$

该差频信号的频谱和采样时间有关,当 $\Delta F=5\text{MHz}$, $T=200\mu\text{s}$ 时,可得采样时间 $t_{\text{sample}}=5000T$ 的差频信号幅度谱 $|F_{\text{IFO}}|$,如图 1 所示。

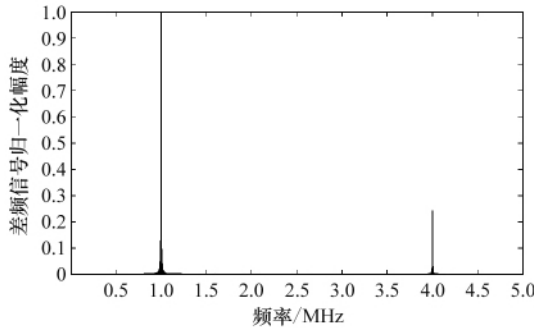


图 1 差频信号的幅度谱

Fig. 1 Amplitude spectrum of the IF signal

由图 1 可知,差频信号的幅度谱中包含两条谱线,频率分别在 $\Delta F-\beta\tau$ 和 $\beta\tau$ 上,与上述时域分析结果一致。由式(14),将差频信号与频率为 $\Delta F/2$ 的单频信号进行混频,两信号在时域混频,频域上是频谱搬移^[13-14]。若其中一个信号为单频信号,混频输出信号将另一信号的谱线搬移到单频频谱的两边,得到二次混频信号的频谱为

$$F_{\text{mixer2}}(jf) = U_{\text{mixer2}} \left\{ \frac{e^{2\pi j(\frac{\Delta F}{2}-\beta\tau-f)\tau}-1}{2\pi j(\frac{\Delta F}{2}-\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(\frac{\Delta F}{2}-\beta\tau-f)nT}}{1-e^{2\pi j(\frac{\Delta F}{2}-\beta\tau-f)T}} + \frac{e^{2\pi j(-\frac{3\Delta F}{2}+\beta\tau-f)\tau}-1}{2\pi j(-\frac{3\Delta F}{2}+\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(-\frac{3\Delta F}{2}+\beta\tau-f)nT}}{1-e^{2\pi j(-\frac{3\Delta F}{2}+\beta\tau-f)T}} + \frac{1-e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})(-T+\tau)} e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})T} [1-e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})nT}]}{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2}-f)} \frac{1-e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})T}}{1-e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})T}} + \frac{1-e^{2\pi j(-\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})(-T+\tau)} e^{2\pi j(-\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})T} [1-e^{2\pi j(-\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})nT}]}{2\pi j(-\beta\tau-\frac{\Delta F}{2}-f)} \frac{1-e^{2\pi j(-\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})T}}{1-e^{2\pi j(-\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})T}} + \frac{e^{2\pi j(\frac{3\Delta F}{2}-\beta\tau-f)\tau}-1}{2\pi j(\frac{3\Delta F}{2}-\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(\frac{3\Delta F}{2}-\beta\tau-f)nT}}{1-e^{2\pi j(\frac{3\Delta F}{2}-\beta\tau-f)T}} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} & \frac{e^{2\pi j(-\frac{\Delta F}{2}+\beta\tau-f)\tau}-1}{2\pi j(-\frac{\Delta F}{2}+\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(-\frac{\Delta F}{2}+\beta\tau-f)nT}}{1-e^{2\pi j(-\frac{\Delta F}{2}+\beta\tau-f)T}} + \\ & \frac{1-e^{2\pi j(\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})(-T+\tau)} e^{2\pi j(\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})T} [1-e^{2\pi j(\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})nT}]}{2\pi j(\beta\tau+\frac{\Delta F}{2}-f)} \frac{1-e^{2\pi j(\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})T}}{1-e^{2\pi j(\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})T}} + \\ & \frac{1-e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})(-T+\tau)} e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})T} [1-e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})nT}]}{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2}-f)} \frac{1-e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})T}}{1-e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})T}} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

