

子带时延补偿法降低去斜脉冲压缩的副瓣电平¹

杨志群 倪晋麟* 刘国岁

(南京理工大学电子工程研究中心 南京 210094)

*(南京电子技术研究所 南京 210013)

摘要 线性调频去斜体制中, 去斜后频率与目标距离成正比, 不同目标距离的回波时延不一样, 由于各个单频脉冲在时间上不对齐, 对观察区两侧的回波作统一时域加权后, 加权的不对称, 导致高的副瓣。该文通过子带滤波器组在每个子带内实现时延补偿, 多通道综合后加权可大大降低副瓣电平。

关键词 去斜, 子带滤波器组, 时延补偿, 副瓣电平

中图分类号 TN911.3

1 引言

去斜脉冲压缩方式, 又称解线性调频, 是针对 LFM 信号的时频转换方法, 不仅运算简单, 而且可以简化设备, 尤其是它能将很宽的频带转换成窄带, 降低了对 A/D 转换器件的要求, 已广泛用于 SAR, ISAR 和超宽带雷达中作脉冲压缩^[1]。

天波超视距雷达 (OTHR) 利用电离层对短波的反射, 可不受地球曲率的影响, 将电波传播 1000 到 3000km 或更远, 通过目标的后向散射, 回波沿原路径返回雷达。由于其具有超视距、监视面积大等优点, 在早期预警、海洋遥感等领域得到了广泛的应用^[2]。

OTHR 工作在 HF 段 (5 - 28MHz), 发射信号采用线性调频连续波 (LFMCW), 去斜处理用作距离压缩。将发射信号作相应的目标距离时延得到参考信号, 接收回波与参考信号差拍混频后得到单频信号, 其频率及时延都与距离差成正比, 且产生了一个平方相位项。为了区分不同距离的目标, 对去斜后的信号作 FFT, 得到一维距离像, 由于单载波信号的 FFT 是 sinc 函数, 副瓣较高 (-13.2dB), 为了降低副瓣, 通常对解调信号时域加权。多个目标距离不同时, 解调频率和时延各不一样, 将是时延不对齐的多个单频脉冲的混叠, 不同距离的回波到达时间上不对齐, 我们只能在整个采样时间内作统一加权, 这样的加权明显不对称, 必然会抬高副瓣电平, 影响脉压的主副比, 高的副瓣将淹没小目标信号。针对以上情况, 本文基于频带分割和子带时延补偿的方法, 多通道综合后可将不同距离的回波时延对齐, 加权后大大降低副瓣电平。

2 去斜脉冲压缩

去斜体制中, 发射信号为周期的线性调频连续波, 单个 LFM 信号表示为

$$s(t) = \text{rect}(t/T_p) \exp[j2\pi(f_c t + \gamma t^2/2)] \quad (1)$$

式中 T_p 为脉宽, f_c 为中心频率, γ 为调制率。参考信号为

$$s_{\text{ref}}(t) = \text{rect}\left(\frac{t - 2R_{\text{ref}}/C}{T_{\text{ref}}}\right) \exp\left\{j2\pi\left[f_c\left(t - \frac{2R_{\text{ref}}}{C}\right) + \gamma\left(t - \frac{2R_{\text{ref}}}{C}\right)^2/2\right]\right\} \quad (2)$$

¹ 2002-01-14 收到, 2002-06-27 改回
基金项目: 51431050201DZ2403

回波信号为

$$s_r(t) = \text{rect} \left(\frac{t - 2R_t/C}{T_p} \right) \exp \left\{ j2\pi \left[f_c \left(t - \frac{2R_t}{C} \right) + \frac{1}{2} \gamma \left(t - \frac{2R_t}{C} \right)^2 \right] \right\} \quad (3)$$

解调信号为

$$\begin{aligned} s_{if}(t) &= s_r(t)s_{\text{ref}}^*(t) \\ &= \text{rect} \left(\frac{t - 2R_t/C}{T_p} \right) e^{-j\frac{4\pi}{C}\gamma(t - \frac{2R_{\text{ref}}}{C})R_{\Delta}} e^{-j\frac{4\pi}{C}f_c R_{\Delta}} e^{j\frac{4\pi}{C^2}\gamma R_{\Delta}^2} \end{aligned} \quad (4)$$

