

李喆,何平,潘新民,等. 2015. 风廓线雷达回波强度和速度标定问题研究. 气象, 41(8):1023-1027.

风廓线雷达回波强度和速度标定问题研究^{*}

李 喆¹ 何 平¹ 潘新民² 高玉春¹ 吴 蕾¹

1 中国气象局气象探测中心,北京 100081

2 河南省大气探测技术保障中心,郑州 450003

提 要: 文章讨论了风廓线雷达标定系统中的两个问题。首先,在风廓线雷达回波强度标定原理的基础上,依据雷达气象方程,分析了发射功率变化和接收机增益变化对回波强度测量精度的影响,提出了通过实时测量每个脉冲重复周期内发射采样脉冲功率和回波功率在数字中频接收机的输出值,改善回波强度测量精度的方法。其次,在风廓线雷达速度标定原理的基础上,分析了速度标定中因 I/Q 信号的幅度、相位不平衡造成的镜像谱分量,提出了一种基于信号时域统计特性的订正方法,并利用 I/Q 信号数学模型进行了仿真实验,结果表明,该方法可以有效抑制 I/Q 信号幅相不平衡产生的镜像谱分量。

关键词: 风廓线雷达, 标定, 回波强度, 速度, 幅相不平衡

中图分类号: P412, P415

文献标志码: A

doi: 10.7519/j.issn.1000-0526.2015.08.012

Research on Calibration of Echo Intensity and Velocity for Wind-Profiling Radar

LI Zhe¹ HE Ping¹ PAN Xinmin² GAO Yuchun¹ WU Lei¹

1 Meteorological Observation Centre of CMA, Beijing 100081

2 Henan Provincial Atmospheric Observation Technical Support Center, Zhengzhou 450003

Abstract: This paper discusses two problems on calibration of wind-profiling radar. Firstly, based on the calibration principle of echo intensity, it analyzes the effect of variations in transmitted power and receiver gain on measurement accuracy of echo intensity using weather radar equation. In addition, it puts forward a method to improve measurement accuracy of echo intensity by measuring sampled transmitted pulse and backscattered power at the output of digital receiver during each pulse repetition time. Secondly, according to calibration principle of velocity, it analyzes the image spectral component caused by imbalance in amplitude and phase of I/Q signals in velocity calibration. Moreover, it presents a correction method based on statistical characteristics of time domain signals. What's more, simulation experiment is conducted using mathematic models for I/Q signals. And the result shows that this method can suppress the image spectral component effectively.

Key words: wind-profiling radar, calibration, echo intensity, velocity, imbalance in amplitude and phase

引 言

风廓线雷达是利用大气湍流对电磁波的散射作用对大气风场等物理量进行探测的一种遥感设备。

风廓线雷达观测网的建立弥补了常规高空探测站网空间密度和观测时次上的不足,在中小尺度灾害性天气的监测中发挥了重要作用(何平,2006;董丽萍等,2014;王令等,2014)。由于风廓线雷达回波信号非常微弱,具有明显的随机起伏涨落,且多普勒频移

* 国家自然科学基金项目(41375040)资助

2014年2月20日收稿; 2014年11月21日收修定稿

第一作者:李喆,主要从事气象雷达技术研究. Email: lizhe0906@163.com

相对较小,因此,为保证风廓线雷达的定量测量精度,从随机涨落的回波信号中提取有用的气象信息,有必要对风廓线雷达系统进行标定。近年来,张沛源等(2001)和潘新民等(2002;2010a;2010b)介绍了新一代天气雷达回波强度标定原理,描述了利用测试信号,根据雷达气象方程计算出回波强度理论值和测量值的差值进行在线订正的方法。潘新民等(2010c)介绍了利用变化注入信号相位或频率对新一代天气雷达的速度进行标定的方法。这些方法对于风廓线雷达的回波强度和速度标定具有借鉴和指导意义,有利于减小风廓线雷达的测量误差,提高探测数据可靠性。

