

用于机载SAR的距离向波束赋形微带天线阵的研究

肖疆^{①②} 朱敏慧^① 范景云^{①②}

^①(中国科学院电子学研究所微波成像技术国家级重点实验室 北京 100080)

^②(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘要 通过对宽测绘带的机载合成孔径雷达距离向回波特性的分析, 推导出了天线距离向辐射赋形方向图表达式。利用 Schelkunoff 单位圆结合零限填充对天线阵进行综合, 得到了天线各单元激励幅度和相位, 并利用微带贴片天线阵列实现赋形波束方向图。该文用两种介质配置分别加工了实验样阵列, 实验结果、仿真结果与理论综合结果三者吻合较好, 从而证明了赋形方法正确, 技术路线可行。

关键词 微带天线, 合成孔径雷达, 阵列综合, 赋形波束

中图分类号: TN820, TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)12-2244-04

Study on the Microstrip Antenna Array for Airborne SAR System with the Shaped Beam in the Range Plane

Xiao Jiang^{①②} Zhu Min-hui^① Fan Jing-yun^{①②}

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

^②(Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract The characteristic of the echo of the wide swath airborne Synthetic Aperture Radar (SAR) is analyzed, then the expression of the shaped beam radiation pattern in the range plane of antenna is induced. The pattern is synthesized using the Schelkunoff unit circle method with null filling, and the exciting amplitude and phase of the 5 elements are given. The two sample microstrip arrays with different dielectric are fabricated, and the measured results are basically in accordance with the simulated and synthesized results. The valid conclusion of the synthesized and realized the shaped beam pattern can be drawn and the technology route is feasible.

Key words Microstrip antenna, Synthetic Aperture Radar (SAR), Array synthesis, Shaped beam

1 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)是一种全天候、全天时的现代高分辨率微波侧视成像雷达。自20世纪50年代发明以来, 至今已经获得跨越的进展。机载SAR已经被广泛使用, 星载SAR也已走向商用化阶段。1978年6月美国成功发射海洋卫星(Seasat), 其后, 欧空局、日本、俄罗斯和加拿大等国家和地区也相继成功地发射了自己的SAR卫星, 在世界上掀起了发展主动微波遥感对地观测卫星的热潮。在国土测量, 农作物的植被分析, 海洋及水文观测, 环境及灾害监测, 资源勘测, 地形测绘以及军事侦察中突发事件监视等领域内, SAR发挥了越来越重要的作用^[1]。

由于雷达成像区域波束照射的近端和远端的后向散射系数随入射角度有很大变化, 使得雷达回波信号的动态范围很大。如果不处理, 图像中出现明显的亮区和暗区, 不能辨别目标。为了得到高质量的雷达图像, 通常有两种补偿方法, 分别是通过以入射角为函数赋形波束来调整天线增益补偿和以时延函数调整接收机接收回波幅度补偿。但是接收机的动态比较有限, 常用于抑制近距离的杂波干扰, 在宽测绘带

和大入射角变化时, 远近测绘带的回波动态范围较大, 加上由入射角的变大导致后向散射系数的变小, 在远测绘带回波信号更加微弱。如果雷达采用多孔径接收模式^[2], 它利用多个孔径接收距离向多个子测绘带的重叠信号, 通过线形运算反解出各个子测绘带的原始信号, 这样测绘带内信号回波幅度变化范围更大, 因此解决这个问题尤为重要。相比之下, 选择通过距离向波束赋形有可能可以很好地解决这个问题。而赋形波束技术在普通搜索雷达应用^[3,4]历史较早, 它一般是通过反射面赋形产生需要的波束, 但是反射面限于天线尺寸以及风载荷等因素, 故在机载SAR中应用较少。阵列天线在SAR实用很普遍, 它可以通过调节单元的间距和各单元馈电激励的幅相, 形成需要的波束形状, 比较自由。但是根据我们调研国内的机载SAR还没有使用赋形波束的天线的报道。随着SAR向宽测绘带(比如在探测海洋表面及其动目标时)的发展, 加上对地面后向散射系数等诸多因数, 赋形波束显得更加重要。

$$\text{由侧视机载SAR方程}^{[5]} P_r = \frac{P_t \lambda^2 c \tau_p G_0^2 \sigma^0 \beta_h}{2(4\pi)^3 R^3 \sin \theta} \text{得}$$
$$P_r = \left\{ \frac{P_t \lambda^2 c \tau_p G_0^2 \sigma_m^0}{2(4\pi)^3 h^3} \int g_\theta^2 d\phi \right\} \left[\frac{g_\theta^2 \sigma^0 \cos^3 \theta}{\sigma_m^0 \sin \theta} \right] = K_p V_p(\theta) \quad (1)$$

