

逆合成孔径雷达的系统补偿

孟宪德 曹志道 宿富林
(哈尔滨工业大学, 哈尔滨 150006)

摘要 本文给出了逆合成孔径雷达系统的幅相特性的补偿方法, 指出补偿可分为混频前的系统补偿和混频后的系统补偿。通过微波暗室实验证明, 所给补偿方法是正确的。

关键词 逆合成孔径雷达; 线性调频信号; 幅相特性; 系统补偿

1. 引言

逆合成孔径雷达(ISAR)是一种成像雷达, 利用发射宽带线性调频(LFM)信号达到纵向上的高分辨; 利用目标和雷达天线的相对旋转来实现横向上的高分辨。因此 ISAR 技术的特点就是采用宽带信号和利用回波相位信息实现二维成像。作为 ISAR 系统也必须具备宽带特性, 而且希望系统的幅频特性尽量平坦, 相频特性尽量接近直线。但实际系统很难保证这一要求, 为此必须对 ISAR 系统进行系统补偿。

2. 系统特性对 LFM 信号的影响

ISAR 系统产生的理想 LFM 信号, 经过发射系统和接收系统 (LFM 信号经过理想目标反射后特性不会发生变化) 会产生畸变。这种畸变可分为两大部分, 全去斜率混频器以及其前系统 (简称混频前) 所产生的畸变和其后中放、视放等 (简称混频后) 的畸变。

(1) 混频前的畸变 我们用图 1 表示 ISAR 系统的基本工作原理^[1]。其中 $P_e(t)$ 为

$$P_e(t) = a(t - nT) \exp\{j[2\pi f_0 t + \pi \mu (t - nT)^2]\} \quad (1)$$

其中

$$a(t) = \begin{cases} 1, & -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

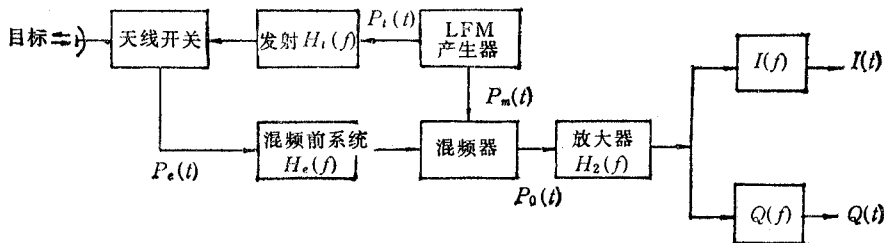


图1 ISAR 工作原理框图

f_0 为中心频率, μ 为调频斜率, $n = 0, 1, 2, \dots, T$ 为重复周期, τ 为脉冲宽度。

在理想的情况下发射系统幅相特性 $H_t(f) = 1$, 混频前系统幅相特性 $H_c(f) = 1$, 则 $P_i(t)$ 就是发射信号。回波信号可以写成:

$$P_i(t) = a(t - nT - T_r) \exp\{j[2\pi f_0(t - T_r) + \pi\mu(t - nT - T_r)^2]\} \quad (2)$$

其中 $T_r = 2R/C$, R 为雷达天线到目标的距离。相参本振信号为

$$P_m(t) = a(t - nT - T_m) \exp\{j[2\pi f_0(t - T_m) + \pi\mu(t - nT - T_m)^2]\} \quad (3)$$

其中 T_m 为本振信号滞后发射信号的时间。混频器输出为

$$P_0(t) = a(t - nT - T_r) \exp\{j[2\pi\mu(t - nT - T_r)(T_r - T_m) + \varphi_0]\} \quad (4)$$

