

单脉冲雷达系统通道一致性校正方法研究*

王玥** 吕明

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】在振幅和差单脉冲体制对目标进行角度测量的条件下,讨论了采用宽带信号的和差波束接收通道的幅相特性不一致。当幅度误差 <14 dB、相位误差 <0.27 rad的通道误差模型时,针对宽带信号提出了一种对和差通道幅相进行校正的算法。通过计算机仿真表明,校正后的测角精度有明显提高,满足了系统设计的要求。

关键词 单脉冲; 一致性校正; 和差波束; 角度测量

中图分类号 TN911.72 文献标识码 A

Study on the Calibration Technique between Sum and Difference Channels in Monopulse System

Wang Yue Lü Ming

(Dept. of Electronic Engineering, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract This paper discusses the inconsistency between the sum and difference channels, which will affect angle measurement if the amplitude-monopulse angle measurement technique is employed. When wide band signal is in use, the channel amplitude and phase property cannot be treated as constants, which, in fact, are variables to frequency. The amplitude and phase imbalances of monopulse sum and different channels are analyzed based on a mathematical model in which amplitude imbalance <14 dB and phase imbalance <0.27 rad. A method of calibrating amplitude and phase imbalances between the two channels is introduced along with the computer simulation results. The results prove that after calibration, the angle measurement's precision is within the system requirement.

Key words monopulse; calibration; sum and difference channels; angle measurement

在毫米波相控阵雷达系统中^[1],采用单脉冲和差波束来得到目标的角位置信息,角误差信息可以作为伺服系统的输入来控制天线波束的指向,使雷达对目标作闭环跟踪或作为目标偏离天线波束的开环指示。

要得到角误差的信息,就要对和差波束接收机的输出信号作归一化处理,并将归一化的和差波束信号转化为目标偏离波束的角度。由于各种因素的影响,常导致两通道的幅相特性不一致,这样利用和差波束信号的归一化值来求角误差就产生了误差。如果通道的不一致使测角误差超过了精度允许的范围,就必须予以校正。

1 测角方案

如图1所示,两个子天线阵的阵中心相距为 $D/2$,接收来自 q 方向的信号时其相位差是^[2]:

$$f = \frac{2\pi D \sin(q)}{l} \quad (1)$$

2002年9月25日收稿

* 总装备部十五预研基金资助项目

** 女 24岁 硕士生 主要从事宽带数字信号处理、阵列信号处理方面的研究

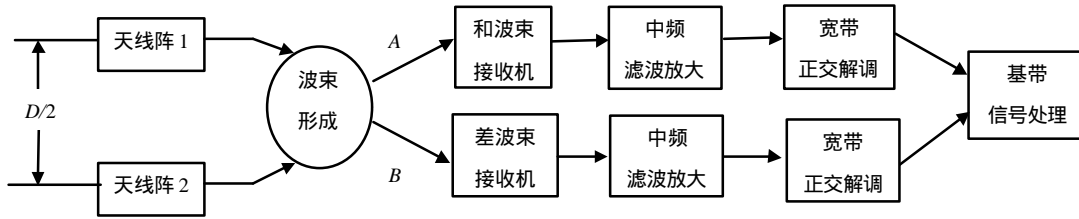


图1 和差波束接收通道示意图

设此时天线波束指向为 q_0 ，目标位置 $q = q_0 + \Delta q$ 。没有误差时，得到和差波束归一化比值为

$$K(q) = \frac{F_{\Delta}}{F_{\Sigma}} = \tan \frac{\pi D \cos q_0 \Delta q}{l} \quad (2)$$

有误差时，用 k_1 和 k_2 代表两通道的幅相失真，则归一化比值为

$$K'(q) = \frac{F'_{\Delta}}{F'_{\Sigma}} = \tan \frac{\pi D \cos q_0 \Delta q}{l} \frac{k_1}{k_2} \quad (3)$$

当相控阵雷达对目标进行连续跟踪时，可以在大部分时间内将目标维持在波束最大值指向 q_0 的附近，由式(2)可得到理想情况下的角误差信号

$$\Delta q = \frac{l K(q)}{\pi D \cos(q_0)} \quad (4)$$

由式(3)可得到在误差情况下的角误差信号

$$\Delta q' = \frac{l K'(q)}{\pi D \cos(q_0)} \frac{k_2}{k_1} \quad (5)$$

由此可见，角误差信号 Δq 直接受到不一致性的影响。

2 不一致性校正

2.1 校正原理

对于窄带信号，可将幅相不一致视为载频的增益和相位的失真。但对讨论的宽带雷达系统，幅相失真则应考虑在整个接收频带内的变化。虽然不一致出现在整个接收通道的任何地方，但根据线性系统理论，仍可以将四个通道的不一致用4个子系统 $H_1(w)$ 、 $H_2(w)$ 、 $H_3(w)$ 、 $H_4(w)$ 来模拟。其原因是在射频和中频带由于信号的带宽相对于信号的中心频率很小，可以将前端的幅相误差近似地认为是常数，将误差特性随频率(或时间)变化的部分等效到基带来模拟。在实际信道中，由接收机混频等带来的不一致性比 I 、 Q 通道的要大，但是在校正时可以一起考虑。

