低成本 X 波段超宽带 LFM CW-SAR 信号源与非线性矫正

赖涛*, 党同心, 靳科, 李公全, 赵拥军

解放军信息工程大学导航与空天目标工程学院, 郑州 450002

* 通信作者. E-mail: ltnudt@163.com

收稿日期: 2016-01-22; 接受日期: 2016-02-26; 网络出版日期: 2016-10-25

国家自然科学基金 (批准号: 41301481) 资助项目

摘要 本文针对近距离宽带 LFM CW-SAR 成像的应用背景, 提出了一种基于 YIG 振荡器的 X 波段 5.1 GHz 带宽线性调频连续波信号源方案, 该方案结构简单、价格低廉, 缺点是线性度较低, 导致距离分辨率下降. 传统非线性估计方法在低信干噪比或多目标混叠情况下, 估计精度将严重下降甚至失败. 针对这个问题, 本文提出一种基于宽窄带滤波器相结合的二次迭代高阶模糊函数非线性误差估计与插值重采样非线性矫正方法, 该方法在低信干噪比情况下仍能有效估计并矫正发射信号的非线性. 论文分别采用仿真数据、延迟线数据以及轨道 SAR 实测数据对算法进行了验证.

关键词 调频连续波合成孔径雷达, YIG 振荡器, 高阶模糊函数, 非线性矫正, 二次矫正成像

1 引言

线性调频连续波体制雷达 (LFMCW radar) 与脉冲体制雷达相比, 具有结构简单、成本低廉、重量轻的优点, 结合解线调频 (De-chirp) 技术, 可在获取极大瞬时带宽的同时以极低的采样率完成回波信号的采集. 因此, 国内外很多带宽极大的近距离探测与成像雷达系统, 均采用了 LFM CW 解线调体制. 具体地诸如美国密歇根州立大学的 X 波段轨道式 SAR 实验雷达^[1,2] (带宽 5 GHz)、美国堪萨斯大学的 S/C 波段阵列探雪深雷达^[3] (带宽 6 GHz)、美国东北大学的 W 波段人体炸药探测成像雷达^[4] (带宽 8 GHz)、德国波鸿大学的 W 波段人体持枪探测成像雷达^[5] (带宽 25.6 GHz)、德国波鸿大学与新加坡南洋理工大学的若干亚太赫兹雷达^[6,7] (带宽均超过 40 GHz)、国内电子科技大学的太赫兹高分辨雷达^[8] (带宽 10 GHz), 以及物理研究院的亚太赫兹 ISAR 成像雷达^[9] (带宽 5 GHz).

FM CW 解线调接收最为简单的实现方式是将发射信号与接收信号直接混频获取差频信号. 在发射信号的频率与时间具有理想线性关系的情况下, 差频信号的频率即对应目标的距离, 且能获得理想的距离成像质量. 当发射信号存在频率非线性问题时, 目标的距离成像质量将会恶化, 严重时甚至无法成像. 因此, FM CW 解线调频体制的雷达对于发射信号有很高的线性度要求.

引用格式: 赖涛, 党同心, 靳科, 等. 低成本 X 波段超宽带 LFM CW-SAR 信号源与非线性矫正. 中国科学: 信息科学, 2017, 47: 73–85, doi: 10.1360/N112015-00301
Lai T, Dang T X, Jin K, et al. Nonlinearity correction of low cost UWB X-band LFM CW-SAR source (in Chinese). Sci Sin Inform, 2017, 47: 73–85, doi: 10.1360/N112015-00301

图 1 LFM CW-SAR 系统方案
Figure 1 Block diagram of the X-band LFM CW-SAR

产生高线性度 LFM 发射信号的方法主要有调谐电压预失真法^[10,11]、DDS+PLL 的方法^[4~7], 以及延迟线闭环校正方法^[12~14]. 这些方法普遍具有实现难度大、调试周期长的问题. 本文采用一种成本极低的方案, 即以线性电压控制 YIG 振荡器, 产生 X 波段 5.1 GHz 宽带的 LFM CW 信号, 但是其线性度较低, 只能达到约 2%, 不能满足高质量成像要求. 当前, 在实际雷达系统中得到较好应用的事后非线性校正方法主要有两种. 一种为基于残余视频相位 (residual video phase, RVP) 补偿的方法^[15], 该方法采用延迟线技术完成非线性相位的估计, 利用 RVP 滤波器消除非线性的空变特性, 可一次对所有距离单元的回波完成非线性补偿, 并采用飞行实验数据进行了验证. 这种方法的不足是采用了较多近似, 当非线性度较大导致目标距离像弥散较为严重时, 校正性能将急剧下降甚至失败. 另一种方法由 Anghel 等提出^[16~18], 在近距离假设下, 将差频信号建模为高阶多项式, 利用高阶模糊函数与重采样完成非线性相位估计与校正. 该方法的优点是能够应对非常大的非线性度, 可达 15% 甚至更高, 并在实际雷达系统中获得了验证.

