



专题: 5G

5G 中的超宽带阵列天线及其小型化技术

张申科¹, 杨丰旭², 尹应增²

(1. 武汉虹信通信技术有限公司, 湖北 武汉 430205;

2. 西安电子科技大学, 陕西 西安 710071)

摘要: 研究了超宽带阵列天线的设计及其低剖面技术。将 ADS 电路仿真软件与电磁场全波仿真软件 Ansoft HFSS 相结合, 利用具有紧耦合的偶极子天线单元设计具有宽带工作的低剖面强耦合阵列天线。研究表明, 在工作频率范围 0.67~3.78 GHz 频段内, 该天线阵列的电压驻波比优于 2.0, 相对带宽为 139.78%, 天线阵列的剖面仅有 40.25 mm。其次, 研究了加载人工磁导体结构实现阵列天线的低剖面技术。采用构成高阻抗地的人工磁导体结构改善了天线高频谐振性能, 从而降低了天线的剖面高度。全波电磁仿真结果表明, 该天线阵列在 1.1 ~ 2.8 GHz 范围的工作频率中电压驻波比优于 2.0, 天线的剖面高度仅为 24 mm, 相对带宽 78%。该技术可拓展应用到 5G 天线的开发。

关键词: 宽带阵列天线; 低剖面; 强耦合阵列; 高阻抗地; 人工磁导体

中图分类号: TN822.8

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019185

Ultra-wideband array antenna in 5G and its miniaturization technology

ZHANG Shenke¹, YANG Fengxu², YIN Yingzeng²

1. Wuhan Hongxin Telecommunication Technologies Co., Ltd., Wuhan 430205, China

2. Xidian University, Xi'an 710071, China

Abstract: The design method of wideband array antennas and the technology of low profile were studied. Combinations of commercial simulation software ADS and Ansoft HFSS, two design examples of tightly coupled array antennas were presented, with the characteristic of wideband and low profiles. Simulated results show that the impedance bandwidth of voltage stranded ratio less than 2.0 was from the frequency range of 0.67 GHz to 3.78 GHz, with a height of 40.25 mm. Moreover, by loaded artificial magnetic conductor (AMC) structure on the basis of the original antenna array to form a high impedance surface to improve the high-frequency resonance performance, the low profile technology was presented for wideband array. The results of full wave electromagnetic simulation software show that the impedance bandwidth of voltage stranded ratio less than 2.0 was from the frequency range of 1.1 GHz to 2.8 GHz, with a height of 24 mm and corresponding to a fractional bandwidth of 78.0%. This technology can be extended to the development of 5G antennas.

Key words: wideband array antenna, low-profile, tightly coupled array, high impedance ground, artificial magnetic conductor

收稿日期: 2019-06-16; 修回日期: 2019-07-02

1 引言

随着无线通信技术的发展,通信天线的性能越来越受到人们的重视,其发展主要经历了全向天线、定向单极化天线、定向双极化天线、电调双极化天线、多频及其电调天线以及 MIMO 天线、有源天线等过程。目前小型化、多频段、超宽带的基站天线越来越受到人们的关注,尤其是如何在有限的空间,设计出满足性能要求的低剖面天线,成为了人们竞相研究的热点。为此,本文研究了宽频带阵列天线的低剖面技术,不仅能较好地降低天线剖面高度,同时能展宽天线的工作带宽,实现了超宽带工作和低剖面的要求。

一直以来,关于基站天线的研究设计的热点都在于宽带化、小型化、双/多极化等几个重要特性^[1],而低剖面、小型化的基站天线因其小巧灵活的特性而备受青睐^[2-10]。因此,在保证良好的辐射特性和阻抗特性的条件下,微基站天线的设计通常更注重低剖面、小型化的尝试。而且,往往由于微基站的安装条件限制,还需要进行与基站的集成和共形设计,而小型化和低剖面的天线更有利于这种设计的实现。过去的学者和研究人员对于紧凑的低剖面、宽频带、小型化的天线已经进行过很多这方面的研究,提出了很多关于减小天线尺寸^[2-3]、实现低剖面结构^[4-5]、增加天线的阻抗带宽^[6-7]以及实现双极化辐射等良好性能的方式^[8-10]。Lai 等人^[11]提出一种弯折探针馈电形式的贴片天线,通过调整弯折探针的尺寸以及与辐射贴片之间的间距使得宽带达到展宽,将弯折型探针 T 字形摆放实现了双极化功能。其中心工作频率约为 1.8 GHz (其对应的波长为 $\lambda \approx 161$ mm),当金属贴片厚度为 0.3 mm (对应于 0.002λ),长度 $L=61$ mm (0.378λ),贴片距离地板的高度 $H_p=17.5$ mm (0.109λ),其 $VSWR \leq 2$ 时的工作频段为 1.64~2.13 GHz,相对带宽为 26%。Bao 等人^[12]通过变形传统的偶极子天线,提出一种四角环形

