航空科学技术
Aeronautical Science & Technology
Mar. 15 2018 Vol. 29 No.03 46-51

振幅和差式单脉冲二次雷达幅相不一致分析和改进方案

邱伟杰 *

中国民用航空湛江空中交通管理站技术保障部，广东 湛江 524017

摘　要：单脉冲二次监视雷达（MSSR）已成为我国空中交通管理（ATM）系统的重要组成部分，不仅具备常规雷达的跟踪定位、目标识别和高度确认功能，同时还具有更快的数据获取速度及更高的测量精度，大大提高 ATM 的能力。振幅和差式单脉冲测角技术是通过比较和差通道的幅度而得到，因此，雷达接收机的动态范围内其振幅特性和相位特性必须保持一致。但在实际应用系统中，由于雷达零件制造存在公差，部件使用过程中不可避免地会逐渐老化从而引起参数的改变，元器件使用过程因温度变化引发电路失调和失配，以及外界杂波的相互影响等，雷达接收机通道之间幅相不一致难以避免。

关键词：单脉冲；振幅和差式；高频相移；中频相移；AGC；S 曲线

中图分类号：TN957.5　　**文献标识码**：A　　DOI：10.19452/j.issn1007-5453.2018.03.046

随着民用航空事业的快速发展，空管设备加快更新步伐。近年来，技术装备的革新成为推动空管系统发展进步的强有力杠杆，也是新的空管运行理念和管制模式应用实施的基本保证。单脉冲作为区别于常规雷达体制发展起来的先进技术，在现代航空领域得到广泛应用。单脉冲二次监视雷达（MSSR）已成为我国空中交通管理（ATM）系统的重要组成部分，不仅具备常规雷达的跟踪定位、目标识别和高度确认功能，同时还具有更快的数据获取速度及更高的测量精度，大大提高空中交通管理的能力。MSSR 采用单脉冲测角技术，在普通 SSR 和波束基础上增加差波束进行目标回波信号的处理，使得单脉冲二次雷达在一个波束驻留期间，只需分析一个回波信号脉冲，就可以给出目标角位置的全部信息，且测角精度高、稳定性好、抗干扰能力强。

振幅和差式单脉冲二次雷达通过和差比较器对天线馈源输出端的目标回波信号进行变换，得到高频和信号与差信号，再经变频、放大等过程输出各支路所需相应电平值。差信号的振幅决定了目标偏移瞄准轴方向的大小，和差信号的相对相位差确定偏移角度的方向[1]。振幅和差式单脉冲测角技术通过比较和差通道的幅度而得到方位信息，因此，在雷达接收机动态范围内其振幅特性和相位特性必须保持一致。但在实际应用系统中，由于雷达零件制造存在公差，部件使用过程中会不可避免地逐渐老化而引起性能参数的改变，元器件使用过程因温度变化引发电路失调和失配，以及外界杂波的相互影响等，雷达接收机通道之间幅相不一致难以避免。接收机系统和差支路的增益和相位平衡性对目标方位角的测量精度影响较大，过大失衡甚至可能造成测量结果失真、目标无法识别等情况。高频失衡直接产生测角误差，中频幅相偏移也会引入测角偏差，甚至造成偏移角的极性反向。

1 振幅和差式单脉冲二次雷达测角原理

单脉冲雷达的天线馈源在收到目标的回波信号后，通过和差器形成和信号与差信号[2]。目标处于天线瞄准轴中心位置时，馈源将收到相同的回波信号，和差电桥得到最大和信号，差信号为零值。当目标偏离天线瞄准轴位置，差信号的大小则代表目标偏离天线瞄准轴的程度，其信号极性代表偏离瞄准轴方向。振幅和差式单脉冲雷达测角原理如图 1 所示。

收稿日期：2018-01-18；　退修日期：2018-01-24；　录用日期：2018-03-05

* 通信作者 . Tel.：13610399675　E-mail：378734705@qq.com

引用格式：Qiu Weijie. Amplitude-phase consistency analysis and improvement scheme for sum-difference patterns of amplitude mono-pulse secondary radar[J]. Aeronautical Science & Technology, 2018, 29 (03)：46–51. 邱伟杰 . 振幅和差式单脉冲二次雷达幅相不一致分析和改进方案 [J]. 航空科学技术, 2018, 29 (03)：46–51.