本文设计的雷达系统应用背景为 10 m 内近距离成像, 且发射信号非线性度较大, 约 2%, 因此采用了更为可行的高阶模糊函数方法. 这种方法在实际应用中, 还存在以下几个问题. 首先, 本文不同于文献 [13] 采用中频接收机, 而是采用了更为简化的零中频接收机, 因此回波差频信号容易受直流偏置与闪烁噪声的影响, 加上射频泄漏, 导致回波较低的信干噪比. 基于高阶模糊函数的非线性估计方法在低信干噪比条件下, 其性能将严重下降甚至完全失败. 对此本文提出两步估计校正的思路, 初次估计和校正改善信干噪比, 在此基础上再进行估计与校正, 可获得接近理想的估计和校正性能. 其次, 本文探讨了高阶瞬时矩生成时延时的选取问题, 得出了最佳延时选取的解析结论, 完善了高阶模糊函数多项式系数估计方法的理论内涵; 其三, 基于插值重采样的非线性校正方法, 可能导致雷达有效带宽损失, 本文针对该问题提出了相应的解决方案.

本文结构如下, 第 2 节给出了 X 波段 5.1 GHz 带宽 LFM CW-SAR 的系统设计与关键部分的硬件实现方案; 第 3 节针对非线性导致该目标成像质量不理想的问题, 采用宽窄带滤波器相结合的高阶模糊函数方法对非线性部分进行估计, 并基于插值的方法完成非线性校正; 第 4 节分别采用仿真数据、延迟线数据与实测轨道 SAR 数据对非线性估计与校正方法进行了验证. 第 5 节进行了全文总结.

2 基于 YIG 振荡器的超宽带 LFM CW-SAR 雷达系统设计与实现

雷达系统方案简要架构如图 1 所示. 本方案出于两个考虑选用钇铁石榴石 (YIG, Yttrium Iron Garnet) 振荡器作为信号源. 其一, YIG 振荡器的频率 — 电流的线性度较高, 能达到 $\pm 0.1\%$; 其二, YIG 振荡器在很大的频率范围内仍能保证幅频特性非常平坦, 优于 ± 2 dB. 基于这两个优点, 可以极

图 2 YIG 振荡器调谐控制电路
Figure 2 Tuning circuit of YIG oscillator

大程度上保证发射信号的质量, 从而为获得优良的一维距离像奠定基础. 为了简化研制难度, 我们没有采用常规的锁相环结构, 而是利用线性三角电压驱动 YIG 来产生正负调频的 LFM CW 信号. 三角波可以采用 DDS 的方法, 也可以采用函数发生器的方法. 为了获得优良的频率线性度, 我们采用了可控性与线性度更好的 DDS 方法, 为了降低 D/A 带来的阶梯效应, 根据三角波的频谱特性有针对性地设计了低通滤波电路, 既消除了阶梯和毛刺, 又很大程度上保持了三角波的线性度.

YIG 振荡器与普通压控振荡器不同的是, 其输出频率高低由通过振荡器的电流大小控制, 且其电流通常需达到几百甚至上千毫安. 此次方案中振荡器选用了 AVANTEK 公司的 AV7873 振荡器, 其标称工作频率范围为 8~12.4 GHz. 其主线圈调谐端可以视为 9 Ω 电阻与 60 mH 电感串联的等效负载.

YIG 振荡器的调谐控制电路如图 2 所示. 本系统要产生 7.6~12.7 GHz 的信号, 调谐电流范围约为 370~640 mA, 采样电阻 R10 为 4 Ω , 则需要三角波电压范围为 1.48~2.56 V. 图 2 左端输入为 0~3.3 V 三角波, 由 DDS 电路生成. 因此还需对该三角波电压进行尺度变换和直流偏置. 具体做法是, 利用运放 U3A 构成一个相加器, 将幅度可调的直流电压与尺度可调的三角波电压相加, 产生的三角电压用来驱动取样电阻 R10, 获取调谐端需要的三角形电流. 由于 YIG 振荡器的输入阻抗很小, 将运放产生的三角电压直接加载在 YIG 振荡器的调谐端, 不能有效驱动, 因此还需一个电压-电流转换电路. 图 2 中达林顿管 2N6043G 与之前的运放即构成一个典型的电压-电流转换电路. 基本原理是, 利用达林顿管 Q1 的高驱动能力, 以及 E 和 C 端电流基本相当, 则 YIG 调谐端将流入与流过 R10 相同的三角形电流, 从而产生正负 LFM 信号.

由于 YIG 调谐端等效负载中有较大感抗, 会引起三角波转折处电压的波动 (初期采用正斜坡锯齿电压, 电压从最大值到最小值的过程中, 调谐端电压会发生正弦型急剧震荡, 修改成正负三角电压后, 震荡显著减小), 因此采用了一个容值为 1 μF 的旁路滤波电容, 以稳定调谐两端电压, 降低射频信号杂散, 但也导致三角电压的线性度变差, 使得输出的 LFM 信号频率非线性度增大到了约 2%, 当成像距离增加时, 距离像成像质量将会逐渐恶化.

YIG 振荡器输出信号功率约 20 dBm, 通过 Sigatek 公司的 SC1015106-6 dB 耦合器分成两路, 主

路经衰减后送往发射天线, 约 -10 dBmW; 另一路功率约 12 dBmW, 送往混频器 LO 端. 混频器选用了 Marki 公司的 M2-0218LA 宽带混频器, 其本振输入范围 $10\sim 13$ dBmW. 接收天线收到回波信号后, 经低噪放后进入混频器 RF 端. 经混频后, 在中频端生成差频信号. 由于采用了直接混频, 导致差频信号中存在较大的直流分量, 尤其当回波较弱时, 直流分量的影响更加显著. 因此对差频信号进行了高通滤波, 再高增益放大, 最后再低通滤波的调理, 在进入采集前获得了保真度良好的差频信号.