式的偶极子天线,其中心工作频率约为 2.2 GHz ($\lambda \approx 136.4$ mm),充分利用了四角环之间的紧耦合效应极大地扩展了带宽,调节环间距最终达 1.71~2.69 GHz (相当于 44%) 的工作频带。偶极子高度 (巴伦长度) $BH=36.7$ mm (0.27λ),环形臂长 $R_l=23.8$ mm (0.175λ),偶极子贴片厚度 $R_h=2.6$ mm (0.019λ)。采用差分耦合馈电的电磁偶极子形式,在剖面高度 $h=48$ mm (0.24λ) 时,实现了 68% (0.95~1.92 GHz) 的阻抗带宽和 62% 的 3 dB 波瓣带宽^[13]。

综上所述,偶极子天线在带宽上已经取得了很大的突破,但是上述天线扩展带宽的方法都在一定程度上牺牲了天线的剖面高度。由于 5G 通信具有更高的工作频率和更小的工作波长,因此 5G 天线的低剖面化、小型化越来越受到重视。如何在保证天线性能的情况下降低剖面高度仍是一个重要课题。

本文以紧耦合阵列天线为基础,给出了两种以偶极子作为基本阵元的低剖面宽带阵列天线。通过阵元间的偶极子单元相互交叠形成紧耦合阵列,展宽了常规偶极子天线的工作带宽,同时降低了天线的剖面高度。仿真结果表明其工作频段为 0.68~3.07 GHz (相对带宽为 127.5%),在其工作频段内,无源电压驻波比优于 2.0,极化方式为线极化,扫描角为 $\pm 60^\circ$,实现了超宽带的辐射特性;在紧耦合的偶极子阵列基础上,以牺牲天线的工作带宽为代价,通过加载人工磁导体结构,降低了天线的剖面高度,其工作频段为 1.1~2.8 GHz (相对带宽为 87.2%),在其工作频段内,电压驻波比优于 2.0,极化方式为线极化。

2 低剖面宽带阵列天线技术

2.1 等效电路与 ADS 仿真的设计方法

紧耦合阵列天线是利用阵元间的耦合以拓宽天线的工作频带,在这里需要考虑天线阵元的自电感以及相邻阵元间的耦合电容。通过调节阵列



单元的自电感和交叠部分的耦合电容,从而改变天线阵的谐振频率。

为了简化计算复杂性、节约时间,可以采用等效电路的方式得到天线的等效电路模型,使用 ADS 和 MATLAB 等仿真软件进行联合计算。

对于具有金属地板的偶极子阵列天线,可以将其等效为如图 1 所示^[14]的 LC 串联网络。由传输线理论可知,电长度小于 1/4 波长的偶极子天线单元可以等效为电感 L_{dipole} ,单位为 nH。阵元间的耦合电容为 C_{coupling} ,单位为 pF。天线两面的介质层被等效为传输线,其特性阻抗为 Z_{sup} 和 Z_{sub} ,长度为 h_{sup} 和 h_{sub} 。耦合电容 C_{coupling} 可通过平板电容器计算式求得理论值,偶极子的自电感 L_{dipole} 可由传输线理论计算得到理论值。

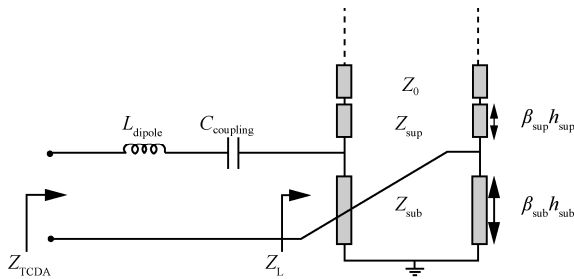


图 1 紧耦合的偶极子天线等效电路

在等效电路中,偶极子阵元的自电感为 L_{dipole} 和阵元间耦合电容为 C_{coupling} 的计算方法可以按照如下原则选取。由于偶极子两端视为终端负载记为 Z_L ,由于终端开路,所以 $Z_L = \infty$,等效为 LC 串联谐振网络,对于电长度 $|\theta| < \lambda/4$ 的偶极子阵列,当其特性阻抗表示为 Z_0 ,其输入阻抗 Z_{in} 满足式 (1):

