

提高多普勒天气雷达晴空探测能力的一种方法*

葛润生 朱晓燕 姜海燕

(中国气象科学研究院, 北京 100081)

提 要

该文通过对晴空大气返回信号特性的分析, 提出采用相干累积技术, 有可能提高多普勒天气雷达探测晴空大气的能力, 具体测算了提高探测能力的限度, 并对雷达信号处理器适应晴空探测进行了改进设计.

关键词: 多普勒天气雷达 相干累积 晴空大气

引 言

提高多普勒天气雷达探测能力, 获取更大范围内晴空风场的信息, 一直是雷达气象学家和中尺度气象研究者的愿望. Doviak^[1]、葛润生^[2]等曾对所使用的多普勒天气雷达探测能力进行过估算, 在暖湿气团控制的夏季, 雷达探测晴空回波的距离可以达到 50~100 km, 实际的观测也表明了这一点. 现已在美国布网业务使用的 WSR-88D 及国内将要布网使用的新一代天气雷达, 其探测能力和上述雷达的探测能力相当, 有无可能在现有雷达的基础上, 进一步提高其探测晴空大气回波的能力呢? 回答是肯定的. 由于信号处理技术的发展, 用于晴空大气中风廓线观测的风廓线雷达, 其整机的最小可发射功率已达到 -150dBm^[3], 这种技术在多普勒天气雷达上的应用, 有可能提高多普勒天气雷达探测晴空大气回波的能力. 多普勒天气雷达探测晴空大气回波能力提高的程度, 受到雷达使用的波长和晴空大气返回信号特性的限制, 本文通过理论分析, 认为在现有多普勒天气雷达设备的硬件基础上, 改进对信号处理的方法, 在探测晴空大气时, 有可能提高其探测晴空大气回波能力 9~12dB, 扩大获取晴空大气风场信息的范围.

1 晴空大气返回信号的特征

1.1 晴空大气回波的散射截面

晴空大气回波信号主要是大气中折射指数的起伏对电磁波的散射所致. 湍流介质对电磁波的散射已有较多的学者进行过研究^[4], 在局地均匀各向同性湍流的惯性子区内, 其单位体积的散射截面为:

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

* 本文得到国家重点基础研究项目“我国重大天气灾害的形成机理和预测理论研究”的资助. 1999-07-07 收到, 1999-08-10 收到修改稿.

式中 λ 为入射电磁波的波长(单位为 m), C_n^2 值为大气折射率结构常数(单位为 $\text{m}^{-2/3}$, η 的单位为 m^{-1}). C_n^2 值的大小直接反映了大气对电磁波散射能力的强弱.

很多学者对大气折射率结构常数进行了测量和研究^[5], 1966 年美国标准局建议对低对流层内大气折射率结构常数随高度 h 的分布可采用:

$$C_n^2 = 1.87 \times 10^{-15} \exp\left(-\frac{h}{2000}\right) \quad (2)$$

来表示, 式中 h 的单位为 m. Doviak^[6] 于 1984 年根据美国科罗拉多州冬半年观测资料, 提出 C_n^2 的中值随高度 h 的分布可用:

$$C_n^2 = 3.9 \times 10^{-15} \exp\left(-\frac{h}{2}\right) \quad (3)$$

来描述, 式中 h 的单位为 km. 实测的 C_n^2 变化很大, 随季节、地点的不同可相差几个量级. 在海洋性暖湿气团控制时, 低层大气中 C_n^2 值将有较大幅度的增加^[7], 其值可达 $10^{-12} \sim 10^{-13} \text{m}^{-2/3}$.

为与降水回波信号的强度作比较, 引进湍流散射的等效反射率因子:

$$Z_{eT} = \frac{\eta \lambda^4}{\pi^5 |k|^2} = \frac{0.38 C_n^2 \lambda^3}{\pi^5 |k|^2} \quad (4)$$

式中, $|k|^2 = \left| \frac{M^2 - 1}{M^2 + 1} \right|^2$, 对水滴来讲通常取 0.93, M 为水的复折射指数, Z_{eT} 的单位用 mm^6/m^3 , 与降水回波强度的单位相同. 表 1 给出了 S 波段(10.7 cm)和 C 波段(5.66 cm)雷达探测时, 大气湍流散射的等效回波强度(等效反射率因子 Z_{eT})和 C_n^2 值的对照表.

