

反射波相位可重构的天线单元设计

陆屹崑

(电子科技大学电子工程学院, 四川 成都 611731)

摘要:以微带缝隙耦合天线为基本模型设计反射波相位可重构的天线单元。通过改变加载在微带线上的变容二极管的两端电压改变变容二极管内部电容以重构反射波相位,从而降低飞行器的雷达反射截面值,提高天线的隐身性能。研究表明:设计的可重构天线单元,不仅能够改变反射波相位达到 358 度,还可以同时作为发射单元,其方向系数高,与发射信号匹配好、增益高。

关键词:缝隙微带耦合天线;反射波相位;变容二极管

中图分类号:TP301.6

文献标志码:A

doi:10.16836/j.cnki.jcuit.2017.04.008

0 引言

由于天线是有源目标^[1],在工作时必须保持正常收发电磁波而不被遮挡或覆盖,直接安装在飞行器上又破坏飞行器的雷达反射截面(radar cross section, RCS),产生很强的反射回波,直接暴露在他人雷达波的照射下,因此,在复杂电磁环境下,天线隐身性能对飞行器整体的隐身性能至关重要。目前,常规的隐身措施,如整形技术、吸波材料技术等不可能简单的在天线隐身中获得应用。因此设计了反射相位重构来显著提高天线的隐身性能,即通过自由改变反射波的相位,使天线阵列中相邻单元的反射波相位相差 180 度,来降低整体场强大小和 RCS 值的方法^[2]。

关于相位可调的反射阵列的研究,一般在关注固定波束天线的设计上。B. Pinte 等^[3]提出了基于 MEMS 开关来控制 6 个偶级来改变相位的方法,其反射相位只能达到 6 个固定数值而不能随意改变,最大回波损耗仅为 1 dB。由于其改变相位的范围只能达到几个固定值,越来越多的相位可调天线研究开始使用微带缝隙耦合天线为基本模型,并集成一个或多个半导体器件,如 PIN 或变容二极管等,其辐射单元和馈电网络的相对分离,具有降低天线馈线对天线辐射特性的影响、同时其对制造误差的要求要比微带贴片天线更低,可在敷铜介质板上用标准光刻技术进行加工生产,与飞行器共形的特点^[4]。Mathie Riel and Jean-Jacques Laurin (2007),在微带线之间集成了两个 Aeroflex-Metelics MGV-100-20 变容二极管,成功模拟并制作了 5.4 GHz 工作的反射阵列单元,反射相位能够改变 373 度并且最高损耗为 2.4 dB。Francesca Venne-

ri 等^[5]则只使用了一个变容二极管,其方法是将变容二极管加载在介质层下表面和参考地之间。两种方式都达到了相位的改变和损耗较低的要求。

上述研究在综合考察天线的反射特性^[6]具有重要意义:微带缝隙耦合天线中使用变容二极管可以有效改变相邻单元相位,从而有效增强隐身性。但作为固定波束扫描和反射面功能的应用未曾考虑天线的辐射能力^[7],现实的需要是:天线在降低飞行器 RCS 的同时,应兼有其发射方向系数符合度和增益高,既隐蔽又不影响飞行器高速运动轨迹的特点。基于此,将反射相位重构衍生成可自我发射并接受信号的独立天线阵列,通过调整相控阵的反射相位可以使反射波的相位呈杂乱分布,加之合适的物理尺寸与共形条件,能够代替以往飞行器中的复杂天线结构,在增强天线隐身性能的同时,可改变天线方向图最大指向,保持其发射特性。

1 模型设计

研究采用的微带缝隙耦合天线模型,基本结构分为两层:上层由金属贴片表层和空气介质组成;下层主体为介质层,介质层上表面与金属地板相连接,下表面印刷着微带线。两层中间为金属地板,金属地板中间开一条缝隙。发射时,能够通过微带线端接的馈电端馈电来辐射信号,如图 1、图 2 所示。

在模型中,最上层是贴片,由金属材料制成,边界条件设为 Perfect E,大小为 40 mm×40 mm;中层为地板,大小为 80 mm×80 mm,也是由金属制成,边界条件同样设为 Perfect E;最下层则是介电常数为 2.2 的介质基片,横截面为 80 mm×80 mm,厚度为 0.5 mm。其中,