其中 $\varphi_0 = \pi\mu(T_r - T_m)^2 + 2\pi f_0 T_r$ (在上式推导中认为 $a(t - nT - T_r) \approx a(t - nT - T_m)$)。从上式可以看出: 理想系统混频器输出信号是等幅的正弦脉冲串, 正弦波形的相位是线性变化的。若发射系统 $H_t(f)$ 和接收系统 $H_c(f)$ 均为不理想系统, 并把 $H_t(f)$ 和 $H_c(f)$ 的影响用一个幅相特性 $H_1(f)$ 表示, 则 $H_1(f) = A(f) \exp\{j[\omega b_0 + \kappa + \varphi_1(f)]\}$ 。此时混频器的输出 $P_0(t)$ 不再是等幅正弦脉冲串。理论推导可以证明^[2], $P_0(t)$ 的幅度被 $H_1(f)$ 的幅频特性 $A_1(f)$ 规律所调制, $P_0(t)$ 的相位除了线性变化部分外, 又增加了 $\varphi_1(f)$ 规律所调制的部分, 即为

$$P_0(t) = a(t - nT - T_r - b_0) A_1(t - nT - T_r - b_0) \exp\{j\varphi(t)\} \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} \varphi(t) = & 2\pi\mu(T_r + b_0 - T_m)(t - nT - T_r - b_0) + \varphi_0 \\ & + \varphi_1(t - nT - T_r - b_0) \end{aligned} \quad (6)$$

在上式中 $a(t - nT - T_r - b_0) = 1$, 而且总有 $-\tau/2 \leq t - nT - T_r - b_0 \leq \tau/2$, 所以 $P_0(t)$ 的调幅和调相部分与点目标距离无关, 只由在信号带宽之内的系统特性确定。根据成对回波理论, 这个调幅和调相将引起不对称的旁瓣。所以必须从回波中补偿掉 $A_1(t - nT - T_r - b_0)$ 和 $\varphi_1(t - nT - T_r - b_0)$ 的影响。

(2) 混频后的畸变 对点目标在不考虑混频前的畸变时, 则混频后就是一系列等幅正弦脉冲。点目标的距离不同则正弦波的频率也会发生相应的变化。它们通过放大器和 I, Q 支路之后也会产生畸变。如图 1 所示。

$H_2(f)$ 的幅频特性将影响不同距离上回波强度的变化, 将造成图象灰度的畸变。在 $H_2(f)$ 的相频特性中, 偏离直线部分的相移在有测距误差的情况下也将引起图象的畸变。 $I(f)$ 和 $Q(f)$ 两路幅相特性以及他们的不一致也将使回波幅度和相位产生畸变, 造成图象的畸变。

总之, 混频后系统幅相特性不理想所引起的图象畸变与混频前系统不理想所引起的畸变是不同的。

3. 混频前的系统补偿

选定一点目标放置在距离雷达为 $R(2R/C$ 大于脉冲宽度 $\tau)$ 处, 并把该点目标的回波在 ISAR 的 I, Q 两支路上采集下来。简化框图如图 2 所示。为了进行系统补偿, 必须从(5)式 $P_0(t)$ 中算出系统的幅频特性 $A_1(f)$ 和相频特性 $\varphi_1(f)$ 。在进行混频前的系统补偿之前, 必须先进行混频后的系统补偿。故在此认为 $H_2(f) = 1, I(f) = 1$ 和 $Q(f) = 1$ 。图 2 中 I, Q 两支路的输出信号分别为

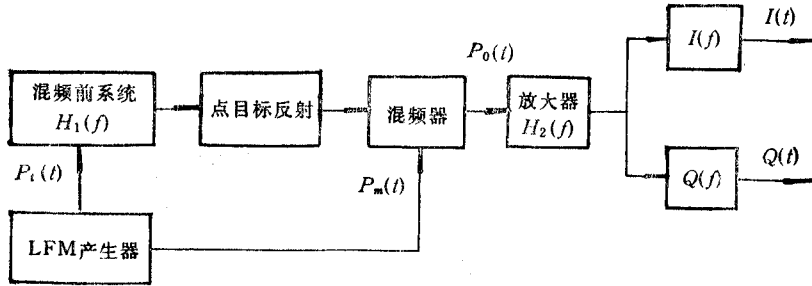


图2 ISAR 系统补偿简化框图

$$I(t) = A_1(t - nT - T_r - b_0) \cos [2\pi f_r(t - nT - T_r - b_0) + \varphi_0 + \varphi_1(t - nT - T_r - b_0)] \tag{7}$$

$$Q(t) = A_1(t - nT - T_r - b_0) \sin [2\pi f_r(t - nT - T_r - b_0) + \varphi_0 + \varphi_1(t - nT - T_r - b_0)] \tag{8}$$

