

频率选择表面机载雷达天线的研究

赵明桂 史为民 刘立国

(南京航空航天大学 4系, 南京, 210016)

A RESEARCH TO FREQUENCY SELECTIVE SURFACE ANTENNA OF AIRBORNE RADAR

Zhao Ming-gui, Shi Wei-min, Liu Li-guo

(Fourth Department of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016)

摘要 研究了降低机载雷达天线散射截面的频率选择表面(FSS)极化扭转板。根据 Floquet 定理利用模式电压概念建立矢量模式,对二维周期阵列的频率选择表面进行理论分析和计算。设计并加工了一种降低机载雷达天线散射截面的频率选择表面极化扭转板结构。计算和实验表明:频率选择表面的极化扭转板在雷达天线工作通带内保持与原极化扭转板的性能不变,而在工作通带外具有降低雷达散射截面的效果。降低雷达散射截面 7~10dB。

关键词 飞机天线, 雷达, 雷达散射截面(RCS), 频率选择表面

Abstract The frequency-polarization selective surface antenna to reduce radar cross section for airborne radar is investigated in this paper. Theoretical analysis and computation for two dimensional periodic structure FSS(Frequency Selective Surface) are established by vector mode methods on the basis of Floquet's theory, using mode voltage. Finally, an assembling structure of frequency-polarization selective surface is designed and manufactured to reduce radar cross section of airborne radar antenna. The numerical computation and experiment show that the characteristics inside the baseband of antenna have no change between FSS structure and primal polarization structure. FSS structure reduces radar cross section by 7~10dB outside the baseband of antenna.

Key words aircraft antenna, radar, radar cross section (RCS), frequency selective surface (FSS)

设计军用飞机、导弹等目标时,关键是降低正前方的雷达后向散射。目前飞机雷达广泛采用透电磁波的介质天线罩,所以正前方的雷达后向散射主要贡献是天线。机载雷达天线常用的有抛物面型和平板型,它们的后向散射由天线的模式项和结构项构成^[1]。近年来,随着周期性阵列结构理论的发展,许多特性在天线设计中得到广泛应用^[2]。值得注意的是利用频率选择表面的带通或带阻频率响应特性;即对某频率呈透明传输,而对另一频率呈全反射-空间滤波特性来设计低雷达散射截面的天线和天线罩。本文根据频率选择表面特性用做机载雷达天线副反射面-极化旋转面以降低天线工作频带外的雷达散射特性进行了分析和实验研究。

1992年1月8日收到,1992年6月15日收到修改稿

1 FSS 理论分析和设计

频率选择表面(Frequency Selective Surface)是一种在介质衬底上由许多无源谐振单元按二维周期阵列排列的单层或多层平面结构。谐振单元有偶极子、十字形振子、三振子等多种形状^[3,4]。选择不同单元形状、长度、宽度以及单元间隔和排列使其频率特性在保证天线正常工作时降低天线工作频率外的雷达后向散射。谐振单元有两种结构:一是周期性的金属贴片,另一是在金属屏上周期性开孔。频率选择表面的理论分析主要有变分法、等效电路法、矢量模式法和谱域法等^[5-7]。矢量模式法和谱域法不仅可求解频率选择表面散射场的反射系数和透射系数的模,且可求解散射场的相位和极化分布。矢量模式法是对 FSS 屏两边的场,按 Floquet 矢量模式展开,利用电磁场边界条件建立求解的积分方程。

1.1 单层 FSS 层

图 1 是周期性重复具有等差相位因子的单层导体频率选择表面和一均匀介质层组成的结构。假设导体的厚度为零, FSS 屏位于 $z=z_1$ 平面,单元中心(即网格位移)处于 $\mathbf{r}_i = \hat{\mathbf{x}}x'_i + \hat{\mathbf{y}}y'_i, i=0, 1, 2$ 。设网格位移 $\mathbf{d}=0$ 。