贴片与地板之间的距离为3 mm,并且地板镶嵌在介质基板的上表面。

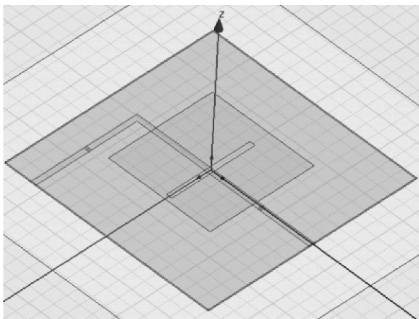


图1 天线结构模型(正面)

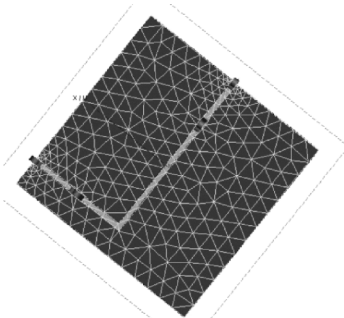


图2 天线结构模型(背面)

按照缝隙式耦合的微带天线单元的做法,从地板上挖去的缝在贴片的正下方,尺寸为32 mm×2 mm。微带线在介质基板的下表面镶嵌,整体的微带线是由两块结构粘贴而成的,其中,一条微带线沿 x 方向延伸,另一条微带线沿 y 方向延伸;沿 y 轴方向延伸的微带线的位置是从介质基板的下表面的最右端延伸至左端距中点30 mm处,而沿 x 轴方向延伸的微带线则是从介质基板的下表面的最前端延伸至 $x=0$ 处与沿 y 轴方向延伸的微带线相接,两条微带线互相垂直且形成指数。变容二极管的位置分别在这两条微带线的中点处。模型的馈电点在介质基板的右侧与前侧,与微带线相接,目的是将地板与微带线连接在一起,其尺寸为2 mm×0.5 mm,其中只有右侧的馈电端口设置端口激励为 Lumped Port。最外层的正方体是作为模型的辐射边界条件,其为空气介质,表面设置辐射边界条件。

天线单元整体模型结构中,最重要的元件是变容二极管,设计图如图3、图4所示。

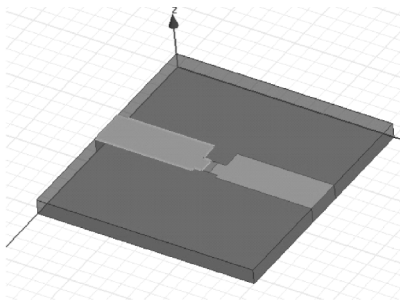


图3 天线中变容二极管模型

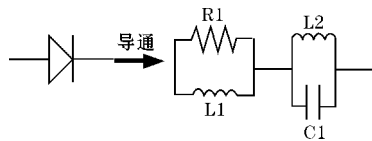


图4 变容二极管内部结构示意图

图3中,变容二极管镶嵌在微带线上,固定在一个立方体模型上。该立方体的尺寸是30 mm×31 mm×2 mm,由介质基板构成,介质基板的介电常数是2.2;下表面设为地板,是由金属制成的,边界条件设置为 Perfect E;上表面上印刷了2片微带线,2片微带线的尺寸均为5 mm×13.4 mm。为方便实物操作中二极管的焊接,在2片微带线的中间放置2片铜制焊片来提供焊点,2片铜制焊片的大小均为1.1 mm×1 mm;微带线的两端设置为馈电端口,在模型中设置的是2个长方形,大小为2 mm×5 mm,设置成 Lumped Port。

图4是模型使用变容二极管等效电路示意图。使用2个长方形并设置两个 RLC 边界条件,即2个元件先并联,再串联,使符合2个模块并联。在具体的测试中2个端口端接矢量网络分析仪的2端口,两个变容二极管的总尺寸与变容二极管的封装大小相同,尺寸为2 mm×1 mm。

2 仿真结果及实物制作

绘制模型完备后,紧接着是施行网格剖分,加载平面波照射作为入射源,入射源频率为3 GHz,为线极化波,极化方向沿 y 轴方向,与缝相互垂直;再对模型施加远场的边界条件,最后计算相关指标。

