提高线性调频连续波雷达测距精度的ZFFT算法

张 红,王晓红,郭 昕

(北京理工大学电子工程系,北京 100081)

摘要: 线性调频连续波(LFMCW)雷达在理论上有很高的测距精度,然而在实际系统中,由于FFT变换的栅栏效应,使得其距离分辨力和测距精度处于同一数量级,满足不了近距离测距时高精度的要求。在传统的FFT处理的基础上,采用ZFFT算法,在运算量增加不多的情况下,完成对中频回波主瓣的局部细化,大大提高了LFMCW雷达的测距精度,以满足高精度测距的要求。

关键词: 雷达;测距;LFMCW;ZFFT

中图分类号: TN958.94 **文献标识码:** A

Improving range measuring precision of LFMCW radar using ZFFT method

Zhang Hong, Wang Xiaohong, Guo Xin

(Department of Electronic and Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: The Linear Frequency Modulated Continuous Wave (LFMCW) Radar has high theoretical range measuring precision. But its practical range precision is of the same magnitude as the range resolution because of the inherent frequency space of FFT, which can not satisfy the high precision requirement for the near range measuring. ZFFT method is adopted to reduce frequency space of the main lobe of echo range spectrum on the FFT with increasing less operation. This method can greatly improve the range precision of LFMCW radar and satisfy the practical needs of high precision radar rang measuring.

Key words: radar; range measuring; LFMCW; ZFFT

1 引言

线性调频连续波(LFMCW)能实现较高的距离和多普勒频率的分辨力,在各种近距离雷达,防撞雷达,末制导雷达,远距离天波、地波雷达以及飞机高度表中已得到广泛应用。LFMCW雷达回波中频的处理普遍采用数字信号处理方式来获取回波中频的距离谱,然后根据一定的判决准则来判定目标的有无,并通过计算过门限的目标频谱值来测量目标的距离[1],其系统框图如图1所示。

该方法是通过目标的回波和目标发射波形混频后得到差拍信号,对差拍信号进行FFT运算,计算出回波中频在距离轴上的功率谱曲线(即距离谱),可以充分利用LFMCW雷达的高距离分辨和高测距精度的特点,适用于更为复杂的目标环境,是微波、毫米波测距和成像的重要手段。但是,由于FFT的"栅栏效应"[2-3],使得通过FFT变换得到的距离谱具有固定的采样间隔δR(δR为雷达的距离分辨力),从而产生$\delta R/2$的测距误差。当测量的距离较远时,$\delta R \ll R$,测量误差远远小于目标的距离,相对误差较小;但当测量距离较近时,$\delta R \to R$,相对测量误差较大。为此,如何克服FFT的栅栏效应、提高近距离的测距精度的问题,就成为LFMCW测距雷达重要的研究课题。本文采用ZFFT对距离谱进行局部细化,可在增加较少运算量的情况下,大幅提高LFMCW测距雷达的测距精度。

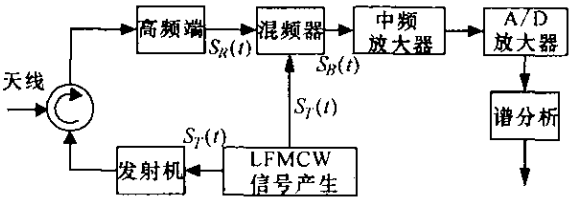

图1 LFMCW雷达系统示意图

收稿日期:2005-07-06;2005-10-18修回。

作者简介:张红(1982-),女,硕士研究生,主要研究方向是雷达信号处理。

2　LFMCW 雷达回波的信号处理

LFMCW 雷达理想的发射信号在有效扫频期间 T_e 内可表示为:

$$S_T(t)=A_0\cos[2\pi(f_0t+1/2Kt^2)+\phi_0]\qquad t\in T_e=[-T/2,T/2]\tag{1}$$

式中 ϕ_0 为发射信号的随机初相;A_0 为信号幅度;f_0 是 $t=0$ 时发射信号的瞬时频率,即发射信号的中心频率;$K=B/T$ 为调频斜率;T 为有效时宽;B 为调频带宽。