本文第一部分介绍了目前国内风廓线雷达回波强度的标定原理,借助天气雷达的标定方法,提出了在每个脉冲重复周期内,实时测量发射采样脉冲功率和回波功率在数字中频接收机的输出值的方法。采用该方法可以补偿发射机中固态功率放大器以及接收机中低噪声放大器、中频放大器等有源器件产生的增益漂移,改善回波强度的测量精度。本文第二部分介绍了风廓线雷达的速度标定原理,针对速度标定中经常出现的镜像谱分量现象建立了 I/Q 信号的数学模型,分析了 I/Q 信号幅相不平衡对速度测量的影响,并介绍了一种基于信号时域统计特性的订正方法,通过仿真实验证明该方法能够有效抑制镜像谱分量,对保证风廓线雷达的数据质量有一定的意义。

1 回波强度标定

1.1 标定原理与误差分析

集中式风廓线雷达标定原理框图如图 1 所示。为便于分析,定义参考平面 1 为天线端口,参考平面 2 为发射机输出端口,参考平面 3 为接收机低噪声放大器(LNA)输入端口,参考平面 4 为数字中频接收机输出端口。在实际标定过程中,回波功率的测量值往往是在数字中频接收机输出端而非天线端口获得的,因此需要把接收机增益和由于接收机有限带宽而造成的功率损失考虑在内。由雷达气象方程(Bringi et al, 2001; Doviak et al, 1993),在参考平面 4 测量的回波功率 P_m 为

$$P_m = \frac{C\eta}{r_0^2} \quad (1)$$

式中, r_0 为气象目标的距离, η 为反射率,在风廓线雷达中定义为

$$\eta = 0.38C_n^2\lambda^{-\frac{1}{3}} \quad (2)$$

式中, C_n^2 为大气折射率结构常数。式(1)中雷达常数

$$C = \left(\frac{c}{1024\pi^2 \ln 2}\right)(\lambda^2 P_t \tau)(G_0^2 \theta \phi) \left(\frac{G_r}{l_r}\right) \quad (3)$$

由四项组成,其中第一项为常数项, c 为真空中的光

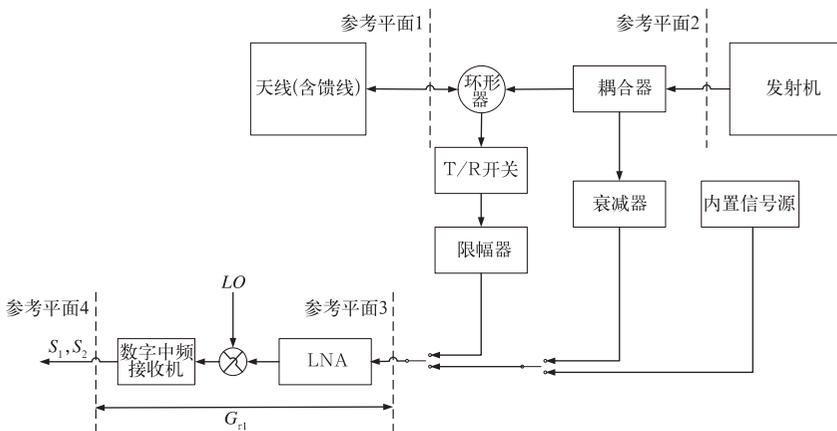


图 1 集中式风廓线雷达标定原理框图

Fig. 1 Block diagram for calibration of centralized wind-profiling radar

速;第二项为发射机参数, λ 为发射波长, P_t 为定义在参考平面 1 的发射脉冲功率, τ 为发射脉冲宽度;第三项为实测的天线参数, G_0 为天线增益, θ 、 ϕ 分别为天线 H 面和 E 面波束宽度;第四项为接收机参