其中 f_r 是经过正交变换后的频率。由(7)和(8)两式可得

$$A_1(t - nT - T_r - b_0) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \tag{9}$$

$$\tan [2\pi f_r(t - nT - T_r - b_0) + \varphi_0 + \varphi_1(t - nT - T_r - b_0)] = Q(t)/I(t) \tag{10}$$

在已知 $I(t)$ 和 $Q(t)$ 的情况下，可以由上两式求出 $A_1(t - nT - T_r - b_0)$ 和 $\varphi_1(t - nT - T_r - b_0)$ 。对要补偿的回波从幅度上除以 $A_1(t - nT - T_r - b_0)$ ，从相位中减去 $\varphi_1(t - nT - T_r - b_0)$ 就实现了系统补偿。

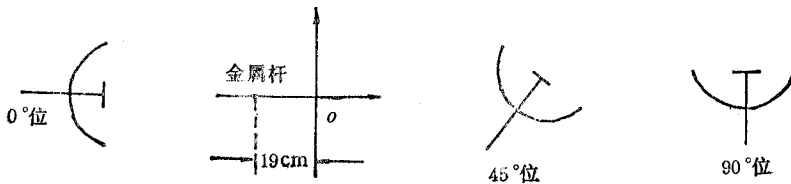


图3 金属杆目标的微波暗室实验

我们利用航空航天部第 207 研究所的微波暗室做了实验，证明了上面分析的正确性。我们把长 20cm、直径为 0.5cm 的金属杆放在距转台中心 0 点 19cm 位置上，如图 3 所示。在 0° 位，45° 位和 90° 位各测得 1 批数据，其一维象的旁瓣分别为 -25.478dB，-25.272 dB 和 -24.774dB (见表 1)。我们利用 0° 位测得的系统特性补偿了 45° 位和 90° 位时的回波之后，它们的旁瓣降低到 -39.794dB 和 -38.691dB。用 45° 位和 90° 位测得的特性进行同样的工作，其结果均列于表 1。从表 1 可以看出，补偿之后旁瓣平均为 -38.6dB (如采用海明加权，理论旁瓣为 -42.6dB)，平均改善了 13.4dB。除此之外补偿后的主瓣也变窄了。图 4 为在 0° 位时测得的点目标(金属杆)的一维象，利用 0° 位的数据计算出的系统幅相特性画在图 5 中。图 6 是利用 0° 位补偿 45° 位后的点目标一维象。