径向速度为 0、初始距离($t=0$ 时)为 R_0、初始回波延迟为 $\tau_0=2R_0/c$ 的点目标产生的回波信号 $S_{RF}(t)$ 在 T_e 内可表示为:

$$S_{RF}(t)=K_rA_0\cos\{2\pi[f_0(t-\tau_0)+1/2K(t-\tau_0)^2]+\phi_0+\theta_0\}\tag{2}$$

式中,K 为 B/T 为调频斜率,θ_0 为目标反射引起的附加相移,$\tau_0=2R_0/c$ 为初始回波延迟,R_0 为目标初始距离,K_r 为传输损耗因子。

将回波信号与发射信号进行混频,并滤去高频分量,得到的混频信号如下:

$$S_{IF}(t)=\frac{1}{2}K_rA_0^2\cos[2\pi(K\tau_0t+f_0\tau_0-\frac{1}{2}K\tau_0^2)+\theta_0]\tag{3}$$

式中,K_r 为传输损耗因子,θ_0 为目标反射引起的附加相移,A_0 为发射波形的幅度,$K=B/T$ 为调频斜率,$\tau_0=2R_0/c$ 为初始回波延迟。令 $M=\frac{1}{2}K_rA_0^2$,$w_{IF}=2\pi B\tau_0/T$,$\phi=2\pi f_0\tau_0-\pi K\tau_0^2+\theta_0$,将混频后的回波信号进行傅立叶变换,可得到中频频谱近似表示为:

$$P_s(w)=\left(\frac{MT}{2}\right)^2\left[\mathrm{Sa}^2\frac{(w-w_{IF})T}{2}+\mathrm{Sa}^2\frac{(w+w_{IF})T}{2}\right]\tag{4}$$

令 $k=(MT/2)^2$,并将 $w_{IF}=2\pi B\tau_0/T=(2\pi/T)(R_0/\delta R)$($\delta R=c/2B$ 为距离分辨力)代入(4)即可得到归一化的连续距离谱。由于回波中频距离谱的正负部分是严格对称的,故可只取其正频部分得:

$$P_{s+}(w)=k\mathrm{Sa}^2\left[\frac{\pi}{\delta R}(R-R_{IF})\right]\tag{5}$$

式(5)是 LFMCW 雷达的连续距离谱,其零点为 $R_{IF}\pm m\delta R$(m 为正整数)。

在实际的回波信号处理中,A/D 用 f_s 对混频后的回波信号进行采样,得到离散的 N_s 点的时域信号,通过 N_{FFT} 点的 FFT 变换得到离散的距离谱,其频域采样间隔为 $\Delta w=2\pi f_s/N_{FFT}$,相应的距离间隔为 $\Delta R=\delta R\frac{f_sT}{N_{FFT}}=\delta R\frac{N_s}{N_{FFT}}$,由该式可见,提高 FFT 的点数,可以大幅度地细化频谱的包络。由式(5)可以看出:

① 当 $N_s=N_{FFT}$,且 $R=R_{IF}+m\delta R$ 时,除 $R=R_{IF}$ 外,其余各采样点均位于距离谱的零点上,这时距离谱上只有一个谱线,其对应的距离值 R_{IF} 即为目标的真实距离,测量误差为 0。如图 2 所示。

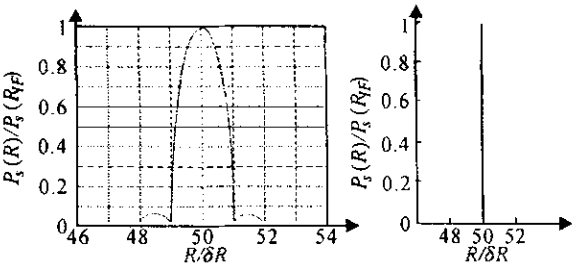

图 2　LFMCW 雷达的数字距离谱

($N_s=N_{FFT}$,$R=R_{IF}+m\delta R$)