数, G_r 定义为从参考平面 1 经环形器、T/R 开关至参考平面 4 的接收机增益, l_r 为接收机有限带宽损失因子。

在式(3)中, λ 、 τ 、 G_0 、 θ 、 ϕ 、 l_r 在雷达工作中基本

保持不变,因此影响回波强度测量精度的因素主要是 P_t 和 G_r 。风廓线雷达采用固态发射机和数字中频接收机体制,受温度变化影响较大。当环境温度、电源电压或电路工作参数发生变化时,有源微波器件如固态功率放大器和低噪声放大器等容易产生增益漂移,表现为 P_t 和 G_r 的变化引起回波功率 P_m 的变化,最终导致反射率 η 的测量误差,而这类误差往往难以在雷达产品数据中发现。

传统的回波强度标定方法是从参考平面 3 注入固定功率的连续波(CW)测试信号,根据实测发射功率和固定距离库计算出回波强度理论值和测量值的差值进行在线订正,即用前一个扫描周期标定出的回波强度测量误差订正后一个扫描周期的回波强度测量值。对于业务中采用五波束扫描的风廓线雷达,扫描周期为 5 min,如果在扫描周期内,CW 测试信号功率和接收机增益发生变化,则有可能对回波强度进行错误订正,导致回波强度测量误差增大。

1.2 提高回波强度标定精度的方法

1.2.1 补偿发射功率变化

对于发射功率变化,可以采用硬件和软件两种方法补偿。硬件上,在固态功率放大器中采用增益-温度补偿技术,当环境温度变化时,调整固态功率放大器的输出电压和电流,减小增益漂移,保持发射功率电平稳定在 ± 1 dB 之内。软件上,可以通过在线监测发射功率,当监测到发射功率有变化时,在线修正发射功率的测量值,保证回波强度的测量精度。

1.2.2 补偿接收机增益变化

由于目前国内的风廓线雷达接收机中 LNA 端口注入的测试信号功率尚无实时监测功能,因此一旦测试信号功率或接收机增益发生变化,将使得回波强度测量值得到错误校正,直接导致回波强度测量误差。为解决这一问题,可以利用收发通道内的实时标定环路来补偿接收机增益变化,方法如下所述。在每个脉冲重复周期内,将发射机输出信号经过耦合、衰减,从参考平面 3 注入接收机中,将该采样信号按照时间顺序加以记录并保存。如图 1 所示,在参考平面 4,采样脉冲的功率测量值 S_1 可以表示为

$$S_1 = P_t + L_{21} - L_{23} + G_{r1} \quad (4)$$

而后向散射的实际大气回波功率的测量值 S_2 可以表示为

$$S_2 = P_r - L_{13} + G_{r1} \quad (5)$$

式(4)、式(5)中各参数均已换算成 dB 单位,发射功率 P_t 和回波功率 P_r 都是在参考平面 1 的测量值, G_{r1} 为从参考平面 3 到参考平面 4 的增益,用 L_{ij} 表示从参考平面 i 到参考平面 j 之间的损耗值(L_{ij} 为正数),则 L_{21} 为从参考平面 2 到参考平面 1 的损耗, L_{23} 为从参考平面 2 经耦合器、衰减器到参考平面 3 的损耗, L_{13} 为从参考平面 1 经环形器、T/R 开关到参考平面 3 的损耗。目前国内风廓线雷达的脉冲重复周期范围为 20~100 μ s,在如此短暂的脉冲重复周期内,可以认为 G_{r1} 基本不变。由式(1)、(3)可知,

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{c}{1024\pi^2 \ln 2} \right) (\lambda^2 \tau) (G_0^2 \theta \phi) \frac{\eta}{r_0^2} = \frac{C_1 \eta}{r_0^2} \quad (6)$$

C_1 为不含发射功率的雷达常数,由式(6), η 与 P_r/P_t 成正比。若将式(4)与式(5)相减,可得

$$P_r - P_t = S_2 - S_1 + L_{13} + L_{21} - L_{23} \quad (7)$$

式(7)中各参数均采用 dB 单位。

不难发现, G_{r1} 从式(4)、式(5)中对消掉,将式(7)代入式(6),即可得到

$$\eta(\text{dB}) = (S_2 - S_1 + L_{13} + L_{21} - L_{23}) + 20\log_{10} r_0 - 10\log_{10} C_1 \quad (8)$$