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta s}{Z_0 + jZ_L \tan \beta s} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_L \tan \theta} = \frac{Z_0}{j \tan \theta} \quad (1)$$

对于电感元件 L ,其阻抗计算式为:

$$Z_{\text{in}} = j\omega L_{\text{dipole}} \quad (2)$$

联立式 (1) 和式 (2),可以求得偶极子单元的等效电感为:

$$L_{\text{dipole}} = \frac{-Z_0}{\omega \tan \theta} = \frac{-Z_0}{2\pi f \tan \beta L_d} \quad (3)$$

此处, L_d 表示从负载终端向电源端移动的距离,记负载端 $L_d = 0$,向电源端的距离 L_d 取负值。

对于耦合电容 C_{coupling} 可通过平板电容器计算式 (4) 求得:

$$C_{\text{coupling}} = \epsilon S / d \quad (4)$$

其中, $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$,为电容器加载介质的介电常数, $S = h_{\text{dipole}} \cdot W_{\text{cap}}$ 为交叠部分的面积, $d = t_{\text{PCB}}$ 为平板间距。

因为天线谐振频率与其物理尺寸呈反比例关系,初始的设计谐振频率约为目标工作频率的一半,为提高谐振频率,笔者减小其物理尺寸约为初始值的一半。此时阵元在 E 面的间距 $d_E = 16 \text{ mm}$,阵元在 H 面的间距 $d_H = 32 \text{ mm}$,下层空气介质高度 $h_{\text{sub}} = 35 \text{ mm}$,上层介质层高度 $h_{\text{sup}} = 20 \text{ mm}$,相对介电常数 $\epsilon_r = 2.1$,偶极子双臂总长 $w_{\text{dipole}} = 16 \text{ mm}$ ($\approx 0.119\lambda$),宽度 $h_{\text{dipole}} = 8.8 \text{ mm}$,中心采用集总端口馈电,馈源高度 $w_{\text{feed}} = 0.4 \text{ mm}$,长度为偶极子双臂所附的介质层厚度 $t_{\text{PCB}} = 0.5 \text{ mm}$,馈电端口输入阻抗 $Z_0 = 100 \Omega$,耦合度 $W_{\text{cap}} = 6.8 \text{ mm}$ ($\approx 0.050\lambda$)。对于短偶极子单元可利用式 (3) 求得其自电感 $L_{\text{dipole}} = 3.99 \text{ nH}$,利用式 (4) 求得阵元间耦合电容 $C_{\text{coupling}} = 2.8 \text{ pF}$,建立 ADS 仿真的等效电路如图 2 所示。然而在实际中,由于考虑到边缘效应,以及馈源的加入和接地板的反射对天线的影晌,需要通过 ADS 软件仿真优化得到其实际值。经过多次调优后,取 $L = 2.8 \text{ nH}$, $C = 2.6 \text{ pF}$,等效电路的仿真结果如图 3 所示。

从图 3 (a) 可以看出,用商业软件 ADS 仿真结果表明在 0.67~3.78 GHz 频段内,该天线阵列电压驻波比优于 2.0 的相对带宽为 139.78%,其 S11 的史密斯圆图也与电压驻波比相吻合。采用水平偶极子天线阵列,天线剖面高度为 $H = h_{\text{sub}} + t_{\text{PCB}}/2 = 40.25 \text{ mm}$ ($\approx 0.25\lambda$)。图 3 (b) 中给出了用全波电磁仿真软件 Ansoft HFSS 仿真进