式中, U_{mixer2} 为二次混频的输出幅度,二次混频后的幅度谱如图 2 所示。

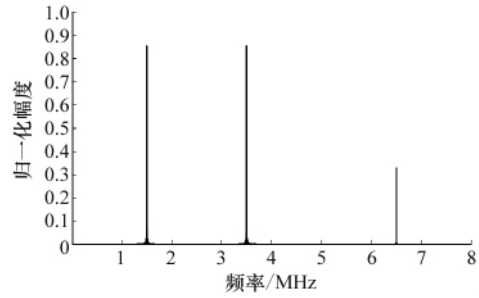


图 2 二次混频后的信号幅度谱

Fig. 2 Amplitude spectrum of signal after second mixer

频谱中本应包含有 4 条谱线,其中 $\Delta F/2+\beta\tau$ 和 $\Delta F/2+(\Delta F-\beta\tau)$ 的频率大于 $\Delta F/2$,可用截止频率为 $\Delta F/2$ 的低通滤波器滤除,剩下两条谱线频率分别为 $\Delta F/2-\beta\tau$ 和 $(\Delta F-\beta\tau)-\Delta F/2$,因两信号频率相同,重合为一条谱线。该信号经过滤波之后的频谱为

$$F_{\text{mixer2fil}}(jf) = U_{\text{mixer2}} \left\{ \frac{e^{2\pi j(\frac{\Delta F}{2}-\beta\tau-f)\tau}-1}{2\pi j(\frac{\Delta F}{2}-\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(\frac{\Delta F}{2}-\beta\tau-f)nT}}{1-e^{2\pi j(\frac{\Delta F}{2}-\beta\tau-f)T}} + \frac{1-e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})(-T+\tau)} e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})T} [1-e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})nT}]}{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2}-f)} \frac{1-e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})T}}{1-e^{2\pi j(\beta\tau-\frac{\Delta F}{2})T}} + \frac{e^{2\pi j(-\frac{\Delta F}{2}+\beta\tau-f)\tau}-1}{2\pi j(-\frac{\Delta F}{2}+\beta\tau-f)} \frac{1-e^{2\pi j(-\frac{\Delta F}{2}+\beta\tau-f)nT}}{1-e^{2\pi j(-\frac{\Delta F}{2}+\beta\tau-f)T}} + \frac{1-e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})(-T+\tau)} e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})T} [1-e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})nT}]}{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2}-f)} \frac{1-e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})T}}{1-e^{2\pi j(-\beta\tau+\frac{\Delta F}{2})T}} \right\} \quad (18)$$

经滤波后仅剩余一条谱线,谱线频率为 $\Delta F/2-\beta\tau$ 。经滤波后的二次混频信号,虽然频谱单一,但与锯齿波差频定距方程不符合^[1]。可以再次利用混频的方法,将滤波后的二次混频信号与频率为 $\Delta F/2$ 的单频信号混频,得到信号的频谱为

$$F_{\text{mixer3}} = U_{\text{mixer3}} \left\{ \frac{e^{2\pi j(-\beta\tau-f)\tau} - 1}{2\pi j(-\beta\tau-f)} \frac{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)nT}}{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)T}} + \frac{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-\Delta F-f)(-T+\tau)}}{2\pi j(\beta\tau-\Delta F-f)} \frac{e^{2\pi j(\beta\tau-\Delta F-f)T} [1 - e^{2\pi j(\beta\tau-\Delta F-f)nT}]}{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-\Delta F-f)T}} + \frac{e^{2\pi j(-\Delta F+\beta\tau-f)\tau} - 1}{2\pi j(-\Delta F+\beta\tau-f)} \frac{1 - e^{2\pi j(-\Delta F+\beta\tau-f)nT}}{1 - e^{2\pi j(-\Delta F+\beta\tau-f)T}} + \frac{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)}}{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)} \frac{e^{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)T} [1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)nT}]}{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)T}} + \frac{e^{2\pi j(\Delta F-\beta\tau-f)\tau} - 1}{2\pi j(\Delta F-\beta\tau-f)} \frac{1 - e^{2\pi j(\Delta F-\beta\tau-f)nT}}{1 - e^{2\pi j(\Delta F-\beta\tau-f)T}} + \frac{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)(-T+\tau)}}{2\pi j(\beta\tau-f)} \frac{e^{2\pi j(\beta\tau-f)T} [1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)nT}]}{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)T}} + \frac{e^{2\pi j(\beta\tau-f)\tau} - 1}{2\pi j(\beta\tau-f)} \frac{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)nT}}{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)T}} + \frac{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau+\Delta F-f)(-T+\tau)}}{2\pi j(-\beta\tau+\Delta F-f)} \frac{e^{2\pi j(-\beta\tau+\Delta F-f)T} [1 - e^{2\pi j(-\beta\tau+\Delta F-f)nT}]}{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau+\Delta F-f)T}} \right\} \quad (19)$$