②当 $N_s=N_{FFT}$,且 $R\neq R_{IF}+m\delta R$ 时,距离谱的所有采样点均不在零点上,最大采样值点偏离距离谱的最大值。此时,测出的距离的最大距离误差为 $\delta R/2$,测距精度与距离分辨力处于同一量级上,远远没有体现出 LFMCW 雷达高距离精度的优势。如图 3 所示。

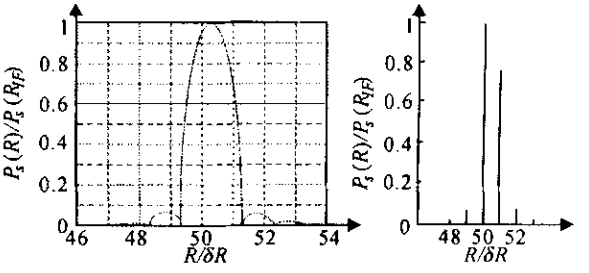

图 3　LFMCW 雷达的数字距离谱

($N_s=N_{FFT}$,$R\neq R_{IF}+m\delta R$)

因此,造成 LFMCW 雷达测距误差的根本原因在于其距离谱上的采样间隔,其实质是 FFT 在单位圆上进行 N 点等间隔采样造成的。所以为提高 LFMCW 雷达的测距精度,最直接的办法就是提高距离谱上的采样密度,即增加 FFT 点数。可见,FFT 点数由 N 增加到 MN,则测距误差由 $\delta R/2$ 降低到 $\delta R/(2M)$。但是,同时 FFT 的运算量由 $N\log_2N$ 增加到 $MN\log_2(MN)$,可见运算量增加的幅度很大,在处理器速度一定时,会增加信号处理的运算时间,从而影响 LFMCM 雷达系统的实时性。

3　采用 ZFFT 变换提高 LFMCW 雷达的测距精度

增加 FFT 点数的实质是在整个距离谱上增加频

域采样点数，从而使运算量成倍增长。而为了提高 LFMCW 雷达的测距精度，只需先用 FFT 变换判断出回波主瓣的位置，然后对主瓣增加采样点数，从而达到既提高了测距精度、运算量又不会有很大的增长的目的。

3.1 *ZFFT* 算法的原理

其工作原理如图 4 所示。

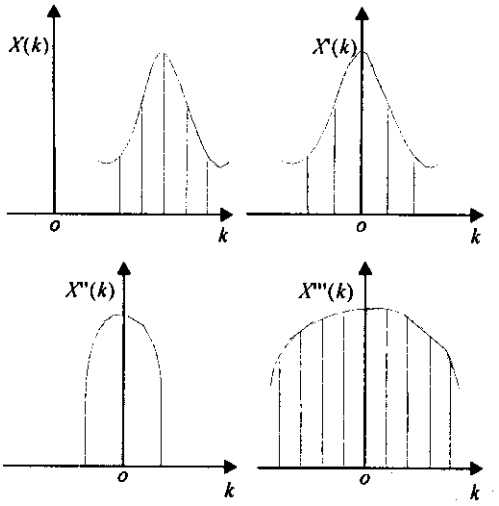

图 4 ZFFT 工作原理

第 1 步：频谱搬移。针对感兴趣的频谱做一个频移(即在时域乘以一个复指数序列)，将其搬至零频附近，如图 4 中的 $X'(k)$所示。

第 2 步：低通滤波。若感兴趣的频谱宽度为 B，对频移后的信号进行带宽为 B 的低通滤波，输出序列 $g(n)$只含有输入序列 $x(n)$在 $f_d \pm B/2$ 范围内的频率成份，若 $X(k)$的采样频率 $f_s/B=N$，则频率范围缩小到了 $1/N$，如图 4 中的 $X''(k)$所示。

