

通信天线信道容量机电耦合建模及 阵元位置灵敏度分析

王 艳^{1,2}, 王从思², 雷 婷², 张枫涛², 许 谦³, 李海华⁴, 王伟锋⁵,
GAO Wei⁶, 杜 彪⁷, 黎 昞⁸

- (1. 西安建筑科技大学信息与控制工程学院, 陕西西安 710055; 2. 西安电子科技大学电子装备结构设计教育部重点实验室, 陕西西安 710071; 3. 中国科学院新疆天文台, 新疆乌鲁木齐 830011; 4. 杭州海康威视数字技术股份有限公司, 浙江杭州 310052; 5. 华为西安研究所, 陕西西安 710077;
6. School of Civil and Environmental Engineering, University of New South Wales, Sydney 2052, Australia;
7. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 河北石家庄 050081; 8. 西北工业大学电子信息学院, 陕西西安 710072)

摘 要: 以相控阵天线为代表的下一代通信基站天线正在向着高频段、高增益、高密度、高指向精度方向发展, 机械结构因素对通信系统信道质量的影响与制约越来越明显、机电耦合问题越来越突出. 为有效保证复杂环境下 5G/6G 通信容量目标的实现, 本文针对通信基站相控阵天线的机电热耦合问题, 建立了融合阵元位置偏移、姿态偏转及温度分布等因素的基站天线信道容量机电耦合模型, 可据此快速评估射频器件发热环境下通信指标退化情况; 构建了阵列天线电场强度与信道容量对阵元随机位置误差的灵敏度模型, 分析比较了不同工作条件下各阵元随机位置误差对通信指标的影响规律.

关键词: 信道容量; 机电耦合; 通信基站; 相控阵; 微带天线

中图分类号: TN828 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2020)09-1804-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.09.019

Electromechanical Coupling Modeling of Channel Capacity and Sensitivity Analysis of Element Position for Communication Antenna

WANG Yan^{1,2}, WANG Cong-si², LEI Ting², ZHANG Feng-tao², XU Qian³, LI Hai-hua⁴,
WANG Wei-feng⁵, GAO Wei⁶, DU Biao⁷, LI Bing⁸

- (1. School of Information and Control Engineering, Xi'an University of Architecture and Technology, Xi'an, Shaanxi 710055, China;
2. Key Laboratory of Electronic Equipment Structure Design, Ministry of Education, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;
3. Xinjiang Astronomical Observatory, China Academy of Sciences, Urumqi, Xinjiang 830011, China;
4. Hangzhou Hikvision Digital Technology Co., Ltd., Hangzhou, Zhejiang 310052, China; 5. Xi'an Institute of Huawei, Xi'an, Shaanxi 710077, China;
6. School of Civil and Environmental Engineering, University of New South Wales, Sydney 2052, Australia;
7. CETC No. 54 Research Institute, Shijiazhuang, Hebei 050081, China;
8. School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710072, China)

Abstract: The next generation communication base station antennas represented by the phased array antennas are developing towards high frequency, high gain, high density and high pointing accuracy. The influence of mechanical structure factors on the channel quality of communication system is becoming more and more obvious, and the electromechanical coupling problem is becoming increasingly prominent. In order to ensure the realization of 5G/6G communication capacity in complex working environment, the electromechanical coupling model of channel capacity was established in terms of the electromechanical-thermal coupling problem of the communication base station phased array antenna. Several factors such as the positional shift, deflection of the antenna element and temperature distributions were considered in this model, which can

收稿日期: 2019-08-27; 修回日期: 2020-04-20; 责任编辑: 覃怀银

基金项目: 国家自然科学基金项目 (No. 51975447, No. U1737211); 陕西省自然科学基金项目 (No. 2018JZ5001); 陕西高校青年创新团队 (No. 201926); 天山创新团队计划 (No. 2018D14008); 国家 973 计划 (No. 2015CB857102)

be used to assess the degradation of communication indicators in the heating environment of RF devices. A sensitivity model of the array antenna's electric field strength and channel capacity to the random position error of the antenna element was constructed, and the effect of random position error of each antenna element on the communication indicators under different working conditions was analyzed.