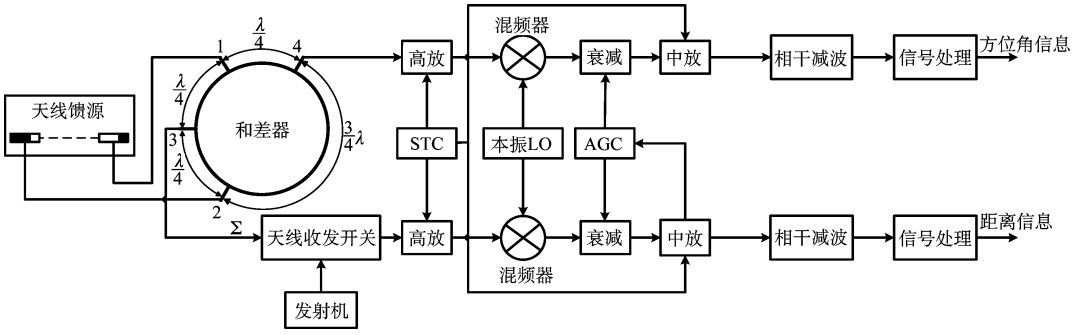

图 1　振幅和差式单脉冲测角原理

Fig.1　Angle measuring method diagram of sum-difference patterns of amplitude mono-pulse secondary radar

高频回波信号经高放、混频、中放、滤波等电路送至相敏检波器进行处理，雷达信号处理系统依据和差信号计算角度偏移值，并将方位信息送至相关模块。

振幅和差式单脉冲二次雷达测得的目标正确方位角为天线瞄准轴方向角加上目标偏离瞄准轴方向的偏移值。其中目标偏离瞄准轴方向的偏移角是利用雷达接收机和、差两个通道所产生的和差幅度比（SDR）得到。

$$\mathrm{SDR}=\frac{\Delta}{\sum} \tag{1}$$

若目标偏移天线瞄准轴方向的偏移角为 δ，则有：

$$\delta=\mathrm{SDR}\cos\theta \tag{2}$$

式中：Δ，$\sum$分别代表差信号与和信号的幅度值；θ 是和差信号的相位差。和差通道信号的相位差值与 SDR 成为目标偏移天线瞄准轴方向大小程度的决定因素，它与天线轴线处方向性图的斜率 K 值息息相关。

天线轴线处方向性图实质上是差和通道的幅度比值的图形表现，对于振幅和差式单脉冲二次雷达可用单脉冲比幅定向曲线来形象描述，如图 2 所示。其测角定向曲线决定于和差波束方向性图，因和差波束曲线呈同一对称轴左右对称，且差波束曲线经过零点，故比幅单脉冲定向曲线也必然通过零点，并在零点附近曲线斜率近似为常数 K。