如图2所示， $A_I(w)$ 、 $A_Q(w)$ 、 $B_I(w)$ 、 $B_Q(w)$ 分别是和差波束解调以后的 I 、 Q 通道的信号表达式。在分别经过4个子系统以后，得到4个输出信号 $A_I(w)H_1(w)$ 、 $A_Q(w)H_2(w)$ 、 $B_I(w)H_3(w)$ 、 $B_Q(w)H_4(w)$ ，其中：

$$H_1(w) = a(w) \exp[j\mathbf{a}(w)]$$

$$H_2(w) = b(w) \exp[j\mathbf{b}(w)]$$

$$H_3(w) = c(w) \exp[j\mathbf{a}_1(w)]$$

$$H_4(w) = d(w) \exp[j\mathbf{b}_2(w)]$$

则校正系统为

$$H_a(w) = \frac{b(w)}{a(w)} \exp[j(\mathbf{b}(w) - \mathbf{a}(w))] \quad (6)$$

$$H_d(w) = \frac{d(w)}{c(w)} \exp[j(\mathbf{b}_1(w) - \mathbf{a}_1(w))] \quad (7)$$

$$H_b(w) = H_c(w) = \frac{d(w)}{b(w)} \exp[j(\mathbf{b}_1(w) - \mathbf{b}(w))] \quad (8)$$

经校正后 F 、 G 、 H 、 D 4 处的输出信号分别为：

$$F : A_I(\omega)d(\omega)\exp[jb_1(\omega)]$$

$$G : A_Q(\omega)d(\omega)\exp[jb_1(\omega)]$$

$$H : B_I(\omega)d(\omega)\exp[jb_1(\omega)]$$

$$D : B_Q(\omega)d(\omega)\exp[jb_1(\omega)]$$

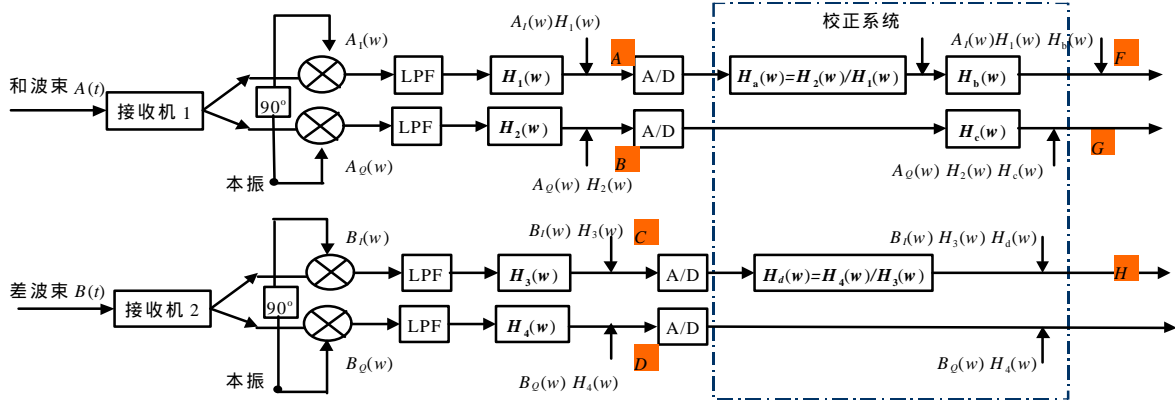


图2 校正原理图

这样的信号形式虽然不是理想情况下得到的 $A_I(\omega)$ 、 $A_Q(\omega)$ 、 $B_I(\omega)$ 、 $B_Q(\omega)$ ，但提取角误差信息所需要的只是二者的比值，而不是单一的值。在求比值的情况下，就可以将相同的比例因子消去了。

2.2 校正算法

校正的算法很多，大体分为两类：

- 1) 在线校正^[3]；
- 2) 离线校正。

在线多用自适应算法；离线情况下算法有很多种，如用2PFIR滤波器进行校正、求最小二乘解、Hilbert变换法等^[4,5]。

离线校正的几种算法都是在对正交解调 I 、 Q 通道幅相不一致进行校正时提出来的。经过改进以后可以用在宽带雷达系统和差通道的不一致性校正中。由仿真结果得知，由于采用离线校正的方法，在每一个频率点 ω_i 都要进行一次校正，对于一个采样率 $f_s=300$ MHz 的信号，要用 $f_s=3 \times 10^4$ 次校正算法才可以得到误差系统在带宽 140 MHz 内的全部信息。在用 Matlab 进行仿真时运算量很大也很耗时。