Key words: channel capacity; electromechanical coupling; communication base station; phased array; microstrip antenna

1 引言

20 世纪 80 年代初以来,商业无线通信实现了从简单的语音系统到先进的移动宽带多媒体系统的迅速发展^[1-5].如果说 1G→4G 仅是以手机为载体进行手机生态系统里的垂直创新,那么 4G→5G/6G 则打开了无数个全新应用方向的横向创新,所带来的应用需求量也将实现指数级增长.大量毫米波频谱搭配正在开发的 5G/6G 关键技术包括毫米波通信,波束赋形技术,Massive MIMO (Multiple Input Multiple Output) 技术,全频谱接入等,为未来无线通信开辟了新前景^[6-10].以相控阵天线为代表的 5G/6G 基站天线正在向着高频段、高增益、高密度、高指向精度方向发展,这一趋势导致机械结构因素对通信系统信道质量的影响与制约越来越明显、机电耦合问题越来越突出,这成为制约通信系统性能提高并影响其发展的瓶颈.5G/6G 技术的基本目标着重在于用更低的成本实现更高的覆盖率,其中信道容量指标直接与正在发展的客户端对更快、更高信息率的兴趣相一致.因此,必须将 5G/6G 基站相控阵天线的结构、电磁、热耦合问题与通信系统信道容量联系起来,深入研究基站天线通信系统信道质量的影响机理,为提高 5G/6G 及下一代高频通信系统信道质量提供理论依据.

近年来,国内外对于通信系统信道容量的研究越来越多,将信道容量与天线相关指标联系起来的也有不少,文献[11,12]分析了 MIMO 系统中天线距离、阵列配置(线性、圆形和矩形阵列)、波束到达角等对信道容量的影响.文献[13]研究了车载天线方向性指标(波束宽度)对通信传输特性的影响,发现水平面上的波束宽度会影响天线的接收功率(信噪比),进而影响系统的信道容量.上述工作分析了天线的某些结构参数与信道容量的关系,但并没有研究复杂环境引起的结构参数改变对系统信道容量的影响,也就是说很少有人将天线的机电耦合问题与信道容量的变化联系起来进行分析,而目前天线(尤其是雷达通信有源相控阵天线)的机电耦合理论已相当成熟,文献[14,15]分别建立了有源相控阵天线(Active Phased Array Antenna, APAA)的结构-电磁-热耦合模型以及机械畸变和随机误差与电磁性能的耦合模型,通过实例分析等验证了所建模型的正确性.文献[16]提出了阵列天线的结构-

电磁统计分析模型,并对包含马鞍形畸变和随机位置误差的天线进行了性能评估.目前研究主要集中在天线的结构和热变形对电磁性能的影响,并未将其与基站天线通信系统联系起来,考虑其导致的通信指标改变.近年来基站天线朝着高频段飞速发展,其机电耦合问题越来越突出,天线结构对通信质量的制约越来越明显.因此,本文将基站阵列天线的机电热耦合问题与基站通信系统信道容量指标结合,研究高频有源相控阵基站天线结构因素与信道容量之间的耦合关系,综合分析由于基站天线结构热变形等引起的天线阵元位置偏移、指向偏转等因素对通信质量的影响.

2 信道容量机电耦合建模

2.1 信道容量与收发天线电性能耦合关系

通信系统中通常假定信道噪声为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN),同时称这种信道为 AWGN 信道. AWGN 是通信信道中最重要、最具普适性的噪声与干扰模型,很具有代表性且应用十分广泛.香农(Shannon)容量公式给出了在噪声特性、工作带宽等指标给定的信道上可实现的最大容量(传输比特率).香农定理^[17]指出:对于加性高斯白噪声,假定信道的工作带宽为 B (Hz),接收端信噪比为 SNR,则该信道在理想情况下可携带的最大信息量 C (以 bps 为单位)为

$$C = B \times \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (1)$$

信噪比 SNR 用于衡量通信系统的性能测量特性,表征信道输出信号功率和背景噪声功率的比值

$$\text{SNR}(\text{dB}) = 10 \log_{10}\left(\frac{P_R}{P_n}\right) = 10 \log_{10}\left(\frac{P_R}{BN_0}\right) \quad (2)$$

其中, N_0 是加性高斯白噪声的功率谱密度 (W/Hz). 在实际中不同的信道环境和传输距离虽不同,但具体情况下总可给出一定值,因此在计算通信系统噪声性能时,常把 N_0 当作某个可测常数的已知量.