由于本系统的应用背景是 $2\sim 10$ m 的近距离成像, 当 LFM 信号脉宽 100 ms, 带宽 5.1 GHz 时, 差频信号范围为 680 Hz ~ 3.4 kHz, 因此可以借助计算机的声卡完成信号的采集 (采样率 44.1 kHz), 进一步降低系统研制难度和成本. 在采集回波信号的同时, 我们也将 DDS 输出的同步方波信号采集下来, 用于后续将采集到的数据转化为距离/方位二维回波矩阵, 而一般的双声道声卡刚好可以完成对两路信号的采集.

3 基于回波的非线性估计与矫正

由于采用了相对简单低廉的信号源方案, 发射信号的频率线性度不能满足高质量成像要求. 本节提出完全基于回波差频信号的非线性度估计与矫正方法, 该矫正方法应用条件非常宽松, 在信号的采样率确知的情况下即可完成.

3.1 回波差频信号模型

假设发射信号为存在相位非线性误差的 LFM 信号, 其表达式为

$$S_t(t) = \cos(2\pi f_c t + \pi K_r t^2 + 2\pi \varepsilon(t)), \quad (1)$$

其中 f_c 为载频, K_r 为调频斜率, $\varepsilon(t)$ 为频率非线性误差. 不妨把 $\varepsilon(t)$ 建模为多项式求和的形式, 表示如下:

$$\varepsilon(t) = \sum_{k=3}^K b_{k-1} t^k, \quad (2)$$

对于大多数振荡器而言, K 取 $4\sim 7$ 阶可基本满足要求. 当 $\varepsilon(t)$ 中包含更高阶的相位或随机相位时, 该模型存在一定误差, 这是参数化方法不可避免的缺陷. 但如果简化模型能够满足工程需求, 如本文对成像质量的要求, 这种近似是可被接受的.

回波信号表达式为

$$S_r(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i \cos(2\pi f_c(t - \tau_i) + \pi K_r(t - \tau_i)^2 + 2\pi \varepsilon(t - \tau_i)), \quad (3)$$

α_i 为目标回波幅度, τ_i 为目标延时, I 为目标数, 则回波信号与发射信号混频后差频信号的复数形式可表示为

$$S_{\text{beat}}(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i \exp\left(j2\pi \left[-f_c \tau_i - K_r t \tau_i + \frac{1}{2} K_r \tau_i^2 + (\varepsilon(t - \tau_i) - \varepsilon(t))\right]\right). \quad (4)$$

上式中, 中括号中的相位前 3 项为理想差频信号, 第 4 项为频率非线性导致的误差项, 其存在会导致目标谱畸变, 即距离像质量下降. 在近距离成像的前提下, τ_i 为小量, RVP 项 $\pi K_r \tau_i^2$ 很小, 可忽略. 目

标延时较小时, 可将误差项 $\varepsilon(t - \tau_i) - \varepsilon(t)$ 作一阶 Taylor 近似, 则式 (4) 可改写为

$$S_{\text{beat}}(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i \exp(-j2\pi[f_c + K_r t + \varepsilon'(t)]\tau_i). \quad (5)$$

非线性矫正的目的即为估计并消除 $\varepsilon'(t)$ 的影响.

观察式 (5), 当成像场景中仅存在单个目标时, 则回波为一典型的多项式相位信号, 其多项式系数估计可以采用经典的高阶模糊函数方法.

3.2 高阶模糊函数非线性估计方法

典型的多项式相位信号可写为

$$S_P(t) = A \exp\left(j2\pi \sum_{m=0}^M a_m t^m\right), \quad (6)$$

其 K 阶高阶瞬时矩 (high-order instantaneous momentum, HIM) 为

$$\text{HIM}_K(S_P(t), \tau) = \prod_{k=0}^{K-1} [S_P^*(t - k\tau)]^{C_{K-1}^k}, \quad (7)$$

其中, $S^{*k}(t)$ 定义见文献 [19]. 式 (7) 对应的 K 阶模糊函数定义为 K 阶 HIM 的 Fourier 变换

$$\text{HAF}_K(S_P(t)) = \text{FT}[\text{HIM}_K(S_P(t), \tau)]. \quad (8)$$

如果多项式阶数与高阶瞬时量的阶数相等时, 即 $M = K$, 则多项式信号的 K 阶 HIM 转化为单频信号

$$\text{HIM}_K(S_P(t), \tau) = A^{2^{K-1}} \exp(j2\pi f_K t + \varphi_K), \quad (9)$$

其中 φ_K 为常数相位, 并有

$$f_K = K! \tau^{K-1} a_K. \quad (10)$$

很明显, 可以通过求取 HAF_K 绝对值的峰值来估计 f_K 的值, 进一步得到多项式相位信号的第 K 阶系数估计值 a_K .