式中, U_{mixer3} 为三次混频后输出信号的幅度。由式(19)可得未经滤波的三次混频的信号幅度谱,如图3所示。

三次混频后的频谱中含有两条谱线:一条谱线为 $\beta\tau$,另一条谱线为 $\Delta F-\beta\tau$,因限定条件 $\beta\tau < \Delta F/2$,可用截止频率为 $\Delta F/2$ 的低通滤波器将频率为 $\Delta F-\beta\tau$ 的谱线滤除,得到单一频率 $\beta\tau$ 信号,经过滤波后的3次混频信号的频谱为

$$F_{\text{mixer3fil}} = U_{\text{mixer3}} \left\{ \frac{e^{2\pi j(-\beta\tau-f)\tau} - 1}{2\pi j(-\beta\tau-f)} \frac{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)nT}}{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)T}} + \frac{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)}}{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)} \frac{e^{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)T} [1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)nT}]}{1 - e^{2\pi j(-\beta\tau-f)(-T+\tau)T}} + \frac{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)(-T+\tau)}}{2\pi j(\beta\tau-f)} \frac{e^{2\pi j(\beta\tau-f)T} [1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)nT}]}{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)T}} + \frac{e^{2\pi j(\beta\tau-f)\tau} - 1}{2\pi j(\beta\tau-f)} \frac{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)nT}}{1 - e^{2\pi j(\beta\tau-f)T}} \right\} \quad (20)$$

该信号频率与距离唯一对应,可用于解算探测器和目标的距离。图1和图3幅度谱相似,但幅度谱一样的信号,其时频关系不一定相同。差频信号的时域波形在不同时间段内对应不同频率的信号,若直接采用低通滤波器,会导致在时间 $(n+1)T \leq t \leq (n+1)T+\tau$ 内信号为直流,若在该时间段采样,采样信号并不能提供任何探测器—目标之间的距离信息。而未

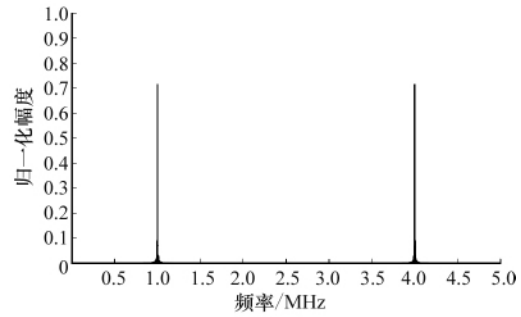


图3 三次混频后的信号幅度谱
Fig. 3 Amplitude spectrum of signal after third mixer

经滤波的三次混频信号在任何时间段内,都是两个单频信号叠加。经低通滤波后,信号中仅包含单一频率的信号,无论采样时间取何时间段,都只有唯一信号频率与距离相对应。

3 系统仿真和结果验证

信号处理系统由混频器、滤波器和一个频率为 $\Delta F/2$ 的单频信号发生器组成。单频信号发生器作为本振信号分别加载在两混频器的本振端,信号处理的系统框图如图4所示。

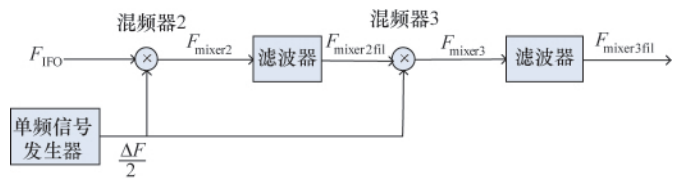


图4 信号处理系统框图
Fig. 4 Schematic diagram of the signal processor

利用 Simulink 仿真软件对信号处理系统进行仿真实验,该系统由两级混频子系统构成,在每级混频系统之后用低通滤波器滤除信号加和成分^[15]。信号处理系统的 Simulink 仿真框图如图5所示。