根据接收天线的等效电路原理可知,天线的接收功率如下

$$P_R = \frac{|E(\theta, \phi)|^2 F_R^2(\theta, \phi)}{240\pi k^2} G_R \gamma_R \cos^2(\xi) \quad (3)$$

其中, $E(\theta, \phi)$ 表示在接收天线处的来波电场强度; $F_R(\theta, \phi)$ 表示接收天线的归一化场强方向图函数; G_R 表示接收天线增益; $k = 2\pi/\lambda$ 表示波常数; γ_R 表示接收

端匹配系数,表征接收天线与负载的匹配程度,当共轭匹配时 $\gamma_R = 1$; $\cos \xi$ 表示极化匹配因子,当极化匹配时 $\xi = 0, \cos \xi = 1$.

根据坡印廷矢量法,发射天线远场区的辐射功率通量密度为

$$S(\theta, \phi) = \frac{1}{2} E(\theta, \phi) \times H^*(\theta, \phi) = \frac{|E(\theta, \phi)|^2}{240\pi} \quad (4)$$

同时,辐射功率通量密度还可表示为

$$S(\theta, \phi) = \frac{U_M F_T^2(\theta, \phi)}{r^2} = \frac{P_T G_T F_T^2(\theta, \phi) \gamma_T}{4\pi r^2} \quad (5)$$

其中, U_M 表示发射天线最大辐射方向的辐射强度; G_T 表示发射天线增益; $F_T(\theta, \phi)$ 表示发射天线的归一化场强方向图函数; P_T 表示发射端馈电设备的输入功率; γ_T 表示发射端馈电系统的效率,理想状态下 $\gamma_T = 1$.

结合式(3)~(5),天线接收功率可表示为

$$P_R = \frac{\lambda^2 P_T G_R F_R^2(\theta, \phi) \gamma_R G_T F_T^2(\theta, \phi) \gamma_T \cos^2 \xi}{16\pi^3 r^2} \quad (6)$$

结合式(1)、(2)和(6),可得到如下信道容量与通信系统收发天线电性能耦合关系式

$$C = B \times \log_2 \left[1 + \frac{\lambda^2 \gamma_R \gamma_T \cos^2 \xi}{16\pi^3 r^2 B N_0} \right] \quad (7)$$

$$P_T G_R F_R^2(\theta, \phi) G_T F_T^2(\theta, \phi) \quad (8)$$

2.2 信道容量机电耦合模型

某5G/6G基站相控阵天线按等间距矩形栅格排布,共有 $M \times N$ 个阵元,沿 x, y 轴方向的阵元间距分别为 d_x, d_y ,最大波束指向为 (θ_0, ϕ_0) . 式(8)表示接收端目标所在方向 (θ, ϕ) 相对于坐标轴夹角的方向余弦,表示为 $(\cos\alpha_x, \cos\alpha_y, \cos\alpha_z)$,则相应的基站发射波束中最大波束指向的方向余弦可表示为 $(u_0, v_0, w_0) = (\cos\alpha_{x_0}, \cos\alpha_{y_0}, \cos\alpha_{z_0})$.

$$\begin{cases} u = \cos\alpha_x = \sin\theta\cos\phi \\ v = \cos\alpha_y = \sin\theta\sin\phi \\ w = \cos\alpha_z = \cos\theta \end{cases} \quad (8)$$

令第 (m, n) , $0 \leq m \leq M-1, 0 \leq n \leq N-1$ 阵元的位置偏移量为 $(\Delta x_{mn}, \Delta y_{mn}, \Delta z_{mn})$,指向偏转为 $(\Delta\theta_{mn}, \Delta\phi_{mn})$,考虑天线阵面受力变形、加工装配误差引起的阵元位置偏移、指向偏转以及温度变化引起的馈电误差,5G/6G基站相控阵天线的机电热耦合模型为

$$F_{BS}(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} f_{mn}(\theta - \Delta\theta_{mn}, \phi - \Delta\phi_{mn}) I'_{mn} \cdot \exp[j(\varphi_{mn} + \Delta\varphi_{mn} + \Delta\varphi(T) - \beta_{mn})] \quad (9)$$