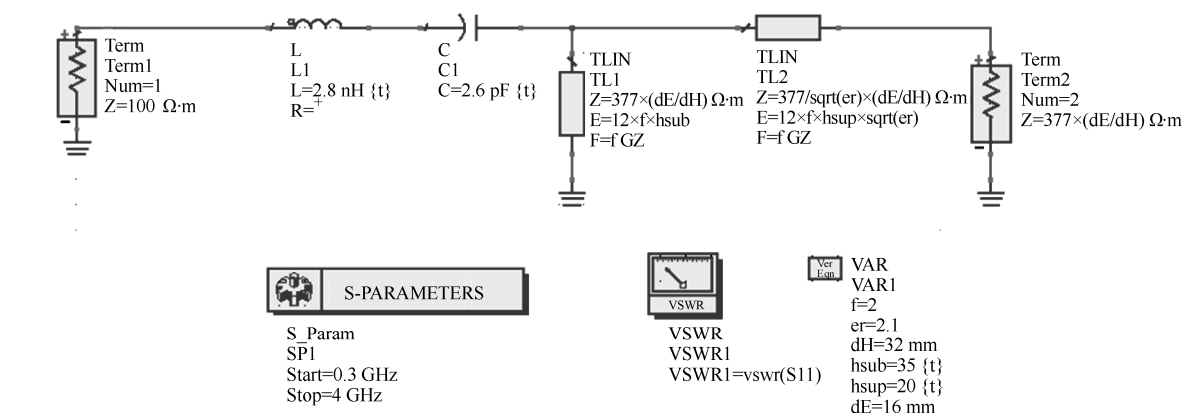
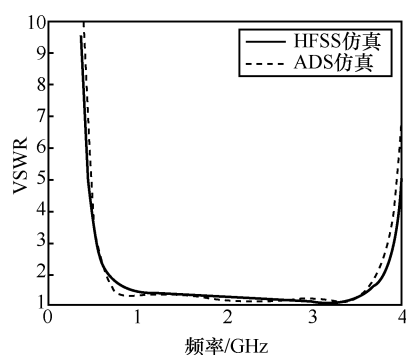
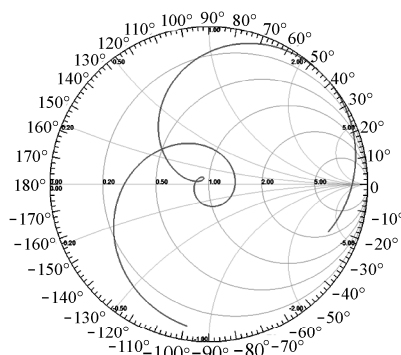


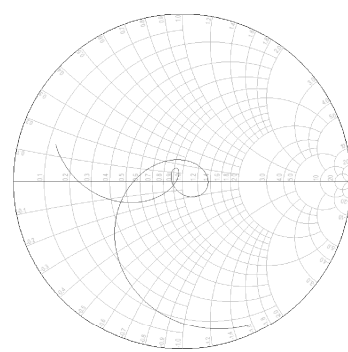
图2 紧耦合的短偶极子天线 ADS 仿真电路



(a) 电压驻波比仿真结果



(b) S11 史密斯圆图 HFSS 仿真结果



(c) S11 史密斯圆图 ADS 仿真结果

图3 短偶极子阵列仿真结果

行仿真验证的阻抗曲线。图 3(c) 中给出了用 ADS 仿真软件给出的仿真验证阻抗曲线。对比图 3(b) 与图 3(c) 可以看出, 采用 ADS 等效电路仿真与采用 HFSS 仿真的电压驻波比仿真结果基本一致, 只是阻抗圆图中的阻抗曲线存在 90° 的相位差。由此可以看到, 利用等效电路的 ADS 仿真分析与全波电磁仿真软件 HFSS 的仿真结果吻合良好, 可用于低剖面宽带天线阵列的仿真分析与设计。

2.2 高阻抗地加载的低剖面阵列天线

对于普通金属表面(即理想电壁)而言, 根据边界条件有, 电场在结构表面的切向电场为零, 表现为结构表面为电场强度的波节点与磁场强度的波腹点, 此时的表面阻抗值非常小, 而且反射相位为 180° 。而如果想要获得零反射相位, 则要求反射面表面的阻抗 Z_x 无穷大(即高阻抗表面),

表现为结构表面为电场的波腹点和磁场强度的波节点, 因此, 这种表面即人们通常所说的理想磁导体(perfect magnetic conductor, PMC)。因此, 在电磁学领域, 可以通过构造这种高阻抗的表面来近似地得到 PMC, 即人们所说的 AMC(artificial magnetic conductor, 人工磁导体)结构。