将每次处理得到的数据输入到 SCOPE 单元观察时域波

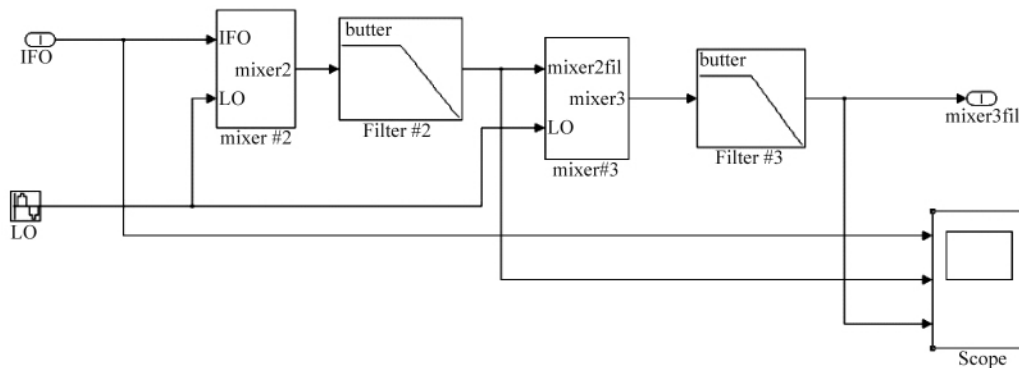


图5 信号处理系统的 Simulink 仿真框图
Fig. 5 Simulink emulation block diagram of the signal processor

形^[6],在频率跳变点处截取的时域波形图如图 6 所示,从上至下 3 个时域波形分别为差频信号、经过滤波的二次混频输出信号和经过滤波的三次混频输出信号。

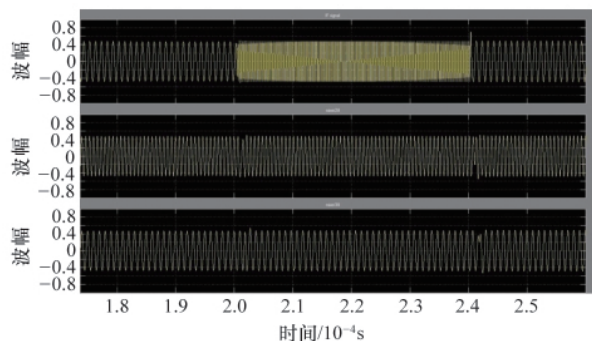


图 6 信号处理的时域波形

Fig. 6 Time domain waveform of the signal processor

由图 6 可知,在差频信号中,不同时间段对应的差频频率不同,经过滤波的二次混频信号变为单一频率信号,经过滤波的三次混频信号仍为单一频率信号。为了清楚说明预处理过程中的信号时频关系,利用短时傅里叶变换 (Short-Time Fourier Transform, STFT) 对信号处理各阶段的信号进行时频域分析^[7]。STFT 采用 255 点的 Hanning 窗作为窗函数,图 7 为差频信号的时频图。

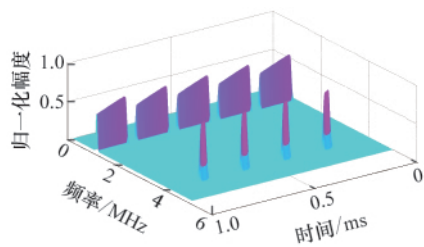
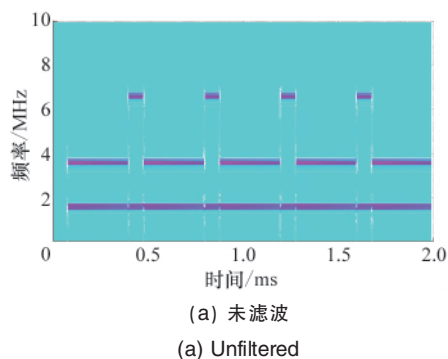