$$\Delta\varphi_{mn} = k(\Delta x_{mn} - \Delta x_{0,0})(u - u_0) + (\Delta y_{mn} - \Delta y_{0,0})(v - v_0) + (\Delta z_{mn} - \Delta z_{0,0})w \quad (10)$$

$$\begin{cases} f_{mn}(\theta, \phi) = \cos\phi f(\theta, \phi) - \cos\theta \sin\phi f(\theta, \phi) \\ f(\theta, \phi) = \frac{\sin\left(\frac{kW}{2} \sin\theta \sin\phi\right)}{\frac{kW}{2} \sin\theta \sin\phi} \cos\left(\frac{kL}{2} \sin\theta \cos\phi\right) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \cos|\Delta\theta_{mn}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\partial f_{mn}}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_{mn}}{\partial y}\right)^2}} \\ \cos|\Delta\phi_{mn}| = \frac{|\partial f_{mn}/\partial x|}{\sin|\Delta\theta_{mn}| \sqrt{1 + \left(\frac{\partial f_{mn}}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_{mn}}{\partial y}\right)^2}} \end{cases} \quad (12)$$

其中, $I'_{mn} = A_{mn}(1 + \Delta I_{mn})$ 表示第 (m, n) 阵元的激励电流幅度加权系数; $\varphi_{mn} = k(md_x u + nd_y v)$ 表示第 (m, n) 阵元与第 $(0, 0)$ 参考阵元之间的空间相位差; $\beta_{mn} = k(md_x u_0 + nd_y v_0)$ 表示由移相器提供的第 (m, n) 阵元与第 $(0, 0)$ 参考阵元之间的阵内相位差; $\Delta\varphi_{mn}$ 表示阵元位置偏移引起的远场空间相位变化; $(\Delta\theta_{mn}, \Delta\phi_{mn})$ 表示第 (m, n) 阵元的指向偏转角;结合式(11)和(12)得到的 $f_{mn}(\theta - \Delta\theta_{mn}, \phi - \Delta\phi_{mn})$ 表示阵元自身方向图.

在通信下行链路中5G/6G基站相控阵天线作为发射端天线,结合式(7)和(9)可得到如下数学模型(13)来描述5G/6G基站相控阵天线中射频器件热功耗对通信系统信道质量的影响机理

$$C = B \times \log_2 [1 + \alpha G_{T,BS} F_{T,BS}^2(\theta, \phi)] \quad (13)$$

为评估天线结构误差影响,这里假设通信系统中收发天线处于理想匹配状态,且接收端天线处于理想工作状态,即不考虑接收端天线的机电热耦合问题,这样 $\alpha = \frac{\lambda^2 \gamma_T \gamma_R \eta_P P_T G_R F_R^2(\theta, \phi)}{16\pi^3 r^2 B N_0}$ 为常数项.

2.3 实例仿真

采用矩形微带贴片天线作为阵元,其中心工作频率为28GHz,并以此组建了包含256个阵元的5G/6G相控阵天线模型,其中阵元间距为 $\lambda/2$. 具体的阵元结构参数与天线的工作热环境参数分别如表1、2所示.

表1 天线阵元几何结构参数

天线结构	结构参数	变量名	数值(mm)
微带贴片	长度	L_d	3.425
	宽度	W_d	3.55
介质基板	厚度	h_s	0.2
	长度	$L_s = 2L_d$	6.85
	宽度	$W_s = 2W_d$	7.1
馈线位置	距离	L_1	0.52

表 2 天线工作热环境参数

热参数	参数值
单个射频芯片的热功耗 (mW)	40
基站环境温度 (°C)	25
对流换热系数 W/(m ² ·K)	1.2

根据实际工况,对阵列天线模型的四角进行约束,在 ANSYS 软件中对其进行热分析,温度场仿真分析,结果如图 1 所示.由图 1 可知阵列天线正、反面温度场分布均呈现由中心向四周温度逐渐降低的趋势且上下、左右对称,整体最高温度出现在射频器件面的中心位置.阵列天线中由于热膨胀只产生线应变,剪切应变为零,因此热变形可看作是温度载荷作用下的节点位移.将阵面的温度场分布作为位移场分析的载荷,利用插值算法把各个节点温度数据加到 ANSYS 中划分的网格节点上,实现热对结构的影响计算.该阵列天线结构热变形的仿真结果如图 2 所示,可以看出,整个阵面的变形位移在左右、上下均对称,符合对称温度分布引起的热变形分布情况;最大位移发生在阵面中心区域的 z 轴方向,最大位置偏移量为 3.435mm.