为了更加直观地对 PEC(perfect electric conductor, 理想导体)以及 PMC 结构的工作机理进行研究, 采用传输线原理对其进行分析^[15], 假定一段无耗传输线, 其特性阻抗为 Z_0 , 传输线负载端接一个阻抗为 Z_L 的负载, 其结构如图 4 所示。

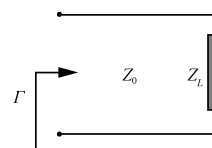


图4 传输线结构示意图



则该等效电路的反射系数可以表示为：

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (5)$$

根据边界条件有,对于 PEC 的反射系数为-1,此时的反射相位为 180° ,而针对 PMC 的反射系数为 1,此时对应开路,反射相位为 0° 。

如果将负载电阻 Z_L 等效为一个电感 L 和电容 C 的并联结构,如图 5 所示,等效电路的阻抗可以由式 (6) 计算得到:

$$Z_L = \frac{-jX_C X_L}{X_C - X_L} \quad (6)$$

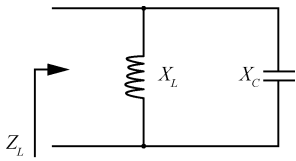


图 5 并联谐振电路结构示意图

而在频域,反射系数可以写为:

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\phi_r} \quad (7)$$

其中:

$$|\Gamma| = 1 \quad (8)$$

$$\phi_r = \pi - 2 \tan^{-1} \left(\frac{L\omega}{1 - LC\omega^2 Z_0} \right) \quad (9)$$

假设理想无耗传输线特性阻抗为空气的特性阻抗,即约为 377Ω ,则当 $C=0.4 \text{ pF}$, $L=12 \text{ nH}$ 时,则该等效电路的负载阻抗 Z_L 为无限大,从原理上可以等效为开路的高阻抗负载。通过合理地选取无耗传输线的长度,该传输线输入端的阻抗可以表现为感性阻抗,即人们常说的 AMC。AMC 和距阵面 $1/4$ 中心频率波长的反射板的作用是一致的。而根据 Wheeler 的无限电流表面理论,AMC 在带内可以模拟理想磁导体的性能,相比距阵面 $1/4$ 中心频率波长的反射板更加接近理想条件。这里给出传统紧耦合天线阵与加载 AMC 的低剖面天线阵的电磁波路径,如图 6 所示。

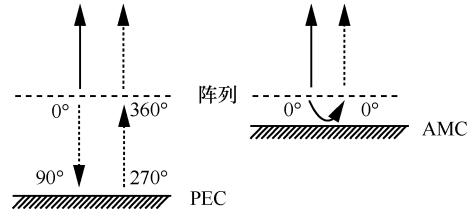


图 6 传统紧耦合天线阵与加载 AMC 的低剖面天线阵的电磁波路径

根据参考文献[16]中的天线结构,本文给出一个低剖面紧耦合天线阵列单元,如图 7 所示。这个单元由层叠耦合型振子以及蘑菇型人工磁导体组成。其中 d_x 、 d_y 为单元的尺寸,该单元中有 4 个正方形金属片用圆柱形金属柱与金属底板相连接,金属柱的高度为 h_{AMC} ,并组成了 AMC 底板。距 AMC 底板 h_{dis} 是双面印制对称振子的印制板,其厚度为 h_{PCB} ,图 7 的右边给出了对称振子的尺寸。其各个参数大小如下:

$$\begin{aligned} d_x &= 56 \text{ mm} & d_y &= 56 \text{ mm} & h_{\text{PCB}} &= 4 \text{ mm} & h_{\text{AMC}} &= 16 \text{ mm} \\ W &= 16 \text{ mm} & G &= 12 \text{ mm} & L_{\text{Arm}} &= 24 \text{ mm} & L_c &= 4 \text{ mm} \\ W_c &= 4 \text{ mm} & W_{\text{Arm}} &= 3 \text{ mm} & R &= 2 \text{ mm} & h_{\text{dis}} &= 4 \text{ mm} \end{aligned}$$