接下来本文将探讨时延 τ 取值对估计精度的影响. 在 Gauss 白噪声情况下 f_K 估计标准差 [20] 为 $\sigma_{f_K} = \frac{\chi}{(T_p - (K-1)\tau)\sqrt{S/N}}$, 其中 T_p 为信号时长, 则 $(T_p - (K-1)\tau)$ 为 K 阶矩 HIM_K 的有效时域支撑区, S/N 为信噪比, χ 为常数, 与 HIM_K 包络相关. 进一步, a_K 的估计标准差可写为

$$\sigma_{a_K} = \frac{\chi}{K! \tau^{K-1} (T_p - (K-1)\tau) \sqrt{S/N}}. \quad (11)$$

令 $\tau = \gamma T_p$, 则 σ_{a_K} 关于变量 γ 的最小值将出现在 $\gamma = \frac{1}{K}$. 这个结论非常重要, 它给出了我们在进行不同阶高阶模糊函数估计多项式系数时, 应采取的最佳延时量. 比如当 $K = 5$, γ 应取 0.2; $K = 4$, γ 应取 0.25. 在多次仿真实验中, 这一结论均被一再验证.

完成 a_K 的估计后, 将 K 阶非线性误差加以补偿,

$$S_P^{K-1}(t) = S_P^K(t) \exp(-j2\pi a_K t^K), \quad (12)$$

则多项式信号中剩余最高阶误差为 $K-1$ 阶, 对 $S_P^{K-1}(t)$ 求 $K-1$ 阶 HAF_{K-1} , 取峰值, 可估计出 a_{K-1} ; 以此类推, 可得所有系数. 根据式 (2), (5), (10) 可得 $\hat{K}_r = \frac{\hat{a}_1}{\tau_{\text{ref}}}$, $\hat{b}_k = \frac{\hat{a}_k}{(k+1)\tau_{\text{ref}}}$, $2 \leq k \leq K-1$, 其中 τ_{ref} 为参考目标的双程时延. 至此估计出非线性项导数 $\varepsilon'(t) = \sum_{k=2}^{K-1} (k+1)\hat{b}_k t^k$.

3.3 基于插值的非线性矫正

为了获得良好的距离压缩图像, 完成非线性参数估计之后, 需对非线性部分进行补偿. 将式 (5) 改写为

$$S_{\text{beat}}(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i \exp \left(-j2\pi f_c \tau_i - j2\pi \hat{K}_r \left[t + \varepsilon'(t)/\hat{K}_r \right] \tau_i \right), \quad (13)$$

进行变量替换 $t_{\text{interp}} = t + \varepsilon'(t)/K$, 则补偿后的差频信号为

$$S_{\text{beat,comp}}(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i \exp \left(-j2\pi f_c \tau_i - j2\pi \hat{K}_r t_{\text{interp}} \tau_i \right). \quad (14)$$

很明显, $S_{\text{beat,comp}}(t)$ 为多个单频信号的叠加, 也就是说, 利用重采样, 可一次性完成对多个目标的非线性补偿. 具体实现方法为令 t_{interp} 为区间 $(0, T_p)$ 的均匀采样, 解方程 $t_{\text{interp}} = t + \varepsilon'(t)/\hat{K}_r$, 求得 t 值. 再根据 t 求对应的 $S_{\text{beat}}(t)$, 但 t 值不会落在采样网格上, 为获得对应的 $S_{\text{beat}}(t)$ 值需要插值, 具体插值方法不再赘述.

需要说明的是, 当瞬时调频率一直低于理想调频率 (一般等于估计出的 $\hat{K}_r$) 时, 发射信号相位的导数小于 $\hat{K}_r$, 非线性相位的导数 $\varepsilon'(t)$ 会小于 0, 则解方程 $t_{\text{interp}} = t + \varepsilon'(t)/\hat{K}_r$ 时, 因为 $t_{\text{interp}} - t = \varepsilon'(t)/\hat{K}_r < 0$, 解出的 t 值会大于相应的 t_{interp} , 因此有部分 t 值会大于发射信号脉宽 T_p , 从而导致 $t > T_p$ 的 $S_{\text{beat,comp}}(t)$ 结果不能插值得到. 但是从雷达系统发射带宽的层面来看, 虽然差频信号损失了观察时间, 但其带宽却并未损失. 这是因为通过非线性矫正, 将调频率较小而脉宽较长的实际信号矫正为了调频率较大而脉宽较小的理想信号, 矫正前后信号的带宽是相等的. 因此这种情况下并不会导致系统带宽的损失从而保证了系统预设的距离分辨率.

而当发射信号的瞬时调频率高于理想调频率, 则非线性矫正是将调频率较大的信号矫正为调频率较小的信号, 两者脉宽相当的话, 会损失部分带宽. 因此, 只要满足发射信号的瞬时调频率低于理想调频率, 则重采样时不会损失信号带宽. 系统设计中, 在调谐端采用较大的滤波电容, 可使得调谐电压斜率随时间逐渐减小, 从而保证发射信号的瞬时调频率低于理想调频率, 在事后非线性矫正时可避免带宽损失.

