

线性伸缩波形的雷达距离模糊特性及旁瓣抑制

张仕元 吴乐南

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要 该文提出了任意信号的时域线性伸缩表达式,给出了一类新的雷达波形,并对这类波形的压缩形式(匹配滤波输出)在时域进行旁瓣抑制数字滤波。仿真结果表明,这类波形的距离模糊函数的峰值旁瓣电平可达-18~-20 dB,而4dB主瓣宽度仅为相同参数的线性调频(LFM)压缩信号主瓣宽度的54%~70%;对这类波形的匹配滤波输出用该文改进的数字旁瓣抑制滤波器滤波后,其峰值旁瓣电平可低至-50dB,且主瓣宽度仅为单位采样符号长度。

关键词 雷达波形,线性伸缩,线性调频,模糊函数,旁瓣抑制

中图分类号: TN951

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)09-1611-03

Radar Range Ambiguity Performance and Sidelobe Suppression of Linear Contracting Waveform

Zhang Shi-yuan Wu Le-nan

(Department of Radio Eng., Southeast Univ., Nanjing 210096, China)

Abstract A new type of radar waveform called *Linear Contracting Waveform* is presented. To suppress the sidelobe of such waveform's matched output, a digital filter is adopted. The simulation results show that, for the range ambiguity function of such waveform, the peak sidelobe is -18~-20dB, and the 4dB mainlobe width is only 54~70 percent of that of the linear frequency modulated (LFM) signal with the same parameters. Filtering the compressed form of such waveform by the improved digital sidelobe suppression filter, the output signals' peak sidelobe level is as low as -50dB, and the mainlobe width is only unit sample length.

Key words Radar waveform, Linear contracting, LFM, Ambiguity function, Sidelobe suppression

1 引言

目前雷达的发射波形包络主要有线性调频信号^[1]和相位编码信号。由于LFM信号实现简单,具有较宽的带宽,且其匹配滤波器对回波信号的多普勒频移不敏感,故仍然是广泛采用的脉冲压缩信号。但对于给定时宽带宽(BT)积的LFM信号,其距离分辨参数是一个定值,且第一旁瓣峰值较高(-13.3 dB)。

为了分辨雷达目标,往往需要抑制旁瓣。LFM信号的旁瓣抑制一般用频域法,即在匹配滤波后经过频域加权网络^[2],代价则是信噪比的损失和主瓣的展宽。而Jeffrey^[3]等人则在时域采用最小均方误差(LMS)法和递归最小平方(RLS)法,用特定的训练序列和参考序列经过迭代设计数字滤波器。文献[3]结果表明,两种滤波器均能降低原压缩波形的峰值旁瓣电平(PSL),且主瓣宽度仅为单位采样符号长度。其中,用RLS方法得到的滤波器旁瓣抑制效果更为突出。然而,文献[3]在迭代计算滤波器系数时,未考虑训练信号的间隔,致使所得滤波器对目标信号滤波后形成虚假目标,且产生拖尾现象。

如果发射信号的包络不是LFM信号,而是一种本文所谓的“线性伸缩波形”,则与相同参数的LFM信号相比,其匹配

滤波输出波形具有较低的峰值旁瓣(-18~-20dB)和较窄的4dB主瓣宽度(约为LFM压缩信号主瓣宽度的54%~70%)。由于这类信号的距离模糊函数(即匹配滤波输出)的旁瓣并不是如sinc函数那样等间距排列,不宜用对其进行频域加权以抑制距离旁瓣。因而本文采用收敛较快的RLS^[4]方法,通过合理安排训练信号的间隔,得到了没有虚假目标和拖尾现象的滤波器系数。然后对这类波形的匹配滤波输出进行滤波,使峰值旁瓣电平低至-50dB,且主瓣宽度仅为单位采样符号长度;积分旁瓣电平(ISL)^[5]有所升高,但升高幅度不大。

2 任意信号的线性伸缩表达式

设 $f(\tau)$ 为 $[0, T_0]$ 内的任意波形,将其周期延拓后得周期为 T_0 的信号

$$f_{T_0}(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp\left(j2\pi \frac{n}{T_0} \tau\right) \quad (1)$$

其中

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} f(\tau) \exp\left(-j2\pi \frac{n}{T_0} \tau\right) d\tau \quad (2)$$