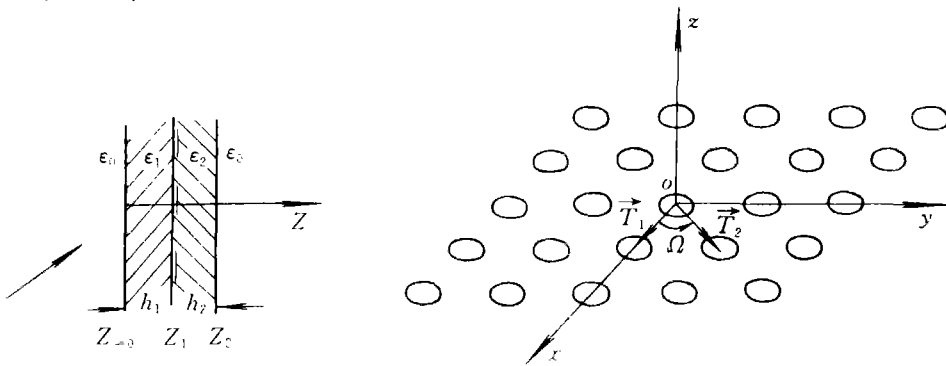


图 1 频率选择表面结构

如果均匀平面波入射到图 1 二维周期结构上,某一处于 $\mathbf{r}_T = x + y$ 的单元就受到相位呈线性渐变的激励

$$V_{(0)} \exp(-kr_T) \tag{1}$$

该激励在屏上产生的电流可等效为次级源,它们在导体外产生辐射的电磁场量 $f(x, y, z)$ 为

$$f(x, y, z) = \psi(x, y) \exp(-j\gamma z) \tag{2}$$

根据场函数 $\psi(x, y)$ 及其导函数分别沿 T_1 和 T_2 方向以 T_1 和 T_2 为周期的相位递变,可求出表示二维周期性结构所产生的标量场分布表达式—Floquet 模式

$$f(x, y, z) = g_{mn} \exp(-j\alpha_m x) \exp(-j\beta_n y) \exp(-j\gamma z) \tag{3}$$

对于电磁波散射,需要是 Floquet 矢量模式,借助于标量式并对图 1 结构分解成 TE 模和 TM 模,得出对于二维周期性结构源区外的横向场分布^[8]

$$\left. \begin{aligned} E_{imn} &= A_{mn} \psi_{smn}(x, y) \exp(-j\gamma_{mn} z) \\ H_{imn} &= A_{mn} \eta_{smn} \hat{\mathbf{Z}} \psi_{smn}(x, y) \exp(-j\gamma_{mn} z) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中 $\psi_{smn} = \sqrt{\frac{1}{A}} \hat{\mathbf{K}}_{smn} \exp(-j\hat{\mathbf{K}}_{Tmn} \cdot \mathbf{r}_T)$

$$\hat{\mathbf{K}}_{Tmn} = \hat{\mathbf{X}} \left(\frac{2m\pi}{T_1} + k \sin\theta \cos\varphi \right) + \hat{\mathbf{Y}} \left(\frac{2n\pi}{T_1 \sin\Omega} - \frac{2m\pi}{T_1} \text{ctg}\Omega + k \sin\theta \sin\varphi \right)$$

$$\hat{\mathbf{K}}_{smn} = \begin{cases} \frac{\hat{\mathbf{K}}_{Tmn}}{|\hat{\mathbf{K}}_{Tmn}|} & (s=1 \text{ TM模}) \\ \frac{\hat{\mathbf{Z}} \times \hat{\mathbf{K}}_{Tmn}}{|\hat{\mathbf{K}}_{Tmn}|} & (s=2 \text{ TE模}) \end{cases}$$

$$\eta_{smn} = \begin{cases} \frac{\omega S}{\gamma_{mn}} & (s=1) \\ \frac{\gamma_{mn}}{\omega\mu} & (s=2) \end{cases}$$

$$A = |T_1 \times T_2| = T_1 T_2 \sin\Omega$$

θ, φ 为入射电磁波的球坐标表示。求解(4)式引入模式电压和模式电流的概念^[9], 则散射场可写成

$$\left. \begin{aligned} E_{ii}(r_T, z) &= \sum_s \sum_{m,n} V_i(\psi_{smn}, z) \psi_{smn} \\ H_{ii}(r_T, z) &= \sum_s \sum_{m,n} I_i(\psi_{smn}, z) \hat{\mathbf{Z}} \psi_{smn} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

对于各种 TE/TM 模。在无源区域可用等效模式电压、电流来表示场量。这样在忽略导体厚度时, 图 1 中 FSS 就简化成多级传输线 and 对应界面导体的次级源相耦合的多级网络。图 2 是图 1 的等效网络。