3.4 基于宽带/窄带滤波器相结合的二次非线性矫正

3.2 小节假设回波中只有一个点目标信号, 这通常是不成立的. 事实上, 雷达回波信号是多个目标信号以及噪声基底的混叠; 而当采用延迟线制造单个点目标时, 回波信号可以认为是单目标信号与噪声基底的叠加. 通用的回波差频信号可写为

$$S_{\text{beat}}(t) = S_{\text{ref}}(t) + \sum_{i=1, i \neq \text{ref}}^I S_i(t) + n(t), \quad (15)$$

其中 $S_{\text{ref}}(t)$ 为我们感兴趣的最强目标回波信号, 或者称之为参考目标回波信号, $S_i(t)$ 为第 i 个目标回波. 由于系统采用零中频接收机, 受直流偏置与闪烁噪声影响, 噪声基底 $n(t)$ 较高. 在非线形估计时, 我们希望提取出场景中最强点信号, 并尽量减少其他目标信号以及噪声基底的影响. 然而在时域, 所有目标信号完全重合在一起, 无法区分. 如对差频信号进行 Fourier 变换后, 回波谱可写为

$$S_{\text{beat}}(f) = S_{\text{ref}}(f) + \sum_{i=1, i \neq \text{ref}}^I S_i(f) + n(f), \quad (16)$$

表 1 非线性系数估计结果

Table 1 Estimated results of nonlinear coefficient

Simulation parameters	K_r	b_2	b_3	b_4	b_5
Preset polynomial coefficients of nonlinearity error	1	1.8	-24.6	278.1	-1355.1
Estimated value of 2 m reference range	1.0005	1.754	-23.46	265.3	-1301.5
Estimated bias of 2 m reference range (%)	0.05	2.58	4.64	4.60	3.96
Estimated value of 5 m reference range	1.0003	1.7871	-24.316	275.226	-1344.2
Estimated bias of 5 m reference range (%)	0.03	0.72	1.16	1.03	0.81

图 3 非线性矫正距离压缩结果. (a) 距离 0~28 m; (b) 距离 23.5~26.5 m

Figure 3 Range profile simulation results for nonlinear correction. (a) 0~28 m range; (b) detailed 23.5~26.5 m range

每个目标的回波在频域会实现聚焦, 理论上为 sinc 函数. 但如果存在较大的非线性, 则目标谱会发生弥散, 相互影响. 通过多次仿真实验证明, 当参考目标功率相对于干扰与噪声功率超过 20 dB 时, 干扰与噪声的影响很小, 可基本忽略.

然而, 实际上信干噪比往往低于 20 dB, 此时估计性能将会恶化甚至导致完全错误的估计. 针对参考目标被相邻目标以及噪底污染的问题, 我们提出两次迭代矫正的解决思路. 第 1 次采用宽带滤波器, 将参考目标回波谱 $S_{\text{ref}}(f)$ 的绝大部分能量取出, 其中也包含较多的干扰信号与噪底, 因此非线性系数估计精度不高. 尽管如此, 当利用该系数进行非线性矫正后, 所有目标的聚焦仍然能得到较大改善, 此时参考目标受周围目标的干扰明显减少. 第 2 次矫正采用窄带滤波器, 既能将参考目标谱的主体部分取出, 也能减少其他目标信号与噪底的干扰. 由于信干噪比的大幅改善, 再次进行非线性系数估计, 可获得非常高的估计精度. 之后利用该估计系数再次进行非线性矫正, 距离压缩效果可显著改善.

4 仿真验证与实测数据处理与分析

4.1 仿真实验与分析

仿真参数设置为带宽 5 GHz, 脉宽 100 ms, 采样率 44.1 kHz, 则雷达的不模糊最大探测距离为 66.3 m. 仿真加入了 5 阶非线性误差, 调频率和非线性参数如表 1 第 2 行所示, 此时非线性度为 (非线性度定义为最大频偏与信号带宽之比) 7.66%. 为显示方便, 将各阶非线性系数对调频率进行了归一化. 仿真中设置了 6 个点目标, 分别位于 2 m, 5 m, 10 m, 15 m, 20 m, 25 m 处, 回波强度均为 10. 非线性矫正前后的距离压缩图像如图 3 所示. 其中, 图 3(a) 给出了参考距离 2 m 条件下 6 个目标非线性矫正前后的距离像, 图 3(b) 给出了 25 m 处目标的局部放大图. 矫正完成后, 6 个目标均实现了良

图 4 二次迭代估计与矫正的距离压缩结果. (a) 距离 0~28 m; (b) 距离 23.5~26.5 m; (c) 距离 38.7~39.5 m
Figure 4 Range profile simulation results for nonlinear correction. (a) 0–28 m range; (b) detailed 23.5–26.5 m range; (c) detailed 38.7–39.5 m range

好聚焦; 但是也发现, 随着目标距离增大, 回波强度逐渐减弱, 表明仍有残余非线性误差, 且距离越大, 残余非线性的影响也愈加严重.

(1) 参考点距离选取分析

在选取参考点时, 当选取参考点的距离越远时, 差频信号中的非线性项越大 (与延时成正比), 在非线性的估计标准差一定的条件下, 其非线性系数估计的相对精度也越高. 选取参考目标距离分别为 5 m 和 2 m, 估计出的非线性系数具有较大差异, 5 m 条件下的估计结果更接近实际加入的误差, 矫正效果也更优, 具体的对比结果如表 1 所示. 以位于 25 m 处目标矫正结果为例, 5 m 条件下其归一化幅度为 -1.79 dB, 而 2 m 条件下为 -1.82 dB. 因此在估计非线性误差时, 应采用更长的延迟线, 以获取更高的估计精度. 实际工程中, 如果采用同轴线为延迟线, 由于同轴线的衰减随频率提高而增大, 会恶化信号的带内平坦度. 尤其在本系统中, 相对带宽较大的情况下, 带内平坦度会遭到严重破坏. 带内的不平坦将导致差频信号频谱的非对称旁瓣, 进一步影响非线性系数的估计精度. 因此延迟线也不宜太长, 我们折中的采用了一条约 4.4 m 长的延迟线. 另外一种解决方案是采用专用延迟器件, 延迟时间可达微秒级, 但是其带宽通常不能满足超宽带要求, 且价格非常昂贵.