上式中 $R_{\Delta} = R_t - R_{\text{ref}}$ 为目标和参考距离的差, 3 个指数项分别对应于距离项, 多谱勒项, 残余相位项。

$$\phi(t) = -\frac{4\pi\gamma}{C} \left(t - \frac{2R_{\text{ref}}}{C} \right) R_{\Delta} - \frac{4\pi}{C} f_c R_{\Delta} + \frac{4\pi\gamma}{C^2} R_{\Delta}^2 = -\frac{4\pi\gamma}{C} \left(t - \frac{2R_{\text{ref}}}{C} + \frac{f_c}{\gamma} - \frac{R_{\Delta}}{C} \right) R_{\Delta} \quad (5)$$

由 (4) 式, 去斜后回波的输出变成了单频脉冲信号, 频率 $f = -\gamma 2R_{\Delta}/C$, 相位延迟 $\tau = R_{\Delta}/C$, 与距离差成正比, 脉宽仍为 T_p 。对该信号作傅里叶变换, 可得到对应于各距离的 sinc 状窄脉冲, 脉宽 $1/T_p$, 脉冲中心位置正比于 R_{Δ} 。另外, 对于运动目标, R_{Δ} 的变化会使对应距离项中的频率发生改变, 同时使后两项相位 $\phi_d(t)$ 发生变化, 回波产生多谱勒频率 $f_d = -[1/(2\pi)](d\phi_d(t)/dt) \approx (2V_r/C)f_c$, 由于速度 V_r 相对 C 很小, 一般不予考虑, 只是初相有所改变。图 1 为解线性调频脉压示意图, 已知观测范围 $[R_{\text{ref}} - \Delta r/2, R_{\text{ref}} + \Delta r/2]$, $T_{\text{ref}} = T_p + 2\Delta r/C$ 表示参考信号的时宽。由图 1 可见, 不同距离目标去斜后的单频脉冲时间上不对齐, 脉冲中心有一定的时延, T_{ref} 内统一加权时显然不对称, 有一端在边缘处有较大的权值, 必然影响了副瓣, 下面将对之进行时延补偿。

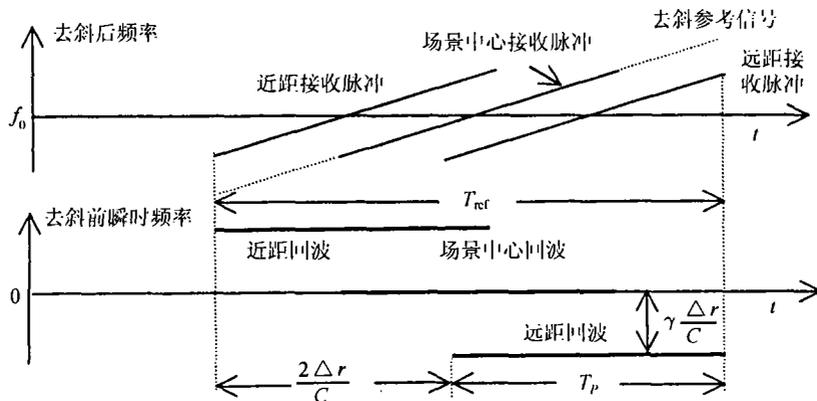


图 1 去斜脉冲压缩示意图

3 子带滤波器组实现时延补偿

对于多个目标回波来说, 去斜后信号是多个单频信号的混叠, 各个单频信号的到达时间及相位延迟与频率成正比。为了使每个目标回波的到达时间对齐, 将去斜信号通过子带滤波器组,

其频带 $B = (\omega_2 - \omega_1)$ 被分割成 N 个子带, 在每个子带内以中心频率确定脉冲到达时间, 以实现带内到达时间的一致, 多通道综合后时域加权可降低副瓣电平, 实现框图如图 2。

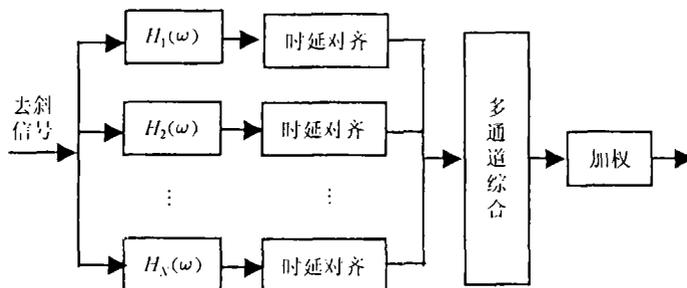


图 2 多通道时延补偿

假设频带均匀分割, 用于分割的滤波器组为

$$H_k(\omega) = H(\omega - (k - 0.5)\eta - \omega_1) \quad (6)$$

$H_k(\omega)$ 是由一个低通滤波器 H 经频移得到, $k = 1, 2, \dots, N$, N 为滤波器的个数, 取大于 $(\omega_2 - \omega_1)/\eta$ 的最小整数; H 为 $[-\eta/2, \eta/2]$ 的理想矩形滤波器:

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \eta/2 \\ 0, & |\omega| \geq \eta/2 \end{cases} \quad (7)$$

去斜带宽被分成 N 个子带, 每个子带带宽为 B/N , 中心频率:

$$\omega_k = \omega_1 + (k - 0.5)\eta \quad (8)$$

对应的中心时延 $\tau_k = f_k/\gamma$, 这样在每一个滤波器内, 将通过该滤波器的信号平移到时延中心, 可实现带内到达时间的一致。由于将通过某滤波器的信号时延都移至时延中心, 必然会产生子带内的时延误差, 下面将分析该误差以及子带滤波器的设计。

假设某滤波器内回波的频率偏移相对中心频率呈均匀分布, 则频偏方差:

$$|\Delta f_k|^2 = (1/12)|f_{k+1} - f_k|^2 = B^2/(12N^2) \quad (9)$$

由时延与频率的比例关系, 得到解调信号错开中心时延的方差:

$$|\Delta \tau_k|^2 = B^2/(12\gamma^2 N^2) \quad (10)$$

可见, 错开的方差与滤波器数 N 平方成反比, η 越小越好, 但将对滤波器的设计提出较高要求。实际中 $H(\omega)$ 是近似矩形滤波器, 会有一些的重叠, 相邻子带滤波器的重叠使所有的回波去斜信号不会丢失, 但引起通带重叠误差, 为使重叠误差与主瓣高度之比的分贝数上限 FilterdB 最小, η 的选择要使 $\int_{\omega_1}^{\omega_2} |E(\omega)|^2 d\omega$ 最小^[3,4], 其中

$$E(\omega) = 1 - \sum_{k=1}^{N-1} |H_k(\omega)|^2 \quad (11)$$

另外, 由于 OTHR 去斜信号的频率分辨率决定于距离分辨率, η 的选择还要满足距离分辨率的要求。

多通道综合时, 将各子带输出按统一的采样频率加以合成, 合成时各子带滤波器的时延按其中心频率确定。其实质是将整个观测范围距离上划成若干子段, 每个子段对应一个子带滤波器, 子段进行时延补偿, 多通道综合实现各子段内的目标时延对齐。

实际混频过程中, 参考信号脉宽和采样脉宽常常相互错开 (如图 3), 去斜后导致某些单频信号的脉宽会小于 T_p , 故处理时以场景中心脉冲的中点为基准, 统一截取一段小于 T_p 的脉冲, 这样可保证所有单频信号的脉宽相同, 当然这是以牺牲信号能量为代价的。