表 1 大气中 C_n^2 值与其对应的等效反射率因子 Z_{eT}

$C_n^2(\text{m}^{-2/3})$	10^{-12}	10^{-13}	10^{-14}	10^{-15}
S 波段	- 14.3	- 24.3	- 34.3	- 44.3
C 波段	- 24.4	- 34.4	- 44.4	- 54.4

从表 1 中可以看到, 晴空大气回波强度非常弱, 即使在强的 C_n^2 值情况下, 其 S 波段回波等效反射率因子比一般的浓积云(约 10 dBZ)和钩卷云(约 5 dBZ)要小 20 多分贝, 对 C 波段来讲就更小.

1.2 晴空大气回波信号的相干特性

通常, 无规散射的回波信号(包括气象回波信号)的功率谱密度随频移的分布可以用高斯分布来描述, 大气中湍流散射回波信号的功率谱密度分布可表示为:

$$S(f) = S_0 e^{-\frac{(f-f_0)^2}{\sigma_f^2}} \quad (5)$$

f_0 是平均多普勒频移, 也是功率谱密度分布的一阶矩, σ_f 为谱宽, 即为功率谱分布二阶矩的平方根. 经傅立叶变换的逆转换, 回波信号的归一化自相关函数为:

$$R(\tau) = e^{-2(\pi\sigma_f\tau)^2} \quad (6)$$

多普勒频移与径向速度之间的关系为 $f = \frac{2V_r}{\lambda}$, σ_f 与 σ_{V_r} 之间存在着相类似的关系 $\sigma_f =$

$\frac{2\sigma_{V_r}}{\lambda}$, 式(6)可改写为用 σ_{V_r} 表示:

$$R(\tau) = e^{-8(\pi\sigma_{V_r}\tau/\lambda)^2} \quad (7)$$

设归一化自相关函数 $R(\tau)$ 当 $\frac{1}{e} = 0.3679$ 时的 τ 为 τ_0 , τ_0 定义为回波信号的“退相关时间”, 可以认为在 τ_0 时间间隔内的信号存在着较强的相干.

$$\tau_0 = \frac{1}{8\pi} \frac{\lambda}{\sigma_{V_r}} = 0.1225 \frac{\lambda}{\sigma_{V_r}} \quad (8)$$

也有人将 τ'_0 定义为“独立采样等效时间”, τ'_0 和 τ_0 有着相仿的含义, 即表示在其时间间隔内信号是相干的, 两者的差异较小.

$$\tau'_0 = \frac{1}{8\pi} \frac{\lambda}{\sigma_{V_r}} = 0.1995 \frac{\lambda}{\sigma_{V_r}} \quad (9)$$

从式(8)、式(9)可看到, 大气湍流返回信号的相干时间与入射电磁波的波长有关, 随着波长的增长, 相干时间线性增加, 与大气湍流径向速度的谱宽(σ_{V_r})成反比, 谱宽增大而相干时间减小. 观测资料^[8]表明, 大气中 1.5 km 高度以下, σ_{V_r} 用 1 m/s 是合适的, 随着高度的增加 σ_{V_r} 减少, 运用式(8)和式(9)可以估算出, 对 S 波段(10.7 cm), 相干时间选为 0.013~0.021 s, C 波段(5.67 cm)选 0.007~0.011 s 是合适的.

2 新一代天气雷达探测能力估算

国内正用新一代天气雷达逐步替换目前的常规天气雷达组成气象业务天气雷达网, 新一代天气雷达是全相干的多普勒天气雷达, 其探测能力将比目前使用的常规天气雷达有较大提高. 新一代天气雷达有 S、C 两种波段, S 波段有 3 个型号 S_A 、 S_B 、 S_C , C 波段一个型号 C_C (型号名尚待确定). 其性能均符合中国气象局编制的“新一代天气雷达系统功能规格需求书”的要求. S_A 雷达的主要参数性能与美国气象业务布网使用的 WSR-88D 雷达相同. 表 2 给出新一代天气雷达的主要技术参数.

表 2 各种型号的新一代天气雷达的主要参数

参数	S_A	S_B	S_C	C_C
波长(λ)	10.7 cm	10.7 cm	10.7 cm	5.6 cm
天线增益(G)	≥ 45 dB	≥ 45 dB	≥ 44 dB	≥ 44 dB
馈线损耗(L)	< 1.5 dB	< 1.5 dB	< 1.5 dB	≤ 1.5 dB
波束宽度(θ)	0.99°	1.0°	1.0°	1.0°
脉冲功率(P_t)	650 kW	750 kW	750 kW	300 kW
脉冲宽度	1.75 μ s	1 μ s	1 μ s	1 μ s
	4.17 μ s	4 μ s	4 μ s	2 μ s
最小可测功率(P_{min})	< -107 dBm	< -107 dBm	≤ -107 dBm	< -107 dBm
	< -115 dBm	< -115 dBm	< -113 dBm	< -110 dBm