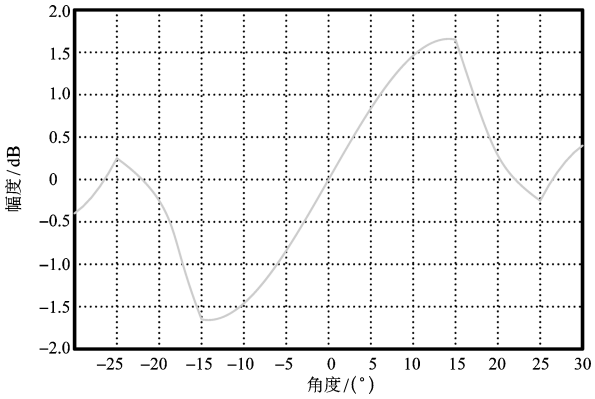

图 2　振幅和差单脉冲定向曲线

Fig.2　Sum-difference of amplitude mono-pulse oriented curve

截取定向曲线较小偏移角的波动区间即为差和比 S 曲线，如图 3 所示，横轴为角度，纵轴代表幅度。S 曲线是和通道数据直接对差信号归一化运算的结果，与差波束的图形曲线相比，S 曲线的线性区间得到扩展，更加有利于目标角位置的测量。当天线扫描过目标，接收机收到回波信号差和比呈现 S 形曲线变化，S 曲线的零点即差波束的零点，也是线阵天线瞄准线和雷达视轴的方向（两者一般重合），其值在雷达标定后确定。目标偏离天线波束轴线的角度就是目标偏离 S 曲线零点的角度值，右偏置为正值，左偏置为负值。这样也就不需要天线对目标重复扫描，在一个波束驻留即可完成目标方位角测量。

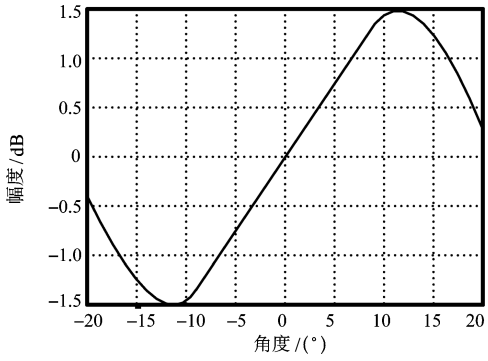

图 3　标准 S 曲线

Fig.3　S curve at ideal conditions

设方向性图函数 F_1 和 F_2，存在如下关系：

$$\begin{cases} F_1(\delta)=F(\delta_0-\theta) \\ F_2(\delta)=F(\delta_0+\theta) \end{cases} \tag{3}$$

S 曲线函数存在如下关系：

$$S(\delta)=\frac{\dot{F}_1(\delta)-\dot{F}_2(\delta)}{\dot{F}_1(\delta)+\dot{F}_2(\delta)} \tag{4}$$

S 曲线函数与方向性函数幅值之间存在如下关系：

$$\begin{cases} S(\delta)=\mathrm{Re}\ln\rho(\delta)=\ln\left|U_1(t,\delta)\right|-\ln\left|U_2(t,\delta)\right| \\ S(\delta)=\mathrm{Re}\dfrac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi_1(\delta)}-\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi_2(\delta)}}{\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi_1(\delta)}+\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi_2(\delta)}}=\tan\dfrac{\varphi(\delta)}{2} \\ S(\delta)=\mathrm{Re}\left[-\mathrm{i}\,\mathrm{e}^{\mathrm{i}\varphi(\delta)}\right]=\sin\varphi(\delta) \end{cases} \tag{5}$$

通过对单脉冲雷达系统结构可知：

$$S(\delta)=K_{\varphi}\frac{k2}{k1}K\theta\cos(\theta) \tag{6}$$

其中，S 曲线区间斜率 K 与偏移角 δ 的关系可以表示为：

$$K\delta=\frac{-\left(1+g^2\right)\pm 2g\left(1+\tan^2\gamma\sin^2\psi\right)^{\frac{1}{2}}}{\left(1-g^2\right)-2g\tan\gamma\sin\psi} \tag{7}$$

式中：g 为和差比较器前的幅度平衡值，若通道的幅度一致，其值置 1，如不一致，$g\neq 1$；ψ 为和差比较器前的相位平衡值，若通道的相位保持一致，其值置 0，如不一致，$\psi\neq 1$；γ 为和差比较器后的和差通道的相位偏移量，若和差通道在比较器后没有发生相位偏移，则 γ=0，在接收机系统其他模块和差通道幅相特性保持一致的情况下，可认为 γ 与式 (2) 中的 θ 相等。

2 振幅和差式单脉冲二次雷达测角误差分析

由于单脉冲雷达系统馈源天线结构和微波电路的不对称性以及高放、混频器、中放等相位不一致，造成馈源天线波束幅度不一致并产生附加相位。和差比较器前方的附加相移称为高频相移，通道电路中频部分产生的附加相移称为中频相移[3]。