要使阵列中的相邻天线单元间反射波相位相差达到准确的180度,变容二极管的电容值随着外接电压值变化的特征曲线必须要准确得到。由于变容二极管的内部参数随着加载频率的改变发生相应变化,因此需要反复的仿真^[8]对比实验。根据以上模型,选择 Altair HyperWorks FEKO 反射仿真软件^[9]和 Ansoft HFSS 辐射仿真软件^[10]对以上模型进行仿真。在使用 FEKO 进行仿真时,反射模型需要设置4个端口,分别接2个二极管的端口和2个阻抗匹配的端口,为避免端口与介质基板的接触,需要在介质基板上挖去4个小的立方体。

2.1 变容二极管的仿真结果与测试结果

图5是根据上述模型设计的变容二极管仿真加工实物测试板。变容二极管焊接在微带线中间特制焊盘的正中间位置上,两边连接的是金属制成的微带线和能够与矢量网络分析仪连接的接头,微带线上用导线

连接到直流稳压源上。主要考察在变容二极管导通(设置的变压范围为0 V到10 V)的情况下网络的S参数,并通过S参数来计算变容二极管的具体参数。实际选用的二极管型号是BBY 51-02W H6327。

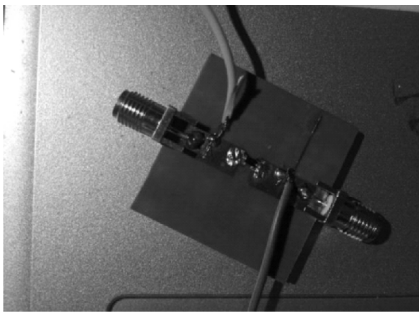


图5 变容二极管实物测试板

在测试过程中,使用仿真与测试对比的方法,先测试出一定电压范围内的传输特性曲线,再通过扫参得到网络的具体参数。主要选取了5个变化范围较大的测试点进行测试,分别加载电压为1.5 V、3 V、5.5 V、7 V和10.5 V;测试后进行数据处理,与HFSS仿真对比的传输系数的扫频图;扫频的范围为2.65 GHz-3.6 GHz。仿真与测试的对比曲线如图6、图7所示。

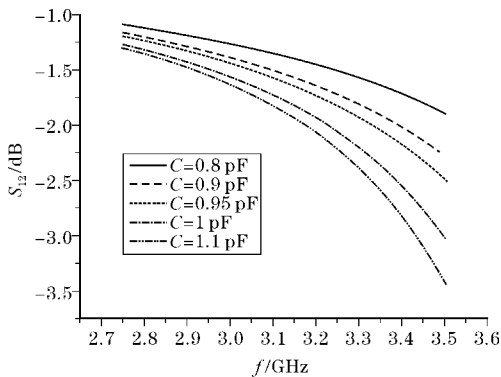


图6 不同内部电容的网络传输系数

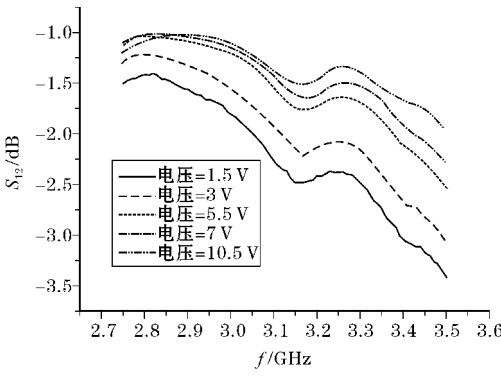


图7 内部电容网络传输系数与加载电压的仿真数值

图6是不同内部电容的网络传输系数,图7则是不同加载电压值的网络传输系数。通过仿真,可以得出变容二极管的RLC仿真模型,各元器件的内部参数

计算结果分别是:
 $R_1=50\ \Omega, L_1=0.1\ \text{nH}, C_1=\text{变量}(0.8\text{--}1.1\ \text{pF}), L_2=1.3\ \text{nH}$

2.2 天线辐射结果

天线HFSS辐射仿真结果如图8~11所示。
图8~11形象地展示了天线单元辐射信号的各项指标:最佳工作频率约为3.1 GHz,稍有偏移;回波损耗达到了-37.5 dB;增益约为21.599 dB;副瓣电平很低。从测试的结果可以看出:天线的发射性能不仅没有因为三端口馈电的方式而降低,反而因为微带线的结构变化使得发射的性能,包括辐射方向图、天线增益以及回波损耗变得更好。