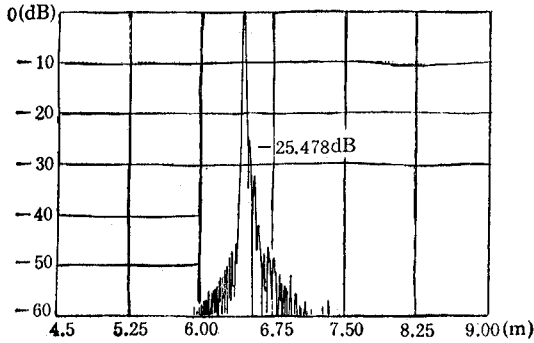


图 4 0° 位目标(金属杆)的一维象

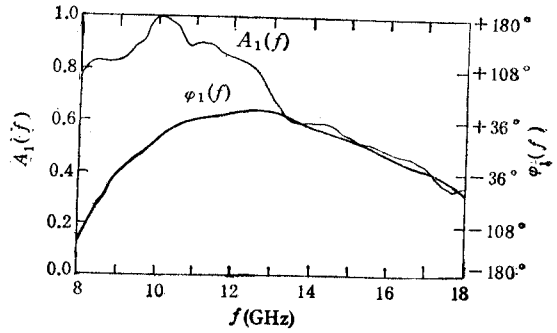


图 5 用0°位测出的系统 $A_1(f)$ 和 $\varphi_1(f)$

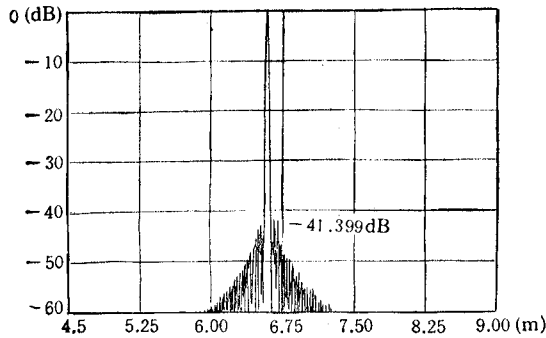


图 6 0°位补偿 45°位点目标(金属杆)的一维象

表 1

位置	项目 旁瓣 (dB)	未补偿	用下列位置补偿之后		
			0°位	45°位	90°位
0°位		-25.478		-39.794	-38.691
45°位		-25.272	-41.399		-35.930
90°位		-24.774	-36.806	-39.201	

4. 混频后的系统补偿

混频后的系统补偿无须分别测出放大器 $H_2(f)$ 和 I, Q 两支路的频率特性,可以统一考虑. 在 ISAR 系统中,若中放频率为 f_z , 带宽为 Δf_z 时,我们选取中频脉冲(中心频率为 f_z , 时间间隔 $\ll 1/\Delta f_z$)作为中放的输入信号. 此信号的频谱在中放带宽内幅度不平坦度要小于 0.1dB. 各正弦波在时间起点上相位相同,在 I, Q 两支路输入端应具有相同的幅度. 此信号在 I, Q 两支路的输出为 $I(t)$ 和 $Q(t)$, 其傅立叶变换为 $F_I(f)$ 和 $F_Q(f)$, 我们把

$$M_I(f) = 1/F_I(f) \tag{11}$$

$$M_{\phi}(f) = 1/F_{\phi}(f) \quad (12)$$

称为混频后的系统补偿因子。把在 I, Q 两支路输出的要补偿回波的傅氏变换分别乘上 $M_I(f)$ 和 $M_Q(f)$ 就实现了混频后的系统补偿。

5. 结束语

ISAR 的系统补偿顺序是首先进行混频后的系统补偿, 然后进行混频前的系统补偿。所需点目标可以用气球吊一金属球(或金属杆)来实现。

本工作得到了航空航天部第 207 研究所微波暗室同志们的大力支持, 在此表示心感谢。

参 考 文 献

- [1] 张澄波, 综合孔径雷达, 科学出版社, 北京, 1989 年, 第四章。
- [2] 孟宪德等, 逆合成孔径雷达中 STRETCH 信号畸变的分析, 哈尔滨工业大学学报, (1991)4, 58—61。
- [3] 航空航天部 207 所, 雷达目标缩比实验室介绍, 内部资料, 北京, 1989 年。

THE SYSTEM COMPENSATION OF ISAR

Meng Xiande Cao Zhidao Su Fulin

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150006)

Abstract A method for compensating the amplitude-phase distortion of ISAR system is described. This system compensation can be separated into two parts; the compensation of the system before mixing and the compensation of the system after mixing. The experimental results of the compensation in microwave dark room are given. It is shown that the method presented is effective.

Key words Inverse synthetic aperture radar (ISAR); Linear frequency modulated (LFM) signal; Amplitude-phase characteristics; System compensation