2.1 波束幅度不一致

振幅和差式单脉冲雷达各馈源应有相同的波束形状，相对天线轴线完全对称，幅度增益应保持一致。实际应用中，由于和差比较器前方电路两通道衰减可能不一致，造成送入和差比较器的两路信号幅度失去平衡，从而引起瞄准轴发生偏移，造成单脉冲雷达的测角误差。

假设接收机系统和差通道其他各模块保持幅相特性一致，当天线波束幅度不一致时，$g\neq 1$，γ=0，ψ=0，由式 (7) 可得：

$$K=\frac{g-1}{g+1}\quad 或者\quad K=\frac{g+1}{g-1} \tag{8}$$

由式 (8) 可知，天线波束的幅度不一致，将直接影响差和比曲线区间斜率的变化，零点附近线性区间的斜率变化更为明显，将会给方位角的测量引入较大误差。

从图 4 接收系统 S 曲线的斜率变化可以看出，偏移角与幅度和差比为一一对应的映射关系，S 曲线线性区间的变化直接导致 SDR 值发生改变，进而产生测角误差，影响单脉冲测量精度[4]。斜率偏大，目标偏移角测量值偏小；斜率偏小，目标偏移角测量值则偏大。此外，如若接收的回波波束幅度一致，而幅度不平衡由和差比较器后方网络处理电路引入，则系统不会对目标偏移角度测量造成直接影响，但相当于差支路的增益为变量，致使系统动态误差也为变量，导致整个雷达接收处理系统稳定性降低，甚至不能正常工作。

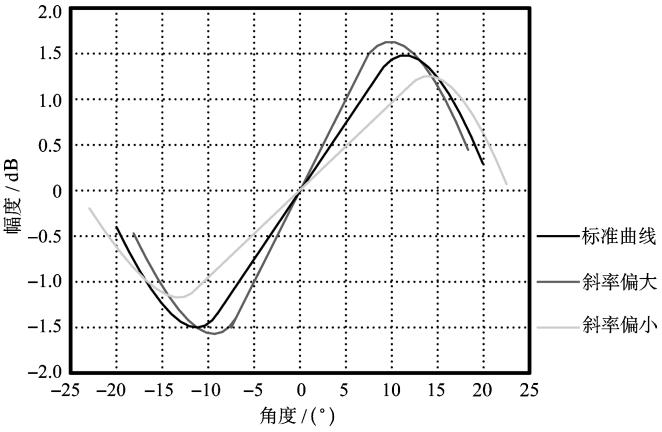

图 4 S 曲线斜率变化比较

Fig.4 Comparison of different S curves

2.2 波束相位不一致

振幅和差式单脉冲雷达偏移角的极性是通过和差波束相位差来判定的，判定的结果仅具双值性，即同相正值和反相负值[5]。和差比较器前两个波束通道同时接收同一目标的回波，经过和差比较器生成和信号与差信号，判定波束相位一致性对单脉冲测角精度的影响，需要比较和差比较器前后波束相位变化。

假定接收机系统和差通道其他各模块保持幅相特性一致，即 g=1，倘若波束相位不一致时，由式 (7) 可得：

(1) 情况一：γ=0，$\psi\neq 0$，K=0

可见，当和差比较器输入端波束幅度保持平衡，但存在相对相移，而比较器网络输出端不存在相对相移时，斜率为恒定的零值，将不会影响单脉冲测角的精度，但系统的测角的灵敏度将变差。

(2) 情况二：$\gamma\neq 0$，ψ=0，K=0

可知，在比较器前方波束幅相保持平衡，但和差通道存在相对相移是，S 曲线斜率仍然是零，雷达脉冲测角精度不受影响。

(3) 情况三：$\gamma\neq 0$，ψ=0，K=N ($K\neq 0$)