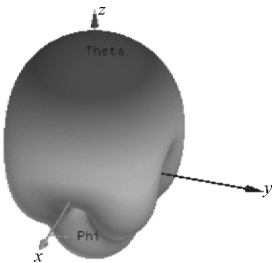


图8 天线单元发射时的三维方向图

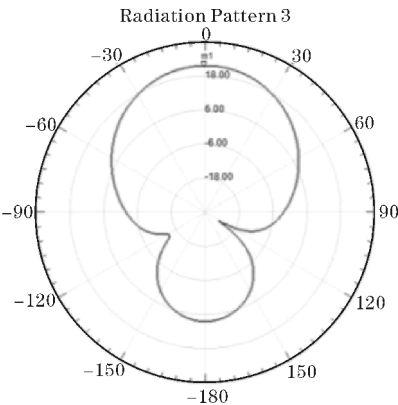


图9 天线单元发射时的E面增益方向图

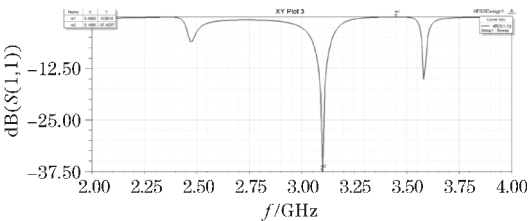


图10 天线单元的S(1,1)参数回波损耗

以上的仿真数据在变容二极管外压为3 v时取得,此时变容二极管刚好被导通,可以被等效为微带线的一部分,此时天线由侧面端口馈电,通过微带线向天线上表面辐射。

2.3 天线反射结果

天线FEKO反射仿真结果如图11-12所示。

根据天线单元反射的基本模型,图 11、图 12 给出了天线单元反射波相位能够变化的最大范围:−180 度到 178 度,总变化范围为 358 度,完全覆盖了单元间反射波相位相差达到 180 度的范围,而且可在 358 度范围内自由改变其相位;图 13 绘制出了变容二极管电容取值与天线单元反射波相位的关系图,可以明显的看出变化的趋势,在一定的电容变化范围内,能迅速达到 360 度左右的相位变化。