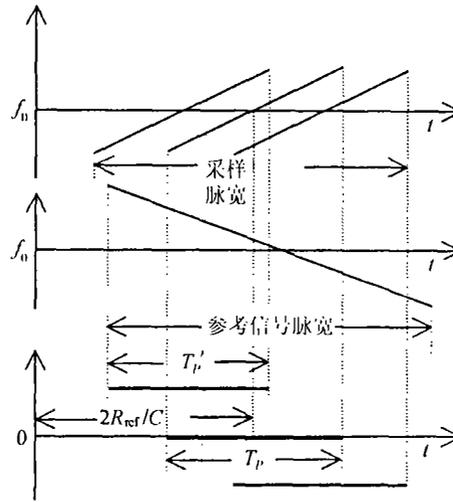


图 3 参考信号脉宽和采样脉宽错开时去斜示意图

4 仿 真

设超视距雷达调频带宽 $B_0 = 2.5\text{kHz}$, 调频时宽 $T_p = 10\text{ms}$, 中心频率 $F_0 = 10\text{MHz}$, 采样频率 $F_s = 10\text{kHz}$, 距离分辨率为 60km , 相应的频率分辨率为 $2\gamma R_{\Delta \min}/C = 100\text{Hz}$, 设观测范围为 $[R_{\text{ref}} - (1/2)\Delta r, R_{\text{ref}} + (1/2)\Delta r]$, 则解调后单频信号频率范围为 $[-\gamma\Delta r/C, \gamma\Delta r/C]$, 可取正值 $[0, 2\gamma\Delta r/C]$ 。场景中心距离 1250km , 目标 1 位于 1000km , 幅度为 1; 目标 2 位于 1100km , 幅度为 1; 目标 3 位于场景中心, 幅度为 2; 目标 4 位于 1350km , 幅度为 1。OTHR 中去斜后带宽一般为调频带宽的几分之一, 这里取 2kHz , $\Delta r = 1200\text{km}$ 。如子带带宽 $\eta = 200\text{Hz}$, 中心频率 $(k - 0.5)\eta$, $k = 1, \dots, 10$, 即构成了子带滤波器组。以理想选通矩形滤波器为例, 先不考虑暂态响应。图 4 为不加权时对应不同距离的去斜脉压输出, 时延是否一致对副瓣没有影响。图 5 为时域上作 $T_{\text{ref}} = T_p + 2\Delta r/C$ 的统一海明加权解调脉压输出, 最大副瓣达 -18.5dB , 相对不加权时 sinc 函数 -13.2dB 的副瓣改善不大, 显然不能满足要求。图 6 为时延补偿后海明权输出, 最大副瓣 -42.3dB , 可见加权不对称引起副瓣抬高约 24dB 。图 7 为时延补偿后 40dB 切比雪夫加权输出, 最大副瓣 -34.2dB 。表 1 列出了补偿前后两种加权的最大副瓣电平, 可见时延补偿使副瓣得到很大的降低。实际滤波器由于不理想而存在暂态响应, 以 8 阶 Butterworth 滤波器为例, 假设只存在目标 1, 图 8 和图 9 比较了暂态响应对去斜脉压

