

航管二次雷达发射天线方向图综合¹

殷连生

(南京电子技术研究所 南京 210013)

摘要 该文介绍航管二次雷达(SSR)发射天线方向图综合的新方法,这种方法以有源相控阵天线为基础,利用带底座的 Cosine 口径幅度分布综合出所需的定向方向图,辐射用于询问的 P_1 和 P_3 脉冲。在上述口径幅度分布基础上,利用驻相法获得所需的口径相位分布以综合出方位上全向的方向图,辐射用于询问旁瓣抑制(ISLS)的 P_2 脉冲,省去了单独辐射 P_2 脉冲的天线和相应设备。

关键词 二次雷达, 方向图综合, 驻相法, 询问旁瓣抑制
中图分类号 TN820

1 引言

当空中飞机接近航管二次雷达时,由于航管二次雷达(SSR)询问天线旁瓣的存在,使得飞机上的应答器可能被二次雷达询问天线旁瓣辐射的信号触发,给出回答信号以致于航管二次雷达 PPI 显示器的所有方向上有可能出现回答信号^[1-3],这被称之为“绕环效应”。由于绕环效应的存在将引起:(1)二次雷达的方位精度和方位分辨率变坏,甚至无法确定目标方位。(2)增加了干扰,即在旁瓣方向上的近距离目标可能被误认为是主瓣方向的目标。

为了消除上述现象,国际民航组织推荐并规定一种“三脉冲”法作为询问旁瓣抑制(Interrogation side Lobe Suppression, ISLS)的措施,询问脉冲 P_1 和 P_3 通过定向天线辐射,参考脉冲 P_2 (有时也叫控制脉冲)用全向天线辐射。 P_2 比 P_1 滞后 $2\mu\text{s}$,但两者功率相等。在询问天线主瓣方向 P_1 和 P_3 电平比 P_2 高,而在旁瓣方向 P_2 则高于 P_1 和 P_3 。在应答器内将 P_1 和 P_3 同 P_2 比幅,如 P_1 和 P_3 比 P_2 大 9dB 以上则应答,如 P_1 和 P_3 小于或等于 P_2 则抑制,其余情况可抑制也可应答,所以 P_2 脉冲也称为控制脉冲。

为了获得较好的旁瓣抑制效果,全向天线的设计必须保证:(1)水平方向图覆盖定向天线方向图旁瓣。(2)垂直方向图与定向天线的垂直方向图匹配以保证旁瓣抑制系统的作用不受目标仰角的影响。尽管航管二次雷达兼有雷达和通讯的某些特点,能获得很多信息,但它要求目标上装有应答器,限制了它的应用范围,为了弥补这一缺点,常将二次雷达与一次雷达配合使用。对于装有应答器的目标,二次雷达可以提供更多的信息,对于一般目标,则由一次雷达探测定位。由于体制和功能上的差别,一次雷达的辐射功率和天线增益要高于二次雷达,故一般二次雷达天线架设在一次雷达天线顶部,并与一次雷达天线同步扫描。当一次雷达采用相控阵天线时,二次雷达一般也采用方位扫描的相控阵天线。

由于采用了相控阵天线,就可以把发射 P_2 脉冲的全向天线与发射 P_1 和 P_3 脉冲的询问天线合为一体,即用一付天线完成上述两项功能,这样不仅省去一付天线而且省去了单发 P_2 脉冲的天线所需的相应的设备,降低了系统的复杂性和成本,并使单个单元承受的功率电平降低。由于相控阵天线扫描快而灵活,因此二次雷达的相控阵天线不仅可以与一次雷达同步扫描而且可以根据需要进行控制,增加了系统设计和使用的灵活性。