位于界面上 FSS 屏单元的电流密度分布为 $J_i(r_T + \mathbf{d}_i)$, 则在界面 $z=z_1$ 上, 由叠加原理, FSS 屏上散射电流(次级源)所产生的总模式电压为

$$V_i = \sum_{s=1}^i \mathbf{Z}_s(\psi_{smn}) \xi_s(\psi_{smn}) \quad (6)$$

若射入平面波的横向电场为

$$E_i^m = \sum_s A_s \exp(-j\gamma_s z) \psi_{s00} = \sum_s V_i \psi_{s00} \quad (7)$$

由 FSS 屏的导体片上电流的切向边界条件, 将各界面的自阻抗, 互阻抗以及入射电压 V_i 而在界面上产生的电压 V_i 的激励系数代入, 可求出 FSS 屏上电流密度 $J_i(r_T)$ 联立积分方程。将 $J_i(r_T)$ 展开, 借助于 Galerkin 法解得电流展开系数 $\{C_r\}$, 最后得单层 FSS 屏的反射场和透射场分别为

反射场

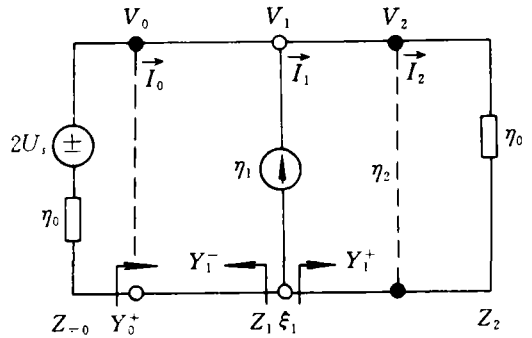


图 2 FSS 等效网络

$$E_i^R = \sum_{m,n} [\sum_{m,n} C_r Z_{01}(\psi_{smn}) \int_{r'_T} \psi_{smn}^*(r'_T) h_T(r'_T) dr'_T \psi_{smn} + (Q_0^S - 1) A_s \psi_{s00}] \exp(-j\gamma_0 z) \quad (z \leq 0) \tag{8}$$

透射场

$$E_i^T = \sum_{m,n} [\sum_{m,n} C_r Z_{21}(\psi_{smn}) \int_{r'_T} \psi_{smn}^*(r'_T) h_T(r'_T) dr'_T \psi_{smn} + Q_2^S A_s \psi_{s00}] \exp(-j\gamma_0 z) \quad (z \geq z_2) \tag{9}$$

1.2 单层 FSS 实验

由上面分析，设计一个衬底厚度 0.13mm，介电常数为 2.7 基片，贴上单层偶极子的 FSS 结构，如图 3 所示。

电流分布基函数 h_r 为

$$h_r = \frac{\hat{Y}}{\sqrt{(1 - \frac{2x}{w})^2}} \sin \left[\frac{i\pi}{L_d} \left(y + \frac{L_d}{2} \right) \right] \tag{10}$$