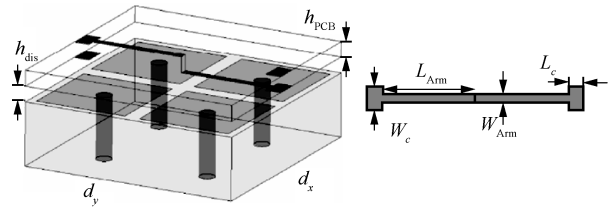


图 7 低剖面紧耦合阵列单元示意图

图 8 给出了低剖面紧耦合天线阵的等效电路模型,上半空间以及紧耦合振子的等效电路模型没有发生变化,但是振子平面以下的电路被并联的 LC 谐振回路替代。这时,振子的输入阻抗可以写为:

$$\begin{aligned} Z_A &= Z_+ \parallel j\omega L \parallel \frac{1}{j\omega C} + j\omega L_d + \frac{1}{j\omega C_{cp}} = \\ &Z_+ \parallel j\omega L \parallel \frac{1}{j\omega C} + Z_d \end{aligned} \quad (10)$$

其中, Z_d 表示振子本身的电抗。

为了验证等效电路模型,需要对比等效电路模型与全波仿真的结果。根据改进型等效电路模

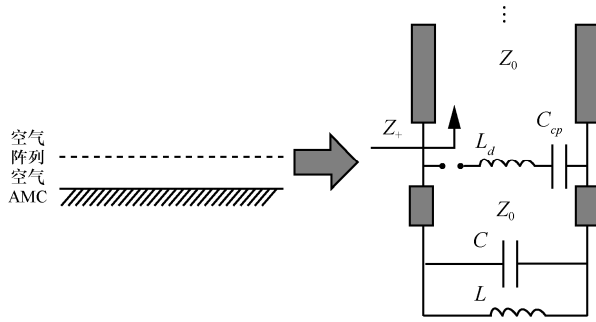


图8 低剖面紧耦合天线阵示意图及其等效电路

型, 振子的电抗 Z_d 以及无限大空间中的辐射阻抗 Z_+ 通过全波仿真得到, 人工磁导体的等效电感以及等效电容则通过式 (11) 和式 (12) 得到。对于图 7 中使用的蘑菇型人工磁导体, 可以计算得到 $L=20\text{ nH}$, $C=0.216\text{ pF}$ 。偶极子的等效自电感和等效耦合电容, 则可根据式 (3) 和式 (4) 计算得到, $L_{\text{dipole}}=25.2\text{ nH}$, $C_{\text{coupling}}=0.149\text{ pF}$, 此时全波仿真以及等效电路模型计算结果如图 9 所示, 两者都是对 $180\ \Omega$ 特性阻抗进行归一化, 从等效电路结果不难看出, 尽管两者在驻波比细节上有所差异, 但是整体的工作带宽基本准确, 在低频部分吻合较好。考虑到近距离的人工磁导体与振子单元间的相互影响, 这样的误差是可以接受的, 在等效电路仿真中, 经优化得到 $L_{\text{dipole}}=27\text{ nH}$, $C_{\text{coupling}}=0.249\text{ pF}$, $L=25\text{ nH}$, $C=0.236\text{ pF}$, 这与由计算所得的结果大致一样。从图 9 可以看出, 该天线阵列在工作频率 $1.1\sim 2.8\text{ GHz}$ 范围电压驻波比优于 2.0, 天线的剖面高度仅为 24 mm , 相对带宽 78%。

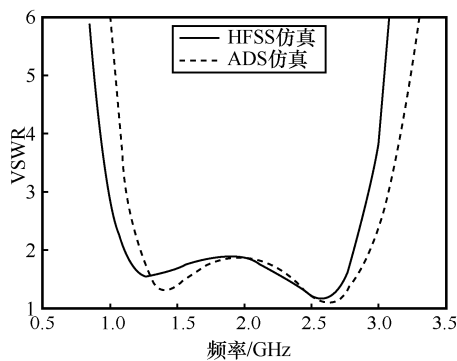
$$L = \mu_0 H \quad (11)$$

$$C = \frac{W \varepsilon_0 (1 + \varepsilon_r)}{\pi} \operatorname{acosh} \left(\frac{W + G}{G} \right) \quad (12)$$