在和差比较器前后均存在相位不一致时，差和比 S 曲

线斜率呈现为一个不为零的变量（即 N 为一非零的不确定值），单脉冲测角精度将受影响。

实际应用中，通过和差比 S 曲线线性区间可以直观、准确判断偏移角的极性，如图 3 所示。雷达天线扫描期间，目标在 S 曲线零点左侧时和差通道信号相位相反，为负值；目标在 S 曲线零点右侧是和差通道信号相位相同，为正值；在零点位置时目标正好处于天线电轴位置，偏移角为零。

3 振幅和差式单脉冲二次雷达测角改进方案探讨

3.1 中频直接采样与数字正交滤波技术

单脉冲雷达接收机系统和差信道的解调处理多数采用传统的相干解调方式，抑制载波的同时，保留基带信号的幅度和相位信息，完成和差信号从中频至零频的下变频。为了避免单信道相位检波器引起频谱折叠，雷达接收机系统通常采用正交双通道的处理方式，实现信号正交分离[6]。

传统的相干检波技术的缺点就是要求每个通道幅相特性必须保持完全一致，如若分离的 I、Q 通道幅度增益不同，或者正交本振未完全正交，将导致雷达目标偏移角的测量直接出现误差，这对于单脉冲雷达接收机系统和差比较器后续信号处理网络的抗幅相一致性无疑是致命的。同时，由于相干检波器采用的是模拟的器件，易受环境温度、电源电压等因素的影响，引起器件本身电路的零点漂移，可能造成 I、Q 通道间较大解调误差，从而影响测角精度。

通过中频信号直接取样，采用相关的数字变换技术进行处理，实现中频信号的数字化，再使用数字正交解调的方法，最后通过低通滤波得到同相和正交两路信号输出[7]。如图 5 所示。

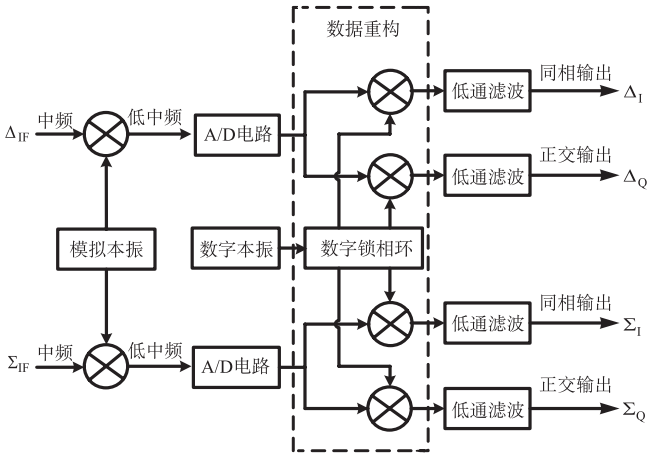

图 5 中频直接采样与数字正交滤波技术

Fig.5 Intermediate frequency direct sampling and digital orthogonal filtering technology

通过设计解调输出的正交信号有：

$$\begin{cases} \Delta_I = \dfrac{1}{2}\Delta\cos\phi_\Delta \\ \Delta_Q = \dfrac{1}{2}\Delta\sin\phi_\Delta \\ \Sigma_I = \dfrac{1}{2}\Sigma\cos\phi_\Sigma \\ \Sigma_Q = \dfrac{1}{2}\Sigma\sin\phi_\Sigma \end{cases} \tag{9}$$

通过式（9）运算可得到：

$$\delta = \frac{\Delta}{\Sigma}\cos\phi = \frac{\Delta_I\Sigma_I + \Delta_Q\Sigma_Q}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} \tag{10}$$

由式（10）可以看出，和差通道的相位信息不仅用于确定偏移角 δ 的极性判定，同时参与了偏移角大小的运算，这样当雷达天线瞄准轴正对目标时，如果在和差比较器前存在相移，即高频相移，而幅度仍能保持平衡，则通过中频直接采样与数字正交滤波技术得到的和差信号保持 90° 的相差，即便在差信号不为零的情况下，由于 $\cos\theta$ 的值为零，从而 δ 也为零，仍然确保高频相移情况下不出现测角误差，较好地克服了传统相位检波技术和差信号处理网络抗幅相一致性脆弱的问题。