在式(1)中,令 $\tau = t + (1/2)KT_0t^2$,得到线性伸缩波形的一般形式:

$$f_s(t) = f_{T_0}\left(t + \frac{1}{2}KT_0t^2\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp\left(j2\pi \frac{n}{T_0}\left(t + \frac{1}{2}KT_0t^2\right)\right) \quad (3)$$

特别地, 令 $\tau = 0.5KT_0t^2$, 代入式(1), 得到线性伸缩波形的另一形式

$$f_s(t) = f_{T_0}(0.5KT_0t^2) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp\left(j2\pi\frac{n}{T_0}(0.5KT_0t^2)\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp(j\pi nKt^2) \quad (4)$$

由式(3)和式(4), 我们可以把线性伸缩信号看成是多个 LFM 信号的叠加或多分量 LFM 信号。而由式(1), 式(3)和式(4)可以看出, 原始波形 $f(t)$ 的谐波分量与线性伸缩信号的各个 LFM 分量一一对应。

3 线性伸缩信号的距离模糊特性

取 $f_s(t)$ 如式(4), 它的距离(时间)模糊函数^[6]或者说匹配滤波输出为

$$\chi_{f_s}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f_s(t)f_s^*(t+\tau)dt = \begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 \exp(j\varphi_n) \cdot \frac{\sin(\pi nK\tau(T-|\tau|))}{\pi nK\tau(T-|\tau|)}(T-|\tau|) + \text{Cross}(\tau), & |\tau| \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

其中

$$\varphi_n = -\pi(nK\tau(T-|\tau|) - nK\tau^2) \quad (6)$$

$$\text{Cross}(\tau) = \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq n}}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n c_m^* \int_D \exp(j\pi nKt^2) \exp(-j\pi mK(t+\tau)^2) dt \quad (7)$$

式中 D 为积分域。由式(3)可知, $f_s(t)$ 的模糊函数由其谐波分量的模糊自项及交叉项 $\text{Cross}(\tau)$ 组成。一般来说, 交叉项 $\text{Cross}(\tau)$ 相对于自项很小, 当其可以忽略时,

$$\chi_{f_s}(\tau) = \begin{cases} (T-|\tau|) \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 \exp(j\varphi_n) \frac{\sin(\pi nK\tau(T-|\tau|))}{\pi nK\tau(T-|\tau|)}, & |\tau| \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可见, 伸缩信号 $f_s(t)$ 的距离模糊函数由单分量 LFM 信号的距离模糊函数叠加而成。 $\chi_{f_s}(\tau)$ 表达式中求和符号右边的各个分量包络均为 sinc 函数, 均在 $\tau = 0$ 处有最大值, 但高次分量衰减快, 主瓣窄, 低次分量衰减慢, 主瓣宽。故若选择 $f(t)$ 的波形, 合理安排其谐波分量, 使其伸缩波形的距离模糊函数的高次分量占主导因素, 且副瓣又被宽的低次分量抵消一部分, 那么这种伸缩波形 $f_s(t)$ 的距离分辨参数就可能优于同样持续时间、同样调频率的 LFM 信号。

4 伸缩波形匹配滤波输出的自适应数字滤波器旁瓣抑制

由于用 RLS 法调整横向滤波器权矢量时, 具有收敛速度快、误差小的优点, 故这里采用这种方法设计滤波器, 来对伸缩波形的压缩信号进行旁瓣抑制。图 1 示出了在迭代训练时, 这种横向滤波器的结构框图。图中, 输入信号为 $f_s(t)$ 匹

配滤波输出 x 的重复样本 X 。为了消除前后 x 之间的影响, 两个 x 之间应插入零向量 z , 且 z 的长度应至少为所设定的滤波器长度。这样才能使信号 x 全部移出滤波器后, 下一个 x 才进入滤波器; 同时为了减少迭代次数, 零向量的长度又不宜过长。综上所述, X 为

$$X = [x, z, x, z, \dots] \quad (9)$$

且有关系

$$L_h = L_z \quad (10)$$

其中 L_z 为 z 的长度, L_h 为滤波器抽头数。由于 x 的最大值在采样中点处, 考虑到 FIR 滤波器的移位特性, 则参考信号 D 为理想狄拉克信号 d :