本文的校正采用 Hilbert 离线校正法，其原理如下(用一路和信号作为例子)：

和波束中频 I 、 Q 两路信号解调后分别可以表示为

$$A_I(t) = \frac{k_i I(t) \cos[q(t) + f_i]}{2} \tag{9}$$

$$A_Q(t) = \frac{k_q Q(t) \sin[q(t) + f_q]}{2} \tag{10}$$

式中 k_i 、 k_q 、 f_i 、 f_q 分别是通道不一致的幅度和相位偏移，它们都是频率的函数。当信号为窄带的时候，就可以看成常数，宽带时则不行。再将 $A_Q(t)$ 表示为

$$A_Q(t) = \frac{k_Q Q(t) \cos[q(t) + f_i + (f_q - f_i) - (\pi/2)]}{2} \tag{11}$$

$$F[A_Q(t)] = \frac{k_Q F\{Q(t) \cos[q(t) + f_i + (f_q - f_i) - (\pi/2)]\}}{2} \tag{12}$$

$$F[A_I(t)] = \frac{k_i F[I(t) \cos(q(t) + f_i)]}{2} \tag{13}$$

式中 $F(\bullet)$ 代表的是函数的傅里叶变换。再利用 Hilbert 变换，令

$$Z_i(t) = \frac{k_i \{I(t) \cos(\mathbf{q}(t) + \mathbf{f}_i) + jH[I(t) \cos(\mathbf{q}(t) + \mathbf{f}_i)]\}}{2} = \frac{k_i I(t) \exp[j(\mathbf{q}(t) + \mathbf{f}_i)]}{2} \quad (14)$$

$$Z_q(t) = \frac{k_q \{Q(t) \sin(\mathbf{q}(t) + \mathbf{f}_q) + jH[Q(t) \sin(\mathbf{q}(t) + \mathbf{f}_q)]\}}{2} = \frac{k_q Q(t) \exp[j(\mathbf{q}(t) + \mathbf{f}_q)]}{2} \quad (15)$$

将 $Z_i(t)$ 、 $Z_q(t)$ 取傅里叶变换后相比, 得到

$$\frac{Z_q(f)}{Z_i(f)} = R \exp \left[j(\mathbf{f}_q - \mathbf{f}_i) - \frac{\pi}{2} \right] \quad (16)$$

式中 $R = k_q / k_i$ 。改变 f 的取值, 就可以得到误差系统在所需频带内的幅相特性。

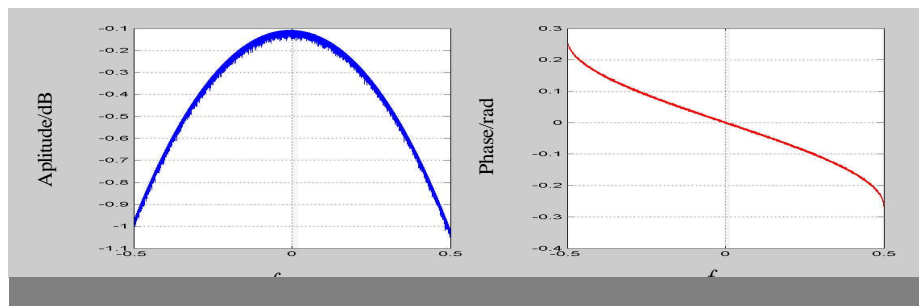
3 计算机仿真

3.1 信号形式

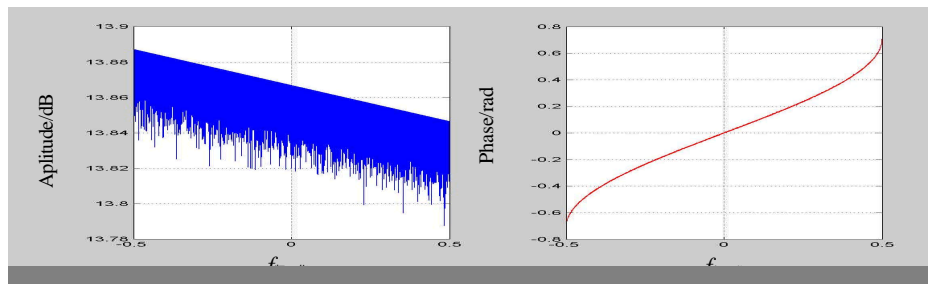
仿真采用线性调频信号, 脉宽 $100 \mu\text{s}$ 、PRF=1 kHz、 $I=8.8 \text{ mm}$ 、带宽 140 MHz、采样率 300 MHz。相控阵雷达阵元数为 256, 天线波束宽度为 0.6° 。