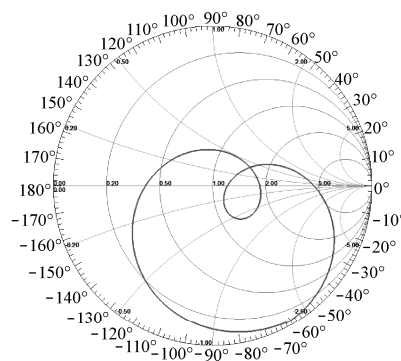
对于不同宽度的同相反射带隙, 其宽度变换会对低剖面紧耦合天线阵工作带宽带来一定的影响, 为了研究其宽度变化所产生的影响, 本文依旧采用图 8 所示的模型, 改变人工磁导体的参数。为了保证紧耦合单元本身不发生变化, 因此始终保持 $G+W=d_x/2$ 。这里选择 3 组参数, 分别是: $W=16\text{ mm}$, $G=12\text{ mm}$; $W=20\text{ mm}$, $G=8\text{ mm}$; $W=24\text{ mm}$, $G=4\text{ mm}$ 。这 3 种参数下, 紧耦合阵列的驻波比如图 10 所示。

从图 10 可以看到, 在反射板间距保持不变的情况下, 随着反射板尺寸的增大, 即反射板间缝隙不断减小, 此时谐振频率向低频段靠近, 且带宽变窄。当反射板尺寸逐渐减小时, 尽管带宽会增加, 但天线阵列的驻波比会增大, 因此需要在二者之间找到一个平衡点。

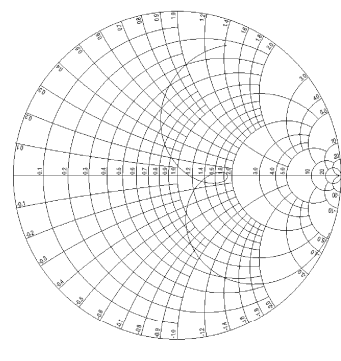
阵列的工作带宽与人工磁导体的带宽紧密联系, 因此, 人工磁导体的介质板越厚, 越有利于提高整个阵列单元的带宽。但是, 人工磁导体的设计初衷就是低剖面设计, 显然, 介质板的厚度需要权衡。在本设计中, 选择 $W=16\text{ mm}$, $h_{\text{AMC}}=16\text{ mm}$, 以平衡带宽以及剖面高度。振子单元采用矩形振子臂加平板电容的形式, 这样在控制电感时, 就不会影响耦合电容。另外, 为了便



(a) 电压驻波比仿真结果



(b) S11史密斯圆图HFSS全波仿真结果



(c) S11史密斯圆图等效电路仿真结果

图9 加载 AMC 的低剖面紧耦合天线阵

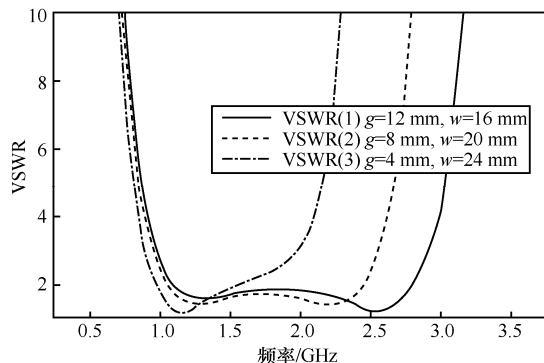


图 10 加载不同尺寸人工磁导体反射板对应的端口驻波情况

利进一步的馈电设计，原本夹在振子与人工磁导体反射板之间的空气介质被 Rogers5880 介质板取代。

3 结束语

综上所述，对常规偶极子阵列引入强耦合后，因为阵元间的互耦，使其工作带宽得到显著增加，由于谐振频率降低，天线剖面高度的电长度减小。利用等效电路的设计方法，可以在一定限度内，通过改变偶极子的臂长和耦合度来改变阵元的等效自电感和耦合电容，并以此获得不同的谐振频率；或增加偶极子臂长和阵元间距，减少阵元数量，此时阵元的等效自电感减小，可通过增加耦合度的方式，增大耦合电容，从而保持谐振频率不变。采用强耦合阵列时，偶极子的臂长不宜超过 $\lambda/4$ ，这是因为根据传输线原理，当臂长超过 $\lambda/4$ 时，此时偶极子的阻抗表现为容性，无法利用阵元间的互耦展宽带宽，降低剖面高度。

当加载 AMC 后，由于改变了反射面的反射相位，因此可以减小天线阵元与接地板间的距离，从而降低天线剖面高度，但因为 AMC 自身可以等效为 LC 并联谐振网络，其带宽会影响天线的带宽，所以为了降低剖面高度，往往会牺牲部分带宽。一方面可以设计宽带 AMC，以减弱 AMC 加载对天线工作频带的影响，另一方面可以利用多层 AMC 结构来展宽带宽，但会增加天线剖面高度，因此需要在二者之间找到平衡。