2 询问天线方向图的综合

由于用于 SSR 发射 P_1 和 P_3 脉冲的询问天线要求具有较低的旁瓣电平,所以我们选用带底座的 Cosine 口径幅度分布^[4], (1)式和图 1 表示这种口径幅度分布。

$$f(x) = b + (1 - b) \cos(\pi x / (2L))^2 \quad (1)$$

¹ 2000-01-12 收到, 2000-05-15 定稿

式中, x 为单元的位置; $2L$ 为 SSR 采用的天线口径尺寸; b 为满足旁瓣电平要求选定的常数。

因此, 用于辐射询问信号并在方位上扫描的相控阵天线的方向图 $E(\theta - \theta_0)$ 表示如下:

$$E(\theta - \theta_0) = \frac{\cos[(\pi/2) \sin \theta]}{F_1 \cos \theta} \sum_{n=1}^N F_n \exp \left[j \left(\frac{2\pi}{\lambda} X_n (\sin \theta - \sin \theta_0) \right) \right] \quad (2)$$

式中, $\cos[(\pi/2) \sin \theta] / \cos \theta$ 为单元方向图; F_n 为第 n 号单元的幅度; $F_1 = \sum_{n=1}^N F_n$; λ 为波长; N 为单元总数; X_n 为第 n 号单元位置。

3 ISLS 天线方向图的综合

由于 ISLS 天线与询问天线共用一副相控阵天线, 因此, ISLS 天线方向图的综合在已确定的口径幅度分布基础上进行。为了获得方位 $\pm 60^\circ$ 范围内 ISLS 天线的全方向图, 我们选用相位加权方法^[5]和波瓣赋形技术^[6]综合出它的方向图, 其方向图表达式如下:

$$E_0(\theta) = \frac{\cos[(\pi/2) \sin \theta]}{F_1 \cos \theta} \sum_{n=1}^N F_n \exp \left[j \left(\frac{2\pi}{\lambda} X_n (\sin \theta + \psi_n) \right) \right] \quad (3)$$

式中, ψ_n 为馈给第 n 号天线单元的信号相位。

当方向图扫描到 θ_0 时, 其方向图的表达式如下:

$$E_0(\theta - \theta_0) = \frac{\cos[(\pi/2) \sin \theta]}{F_1 \cos \theta} \sum_{n=1}^N F_n \exp \left[j \left(\frac{2\pi}{\lambda} X_n (\sin \theta - \sin \theta_0) + \psi_n \right) \right] \quad (4)$$

应用驻相法^[7]在给定的口径幅度分布条件下求解口径相位分布函数。

根据 ISLS 天线方向图综合的要求, 我们选用 (5) 式给出的方位上一维天线口径产生的平面波角度谱, 其分布如图 2 所示。

$$g(u) = \sqrt{\cos(\pi u/a)}, \quad -u_0 \leq u \leq u_0 \quad (5)$$

式中, a 为 ISLS 天线方向图综合时选择的常数。

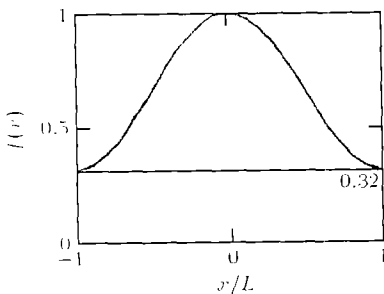


图 1 带底座的余弦口径幅度分布

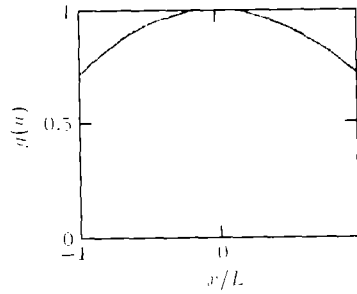


图 2 天线在方位上的一维平面波角度谱

根据 Parseval 定理, 能量关系式为

$$\frac{L}{\lambda} \int_{-u_0}^{u_0} g^2(u) du = \int_{-L}^L f^2(x) dx \quad (6)$$

$$\frac{L}{\lambda} \int_{-u_0}^u g^2(u) du = \int_{-L}^x f^2(x) dx \quad (7)$$

这里 $f(x)$ 是综合询问天线方向图时已确定的天线口径幅度分布 (见 (1) 式)。

由 (6) 式可得 (8) 式

$$\frac{L}{\lambda} = \int_{-u_0}^{u_0} g^2(u) du / \int_{-L}^L f^2(x) dx \quad (8)$$