中频直接采样与数字正交滤波由于采用的是数字技术进行检波[8]，从而确保了 I、Q 两路信号的一致性和高精度。受限于当前模数转换芯片器件性能及雷达接收网络后续数字信号的处理能力，至今仍未能实现对中频信号的直接量化，而是通过将雷达中频信号下变频为一个中低频信号，再经过滤波器的带宽限制后送至 A/D 转换模块进行数字化[9]。在模数转换电路的预处理端前方电路会存在一定的零点漂移和插入损耗，对整个雷达接收处理网络的性能有一定影响，但仍控制在较小误差范围之内。

3.2 数字化 AGC 设计

传统单脉冲雷达 AGC 电路利用模拟器件电容性的微分和积分特性达到回路的动态平衡，引入和信号作为自动增益控制的输入，经反馈回路后产生增益控制电压调整放大器的增益，实现和差支路中频信号幅度的基本稳定[10]。这样，差通道的 AGC 电路形成开环式网络，和支路为一个完整的闭环控制。差支路信号幅值受控于和支路的控制电压，确保了偏移角的探测与雷达扫描目标的远近无关，但受限于模拟器件的物理特性和元器件本身“惰性”的影响，不可避免地造成自动增益控制系统反应速度慢、稳定性弱、易受环境影响、可靠性下降等问题。

采用数字化的 AGC 电路（DAGC）设计方式，如图 6

所示，利用 A/D 转换器将和信号的模拟控制电压进行数字化，通过可编程逻辑门阵列 FPGA，在数字域实现增益控制处理，结果送入 D/A 转换器产生增益控制电压，最终完成雷达接收机和差通道的增益控制。

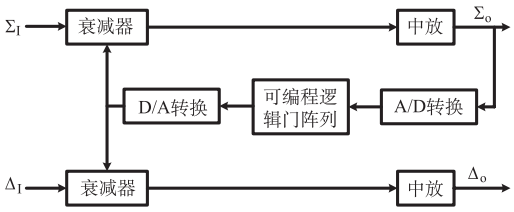

图 6 数字化 AGC 控制
Fig.6 Digital automatic gain control

采用 DAGC 电路增益控制方式，充分利用 FPGA 电路实现逻辑门阵列的可编程能力，可以灵动地进行复杂的增益控制算法的设计，最大限度地扩展控制电路的动态响应范围[11]，同时提高整个接收系统的响应速度、通道信号幅度稳定性和抗干扰能力。

4 结束语

本文通过对目前国内民航系统广泛使用的单脉冲二次雷达振幅和差式单脉冲测角技术的分析，详细给出了单脉冲雷达接收机各模块幅度及相位不一致对雷达目标方位角测量精度的影响，同时针对雷达接收机系统稳幅和相位一致性方案进行详尽的探讨。振幅和差式单脉冲测角技术因其高精度、稳定性和抗干扰性，经幅相一致性改进后系统性能得到较大提高，将会得到更加广泛的应用。 AST

参考文献

[1] 丁鹭飞，耿富录，陈建春 . 雷达原理 [M]. 西安：西安电子科技大学出版社，2002：142–230.
Ding Lufei, Geng Fulu, Chen Jianchun. Radar principle[M]. Xi'an：Xidian University Press, 2002：142–230. (in Chinese)

[2] 列昂诺夫 . 单脉冲雷达 [M]. 黄红，译 . 北京：国防工业出版社，1975：5–30.
Leonov. Monopulseradar[M]. Huang Hong translated. Beijing：National Defense Industry Press, 1975：5–30. (in Chinese)

[3] 毛祺，安红，周先敏 . 二维相位和差单脉冲雷达的测角性能分析 [J]. 电子信息对抗技术，2007，22（6）：15–18.
Mao Qi, An Hong, Zhou Xianmin.Angle measurement performance analysis of sum and difference patterns of phase two–dimension mono–pulse radar[J]. Electronic Information and Countermeasure Technology, 2007, 22 (6)：15–18. (in Chinese)