第 3 步：抽取。由于频率范围缩小到了 $1/N$，故采样率降低到 $1/N$ 也不会引起频谱的混叠，再以 $f_{sM}=f_s/N$ 进行采样，若取样后 $r(m)$为 M 点，则它的分辨率为 $\Delta f_M=f_{sM}/M=f_{sM}/(NM)$，可见比 N 点 FFT 分辨率提高了 M 倍，如图 4 中的 $X'''(k)$所示。

第 4 步：FFT。对 $r(m)$作 M 点 FFT，得到的谱线有 NM 点的 FFT 的效果。

3.2 ZFFT 算法的运算量

由以上工作原理可见，ZFFT 的运算量只是 N 点 FFT 的运算量加上少量的 FIR 的运算量，对于大点数的分析，ZFFT 有着极佳的运算特性。以 NM 点的信号做 FFT 和 ZFFT 来比较分析[4-5]。

NM 点 FFT 的复乘次数为：

$$NM/2(\log_2 N+\log_2 M) \tag{6}$$

复加次数为：$NM(\log_2 N+\log_2 M)$ (7)

采用 ZFFT，其 FFT 的运算量如下：

复乘次数为 $M/2\log_2 M$ (8)

复加次数为： $M\log_2 M$ (9)

可见，采用 ZFFT 之后，运算量大大减少。即对于采用 ZFFT 算法和普通 FFT 算法两种情况，在两者运算量相同的情况下，ZFFT 更加细化了频谱包络，提高了 LFMCW 雷达的测距精度。

3.3 ZFFT 算法的实现

随着 DSP 处理器的飞速发展，为了增加处理器的灵活性以及便于硬件的实现，软件实现 ZFFT 算法越来越受到人们的关注。采用 ZFFT 算法来实现 LFMCW 雷达高距离精度的程序流程图如图 5 所示。图 5 中 ZFFT 算法的流程图又如图 6 所示。

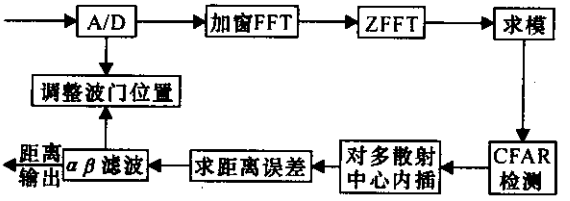

图 5 用 ZFFT 算法实现 LFMCW 雷达

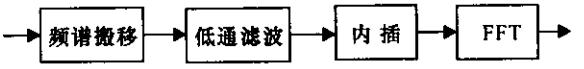

图 6 ZFFT 算法的流程图

可见，采用 ZFFT 算法与传统的 FFT 算法的区别只在于在 FFT 之后增加了细化包络的处理，由前面分析可知，采用 ZFFT 算法只是在很小的程度上增加了运算量，而大幅度地提高了 LFMCW 雷达的测距精度，该结论可由下面的 MATLAB 仿真结果来验证。

4 计算机仿真

取雷达参数为 $T=2.56$ms，$B=1.0$GHz(对应的距离分辨力为 0.15m)，$f_s=100$kHz，$A=4.0$V，$N=256$，$M=16$，目标距雷达的距离为 15.0～15.28m，目标为单目标，局部细化范围为先采用 FFT 获得的回波中频距离谱上的最大采样点和次大采样点之间。分别采用 256 点 FFT 运算和 256 点 FFT 加 16 点 ZFFT 测量目标的距离，其计算机仿真结果如表 1。

由表 1，只采用 256 点的 FFT，测距的最大误差为 0.080m，采用 ZFFT 算法后，最大测距误差变为0.004 m。可见 ZFFT 算法大大提高了 LFMCW 雷达的测距精度。

表 1 采用 ZFFT 算法与普通 FFT 仿真的结果

距离/m	15.000	15.040	15.080	15.120	15.160	15.200	15.240	15.280
FFT/m	15.000	15.000	15.000	15.150	15.150	15.150	15.300	15.300
ZFFT/m	15.000	15.037	15.084	15.122	15.159	15.197	15.244	15.281