(2) 低信噪比条件下的二次迭代估计与矫正

仿真中设置了 6 个目标, 距离分别为 2 m, 5 m, 10 m, 10.3 m, 28 m, 39.1 m; 除了 10.3 m 处目标幅度为 6, 其他目标幅度均为 10. 在本实验中, 采用 10 m 处的目标为参考目标, 由于非线性的影响, 如图 4(a) 所示, 10 m 处目标与 10.3 m 处目标的点扩展函数几乎完全混叠在一起. 第一次非线性估计,

图 5 延迟线目标测试结果. (a) 差频信号时域波形; (b) 非线性矫正距离压缩图像
Figure 5 Experiment results for a delay line. (a) Beat signal of a delay line; (b) range profile of a delay line

表 2 延迟线数据非线性矫正结果
Table 2 Nonlinear correction results for a delay line

Parameters	No correction	First correction	Second correction
Resolution (m)	0.0285	0.0279	0.0274
Maximal side lobe (dB)	-6.00	-12.51	-13.50
Main lobe level (dB)	-1.72	-0.42	0

采用宽带滤波器, 带宽为主瓣理论宽度的 180 倍, 以覆盖 10 m 处目标的点扩展函数的主要能量. 此时 10.3 m 处的目标能量也全部进入滤波器, 根据预设的目标幅度, 此时信干比约为 4.44 dB (未加噪声). 利用第一次估计出的非线性系数进行矫正后, 6 个目标的距离压缩结果如图 4(a) 所示, 局部放大如图 4(b) 和 (c) 所示. 可以发现, 虽然各位置目标能量获得了较好的聚焦, 但是其旁瓣电平仍然较高, 尤其 39.1 m 处目标, 旁瓣峰值电平达到了 -6.2 dB. 第 2 次非线性估计, 采用了窄带滤波器, 滤波带宽约为理论上主瓣宽度的 10 倍, 将 10 m 处目标点扩展函数的主体部分滤出, 而尽量减少 10.3 m 处目标的干扰. 基于滤波后的信号再次进行非线性估计与矫正后, 目标点扩展函数的质量有了进一步改善, 如图 4(b) 和 (c), 39.1 m 处目标旁瓣峰值电平约 -12.1 dB, 改善约 6 dB, 接近理论值.

4.2 实测数据处理与分析

(1) 延迟线目标非线性矫正与分析

为了对发射信号的非线性度进行分析, 采用约 4.4 m 长的射频延迟线制造了一个等效目标, 将其与发射信号混频, 获取了一组差频信号. 该差频信号的时域波形和距离压缩图像分别如图 5(a) 和 (b) 所示. 需要说明的是图 5(b) 的距离轴等效为了自由空间中的双程传播距离为 3.045 m, 由于电磁波在同轴线中传播速度小于光速, 因此单程距离 6.09 m 大于延长线物理长度 4.4 m, 据此可反推出该同轴线中传播速度约为 0.72 倍光速. 观察图 5(b) 可以发现, 由于发射信号存在非线性, 目标的点扩展函数旁瓣过高, 约 -6 dB, 且左右严重不对称. 考虑到系统采用了零中频结构, 存在较为严重的直流偏置; 另一方面发射泄露也将导致在近距离处存在较低低频信号. 因此由延迟线模拟的目标回波信号将受到较为严重的污染, 导致较低的信干噪比. 因此采用论文提出的宽窄滤波器相结合的二次非线性估计与矫正, 并假设非线性项相位为 5 阶多项式. 矫正前后结果示于表 2, 第 1 次滤波器带宽选为 40 倍主瓣

表 3 雷达系统参数
Table 3 Radar system parameters

Carrier frequency	Bandwidth	Sweep period	Velocity	Rail length	Antenna diameter	Transmitted power	System error
10.15 GHz	5.1 GHz	0.207 s	0.1 m/s	4 m	0.14 m	-10 dBmW	1.20 m

宽度 (覆盖目标谱主要能量), 非线性估计和校正后如图 5(b) 中点虚线所示. 其第 1 旁瓣从 -6.00 dB 降低到 -12.51 dB, 改善 6.51 dB; 主瓣电平从 -1.72 dB 抬升到 -0.42 dB, 改善约 1.30 dB; 主瓣宽度从 0.0285 m 压缩为 0.0279 m, 改善约 2.1%. 第 2 次滤波器带宽选为 20 倍主瓣宽度, 再次进行非线性估计与校正后, 第 1 旁瓣为 -13.50 dB, 进一步改善约 1 dB; 主瓣电平进一步改善约为 0.42 dB; 主瓣宽度为 0.0274 m, 进一步改善约 1.8%. 本系统带宽为 5.1 GHz, 则理论上理想的主瓣宽度为 $0.886c/2B = 0.0261$ m. 可见, 系统并未能达到理论分辨极限, 应该是非线性校正残差, 以及带内幅度不平坦所致.