3.2 通道不一致模型

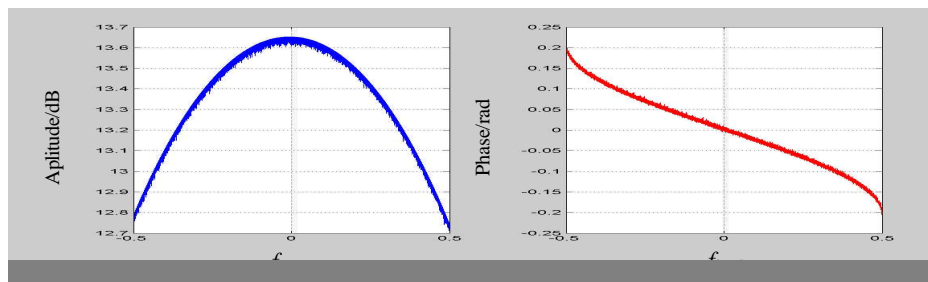
如前所述, 宽带系统中的幅相误差是随频率变化而变化的。在建立误差系统模型时, 参考成对回波理论, 采用线性系统失真分析方法, 考虑用高斯函数对误差通道建模。如图3所示, 以第一通道为基准, 其余通道的幅相特性与之相比得到 a、b、c 3 个分图(用 Amplitude 和 Phase 分别表示幅度和相位比较, 频率用归一化频率 f 表示)。满足和差通道幅度误差 $< 14 \text{ dB}$, 相位误差 $< 0.27 \text{ rad}$ 。



(a) 和通道Q路与I路相比的幅相特性



(b) 差通道I路与和通道I路相比的幅相特性



(c) 差通道Q路与和通道I路相比的幅相特性

图3 频率 f 归一化时通道不一致幅相特性

3.3 测角及仿真结果分析

在上述条件下仿真结果如表1所示, Δq 是无误差时的角度, Δq_1 是有误差时的测角, Δq_2 是有误差但经过校正后的测角; error1是有误差时的测角误差, error2 是有误差但经校正后的测角误差。

受误差系统的影响, 不经过校正的测角误差都超过了系统允许的精度范围0.1 mrad。而采用了校正算法以后的测角误差在0.1 mrad以内, 满足系统的要求。

表1 测角仿真结果

试验次数	Δq /rad	Δq_1 /rad	Δq_2 /rad	error1/ mrad	error2/mrad
1	1.707×10^{-4}	0.000 8	1.711×10^{-4}	0.066 6	0.000 4
2	2.844×10^{-4}	0.001 4	2.852×10^{-4}	1.112 0	0.000 8
3	5.120×10^{-4}	0.002 5	5.144×10^{-4}	1.990 0	0.002 4
4	6.258×10^{-4}	0.003 1	6.298×10^{-4}	2.470 0	0.004 0
5	7.396×10^{-4}	0.003 6	7.459×10^{-4}	2.860 0	0.006 3
6	8.533×10^{-4}	0.004 2	8.627×10^{-4}	3.350 0	0.009 4
7	9.671×10^{-4}	0.004 8	9.804×10^{-4}	3.830 0	0.013 3
8	10.814×10^{-4}	0.005 4	10.991×10^{-4}	4.290 0	0.018 0
9	11.952×10^{-4}	0.006 0	12.19×10^{-4}	4.760 0	0.024 3

4 结 束 语

利用Hilbert离线校正的方法对相控阵雷达系统的和差通道的幅相误差进行校正, 取得了较好的校正效果, 校正以后的测量误差在系统的精度允许范围以内。精度高是离线校正的优势所在, 但需要注入测试信号, 因而其应用受到一定限制。

参 考 文 献

- 1 向敬成, 张明友. 雷达系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001
- 2 张光义. 相控阵雷达系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1994
- 3 Roger A G. Quadrature receiver mismatch calibration [J]. IEEE Trans.Signal Processing, 1999, 47(11), 3 130-3 133
- 4 刘光平, 黎向阳, 梁甸农, 等. 超宽带信号正交解调误差分析[J]. 国防科技大学学报, 1999, 4(21): 67-70
- 5 Lee J P Y. Wide band I/Q demodulators: measure technique and matching characteristics[J]. IEEE Proc-Radar, Sonar Naving, 1996, 143(5), 300-306

编 辑 刘文珍

· 成果与专利 ·

一种辐射式水负载

辐射式水负载让波导内传输的微波通过波导终端的辐射口向外辐射, 利用直接连接在辐射口上的水室中的水来吸收微波。水室由复盖在辐射口中的介质江板与金属空腔构成, 水的密封采用密封橡皮圈完成, 因而可以做到不破损、无粘结、不漏水、功率容量大, 同时使水负载实现小型化。

· 文 争 ·