[4] 吴顺君 . 雷达信号处理和数据处理技术 [M]. 北京：电子工业出版社，2008.
Wu Shunjun.Radar signal processing and data processing technology[M]. Beijing：Electronic Industry Press, 2008. (in Chinese)

[5] 胡体玲，李兴国 . 双平面振幅和差式单脉冲雷达的性能分析 [J]. 现代雷达，2006（8）：11–21.
Hu Tiling, Li Xingguo. Performance analysis of double–plane amplitude and difference mono–pulse radar [J].Modem Radar, 2006 (8)：11–21. (in Chinese)

[6] 姚宏伟 . 中频数字化接收机系统设计与实现 [J]. 长岭技术，2003（1）：49–52.
Yao Hongwei. Design and implementation of the medium frequency digital receiver system[J]. Changling Technology, 2003 (1)：49–52. (in Chinese)

[7] 孙晓兵，保铮 . 中频信号采样与正交相干检波 [J]. 系统工程与电子技术，1993（5）：1–9.
Sun Xiaobing, Bao Zheng. IF signal sampling and quadrature coherent detection[J]. Systems Engineering and Electronics, 1993 (5)：1–9. (in Chinese)

[8] 曾涛，龙腾，毛二可 . 一种新的中频采样滤波器的设计与实现 [J]. 电子学报，2000，28（6）：48–50.
Zeng Tao, Long Teng, Mao Erke. A new design and implementation of a medium frequency filter[J]. Electronic Journal, 2000, 28 (6)：48–50. (in Chinese)

[9] 吴远斌，李景文 . 直接中频采样及数字相干检波的研究 [J]. 电子学报，1994，22（10）：105–107.
Wu Yuanbin, Li Jingwen. Study of direct medium frequency sampling and digital coherent detection [J].Acta Electronica Sinica, 1994, 22 (10)：105–107. (in Chinese)

[10] 董绍平 . 数字信号处理基础 [M]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学出版社，1996.
Dong Shaoping. Digital signal processing foundation [M]. Harbin：Harbin Institute of Technology Press, 1996. (in Chinese)

[11] 李怀良，庹先国，朱丽丽，等 . 中低频宽动态范围 AGC 放大器设计 [J]. 电测与仪表，2013，50（2）：96–99.
Li Huailiang, Tuo Xianguo, Zhu Lili, et al. In low frequency and wide dynamic range AGC amplifier design[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2013, 50 (2)：96–99. (in Chinese)

作者简介

邱伟杰（1985— ）男，学士，工程师。主要研究方向：民用航空航管二次雷达技术。

Tel：13610399675

E-mail：378734705@qq.com

Amplitude-Phase Consistency Analysis and Improvement Scheme for Sum-difference Patterns of Amplitude Mono-pulse Secondary Radar

Qiu Weijie*

Technical Support Department, CAAC Zhanjiang Air Traffic Management Station, Zhanjiang 524017, China

Abstract: The Mono-pulse Secondary Surveillance Radar（MSSR）is as an important part of the current Air Traffic Management（ATM）system, not only has tracking functions as the conventional radar, target recognition and flight altitude measurement, but also faster data acquisition and higher measuring accuracy, it has greatly improved the capacity of the ATM. The technology of measuring angles for sum-difference patterns of amplitude mono-pulse secondary radar is through comparing the amplitude between the sum channel and the difference one, therefore the amplitude and phase characteristics in the dynamic range of the radar receiver must be consistent. But in actual application systems, it is difficult to avoid due to manufacturing tolerances of components, parameter changed owing to parts aging, circuit imbalance and mismatch caused by temperature changed, and external clutter influence.

Key Words: mono-pulse; sum-difference patterns of amplitude; high-frequency phase shift; intermediate-frequency phase shift; AGC; S-curve

Received: 2018-01-18; **Revised:** 2018-01-24; **Accepted:** 2018-03-05

***Corresponding author.Tel.:** 13610399675 **E-mail:** 378734705@qq.com