由于式(8)中已不含发射功率和接收机增益项,因此,采用该方法可以补偿发射机中固态功率放大器以及接收机中低噪声放大器、中频放大器等有源器件产生的增益漂移,保证了回波强度的测量精度。

2 速度标定

2.1 标定原理

风廓线雷达速度标定主要采用变化注入信号相位(简称“移相法”)或频率(简称“频偏法”)的方法。当采用移相法时,将图 1 中内置信号源输出的 CW 测试信号经移相器变化相位 $\Delta\varphi$ 后从参考平面 3 注入接收机,需要注意的是,由于风廓线雷达采用时域相干积累技术,因此采样时间 $T_s = N_{\text{coh}} \cdot PRT$, N_{coh} 为时域相干积累次数, PRT 为脉冲重复周期,则速度的理论值为

$$V = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \frac{\Delta\varphi}{T_s} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \frac{\Delta\varphi}{N_{\text{coh}} \cdot PRT} \quad (9)$$

当采用频偏法时,利用机外信号源输出频率为 $f_c + f_d$ 的测试信号,从参考平面 3 注入接收机, f_c 为雷达工作频率, f_d 为频偏量,则速度的理论值为 $V = (\lambda \cdot f_d)/2$ 。

2.2 速度标定中的镜像谱现象分析

在风廓线雷达速度标定时,功率谱中经常会出现与真实速度关于零频对称的镜像谱分量,如图 2 所示,真实速度为 $v=4.04 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$,但在 $v=-4.04 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 处出现了镜像谱分量,下面就对该镜像谱分量产生的原因做一下理论分析。

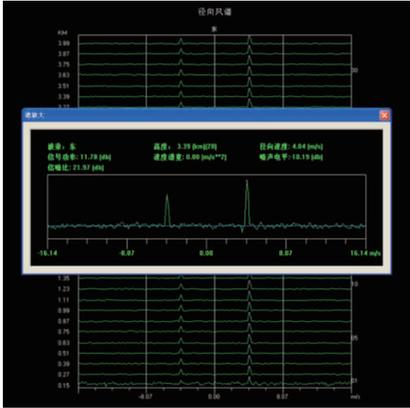


图 2 功率谱中的镜像谱分量

Fig. 2 Image spectral component in power spectrum

理想情况下,数字中频接收机输出的等幅正交 I/Q 信号(Skolnik, 1990)分别为

$$I_0(n) = \cos(2\pi f_d n \Delta t) \quad (10)$$

$$Q_0(n) = \sin(2\pi f_d n \Delta t) \quad (11)$$

式中, f_d 代表大气运动的多普勒频移。为简化分析,将 I/Q 信号的幅度作归一化处理,且相位为零;并以 I 通道为基准,令幅度和相位不平衡均出现在 Q 通道中。实际情况下,数字中频接收机输出的 I/Q 信号分别为

$$I_1(n) = \cos(2\pi f_d n \Delta t) + \beta_1 \quad (12)$$

$$Q_1(n) = \alpha \sin(2\pi f_d n \Delta t + \varphi) + \beta_2 \quad (13)$$

式中, α, β 分别代表正交信号 $Q_1(n)$ 相对于 $I_1(n)$ 的幅度和相位误差(对于幅度相位平衡的 I、Q 信号,有 $\alpha=1, \varphi=0$), β_1 和 β_2 分别为 I、Q 通道的直流偏移量。合成的复电压信号为

$$x(n) = I_1(n) + jQ_1(n) = \cos(2\pi f_d n \Delta t) + j\alpha \sin(2\pi f_d n \Delta t + \varphi) + \beta_1 + j\beta_2 \quad (14)$$

由 Euler 公式,有

$$\begin{aligned} \cos(2\pi f_d n \Delta t) &= \frac{e^{j(2\pi f_d n \Delta t)} + e^{-j(2\pi f_d n \Delta t)}}{2}, \\ \sin(2\pi f_d n \Delta t) &= \frac{e^{j(2\pi f_d n \Delta t)} - e^{-j(2\pi f_d n \Delta t)}}{2j}, \end{aligned}$$