(2) 轨道式合成孔径雷达测试与分析

为了进一步验证系统设计和处理算法的有效性, 进行了轨道式合成孔径雷达成像实验, 系统参数如表 3 所示. 其中, 三角波周期为 0.207 s, 实际中, 我们截取了三角波的上升段, 即脉宽为 0.1035 s. 天线口径为 0.14 m, 理论方位分辨率约为 0.07 m, 但是后期处理时发现, 方位分辨率优于 0.03 m. 分析表明, 该喇叭天线的波束宽度远宽于未加权理论值, 这个可从图 6(b) 中距离弯曲曲线中得到验证.

以放置在距离天线相位中心 3 m 处的角反射器 (直角边 16 cm) 为例, 图 6(a) 为成像场景, 图 6(b) 为非线性校正前的距离弯曲曲线, 此时存在近端距离旁瓣抬高的现象, 与延迟线数据距离压缩结果吻合. 采用延迟线数据获取的非线性系数对该实际数据进行处理, 所得结果如图 6(c) 所示, 近端过高旁瓣得到了有效抑制. 图 6(d) 进一步给出了零 Doppler 时刻目标的一维距离像, 可观察到, 近端旁瓣从 -6.0 dB 降到了 -14.0 dB, 改善了约 8 dB. 图 6(e) 和 (f) 给出了该目标非线性校正前后的二维成像结果, 成像算法采用的是适用于 LFM CW-SAR 体制的改进 $\omega - k$ 算法, 处理时距离与方位均未加窗. 图 6(g) 和 (h) 进一步给出了角反射器点目标非线性校正前后的距离和方位剖面图, 主瓣峰值改善约为 1.28 dB. 此外, 距离向 -3 dB 分辨率校正前为 0.0343 m, 校正后为 0.0309 m, 距离向峰值旁瓣比从 -6.1 dB 改善为 -13.7 dB; 方位向分辨率与峰值旁瓣比校正前后基本无变化, 为 0.028 m 与 -15.3 dB. 观察图 6(h), 发现角反射器的聚焦效果并不理想, 旁瓣电平和积分旁瓣比均较高. 导致成像不理想有以下几个因素. 首先, 轨道运行精度不够, 并非理想匀速运动, 存在沿方位向速度误差和切方位向抖动 (切向抖动较为明显); 其次, 直流偏置与直达波泄露使得噪声基底抬升, 污染了回波信号; 其三, 发射信号不稳定也会导致回波信号额外的幅相误差. 以上几个因素导致方位向散焦, 有针对性的改进方法包括精确的运动补偿方法或精度更高的轨道, 中频采集与直达波泄露抑制, 以及采用更优的发射信号源电路设计.

同时也进行了多个角反射器的成像实验, 成像场景为 16 个角反射器组成的字母 “XD”, 场景和成像结果分别如图 7(a) 和 (b) 所示. 其中, 场景中地砖的尺寸为 60 cm × 60 cm, 可以发现, 成像结果与实际场景非常吻合.

5 结论

本文报道了一种高性价比的 X 波段超宽 LFM CW-SAR 系统. 系统结构简单、代价低廉、研制周期短, 非常适合于工程能力相对薄弱的院校环境. 论文给出了系统设计方案和关键部分的工程实现方

图 6 单个角反射器结果. (a) 成像场景; (b) 矫正前距离迁徙曲线; (c) 矫正后距离迁徙曲线; (d) 零多普勒处距离剖面; (e) 矫正前二维成像结果; (f) 矫正后二维成像结果; (g) 角反射器矫正前后距离剖面; (h) 角反射器校正前后方位剖面

Figure 6 Results for single corner reflector (a) Imaging scene; (b) range migration curve without correction; (c) range migration curve with correction; (d) range profile at zero Doppler; (e) 2-D image without correction; (f) 2-D image with correction; (g) target's range profile with or without correction; (h) target's azimuthal profile with or without correction

图 7 16 个角反射器成像结果. (a) 成像场景; (b) 成像结果

Figure 7 SAR image for 16 corner reflectors. (a) Imaging scene; (b) imaging results

法, 着重对发射机中存在的频率非线性问题进行了分析与解决. 充分考虑了双天线零中频接收结构中直流偏置、射频泄露导致的信干噪比较低的问题, 并提出了宽窄带滤波器相结合的二次迭代非线性估计与插值重采矫正方法; 以获取多项式系数最优估计性能为目的, 推导验证了高阶瞬时矩构造中最佳延时的选取准则, 对于高阶模糊函数多项式系数估计的工程应用具有很强的指导意义; 指出基于插值重采的非线性矫正方法可能导致系统带宽损失的弊端, 并提出了工程解决方案. 最后, 利用仿真数据、延迟线数据和轨道 SAR 实验数据验证了算法的有效性.