根据(8)式和(9)式计算的 FSS 反射场，透射场，并与实验相比较，结果如图 4 所示。

设计的 FSS 理论计算和实验吻合较好的。在高频段相差略大主要是衬底介质的不均匀性、各向异性所致。

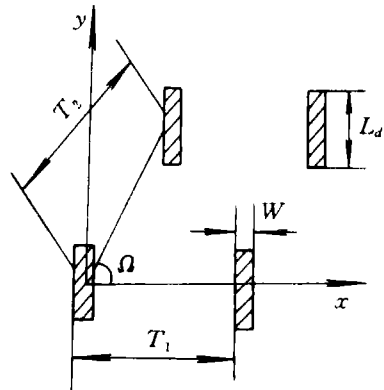


图 3 单层贴片型 FSS 结构参数

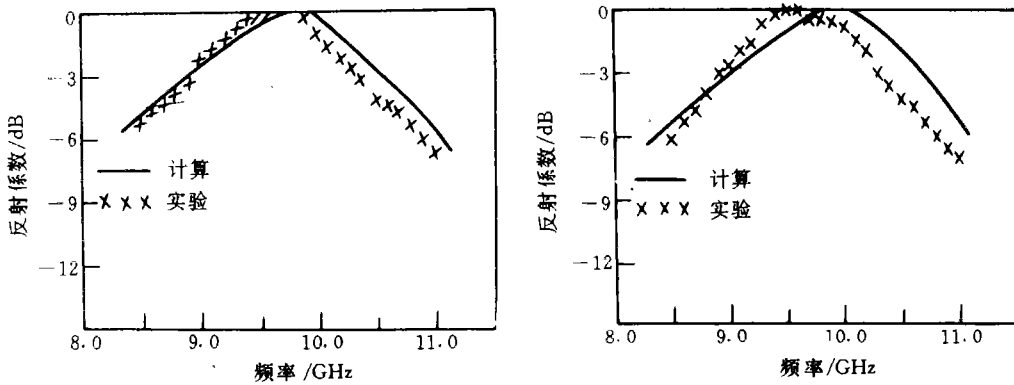


图 4 TE TM 波反射系数

2 FSS 天线极化扭转面

频率选择表面(FSS)具有空间滤波特性，为了降低机载雷达天线的雷达后向散射。利用 FSS 做为机载单脉冲雷达天线的副反射面。机载单脉冲雷达的副反射面是一极化扭转面，通过极化扭转发射和接收同极化电磁波。FSS 极化扭转面不但保持原副反射面的极化选择作用，使工作通带内信号无损耗的发射和接收，而且要有频率选择特性，使工作通带外的电磁散射能量很小，亦即降低天线的后向散射。

设计的 FSS 天线极化扭转面是由两层相同结构的偶极子贴片型 FSS 屏和一层厚度为 D 的介质组成频率-极化组件。图 5 是 FSS 样件。表 1 是 FSS 组件和原极化扭转面反射特性的实验结果。看出 FSS 组件在单脉冲天线中心频率处和原极化扭转面没有差别。信号能量没有损失，而在工作频带外，降低了天线的后向散射达 7dB。

表 1 两种极化面 RCS 的比较

频率 / MHz	8 375	9 120	9 375	9 620	10 375
分贝 / dB					
FSS < 原极化面	-7.30	-3.50	-0.0006	-1.86	-6.82

为了比较 FSS 频率-极化组件做为副反射面在天线上的性能，将两种极化扭转面放在同一天线上，采用同一单脉冲馈源和天线罩。由于天线结构项的后向散射影响较大，实验时将天线支架和结构部分用 x 波段吸波材料贴住，降低了结构项后向散射。图 6 是在 8 000MHz 和 12 000MHz 工作带外的雷达后向散射特性比较。看出采用 FSS 频率-极化组件做副反射面的雷达后向散射要小，比原极化扭转面低 6~10dB。特别是高频端下降较大。这是由于设计 FSS 时，网格参数对 FSS 的中心频率，反射带宽相对于入射角影响所致；而振子的尺寸则决定了中心频率。图 7 是两种极化扭转面的天线方向性图。7(a)是原极化面的方向性图，其第一旁瓣电平-15dB，第二旁瓣电平是-21.5dB。7(b)是 FSS 极化面的方向性图，和原极化面相比，主波束宽度未变，没有失真。由于 FSS 空间滤波特性，使偏离中心频率的信号能量下降，故第一旁瓣比原极化面更凹；但旁瓣电平上升为-14dB。由于工作频带外的衰减，使第二旁瓣更下降，且使第二旁瓣凹点宽度比原极化面窄，随着入射角增大，其余旁瓣也下降较大。