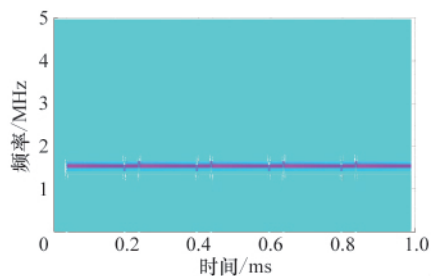
图 7 差频信号时频关系

Fig. 7 Time-frequency curves of the IF signal

由于更加关注时间和频率的对应关系,可略去幅度信息,仅观测时间-频率的二维信息,未经过滤波的二次混频信号和经过滤波的二次混频信号的时频关系如图 8 所示。



(a) 未滤波
(a) Unfiltered

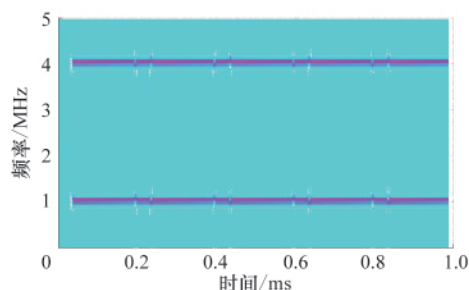


(b) 滤波
(b) Filtered

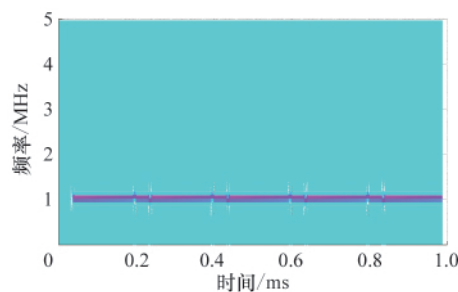
图 8 二次混频时频关系

Fig. 8 Time-frequency curves of second mixer

由图 7 和图 8 可知,差频信号时频关系中,不同时间段对应的差频信号频率并不单一。经过二次混频后,频率大于 $\Delta F/2$ 的信号在不同时间段仍不唯一,而经过滤波后,无论在哪个观测时间段,信号频率都是唯一确定的。三次混频后的信号时频关系如图 9 所示。



(a) 未滤波
(a) Unfiltered



(b) 滤波
(b) Filtered

图 9 3 次混频时频关系

Fig. 9 Time-frequency curves of third mixer

经过三次混频后的信号频率并不单一,是两个单频信号叠加的结果。经过滤波之后,信号频率单一,与距离的关系唯一确定,仍然符合锯齿调频差频定距方程^[1]:

$$f_{IF} = \frac{2L\Delta F}{CT}$$

4 结论

本文对锯齿波调频连续测距系统中存在的由观测时间

随机性导致的测距模糊进行了分析。根据锯齿调频连续测距系统的发射信号和目标回波信号的相位差,从时域说明了产生测距模糊的原因。由时域和频域分析可知,利用二次混频的方法能够解决这种测距模糊问题,并设计了相应的信号处理系统,从时域和频域分析了信号处理系统的工作原理。仿真结果表明了本文信号处理方法的有效性。

参考文献 (References)