则

$$x(n) = \frac{1 + \alpha \cos \varphi + j\alpha \sin \varphi}{2} \cdot e^{j(2\pi f_d n \Delta t)} + \frac{1 - \alpha \cos \varphi + j\alpha \sin \varphi}{2} \cdot e^{-j(2\pi f_d n \Delta t)} + \beta_1 + j\beta_2 \quad (15)$$

由式(15)可知,大气湍流回波经过幅度相位不平衡的 I、Q 通道后,输出的信号功率谱中除了真实的谱分量 $X(f_d) = \frac{1 + \alpha \cos \varphi + j\alpha \sin \varphi}{2}$ 外,还产生了镜像谱分量 $X(-f_d) = \frac{1 - \alpha \cos \varphi + j\alpha \sin \varphi}{2}$ 和直流分量 $X(0) = \beta_1 + j\beta_2$,如图 2 所示。

2.3 抑制镜像谱的方法

直流偏移量为 $\beta_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N I(n)$, $\beta_2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Q(n)$,因此,I、Q 通道信号经过“去直流”处理,即可分别消除 β_1 和 β_2 ,得到

$$I_2(n) = \cos(2\pi f_d n \Delta t),$$

$$Q_2(n) = \alpha \sin(2\pi f_d n \Delta t + \varphi)$$

$I_2(n), Q_2(n)$ 与 $I_0(n), Q_0(n)$ 的关系可以通过矩阵 C 来描述(Ellingson, 2003),即

$$\begin{bmatrix} I_2(n) \\ Q_2(n) \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} I_0(n) \\ Q_0(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \alpha \sin \varphi & \alpha \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0(n) \\ Q_0(n) \end{bmatrix} \quad (16)$$

式(16)等式两边同乘以 C^{-1} ,得

$$\begin{bmatrix} I_0(n) \\ Q_0(n) \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} I_2(n) \\ Q_2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\text{tg} \varphi & \frac{1}{\alpha \cos \varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2(n) \\ Q_2(n) \end{bmatrix} \quad (17)$$

只要找到 α 和 φ ,就可以获得订正矩阵 C^{-1} 中的未知元素。由

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Q_2^2(n) &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \alpha^2 \sin^2(2\pi f_d n \Delta t + \varphi) = \\ &= \frac{\alpha^2}{2} \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{1 - \cos[2(2\pi f_d n \Delta t + \varphi)]\} = \frac{\alpha^2}{2} \end{aligned} \quad (18)$$

可得

$$\alpha = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{n=1}^N Q_2^2(n)} \quad (19)$$

同理,由

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [I_2(n)Q_2(n)] = \frac{\alpha \sin \varphi}{2} \quad (20)$$

可得

$$\varphi = \arcsin \left\{ \frac{2}{N\alpha} \sum_{n=1}^N [I_2(n)Q_2(n)] \right\} \quad (21)$$

将式(19)、式(21)代入式(17),可得订正矩阵 C^{-1} 中的未知元素。在信号处理器中利用订正矩阵 C^{-1} 对 I/Q 数据进行订正,即可抑制甚至消除速度标定中的镜像谱分量。

2.4 仿真实验

在 MATLAB 软件中设置仿真参数如下:风廓线雷达工作频率 1290 MHz,采样频率 $f_s = 1000$ Hz,FFT 点数 256, I/Q 数据量为 4096,多普勒频率 100 Hz, $I_2(n) = \cos(2\pi \cdot 100 \cdot n\Delta t)$, $Q_2(n) = 0.9 \sin(2\pi \cdot 100 \cdot n\Delta t + 0.5)$,则多普勒速度理论值 $V = 11.6 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 。如图 3 所示,订正前在 $-11.6 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 处存在镜像谱分量,订正后镜像谱分量消失,证明该订正方法是有效的。