将 (5) 式代入 (7) 式得到 (9) 式

$$u(x) = \frac{a}{\pi} \arcsin \left[\frac{\pi}{a} \cdot \frac{\lambda}{L} \int_{-L}^x f^2(x) dx - \sin \left(\frac{\pi}{a} u_0 \right) \right] \quad (9)$$

将 (8) 式代入 (9) 式得到 (10) 式

$$u(x) = \frac{a}{\pi} \arcsin \left[\frac{\pi}{a} \left(\int_{-u_0}^{u_0} g^2(u) du / \int_{-L}^L f^2(x) dx \right) \int_{-L}^x f^2(x) dx - \sin \left(\frac{\pi}{a} u_0 \right) \right] \quad (10)$$

于是可以求得给定口径幅度分布函数 $f(x)$ 下的口径相位分布函数 $\psi(x)$

$$\psi(x) = \frac{2\pi L}{\lambda} \int_{-L}^x u(x) dx \quad (11)$$

从而得到馈给各天线单元的信号相位 ψ_n

$$\psi_n = \psi(x_n) \quad (12)$$

4 方向图综合结果举例

作为一个例子, 选择 $N = 44$, $b = 0.3$, $a = 3$, 计算出馈给各单元电流信号的幅相值 (见表 1) 和几种情况下的天线方向图 (图 3~ 图 5), 图 3 是 SSR 发射天线的理论方向图, 即不考虑幅相误差, 图 4 是考虑幅相误差 ($\sigma_A = \sigma_\phi = 0.05$) 的 SSR 发射天线的方向图, 图 5 是考虑幅相误差 ($\sigma_A = \sigma_\phi = 0.05$) 方位上扫描至 $+60^\circ$ 时的 SSR 发射天线的方向图。

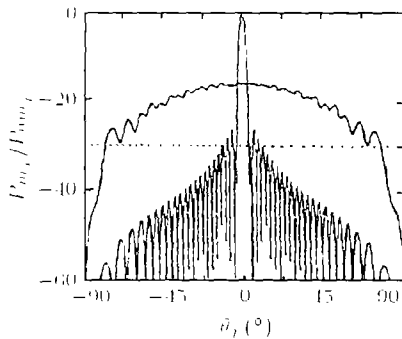


图 3 SSR 天线的发射方向图 (无误差)

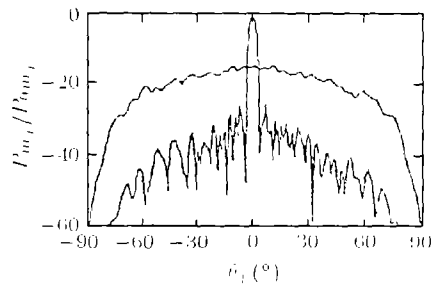


图 4 具有幅相误差 ($\sigma_A = \sigma_\phi = 0.05$) 的 SSR 天线的发射方向图

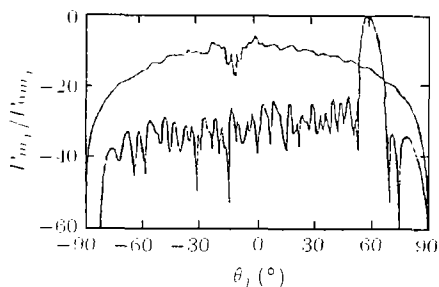


图5 方位上扫描到 $+60^\circ$ 时 SSR 天线的发射方向图 ($\sigma_A = \sigma_\phi = 0.05$)

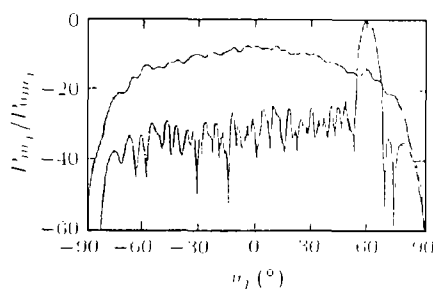


图6 ISLS 天线不随询问天线扫描时的 SSR 的发射天线方向图

由图 5 可见, 当 ISLS 天线方向图跟着询问天线方向图方位上扫描至 $+60^\circ$ 时, 在 $-30^\circ \sim 0^\circ$ 范围内出现凹坑, 这对询问旁瓣抑制不利, 是不希望的。所以选择 ISLS 天线不随询问天线扫描 (如图 6), 这样可以获得满意的效果。