对天气雷达探测能力的评估, 常用雷达在某一距离上能探测到的最小回波强度, 即最

小等效反射率因子 $Z_{em\ in}$ 来表征. 降水目标是弥散目标, 大气湍流散射也可视为弥散目标, 用于弥散目标的雷达气象方程为:

$$Ze = \frac{1024 \ln 2}{\pi^2 |k|^2} \times \left(\frac{\lambda^2 P_r}{P_t G_e^2 \tau c \theta^2} \right) R^2 \quad (10)$$

式中 λ 是波长, P_r 是回波功率, P_t 是脉冲功率, G_e 是天线有效增益, 为天线增益扣除天线损耗, τ 是脉冲宽度, θ 是天线波束宽度, k 是与水复折射指数有关的系数. 将表 2 中的新一代天气雷达主要参数代入式(10), 可计算出雷达的最小探测能力随距离变化的公式, $Z_{em\ in}$ 的单位为 $m m^6/m^3$, 探测距离 R 的单位用 km 表示:

$$\begin{aligned} S_A: \quad & Z_{em\ in} = 5.50 \times 10^{-5} R^2 && (1.57 \mu s) \\ & Z_{em\ in} = 4.89 \times 10^{-6} R^2 && (4.71 \mu s) \\ S_B: \quad & Z_{em\ in} = 8.78 \times 10^{-5} R^2 && (1 \mu s) \\ & Z_{em\ in} = 5.57 \times 10^{-6} R^2 && (4 \mu s) \\ S_C: \quad & Z_{em\ in} = 9.60 \times 10^{-5} R^2 && (1 \mu s) \\ & Z_{em\ in} = 8.25 \times 10^{-6} R^2 && (4 \mu s) \\ C_C: \quad & Z_{em\ in} = 6.62 \times 10^{-5} R^2 && (1 \mu s) \\ & Z_{em\ in} = 1.65 \times 10^{-5} R^2 && (2 \mu s) \end{aligned} \quad (11)$$

为了方便比较, 表 3 列出用 dBZ 表示的 $Z_{em\ in}$ 随距离的变化. 比较表 3 和表 1 可以看出, 尽管新一代天气雷达比目前常规天气雷达的探测能力有较大的提高, 能对降水和降水云体有很好的监测, 但对晴空大气的探测能力还很弱, 即使在强的 C_n^2 值情况下, 用宽脉冲方式进行探测, 能观测到晴空大气回波的最大距离也在 100 km 以内, 与文献[1]、[2]的估算较一致. 新一代天气雷达要很好地对低空晴空大气风场进行探测, 有必要对其探测能力作进一步的提高.

表 3 新一代天气雷达最小可测等效反射率因子 $Z_{em\ in}$ (dBZ) 随距离(km) 的变化

	25	50	100	150	200
$S_A(1.57 \mu s)$	- 14.6	- 8.6	- 2.6	0.9	3.4
$S_A(4.71 \mu s)$	- 25.1	- 19.1	- 13.1	- 9.6	- 7.1
$S_B(1 \mu s)$	- 12.6	- 6.6	- 0.6	2.9	5.4
$S_B(4 \mu s)$	- 24.5	- 18.5	- 12.5	- 9.0	- 6.5
$S_C(1 \mu s)$	- 12.2	- 6.2	- 0.2	3.3	5.8
$S_C(4 \mu s)$	- 22.5	- 16.9	- 10.9	- 7.4	- 4.9
$C_C(1 \mu s)$	- 13.8	- 7.8	- 1.8	1.7	4.2
$C_C(2 \mu s)$	- 19.9	- 13.9	- 7.9	- 4.4	- 1.9

3 提高雷达探测能力的方法

数字处理技术引入到雷达之前, 提高雷达探测能力的方法主要依靠硬件, 如增大雷达天线的口径, 增加脉冲发射功率, 加大脉冲宽度和降低接收机的噪声系数等. 以 S 波段天气雷达为例, 美国 60 年代投入业务使用的 WSR-57 雷达, 到 80 年代末投入业务使用的

WSR-88D 雷达, 天线直径由 3.66 m 增大到 8.54 m, 脉冲发射功率由 500 kW 增加到 750 kW, 接收机噪声系数由 4~5 dB 降低到 2~3 dB, 使目前的天气雷达探测能力比 60 年代初提高了 10 dB 左右. 从表 1 和表 3 中可以看到, 目前的天气雷达探测晴空大气还存在着困难, 继续增大天线, 提高脉冲发射功率, 不仅受到器件的制约, 还会使设备更加庞大, 是不现实的. 而进一步降低接收机的噪声系数, 技术上也存在着困难.