测试得到的天线反射结果仅限于一个单元的测试,没有加载周期边界条件。变容二极管的外压调节范围为 3 ~ 10 v,电容变化范围为 0.05 ~ 0.4 pF。

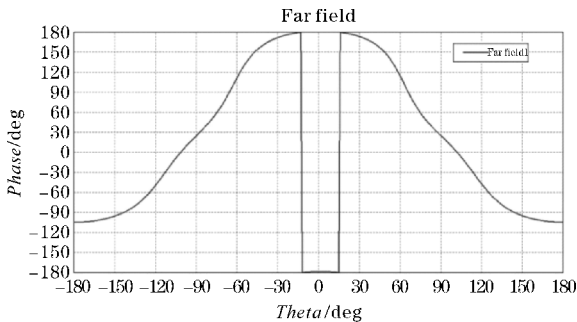


图 11 天线单元仿真的反射波相位变化的最小值

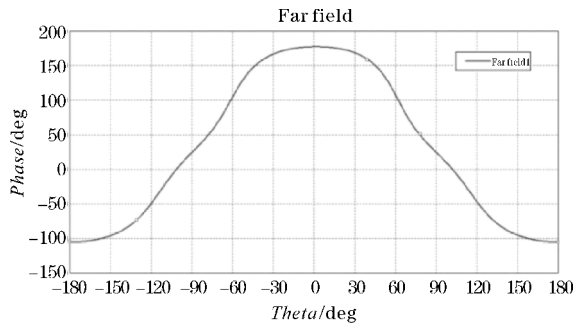


图 12 天线单元仿真的反射波相位变化的最大值

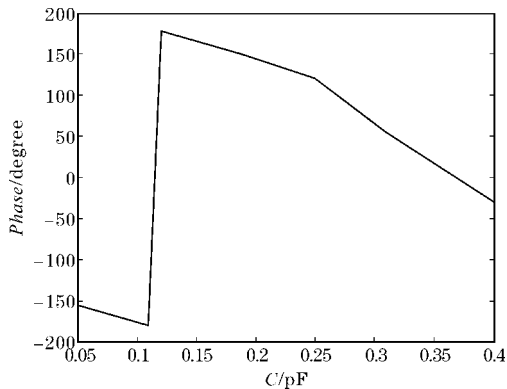


图 13 反射波相位与变容二极管电容的关系曲线

3 结论

讨论了可自我发射并接收信号的独立天线单元通过改变相位降低 RCS 值的有效方法。通过利用 Ansoft

HFSS 模拟发射软件、Altair HyperWorks FEKO 模拟反射软件,查看天线的方向图、增益与反射波相位等重要参数,用矢量网络分析仪测试实现了反射波相位可重构天线单元的制作。结果显示:天线单元的反射波相位可改变 358 度,辐射的回波损耗小于 −35 dB 且辐射的增益为 21.599 dB,证明了该天线单元可以作为反射阵列改变相位来降低飞行器 RCS 值;同时,还维持了发射性增益高的特点,易于共形,有很好的应用前景。天线阵列的制作将是下一步研究的重点。其中,具体在阵列中降低飞行器 RCS 值的方法是使本文所述的天线单元相邻单元的反射波相位相差 180 度来达到 RCS 相互抵消的效果。这种方法的预期效果将大幅减小天线阵列的 RCS,并将会在后续研究中讨论。

参考文献:

[1] Ernie Jackson. Antenna Measurements with the Network Analyzer. Agilent Technology [EB/OL]. www.agilent.com/find/antenna.

[2] Shu-Lin Chen, Pei-Yuan Qin, Can Ding, et al. Cavity-Backed Proximity-Coupled Reconfigurable Microstrip Antenna with Agile Polarizations and Steerable Beams IEEE Transactions on Antennas and Propagation[J]. IEEE Early Access Articles, 2017, (99): 1–3.

[3] B Pinte, H Legay, E Girard. A reflectarray antenna in Ka-band with MEMS Control. Proc [C]. 10th ANTEM, URSI Conf. ,2004:25–30.

[4] M Sugadev, E Logashanmugam. A Compact Multiple Slot Microstrip Antenna for Modern Mobile Communications [C]. 2016 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies(ICCICCT), IEEE Conference Publications, 2016:805–808.

[5] Francesca Venneri, Sandra Costanzo, Giuseppe Di Massa. Design and Validation of a Reconfigurable Single Varactor-Tuned Reflectarray[J]. IEEE Library. 2013, 61(2): 635–645.

[6] Chandrhasa R Salian, B Santhosh, Sandeep Vedarbham. A Review on Design and Development of Low Cost 5 GHz Microstrip Patch Array 813Antenna[C]. 2017 International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications (ICIM-IA), 2017:524–527.

[7] M Pozar, T A Metzler. Analysis of a Reflectarray

Antenna Using Microstrip Patches of Variable Size
[J]. Electron. Lett. Issue : 8 , 1993 , (29) : 657 – 658.

[8] James J R , P S Hall. Handbook of Microstrip Antennas [M]. London : Peter Peregronic Ltd. , 1989 : 112–116.

[9] Altair Hyper Work Comprehensive Electromagnetic Analysis Software Suite (part of Altair HyperWorks) [EB/OL]. www. altairhyperworks. com/ FEKO.

[10] Ulrich Jakobus , Johann van Tonder , Marlize Schoeman , et al. Review of the Latest Feature Additions to the Electromagnetic Solver FEKO [EB/OL]. 2016.

Design of a Phase-Reconfigurable Antenna Unit

LU Yi-wei

(School of Electronic Engineering of University of Electronic Science and Technology of China , Chengdu , 611731 , China)

Abstract : The problem of a phase-reconfigurable antenna unit is studied within the theoretical framework of a varactor-tuned based aperture-coupled element. In order to reduce the Radar Cross Section of the antenna and increase its invisibility , this paper , by adjusting the outside voltage of varactors , builds a phase reconfigurable model on changing inside capacitance of varactors. The results show that the antenna unit can not only be used as a reconfigurable reflectarray , but also can be used as a radiation element. The model allows continuous tuning of the reflected signal ’ s phase about a 358 degree range and shows an impressive radiation pattern.

Keywords : reconfigurable antenna , aperture-coupled element , varactor