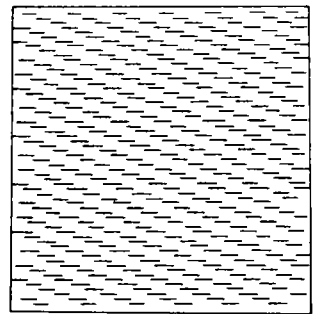


图 5 FSS 样件

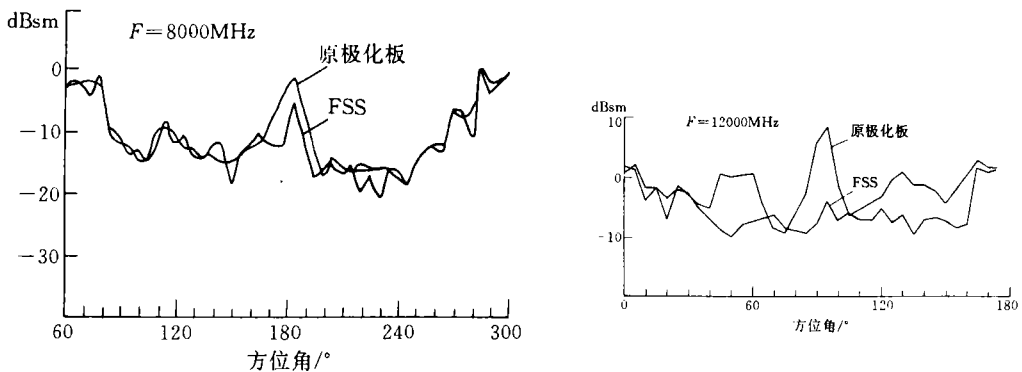


图 6 两种极化面的天线 RCS 比较

以矢量模式理论为基础，对频率选择表面周期阵列单元的电磁场求解通过模式电压和电流概念而简化成网络级联立方程，并经 Galerkin 法求得频率选择表面的场表达式。通过金属贴片型频率-极化的频率选择表面组件代替机载雷达天线的极化扭转面，证明了采用具有空间滤波特性的频率选择表面(FSS)可以使天线在工作频带内很小损失的传输信号能量，对天线性能影响很小，仅使第一旁瓣电平抬高 1dB。但使工作频带外的旁瓣电平下

降,且降低雷达后向散射达6~10dB。因此频率选择表面在机载雷达天线和天线罩的设计和研究中具有很重要的应用前景。

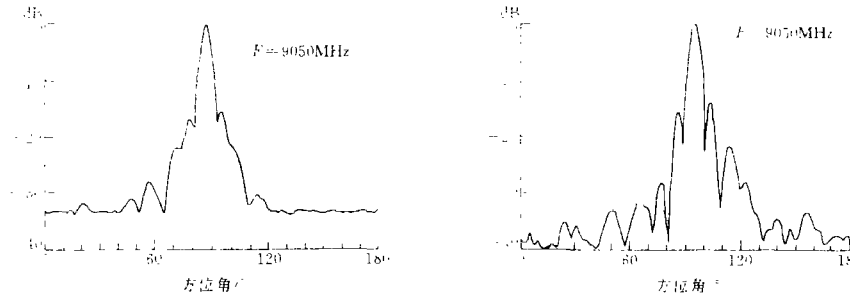


图7 两种极化面天线性能比较

(a)原极化面天线方向性图 (b)FSS极化面天线方向性图

参 考 文 献

- 1 Yaw D F. RCS of Antenna. Microwave Journal. 1984. (9), 197~198
- 2 Schennum G H. Frequency-Selective Surfaces for Multiple-Frequency Antenna. Microwave Journal. 1973; 16(5): 55~57
- 3 Montgomery J P. Scattering by an Infinite Periodic Array of Thin Conductor on a Dielectric Sheet. IEEE Trans Antenna Propag. 1975. AP-23(1): 70~75
- 4 Tsao C H. Spectral-Domain Analysis of Frequency Selective Surfaces Comprised of Periodic Arrays of Cross Dipoles and Jerusalem Crosses. IEEE Trans. Antenna Propag. 1984. AP-32(5): 478~486
- 5 Arnaud J A. Resonant-grid Quasi-Optical Diplexers. Bell System Tech 1975. 54(2): 263~283
- 6 Longley R J. Double-Square Frequency-Selective Surfaces and their Equivalent Circuit. Electron Letter. 1983. 19(17): 625~627
- 7 Mittra R. Spectral-Domain Analysis of Circular Patch Frequency Selective Surface. IEEE Trans. 1984. AP-32(5): 533~536
- 8 Amitav N. Galindo V. Wu C P. Theory and Analysis of Phased Antennas. New York: Wiley. 1972. 310~313
- 9 梁取樟. 微波网络及其应用. 北京: 电子工业出版社. 1985. 125~129
- 10 Hall R C. Scattering from Finite Thickness Resistive Strip Gratings. IEEE Trans. 1988. AP-36(4): 504~510
- 11 Tsao C H. A Spectral-Iteration Approach for Analysing Scattering from FSS. IEEE Trans. 1982. AP-30(2): 303~308