衡量雷达探测能力的重要参数之一是接收机的最小可测功率(MDS) P_{min} , 定义为从噪声中判别出信号时的信号最小功率, 在识别系数为 1 (即信噪比 $S/N = 1$) 时, 最小可测功率等于雷达接收机的噪声功率. 接收机的噪声功率很难进一步降低, 提高雷达探测能力的途径是对接收到的信号进行累积、滤波等处理(统称信号处理), 提高信噪比, 增强雷达对弱信号的探测能力. 理论上对信号进行 n 次累积后, S/N 有较大的提高, 当信号的累积是相干时, 积累后的 S/N 比原来的 S/N 提高 n 倍, 非相干积累时, 积累后的 S/N 则增加 $1/2(n - 1)$ 倍. 数字处理技术引入后, 对雷达信号的处理较容易实现, 常规天气雷达信号数字化后进行的累积处理(DVIP), 一方面减少了雷达对回波强度测量的均方差根, 同时提高了信号检测能力 3~6 dB. 多普勒天气雷达通过对信号的谱分析(FFT 或 PPP) 获取速度信息, 也提高了检测能力约 3~5 dB^[2]. 风廓线雷达通过对返回信号进行较长时间的相干累积和非相干累积, 能使雷达整机的 MDS 小于 -150 dBm, 提高了信号检测能力 25~30 dB. 信号累积处理提高雷达探测能力是以时间为代价的, 必须根据探测目标的性质和探测要求, 对信号处理器进行设计, 以取得最佳效果.

新一代天气雷达主要用于对大范围降水的定量估测和三维降水云体回波强度和风场信息的测量, 追踪其变化, 要求能在较短的时间间隔(6~10 min) 内进行一次三维立体探测, 在信号处理中无足够的时间来考虑对信号进行累积处理, 且对降水来讲雷达已有足够的检测能力. 尽管在新一代天气雷达的探测扫描方式中设有晴空探测模式用于探测低空大气风场, 但信号处理方法仍沿用了风暴探测时信号处理的程式. 当新一代天气雷达用于对晴空大气风场探测时, 有必要适当修改其信号处理的程式, 适应晴空大气信号特点, 提高其对晴空大气的探测能力.

雷达用于晴空大气探测时, 对信号的处理可在原信号处理器中增加对信号的相干累积处理部分, 如图 1 所示. 雷达接收机送入的 I、Q 信号经 A/D 转换后, 首先分别进行相干累积, 积累后的信号再进行 FFT 谱分析(或 PPP 处理)、谱参数估算, 估算出平均径向速度和谱宽, 同时由对数接收机送入的 $\log Z$ 信号, 经 A/D 变换后进行非相干累积, 估算出回波强度.

信号处理器中对信号相干累积的次数 n , 应由返回信号的退相关时间 τ_c (或独立采样等效时间 τ_0) 与雷达的取样脉冲间隔 T_r 来确定. 表 4 是根据大气湍流返回信号的相干时间计算出 S 波段、C 波段可进行相干累积的次数. 实际设计中, 对信号的累积次数还应适当增加, 便于在不同大气状况下选用合适的累积次数, 取得更好的结果.

信号处理器对信号累积次数的选定还受到雷达观测要求的制约. 雷达进行晴空大气风场探测时, 在要求资料更新的时间间隔不大于 6 min 时, 数据的方位分辨率仍保证原 1° 方位角获取一组径向数据, 不模糊探测距离 150 km (PRF=1000), 进行 32 点 FFT 变换

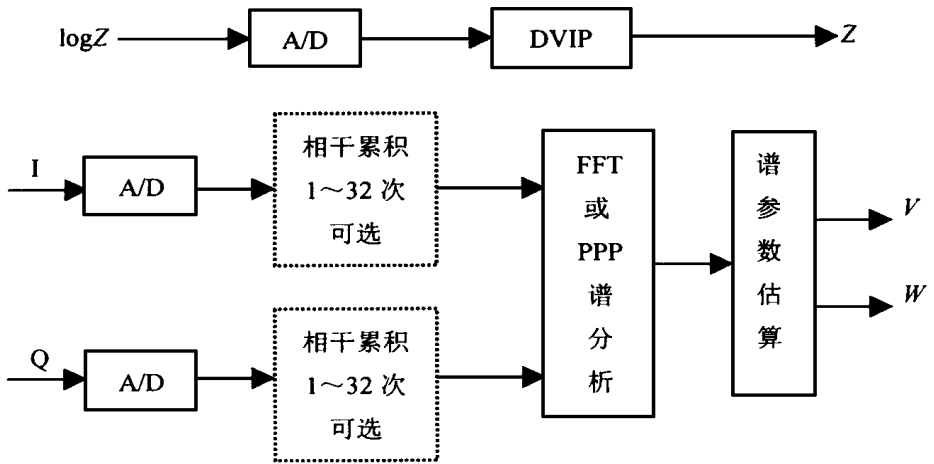


图1 改进后的雷达信号处理器原理框图(虚线部分为用于晴空探测的增加部分)