- [1] 崔占忠, 宋世和, 徐立新. 近炸引信原理[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2005.
Cui Zhanzhong, Song Shihe, Xu Lixin. Principle of proximity fuze [M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2005.
- [2] Stove A G. Linear FMCW radar techniques [J]. *IEE Proceedings, Part F: Radar and Signal Processing*, 1992, 139(5): 343-350.
- [3] David W. FMCW MMW radar for automotive longitudinal control [R]. California PATH Research Report: UCB-IIS-PRR-97-19, 1997.
- [4] 崔占忠. 调频测距信号分析[J]. 探测与控制学报, 2006, 28(5): 1-3.
Cui Zhanzhong. *Journal of Detection and Control*, 2006, 28(5): 1-3.
- [5] 吴礼, 彭树生, 肖泽龙, 等. 对称三角线性调频连续波雷达信号多周期模糊函数分析[J]. 南京理工大学学报, 2009, 33(1): 74-78.
Wu Li, Peng Shusheng, Xiao Zelong, et al. *Journal of Nanjing University of Science and Technology*, 2009, 33(1): 74-78.
- [6] 赵继广, 宋一铄, 张智途. 线性调频连续波时频分析中的余弦变换方法[J]. 探测与控制学报, 2010, 32(4): 65-68.
Zhao Jiguang, Song Yishuo, Zhang Zhiquan. *Journal of Detection and Control*, 2010, 32(4): 65-68.
- [7] Butkiewicz B S. An approach to description of fuzzy filters[C]// Romaniuk R S, Kulpa K S, Ed. *Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2009*. 2009, 7502(1): 75021H.
- [8] Bo H, Ma F, Jiao L. The application of the spread spectrum on the multi-carrier radar system [J]. *Journal of Xidian University: Natural Science*, 2004, 31(4): 526-529.
- [9] Sheer J A, Britt P P, Reedy E K, et al. Solid state, 95 GHz tracking radar system [C]. EASCON '81 Record; IEEE Electronics and Aerospace Systems Conference, Washington DC, Nov. 16-19, 1981.
- [10] Chen Z. The effects of nonlinearity in frequency sweep on the range precision and range resolution of LFMCW [J]. *Acta Electronica Sinica*, 1999, 27(9), 103-104.
- [11] Liang L W, Li Y, Pang W F, et al. IF amplifier module for high-sweep speed LFMCW radar [C]. 2nd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Sept. 14-16, 2000.
- [12] 郑君里, 应启珩, 杨为理. 信号与系统 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2004.
Zheng Junli, Ying Qiheng, Yang Weili. *Signal and system* [M]. Beijing: Higher Education Press, 2004.
- [13] 吴大正. 信号与线性系统分析[M]. 北京: 高等教育出版社, 2003.
Wu Dazheng. *Analysis of signal and linear system* [M]. Beijing: Higher Education Press, 2003.
- [14] 管致中, 夏恭恪, 孟桥. 信号与线性系统: 上册[M]. 北京: 高等教育出版社, 2004.
Guan Zhizhong, Xia Gongke, Mengqiao. *Signal and linear system* [M]. Beijing: Higher Education Press, 2004.
- [15] 谢嘉奎. 电子线路: 线性部分[M]. 北京: 高等教育出版社, 1999.
Xie Jiakui. *Linear electric circuit* [M]. Beijing: Higher Education Press, 1999.
- [16] 姚俊, 马松辉. Simulink 建模与仿真[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.
Yao Jun, Ma Songhui. *Modeling and simulation for Simulink* [M]. Xi'an: Xidian University Press, 2002.
- [17] 薛年喜. MATLAB 在数字信号处理中的应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
Xue Nianxi. *MATLAB in digital signal processing* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003.

(责任编辑 代丽)

· 学术动态 ·

第三届“中国科技馆杯‘我与科协’”征文

中国科协第八次全国代表大会将于 2011 年召开。为了展示科协组织在促进我国科技发展、经济建设和社会进步,尤其是在全面建设小康社会、建设创新型国家中所发挥的历史作用和取得的巨大成就,进一步增强科协组织的凝聚力、号召力和影响力,以及科协系统工作人员的荣誉感、责任感和使命感,开创新时期科协工作的新局面,定于 2011 年 3 月 15 日—4 月 30 日举办第三届“中国科技馆杯‘我与科协’有奖征文”活动。本届征文活动的主题为:我看科协这五年。

征文范围:5 年来各级科协组织在促进我国科技发展、经济建设和社会进步中发挥的作用和承担的责任,讲述应征者与科协交往、互动的故事和感受,述说科协工作给应征者工作或生活带来的变化、提升或感动等。

联系方式:北京市海淀区中关村南大街 16 号科普出版社征文活动办公室(100081)。

电话:010-62103100,64123361-6081;传真:010-62175982;电子邮箱:zw@cast.org.cn。

网址: <http://www.cast.org.cn/n35081/n35488/12646413.html>。