由式(6)和式(7)可得,为了得到与采用 ZFFT 算法之后相同的测距精度在只采用 FFT 算法时,需要进行 256×16 点的 FFT 运算,其计算量为:复乘次数 $(256\times16)/2(\log_2256+\log_216)=24576$,复加次数 $256\times16(\log_2256+\log_216)=49152$ 次。由式(8)和式(9)可得,采用 ZFFT 算法之后,复乘次数 $(16/2)\log_216=32$,复加次数 $16\log_216=64$。可见,采用 ZFFT 算法之后,在获得相同的测距精度的情况下,大大减少了 FFT 的计算量,从而更容易满足 LFMCW 雷达的实时性的要求。

5 结束语

本文提出了一种采用 ZFFT 变换提高 LFMCW 雷达测距精度的信号处理方法。该方法的基本原理是先采用 FFT 方法测出回波中频距离谱上主瓣的位置,然后采用 ZFFT 变换对主瓣进行局部细化,从而降低距离谱上的采样间隔,提高 LFMCW 雷达的测距精度。相对于其他类似的方法而言,本算法具有以下特点:①以 FFT 为基础,其快速算法成熟,有大量的通用、专用软硬件支持;②ZFFT 变换法是比较成熟的算法,有专用的软硬件支持;③在提高很少的运算量的情况下,可以大幅度提高测距精度。■

参考文献:

1 陈祝明,丁义元,向敬成. 采用 Chirp-Z 变换提高 LFMCW 雷达的测距离精度[J]. 信号处理,2002,18(2):110-112.

2 程佩青. 数字信号处理教程[M]. 清华大学出版社,2001.

3 胡广书. 数字信号处理——理论、算法与实现[M]. 清华大学出版社,2003.

4 高怀钢,王华. 一种分析频谱局部特性的快速算法[J]. 火控雷达技术,1999,28:14-17.

5 高峥,王军. 用新型 DDC 算法实现频谱局部特性的分析[J]. 成都信息工程学院学报,2002, 17(4):251-254.

(上接第 41 页)

表 1 SAR 雷达参数

参数	载频 /GHz	峰值功率 /kW	天线增益 /dB	副瓣电平 /dB	脉冲重频 /Hz	脉宽 /μs	雷达信号带宽 /MHz	方位分辨率 /m	波束方位宽度 $\theta_{0.5}$/°	波束俯仰宽度 $\varphi_{0.5}$/°	速度 /(m/s)
数值	10	50	30	−30	1500	10	10	30	1.43	6	300

同样的干扰功率下脉内脉间均相干的干扰效果较好。这也是要选择相干信号对星载 SAR 进行有效干扰的原因所在。

5 结束语

本文对星载 SAR 有源干扰技术措施进行了探讨,从总体上可以将其分为有源压制干扰和有源欺骗干扰。有源压制干扰又包括阻塞干扰、瞄准式干扰和随机脉冲干扰;而有源欺骗干扰则包括转发式干扰、应答式干扰和散射波干扰。对干扰功率的计算分析表明,对 SAR 的干扰要想达到理想效果,干扰机发射的干扰信号必须要与雷达回波具有很好的相关性。只有这样才能提高干扰信号的处理增益,而这在工程实际中也是可行的。■

参考文献:

1 魏钟铨等. 合成孔径雷达卫星[M]. 科学出版社,2001.

2 付文宪等. 基于高分辨率 SAR 图像的打击效果评估[J]. 电子学报,2003,31(9):1290-1294.

3 GOJ WW,et al. 合成孔径雷达与电子战[M]. 总参谋部第五十四研究所,1994.

4 尹成友. 利用转发式对抗 SAR 的一点设想[M]. 电子工程学院学报,2003,22(4):64-67.

5 胡东辉等. 合成孔径雷达散射波干扰研究[M]. 电子学报,2002,30(12):1882-1884.

6 邵国培等. 电子对抗作战效能分析[M]. 解放军出版社,1998.

7 胡永福等. 合成孔径雷达的干扰方法初探[C]. 见:2003 年中国合成孔径雷达会议论文集. 2003. 170-175.