表4 S波段、C波段可进行相干累积的次数

脉冲间隔 T_r (ms)	S 波段	C 波段
	(τ_0 或 τ'_0 : 13~ 21 ms)	(τ_0 或 τ'_0 : 7~ 11 ms)
0.5	26~ 42	14~ 22
0.75	20~ 31	10~ 16
1.0	13~ 21	7~ 11

(或32对PPP处理)时,进行相干累积的次数 n 应小于15次,当进行64点FFT变换(或64对PPP处理)时, n 应小于8次.随着PRF增加,可相应增加 n 值,但雷达探测的不模糊距离随之变小.

综合以上两方面的考虑,信号处理器中相干累积的次数可设计为1~32次可选.在设置累积次数为1时,信号处理器恢复到降水观测时信号处理程式,天线扫描速度恢复到每分2转,用于对风暴降水的观测.在进行晴空大气观测时,通过实际观测试验在1~32次间选择确定最佳累积次数,雷达天线扫描速度控制到每6分一周.

信号处理器进行适当改进后,可望在对晴空大气探测时 S/N 提高8~15倍,即提高雷达探测能力9~12dB.加上谱分析提高3~5dB的 S/N ,雷达探测晴空大气回波的能力可提高12~17dB,观测晴空大气风场的距离可相应扩大到100km以上.

4 结 语

- (1) 通过对晴空大气返回信号特性的分析,在雷达信号处理器中增加相干累积处理,理论上雷达探测晴空大气的能力可提高9~12dB.
- (2) 雷达采用相干累积技术提高对晴空大气的探测能力,在不降低探测数据分辨率和精度时需降低雷达天线扫描速率,扫描速度以每周4~6min为宜.
- (3) 本文是从原理上对雷达信号处理器的处理程式提出改进,以应对晴空大气风场

的探测. 具体的信号处理器改进设计, 还应在信号处理的时序安排、相干累积的计算流程等方面作更细致的工作, 才能予以实施.

致谢: 在文稿拟写过程中与原电子工业部第 38 所王凡高级工程师进行了有意义的讨论, 特此致谢.

参 考 文 献

- 1 Doviak R J and Zrnic S D. Doppler Radar and Weather Observations. Orlando: FL. Academy Press, 1984.
- 2 葛润生. CAMS 多普勒天气雷达探测能力的估算. 气象科学研究院院刊, 1989, 4(2): 133~ 140.
- 3 Beran D W and Wilfong T L. U. S. Windprofilers: A Review. FCM-R14-1998. Washington D C. 1998.
- 4 Ottersten H. Atmospheric structure and radar backscattering in clear air. *Radio Sci.* 1969, 4: 1179~ 1193.
- 5 Gossard E E and Strauch R G. Radar Observation of Clear Air and Clouds. Amsterdam: Elsevier, 1983.
- 6 Doviak R J and Zrnic D S. Reflection and scatter formula for an isotropically turbulent air. *Radio Sci.*, 1984, 19: 325~ 336.
- 7 Doviak R J and Berger V J. Turbulence and wave in the optical clear planetary boundary layer resolved by dual-Doppler radar. *Radio Sci.*, 1980, 15: 279~ 317.
- 8 Nathanson F E. Radar Design Principles. New York: Mc-Graw-Hill. 1969.

A METHOD FOR IMPROVING THE PROBING ABILITY OF DOPPLER WEATHER RADAR IN THE CLEAR AIR

Ge Runsheng Zhu Xiaoyan Jiang Haiyan

(Chinese Academy of Meteorological Sciences, Beijing 100081)

Abstract

By analyzing the characteristics of echo signal in the clear air, a coherent integral method is presented, which can improve the probing ability of Doppler weather radar in the clear air, and the limit of the improved ability is calculated. Based on the study, the design of the radar signal processor is improved to be applicable to the detection in the clear air.

Key words: Doppler weather radar Coherent integral Clear air