参考文献

- Charvat G L, Kempel L C, Coleman C. A low-power high-sensitivity X-band rail SAR imaging system. *IEEE Antennas Propag Mag*, 2008, 50: 108–115
- Charvat G. A low-power radar imaging system. Dissertation for Ph.D. Degree. East Lansing: Michigan State University, 2007
- Koh G, Lever J H, Arcone S A, et al. Autonomous FMCW radar survey of Antarctic shear zone. In: *Proceedings of the 13th International Conference on Ground Penetrating Radar, Lecce*, 2010. 1–5
- Fernandes J L. Millimeter-wave imaging of Person-Borne improvised explosive devices. Dissertation for Ph.D. Degree. Massachusetts: Northeastern University Boston, 2010. 3–8
- Pohl N, Jachscke T, Vogt M. Ultra high resolution SAR imaging using an 80 GHz FMCW-radar with 25 GHz bandwidth. In: *Proceedings of the 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Nuremberg*, 2012. 189–192
- Jaeschke T, Vogt M, Baer C. et al. Improvements in distance measurement and SAR-imaging applications by using ultra-high resolution mm-wave FMCW radar systems. In: *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Montreal*, 2012. 1–3
- Yang S, Hao Y, Chang Y, et al. A 239–281 GHz Sub-THz imager with 100MHz resolution by CMOS direct-conversion receiver with on-chip circular-polarized SIW antenna. In: *Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference, San Jose*, 2014. 1–4
- Yu Y, Pi Y M. Terahertz high-resolution radar clutter measurement and analysis. *J Radars*, 2015, 4: 217–221 [喻洋, 皮亦鸣. 太赫兹高分辨率雷达杂波测量与分析. *雷达学报*, 2015, 4: 217–221]
- Cai Y W, Yang C, Zeng G H, et al. Experimental research on high resolution terahertz radar imaging. *High Power Laser Particle Beams*, 2012, 24: 7–9 [蔡英武, 杨陈, 曾耿华, 等. 太赫兹极高分辨力雷达成像试验研究. *强激光与粒子束*, 2012, 24: 7–9]
- Feng Z H, Li Y, Liang L W, et al. Requirement analysis of linearity for FMCW source using open-loop correction. In: *Proceedings of the 2nd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Beijing*, 2000. 679–682
- Yi T Z, He Z H, Dong Z. Open-loop correction method for nonlinear error of frequency modulated continuous wave SAR. *Acta Electron Sin*, 2015, 43: 550–556 [易天柱, 何志华, 董臻. 调频连续波 SAR 非线性误差的开环矫正方法. *电子学报*, 2015, 43: 550–556]

- 12 Peyton Z, Pecbles J. Design of a Highly Linear Closed-Loop FMCW Sweep Generator. Technical Report ADA108512. 1979
- 13 Sun P, Chen W D. Analysis of LFM CW delay phase-locked linearization loop. Syst Eng Electron, 2004, 26: 1348–352 [孙鹏, 陈卫东. LFM CW 延迟锁相线性化环路分析. 系统工程与电子技术, 2004, 26: 1348–352]
- 14 Sun P, Chen W D. A nonlinear analysis of closed-loop linearizer employing delay-difference method. In: Proceedings of the 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Beijing, 2004. 690–693
- 15 Meta A, Hoogeboom P, Ligthart L P. Signal processing for FMCW SAR. IEEE Trans GRS, 2007, 45: 3519–3532
- 16 Anghel A, Vasile G, Cacoveanu R, et al. Short-range wideband FMCW radar for millimetric displacement measurements. IEEE Trans Geosci Remote Sens, 2014, 52: 5633–5642
- 17 Anghel A, Vasile G, Cacoveanu R, et al. Short-range FMCW X-band radar platform for millimetric displacements measurement. In: Proceedings of IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Melbourne, 2013. 1111–1114
- 18 Anghel A, Vasile G, Cacoveanu R, et al. FMCW transceiver wideband sweep nonlinearity software correction. In: Proceedings of IEEE Radar Conference, Ottawa, 2013. 1–5
- 19 Barbarossa S, Scaglione A, Giannakis G B. Product high-order ambiguity function for multicomponent polynomial-phase signal modeling. IEEE Trans Signal Process, 1998, 46: 691–708
- 20 Ding L F. Radar Principles. 5th ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2014. 226 [丁鹭飞. 雷达原理. 第5版. 北京: 电子工业出版社, 2014. 226]

Nonlinearity correction of low cost UWB X-band LFM CW-SAR source

Tao LAI*, Tongxin DANG, Ke JIN, Gongquan LI & Yongjun ZHAO

Institute of Navigation and Aerospace Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China

*Corresponding author. E-mail: lt nudt@163.com

Abstract For the application of near range imaging with wideband LFM CW-SAR imaging, this paper presents a scheme to generate X-band signal with 5.1 GHz bandwidth based on a YIG oscillator. This method has a simple structure and low cost. However, it introduces a certain degree of nonlinearity, resulting in range-resolution degradation. Conventional nonlinearity estimation methods do not work well or fail with low SINR. To solve this problem, a two-step high order ambiguity function method, based on wide and narrow band filters, is used to estimate the nonlinear error. The nonlinearity is corrected by resampling. In the end, the nonlinear correction algorithm is validated with simulation data, delay-line data, and rail-SAR data.

Keywords linear frequency modulated continuous wave synthetic aperture radar (LFM CW-SAR), YIG oscillator, high order ambiguity function (HAF), nonlinearity correction, two-step correction imaging

Tao LAI obtained M.S. degree and Ph.D. degrees in information and communication engineering from National University of Defense Technology, China, respectively in 2004 and 2010. In 2011, he joined PLA Information Engineering University at Zhengzhou, Henan. Since 2012, he has been a lecturer in the Lab of Radar Detection for Aerospace Targets. His research interests include system designing and signal processing for synthetic aperture radars and LFM CW radars.