其中

$$K_p = \left\{ \frac{P_t \lambda^2 c \tau_p G_0^2 \sigma_m^0}{(4\pi)^3 h^3} \int g_\theta^2 d\phi \right\} \quad (2)$$

$$V_p(\theta) = g_\theta^2(\theta) \cos^3(\theta) / \sin(\theta) \quad (3)$$

可以通过改变天线的增益 $g_\theta(\theta)$ 使得 $V(\theta)$ 因子成为常数

$$g_\theta(\theta) = \left(\frac{\sin(\theta)}{\cos^3(\theta)} \right)^{1/2} = \csc^3(\phi) \cos^{1/2}(\phi) \quad (4)$$

这里, σ_m^0 为地球表面散射系数的最大值, θ 是电磁波的入射角, ϕ 是掠射角或入射余角, 结合地球表面的雷达后向散射模型, 由常用的表面散射系数的 γ 模型得:

$$\delta^0 = \delta_m^0 \cos(\theta) \quad (5)$$

可以推出天线修正余割平方方向图:

$$g_\theta(\theta) = \csc^2(\phi) \cos^{1/2}(\phi) \quad (6)$$

2 天线阵列的综合

通过前面的分析得到了天线的赋形方向图表达式。下面利用 Schelkunoff 单位圆法^[6]加上零限填充技术在固定单元间距下综合得出整个阵列的激励幅度和相位。

Schelkunoff 提出了利用单位圆综合等间距直线阵列^[3,6]的理论。设有一个 $N+1$ 个单元的等间距的直线阵列, 阵列因子为

$$f(\theta) = I_0 + I_1 e^{jkd(\cos(\theta)+\delta)} + I_2 e^{j2kd(\cos(\theta)+\delta)} + \dots + I_N e^{jNkd(\cos(\theta)+\delta)} \\ = I_0 \sum_{n=0}^N \frac{I_n}{I_0} e^{jn(kd \cos(\theta)+\delta)} \quad (7)$$

其中 I_n 为单元电流, d 为单元间距, $k = 2\pi/\lambda$ 为波数, δ 为分离单元电流递变的相位因子。

$$\text{令 } \psi = kd \cos(\theta) + \delta, \quad \omega = e^{j\psi} \quad (8)$$

式(7)可以写成如下的形式:

$$f(\omega) = I_0 \sum_{n=0}^N \frac{I_n}{I_0} \omega^n \quad (9)$$

把式(9)因式分解为 N 个基本代数式子的乘积:

$$f(\omega) = I_0(\omega - \omega_1)(\omega - \omega_2) \cdots (\omega - \omega_N) \quad (10)$$

进一步归一化和求模得到振幅方向图:

$$|f(\omega)| = |\omega - \omega_1| |\omega - \omega_2| \cdots |\omega - \omega_N| \quad (11)$$

从上面的推导可以看出: ω 是一个在单位圆变化的点, $\psi = kd \cos(\theta) + \delta$ 受 d 、 θ 和 δ 变化的影响。

由于天线罩的空间狭小, 要求天线几何尺寸做的很紧凑。这样, 单元数在满足电性能条件下必须越少越好。较少单元数时变量维数较少, 方向图综合可以通过试凑法选择不同的 w 因子, 仿真研究得出所要的方向图。具体步骤是在先分析均匀激励等间距的阵列基础上, 然后通过移动单位圆上的根调整副瓣的高度, 使得方向图上出现两个较高波瓣(包括

原来主瓣, 相邻的第一副瓣), 其它波瓣电平很低, 接着把对应第一副瓣那个根乘上一个大于 1 的系数, 使它位于单位圆的外面, 这样一个零点消失, 两个高波瓣合并成一个赋形波束, 微调节根在单位圆的位置, 使得形成的方向图和需要的方向图尽量吻合, 这样进一步计算得到每一个单元激励的幅度和相位。