输出的影响,可见旁瓣有所抬高,但抬高幅度并不影响利用子带时延补偿降低 OTHR 副瓣的效果。

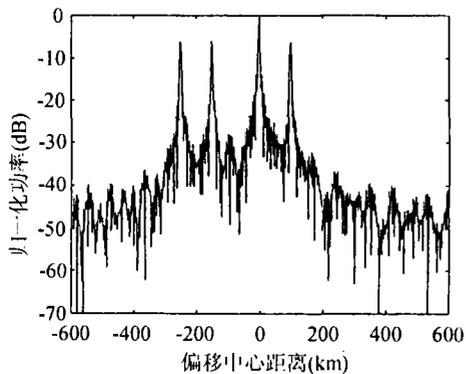


图4 不加权的解调脉压输出

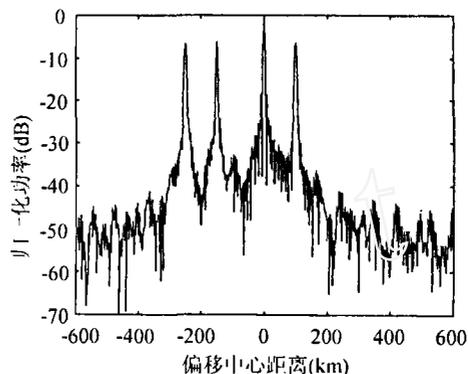


图5 统一海明加权的输出

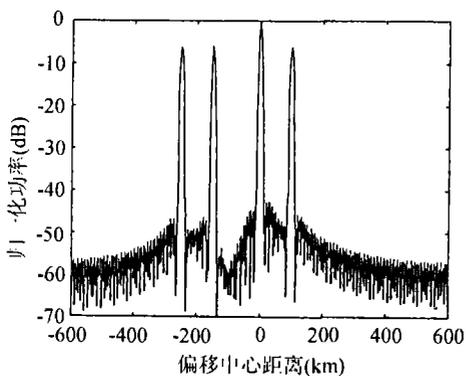


图6 时延补偿后海明加权的输出

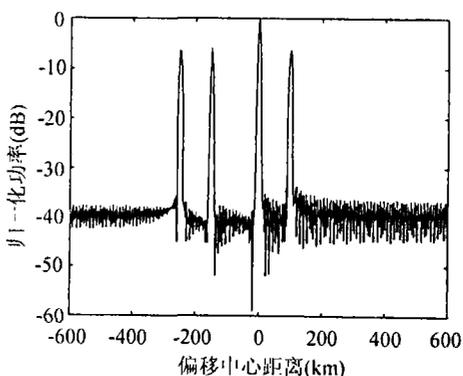


图7 时延补偿后 40dB 切比雪夫加权的输出

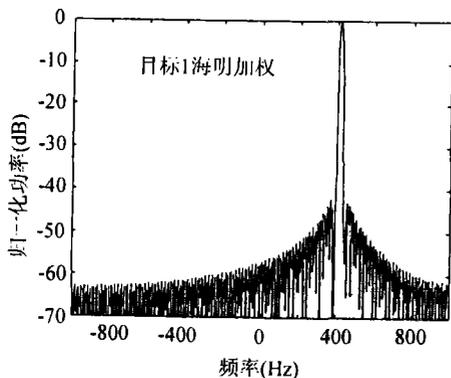


图8 不考虑暂态响应时滤波器输出

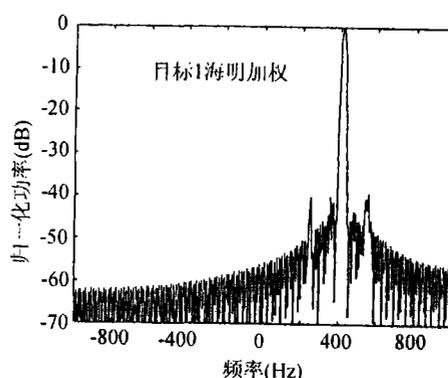


图9 考虑暂态响应时滤波器输出

表 1 补偿前后各种加权的最大旁瓣

最大副瓣 (dB)	海明权	切比雪夫权
未补偿	-18.5	-17.5
补偿后	-42.3	-34.2

5 结 束 语

去斜体制下, 解调信号的频率和时延与目标距离成正比, 时间上相互错开。本文利用子带滤波器组作子带内时延补偿, 其实质相当于将观测范围分成若干子段, 在每个子段中实现时延一致, 多通道综合时取各子段中心为基准确定子带时延, 可有效地减小了包络不对齐程度, 得到时间上完全对齐的脉冲。加权后副瓣电平得到明显的降低, 仿真结果与理论分析相一致。值得一提的是, 本文只是针对天波超视距雷达, 对于其它采用去斜脉压的雷达该方法同样适用。

参 考 文 献

- [1] W. G. Carrara, R. S. Goodman, R. M. Majewski, Spotlight Synthetic Aperture Radar Signal Processing Algorithms, Boston, London, Artech House, 1995, 26-30.
- [2] J. M. Headrick, J. F. Thomaso, Applications of high-frequency radar, Radio Science, 1998, 33(4), 1045-1054.
- [3] 水鹏朗, 保铮, 基于频带分割的超宽带雷达脉冲压缩方法, 电子学报, 1999, 27(6), 51-54.
- [4] M. Skolnik, G. Andrews, J. P. Hansen, Ultrawideband microwave-radar conceptual design, IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine, 1995, 10(10), 25-29.

REDUCING SIDELobe LEVEL OF STRETCHING PULSE COMPRESSION BY SUBBAND DELAY COMPENSATION

Yang Zhiqun Ni Jinlin* Liu Guosui

(Electronic Eng. Research Center, Nanjing Univ. of Sci. and Tech., Nanjing 210094, China)

*(Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210013, China)

Abstract In stretching processing system of linear FM, the frequency is in proportion to range and the delay of returns are different in different ranges. The single frequency pulses occupy different time intervals indicating the variation in time delay as a function of range after stretching processing. This will lead to high sidelobe when proceeding with a uniform weight in the whole time width. This paper describes a method of delay compensation with subband filter group. Sidelobe level of weighted signal will be greatly reduced after the synthesis of multiple channels.

Key words Stretching, Subband filter group, Delay compensation, Sidelobe level

杨志群: 男, 1972年生, 博士生, 主要研究方向: 阵列信号处理, 自适应波束形成等。

倪晋麟: 男, 1960年生, 博士, 研究员, 博士生导师, 国内外发表论文 80 余篇。主要研究领域: 雷达信号处理, 自适应阵列, 微波成像等。

刘国岁: 男, 1933年生, 博士生导师, 中国电子学会会士, IEEE 高级会员, 研究领域: 随机信号雷达, 雷达成像, 时空二维信号处理等。