在低剖面天线设计中，还存在一些问题：第一，低剖面天线被更多地应用在小型化基站天线中，而目前常用的基站天线大多为双极化的工作方式，因此本文中给出的线极化的低剖面天线有待改进；第二，受单层 AMC 带宽所限，紧耦合阵列天线工作频带变窄，相对带宽小于 100%，后面将会在此基础上进一步完善，以期能够在降低天线剖面高度和增加工作带宽间找到最佳平衡点。

参考文献：

- [1] 王志勤, 罗振东, 魏克. 5G 业务需求分析及技术标准进程[J]. 中兴通讯技术, 2014, 20(2): 2-4.
WANG Z Q, LUO Z D, WEI K. 5G business demand analysis and technical standard process[J]. ZTE Technology Journal, 2014, 20(2): 2-4.
- [2] LEE F F, LUK K M. Microstrip patch antennas[M]. London: Imperial College Press, 2010.
- [3] 赵红梅, 田向, 路立平. 一种新型平面超宽带天线的设计[J]. 电信科学, 2011, 27(8): 74-78.
ZHAO H M, TIAN X, LU L P. Design of a novel planar ultra-wideband antenna[J]. Telecommunications Science, 2011, 27(8): 74-78.
- [4] WONG K L. Compact and broadband microstrip antennas[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [5] 李宁, 王元源, 廖原. 基于紧耦合超宽带阵列天线设计[J]. 科技资讯, 2018, 28(2): 80-81.
LI N, WANG Y Y, LIAO Y. Design of tightly coupled ultra-wideband array antennas[J]. Science and Technology Information, 2018, 28(2): 80-81.
- [6] KUMAR G, RAY K P. Broadband microstrip antennas [M]. London: Artech House, Inc., 2003.
- [7] 高峰, 和凯, 宋智源, 等. 5G 大规模紧耦合阵列天线研究[J]. 电信科学, 2015, 31(5): 30-35.
GAO F, HE K, SONG Z Y, et al. Research on 5G large-scale tightly coupled array antenna[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(5): 30-35.
- [8] BALANIS C A. Modern antenna handbook[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [9] MILLIGAN T A. Modern antenna design[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [10] 戴宗昆, 周永刚, 王佳友. 基于紧耦合结构的宽带基站天线设计[J]. 微波学报, 2019, 35(3): 20-23.
DAI Z K, ZHOU Y G, WANG J Y. Design of wideband base station antenna based on tightly coupled structure[J]. Journal of Microwaves, 2019, 35(3): 20-23.

- [11] LAI H, LUK K. Dual polarized patch antenna fed by meandering probes[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(9): 2625-2627.
- [12] BAO Z, NIE Z, ZONG X. A broadband dual-polarization antenna element for wireless communication base station[C]// IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Aug 27-29, 2012, Singapore. Piscataway: IEEE Press, 2012: 144-146.
- [13] XUE Q, LIAO S W, XU J H. A differentially-driven dual-polarized magneto-electric dipole antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(1): 425-430.
- [14] DOANE J. Wideband low-profile antenna arrays: fundamental limits and practical implementations[D]. Columbus: The Ohio State University, 2013.
- [15] 任建. 人工磁导体材料在低剖面天线设计中的应用研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.
- REN J. Application of artificial magnetic conductor materials in low profile antenna design[D]. Xi'an: Xidian University, 2014.
- [16] 陆晟晨. 超宽带紧耦合天线阵及其低剖面技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
- LU S C. Research on ultra-wideband tightly coupled antenna array and its low profile technology[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017.

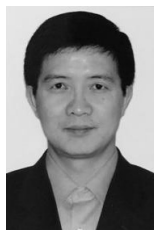
[作者简介]



张申科 (1963—), 男, 武汉虹信通信技术有限责任公司技术总监、教授级工程师, 主要研究方向为移动通信基站天线及天馈设备。



杨丰旭 (1994—), 男, 西安电子科技大学硕士生, 主要研究方向为通信天线。



尹应增 (1964—), 男, 博士, 西安电子科技大学天线与微波技术国防科技重点实验室教授、博士生导师, 主要研究方向为天线工程与 CAD、微波射频识别技术、微波射频电路等。