研究的问题是对一机载雷达测绘带宽达到 10km 的天线赋形波束设计, 如图 1 所示, 天线方向图赋形波束宽度为 24° , 副瓣电平为小于 -15dB , 式(6)就是期望方向图。设天线波束的入射角为 θ_{in} , 天线法线定义为 0° , 则方向图的角度 θ 关系为 $\theta = 50^\circ - \theta_{in}$, 其中 θ_{in} 取 $36^\circ \sim 60^\circ$, 选择式(6)为天线的方向图, 则 $g_\theta(\theta_{in}) = \csc^2(\phi) \cos^{1/2}(\phi)$, 其中 $\phi = 90 - \theta_{in}$ 取 $(30^\circ \sim 54^\circ)$ 。

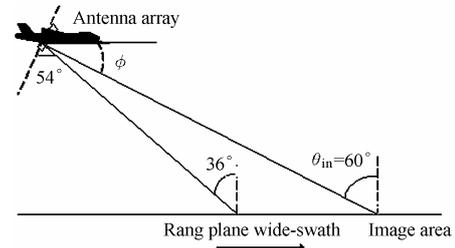


图 1 机载 SAR 天线安装示意图

Fig.1 Antenna installation in airborne SAR

为了减小天线单元互耦, 但又不会出现栅瓣和很大的后向辐射, 通过计算取单元间距为 0.7λ , λ 为自由空间波长。等幅相激励下, 方向图零限在单位圆上的根为 $w_n = \exp(j2\pi n/N)$ 其中 n 为零限号, N 为天线的单元总数。先试用 4 个单元调整根的位置进行综合, 发现副瓣电平太高, 不能达到天线的要求。进而改用 5 个单元, 先进行单位圆根的配制, 使得只出现两个相邻较高波瓣, 其它副瓣电平都低于 -15dB , 然后进行零限填充, 形成一个赋形波束, 进一步微调零限填充根系数和其他根的位置, 使产生的赋形区域方向图瓣尽量和满足接近, 并尽量保持较低的副瓣电平, 结果如图 2 所示。最后返回式(1), 计算出 5 个单元的激励系数如表 1 所示:

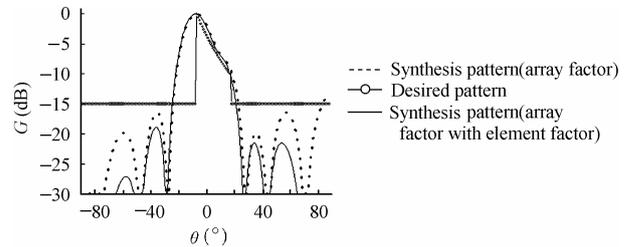


图 2 期望和综合的方向图

Fig.2 Desired and synthesized pattern

表 1 5 个单元激励系数表

Tab.1 Five exciting coefficients of elements

单元数	A1	A2	A3	A4	A5
幅度	1.9000	2.9331	2.3374	1.1885	1.000
相位	-178.00	-157.36	-134.54	-79.30	0

3 微带天线阵列的实现

微带天线阵是 SAR 中经常选用的天线形式，具有重量轻，体积小，价格便宜，易于制造，易于共形和易于与微带电路集成等优点^[7-9]。第一个雷达卫星的天线选用的就是大型微带天线阵列^[8]，本文同样选择微带天线单元组成线阵来实现天线波束赋形。

图 2 给出了只考虑阵列因子和单元因子与阵列因子一同考虑的综合结果，从图 2 中看出，在赋形区域辐射方向图几乎没有改变，单元因子压低了副瓣电平，改善了方向图。选择单元数为 5，工作频率为 9.6GHz，单元间距 0.7 个波长(互耦较小)，根据表 1，利用馈线的宽度实现不同特性阻抗来分配各单元对应激励的电流幅度，利用微带馈线的延迟特性来实现不同的激励相位，它们的最后阻抗的匹配用 1/4 波长阻抗变换器来实现。整个子阵列连接成一个一维串并网络，有利于方位向组阵成整个机载 SAR 的微带天线阵。

4 仿真结果与分析

根据前面所述原理，首先确定天线的结构配置，具体单元参数和介电常数，如图 3 和表 2 所示。利用电磁仿真软件 Ansoft Ensemble 对 5 个单元组成的赋形阵列进行了基于矩量法的全波分析和设计。本文根据综合结果结合单元微带特性，设计了两个天线来实现波束赋形。