$$d = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0] \quad (11)$$

的重复。在 d 中, 1 所在的位置为 $(L_x + L_h)/2$, L_x 为 x 的长度。

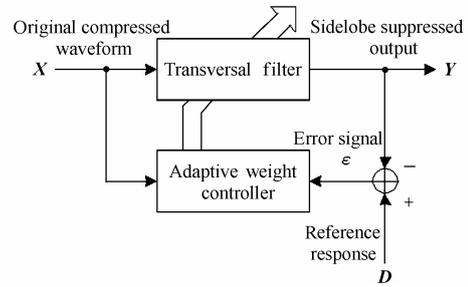


图 1 旁瓣抑制滤波器框图

Fig.1 Block representation of a sidelobe suppression filter

5 仿真结果

如果我们取参考 LFM 信号 $u(t)$ 的参数为带宽 $B = 2.5\text{MHz}$, 脉冲持续时间 $T = 20\mu\text{s}$, 则线性调频率 $K_0 = 125\text{ GHz/s}$, 即

$$u(t) = \exp(j\pi K_0 t^2), \quad 0 \leq t \leq T \quad (12)$$

如果限定 $f(t)$ 谐波分量最高次数为 N , 即令式(4)中 $|n| \leq N$, 为了使线性伸缩信号 $f_s(t)$ 与参考 LFM 信号 $u(t)$ 的带宽相等, 令式(4)中

$$K = K_0 / N \quad (13)$$

例如, 取 $N = 2$, $c_1 = c_{-1} = 0.667$, $c_2 = c_{-2} = 1$, $K = K_0 / 2$, 代入式(4), 则有

$$f_s(t) = 1.334 \cos(\pi K t^2) + 2 \cos(2\pi K t^2) = 1.334 \cos\left(\frac{1}{2}\pi K_0 t^2\right) + 2 \cos(\pi K_0 t^2), \quad 0 \leq t \leq T \quad (14)$$

相应地

$$f(t) = 1.334 \cos(2\pi t / T_0) + 2 \cos(4\pi t / T_0), \quad 0 \leq t \leq T_0 \quad (15)$$

图 2 所示为式(15)所示的 $f(t)$ 的波形图, 图 3 为式(14)所示的 $f_s(t)$ 及式(12)所示参考线性调频信号 $u(t)$ 实部的波形。图 4 则分别为 $f_s(t)$ 和参考信号 $u(t)$ 的距离模糊函数 $|\chi_{f_s}(\tau)|$ 及 $|\chi_u(\tau)|$ 。由图 4 可知, $|\chi_{f_s}(\tau)|$ 归一化的峰值旁瓣电平为 0.125 即 -18.0 dB, 对比 $|\chi_u(\tau)|$ 的峰值旁瓣 -13.3dB, 降低了将近 5dB。从图 4 还可看出, $|\chi_{f_s}(\tau)|$ 的 4dB 主瓣宽

度为 $|\chi_u(\tau)|$ 的 0.63。这说明通过设计适当的波形, 确实能够达到既提高距离分辨率, 又降低最高副瓣的效果。

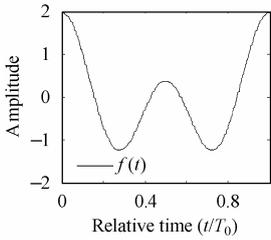


图 2 $f(t)$ 的波形图
Fig.2 Waveform of $f(t)$

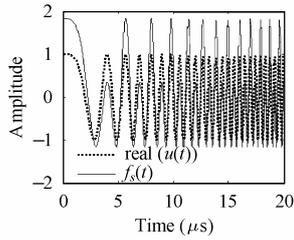


图 3 $f_s(t)$ 及 $u(t)$ 波形图
Fig.3 The waveform of $f_s(t)$ and $u(t)$

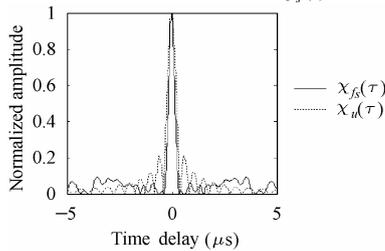


图 4 $f_s(t)$ 及 $u(t)$ 的距离模糊函数

Fig.4 Range ambiguity function of $f_s(t)$ and $u(t)$

表 1 为限定不同的 N 值时, 经计算机搜索所得 $f_s(t)$ 的分量系数、峰值旁瓣及相对于 $u(t)$ 的压缩波形的主瓣宽度。由表 1 可见, 当 $N=5$ 时, 所得压缩信号的峰值旁瓣最低, 低于 -20dB , 且具有接近最窄的主瓣宽度。表 1 中还示出了 $f_s(t)$ 压缩信号相对于 LFM 信号的积分旁瓣电平。由表 1 可知, $f_s(t)$ 压缩信号的积分旁瓣电平相对于 LFM 信号有所升高, 但升高幅度不是很大, 其中以 $N=4$ 的相对积分电平为最低。