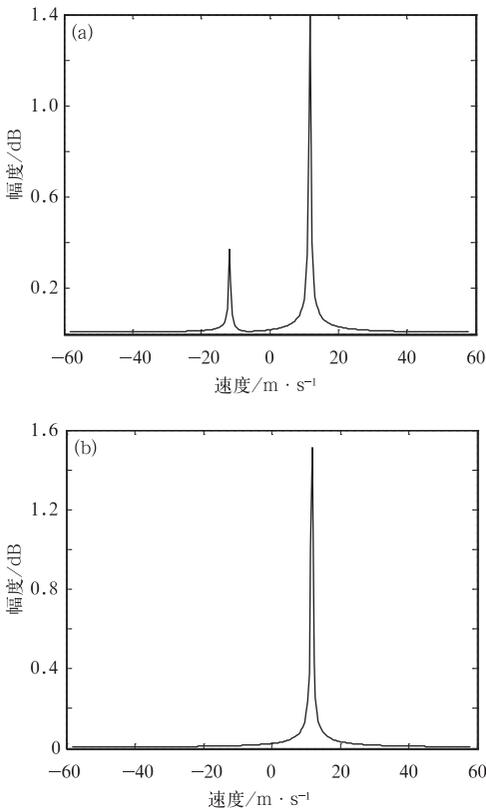


图 3 I/Q 信号订正前(a)和订正(b)后的功率谱

Fig. 3 Power spectrum of I/Q signals before (a) and after (b) correction

3 结 论

本文研究了风廓线雷达标定系统中的两个问题。首先,介绍了风廓线雷达回波强度的标定原理,根据雷达气象方程,分析了发射功率变化和接收机增益变化对回波强度测量精度的影响,并借助天气雷达的标定方法,提出了通过实时测量每个脉冲重复周期内发射采样脉冲功率和回波功率在数字中频接收机的输出值,改善回波强度测量精度的方法。其次,介绍了风廓线雷达速度标定原理,分析了 I/Q 信号的幅度、相位不平衡对速度测量的影响,提出了一种基于信号时域统计特性的订正方法,并利用 I/Q 信号数学模型进行了仿真实验。结果表明,该方法可以有效抑制 I/Q 信号幅相不平衡产生的镜像谱分量。由于目前试验条件限制,实际风廓线雷达精确标定结果将在下一步工作中完善。

参考文献

- 董丽萍,吴蕾,王令,等. 2014. 风廓线雷达组网资料初步对比分析. 气象, 40(9):1145-1151.
- 何平. 2006. 相控阵风廓线雷达. 北京:气象出版社.
- 潘新民,柴秀梅,崔柄俭,等. 2010a. CINRAD/SB 雷达回波强度定标调校方法. 应用气象学报, 21(6):739-746.
- 潘新民,柴秀梅,黄跃青,等. 2010b. CINRAD/SA&SB 回波强度定标故障的诊断分析和解决方法. 气象, 36(12):122-127.
- 潘新民,柴秀梅,徐俊领,等. 2010c. 新一代天气雷达测速定标精度检查方法. 气象科技, 38(2):214-221.
- 潘新民,汤志亚. 2002. 天气雷达接收功率标定的检验方法探讨. 气象, 28(4):34-37.
- 王令,王国荣,古月,等. 2014. 风廓线雷达垂直径向速度应用初探. 气象, 40(3):290-296.
- 张沛源,周海光,梁海河,等. 2001. 数字化天气雷达定标中应注意的一些问题. 气象, 27(6):27-32.
- Bringi V N, Chandrasekar V. 2001. Polarimetric Doppler Weather Radar: Principles and Applications. Cambridge: Cambridge University Press, 294-316.
- Doviak R J, Zrnic D S. 1993. Doppler Radar and Weather Observations. San Diego: Academic Press, 145-158.
- Ellingson S W. 2003. Correcting I-Q Imbalance in Direct Conversion Receivers.
- Skolnik M I. 1990. Radar Handbook. Boston: McGraw-Hill Press.
- Vega M A, Chandrasekar V, Nguyen C, et al. 2012. Calibration of the NASA Dual-Frequency, Dual-Polarized, Doppler Radar. 2012 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Munich, IEEE Geoscience and Remote Sensing Society, 4625-4628.