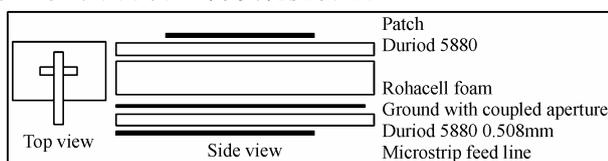


图 3 微带天线结构与介质配置图

Fig.3 Structure and layers of microstrip antenna

表 2 天线单元的几何参数表

Tab.2 Antenna element geometry parameter

	天线 1	天线 2
贴片介质 Duriod 5880 厚度	0.508mm	0.787mm
Rohacell foam 厚度	1.2mm	0
馈线介质 Duriod 5880	0.508mm	0.508mm
贴片尺寸 (宽×长)	10.000mm×10.872mm	10.000 mm ×9.104mm
耦合缝隙尺寸(宽×长)	2.000 mm ×6.000 mm	1.000 mm ×4.000 mm
馈线宽度	1.620mm	1.620mm
馈线调节枝节长度	3.925mm	2.392mm

前面综合得到各单元激励，利用微带馈线实现功分和相移，整个天线阵列进行电磁仿真，优化参数，使得仿真的方向图尽量与综合结果接近后，进一步按照仿真结构尺寸进行加工，做成实验天线阵列，如图 4 所示，其中 S1 为赋形天线 1，S2 为赋形天线 2。并利用 HP8722ES 矢量网络分析仪

对实验单元进行了驻波比曲线进行了测试以及在微波暗室里对单元的远区主极化方向图进行了测量。

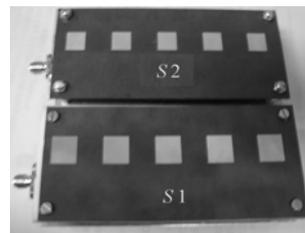


图 4 两个实验阵列照片

Fig.4 Photo of two fabricated antenna array

从图 5 可以看出，两个天线测试阻抗特性在中心频率 9.6GHz 与测试结果吻合较好，测试的带宽小于仿真结果，可能由于天线是多层结果，如果在层之间有空气或者材料介电常数不是理想都会带来误差的。不过，由于本文主要是研究方向图赋形的，阻抗带宽与方向图没有直接关系，上面的结果可以接受的。

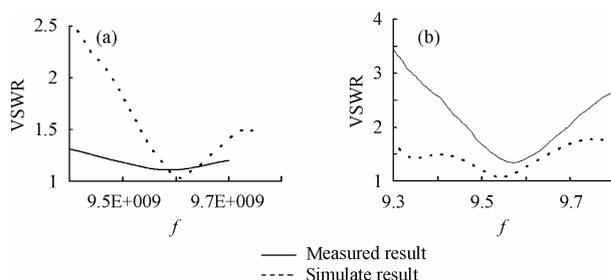


图 5 两个实验阵列驻波比曲线
(a)天线 1 (b)天线 2

Fig.5 VSWR of the two antenna
(a)Antenna1 (b)Antenna2

从图 6 看出天线 1 工作在 $f=9.5\text{GHz}$ ， 9.6GHz 和 9.7GHz 仿真和测试的方向图在主瓣区域吻合较好。由于测试通过金属螺钉固定和地面不够大，导致电磁绕射效应，引起副瓣电平有一定的抬高。

从图 7 看出天线 2 工作在 $f=9.5\text{GHz}$ ， 9.6GHz 和 9.7GHz 仿真和测试的方向图在主瓣区域吻合较好。同样，由于测试通过金属螺钉固定和地面不够大，导致电磁绕射效应，引起副瓣电平有一定的抬高。

图 8 为天线仿真增益与频率的关系，天线 1 测试和仿真曲线最大相差 0.5dB，而天线 2 测试和仿真曲线最大相差 0.6dB。由于测试天线包括 SMA 接头和微带延长线，它们都有一定的损耗，还有实际天线的加工和材料可能带来一些误差，总的来看两者结果吻合比较好。另外，从图 8 还可以看出天线 1 的增益大于天线 2。这是由于选用介电常数较小的泡沫，增大了辐射贴片的面积，带来了天线增益的提高。

5 结束语

宽测绘带成像的机载合成孔径雷达可以对观测地域大面积成像，扩大观测视野，这样天线辐射距离向方向图形状必须满足近似余割平方的赋形波束。本文根据这一要求，利用 Shelkunoff 单位圆结合零限填充对天线阵进行了综合，得