图 5 为用 Jeffrey 的方法所得的 RLS 滤波器对式(14)所示 $f_s(t)$ 的原始压缩信号 $|\chi_{f_s}(\tau)|$ 滤波所得的波形, 其中, RLS 滤波器的抽头数为 $|\chi_{f_s}(\tau)|$ 采样点数的 2 倍。图中明显可见

表 1 $f_s(t)$ 及其距离分辨率参数

Tab.1 $f_s(t)$ and its range resolution parameters

N 值	分量系数 $[c_{\pm 1}, \dots, c_{\pm N}]$	峰值旁瓣 (dB)	相对主瓣宽度	相对积分旁瓣电平 (dB)
2	[0.667, 1]	-18.0	0.63	2.92
3	[0.34, -0.26, 1]	-19.3	0.54	2.10
4	[-0.04, 0.4, -0.12, 1]	-19.3	0.55	0.69
5	[0.13, 0.30, -0.34, 0.06, 1]	-20.5	0.55	2.13
6	[0, -0.4, -0.8, 1, -0.2, 1]	-20.3	0.68	1.76

有一个虚假目标和拖尾现象。

图 6 为本文改进的 RLS 滤波器(抽头数同 Jeffrey)对 $|\chi_{f_s}(\tau)|$ 滤波后的波形。由图可见, 压缩波形没有虚假目标和拖尾现象, 主瓣宽度仅为一个采样间隔, 峰值旁瓣电平为 -50.4dB , 改善分瓣率的效果相当明显。

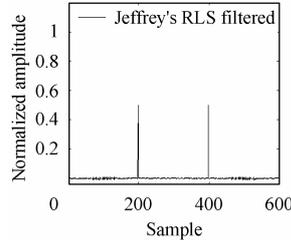


图 5 Jeffrey 的 RLS 旁瓣抑制波形

Fig.5 The suppressed waveform using Jeffrey's RLS filter

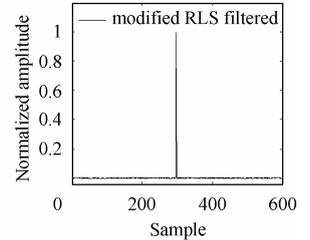


图 6 本文改进的 RLS 旁瓣抑制波形

Fig.6 The suppressed waveform using modified RLS filter

6 结束语

通过构造合理的线性伸缩波形, 其距离模糊特性可优于相同脉宽、相同带宽的单一分量 LFM 信号。在对这一波形的匹配滤波信号进行 RLS 数字滤波后, 峰值旁瓣电平低达 -50dB , 且主瓣宽度仅为一个采样符号间隔。这为雷达信号的波形设计和处理提供了一个新的尝试。

参考文献

- [1] Klouder J R, Price A C, Darlington S, Albersheim W J. The theory and design of chirp radars. *Bell Syst. Tech. J.*, 1960, 39(4): 745-809.
- [2] Cook C E, Bernfeld M. Radar Signals——An Introduction to Theory and Applications. New York: Academic Press, 1967, chapter 7.
- [3] Jeffrey S Fu, Xin Wu. Sidelobe suppression using adaptive filter techniques. CIE International Conference of Radar Proceedings, 2001: 788-791.
- [4] Haykin S. Adaptive Filter Theory, Fourth Edition. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002, chapter 9.
- [5] Eaves J L, Reedy E K 著, 卓荣邦, 杨士毅, 张金全译. 现代雷达原理. 北京: 电子工业出版社, 1991: 482.
- [6] 张直中. 雷达信号的选择与处理. 北京: 国防工业出版社, 1979: 32-38.

张仕元: 男, 1975 年生, 博士生, 研究方向为雷达信号处理。

吴乐南: 男, 1952 年生, 教授, 博士生导师, 从事多媒体信息处理、数字广播等研究与开发工作。