表 1 馈给每个单元的电流信号幅相值

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
F_n	0.321	0.328	0.341	0.362	0.388	0.42	0.456	0.497	0.541	0.588	0.636
$c_n(\text{rad})$	-1.518	-4.533	-7.515	-10.464	-13.374	-16.24	-19.055	-21.81	-24.492	-27.091	-29.589
n	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
F_n	0.684	0.732	0.779	0.823	0.864	0.9	0.932	0.958	0.979	0.992	0.999
$c_n(\text{rad})$	-31.972	-34.222	-36.319	-38.245	-39.981	-41.508	-42.81	-43.871	-44.678	-45.222	-45.496

5 结 论

由上面给出的综合结果可见, 航管二次雷达采用相控阵天线后, 通过控制移相器, 不仅实现了定向询问天线和询问旁瓣抑制全向天线的功能, 而且确保两天线在仰角上方向图完全匹配, 并省去了单独辐射 P_2 脉冲的天线和相应的设备, 降低了系统复杂性和成本, 使单个单元承受的功率电平降低。由于相控阵天线扫描快而灵活且控制简单, 尤其在有源相控阵^[8,9]中移相器处于较低功率电平, 对实现这种方案更为有利。

参 考 文 献

- [1] 山秀明主编, 航管二次雷达, 北京, 国防工业出版社, 1983 年 10 月, 32-35.
- [2] Paul R. Drouilhet, The development of the ATC radar beacon system: Past, present and future, IEEE Trans. on communications, 1973, COM-21(5), 408-421.
- [3] 黎廷璋编著, 张德馨审校, 空中交通管制机载应答机, 北京, 国防工业出版社, 1992 年 7 月, 18-21.
- [4] T. T. Taylor, Design of circular apertures for narrow beam width and low side lobes, IRE Trans. on Antennas propagat., 1960, AP-8(1), 17-22.
- [5] 郭燕吕等编, 相控阵和频率扫描天线原理, 北京, 国防工业出版社, 1978 年 3 月, 137-139.
- [6] Richard Kinsey, Phased array beam spoiling technique, IEEE, Antennas and propagation society international symposium, 1997, 2, 698-701.
- [7] H. E. Shanks, A geometrical optics method of pattern synthesis for linear array, IRE Trans. on Antennas Propagat., 1960, AP-8(5), 485-490.
- [8] A. K. Agrawal, J. A. Mattioli, N. R. Landry, An active phased array antenna packaging scheme, IEEE, Antennas and propagation society international symposium, 1996, 3, 1608-1611.

- [9] Yin Liansheng, Integralization design of T/R modules and feeding networks for solid-state active phased arrays, 1993, URSI Radio Science Meeting, U.S.A, 1993, 281-286.

TRANSMIT ANTENNA PATTERN SYNTHESIS FOR SECONDARY SURVEILLANCE RADAR

Yan Liansheng

(*Nanjing Research Institute of Electronic Technology, Nanjing 210013, China*)

Abstract A new method of transmit pattern synthesis for Secondary Surveillance Radar (SSR) is presented. This method is concerned with an active phasedarray antenna. A cosine on pedestal excitation for aperture distribution is used to synthesize the desired directional pattern, which is used to transmit the P_1 and P_3 pulse for interrogation. Using stationary phase method, the phase function over aperture on the specified aperture amplitude distribution is obtained and the desired pattern to transmit the P_2 pulse is synthesized for Interrogation Side Lobe Suppression (ISLS). The antenna and relevant equipment which transmits only the P_2 pulse is saved.

Key words Secondary radar, Pattern synthesis, Stationary phase method, Interrogation side lobe suppression

殷连生: 男, 1940年生, 研究员, 从事微波元件与电路的研究, T/R 组件与微波测量的研究, 近年来从事有源相控阵天线系统研究.