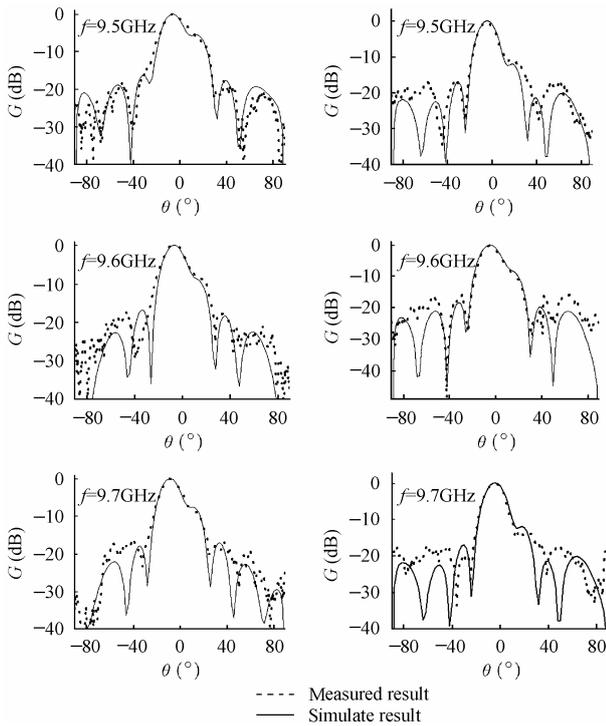


图 6 天线 1 不同频率方向图曲线

图 7 天线 2 不同频率方向图曲线

Fig.6 Antenna1 radiation pattern with different frequency

Fig.7 Antenna2 radiation pattern with different frequency

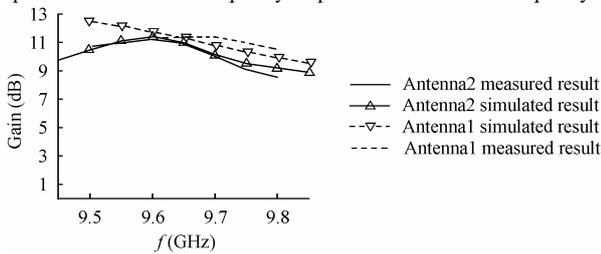


图 8 两个天线的增益曲线

Fig.8 Gain of the two antennas

到了要求的天线激励幅度和相位, 并利用微带贴片天线阵列实现了赋形波束方向图。本文取了两种介质配制 5 个单元分别加工实验样阵, 实验测试结果、仿真分析与理论综合

结果三者吻合较好, 从而证明了整个综合和阵列实现过程的正确性。如果天线的激励幅度和相位可以通过馈电和 T/R 组件实现移相功分, 天线阵可以小型化。另外, 本文 5 单元赋形阵列可以直接用于机载合成孔径雷达系统天线阵列距离向配制。

参 考 文 献

- [1] 魏钟铨. 合成孔径雷达卫星. 北京: 科学出版社, 2001, 第 1 章.
- [2] 王小青, 郭琨毅, 盛新庆, 朱敏慧. 距离向多孔径接收宽测绘带 SAR 成像方法的研究. 电子与信息学报, 2004, 26(5): 739-745.
- [3] 康行健. 天线原理与设计. 北京: 国防工业出版社, 1995, 第 6, 7 章.
- [4] 肖疆, 徐晓文, 董涛. 多孔毁伤时赋形反射面天线辐射特性的研究. 电波科学学报 2003,18(6): 648-651.
- [5] 乌拉比 F T, 穆尔 R K, 冯建超 著. 黄培康, 汪一飞 译. 微波遥感 (第二卷). 北京: 科学出版社, 1987: 第 7 章.
- [6] Shelkunoff S A. A mathematical theory of linear arrays. *Bell System Technology Journal*, 1943, 22 (1): 80-107.
- [7] 鲍尔 IJ, 布哈蒂亚 P 著. 梁联俦 等译. 微带天线. 北京: 电子工业出版社, 1985, 第 1 章.
- [8] Mailloux R J, McIlvenna J F, Kernweis N P. Microstrip array technology. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, 1981, AP-29(1): 25-37.
- [9] 钟顺时. 微带天线理论与应用. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1991, 第 1 章.

肖 疆: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为微波天线的分析与设计、计算电磁学以及微波遥感相关技术等.

朱敏慧: 女, 1943 年生, 研究员, 博士生导师, IEEE 高级会员, 主要研究方向为计算机图像与图形学、微波遥感与雷达技术、雷达信号与信息处理等.

范景云: 男, 1979 年生, 硕士生, 研究方向为波导缝隙天线分析与设计、微波遥感相关技术等.