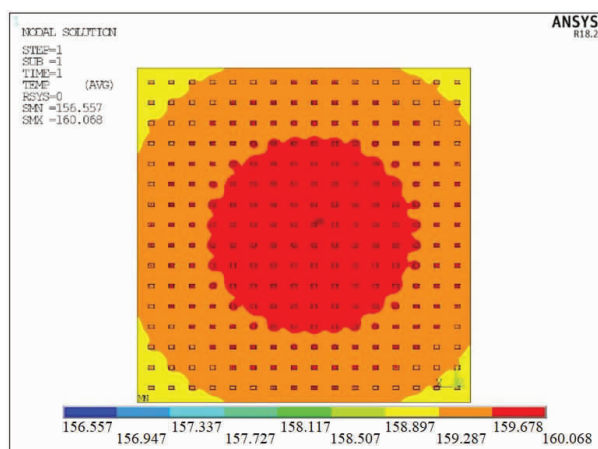
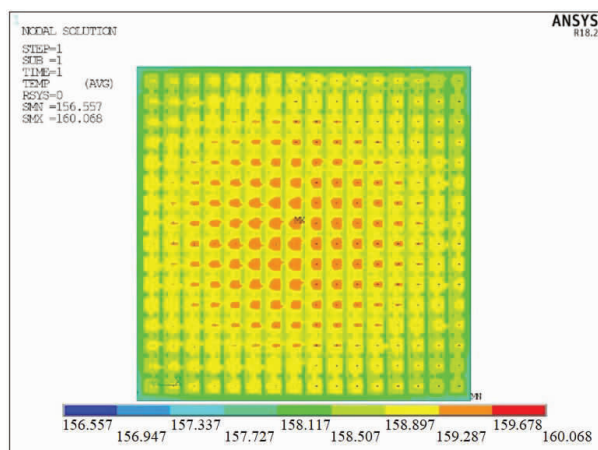


图 1 阵列天线温度云图

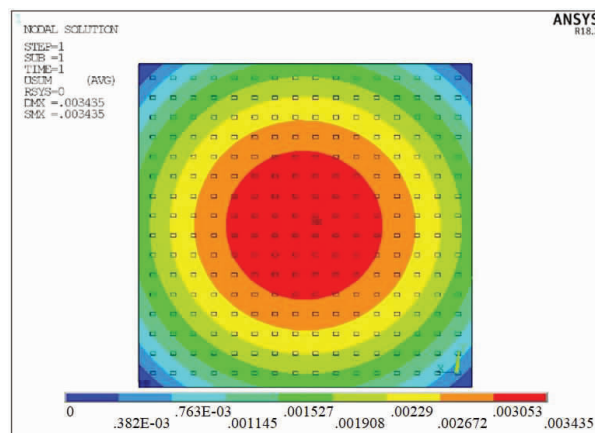


图 2 阵列天线热变形位移云图

提取图 2 中阵列天线热变形后有限元模型的节点位移,可以得到天线阵面的热变形分布,如图 3(a)所示;阵列天线工作过程中会受到稳态风荷、振动载荷等影响产生受力变形,对该变形采用典型的碗状变形进行模拟,如图 3(b)所示,其函数表达式如式(14)所示.

$$z = \frac{\lambda}{10} \left(1 - \frac{x^2}{x_{\max}^2} \right) \left(1 - \frac{y^2}{y_{\max}^2} \right) \quad (14)$$

此外,阵列天线在加工制造的过程中不可避免会产生制造误差,这里可以采用随机分布误差来模拟阵列天线阵元的加工制造误差,其中,通过分析令随机分布误差为服从均值和方差分别为 0 和 $\lambda/30$ 的标准正态分布,如图 3(c)所示.

将图 3 中阵列天线的热变形、受力变形和制造误差进行叠加,得到变形后阵列天线的阵面结构,如图 4 所示,从该变形阵面中提取天线阵元的位置偏移量,即 $(\Delta x_{mn}, \Delta y_{mn}, \Delta z_{mn})$.

在 MATLAB 软件中对图 4 变形后阵面进行曲面拟合,拟合方程表示为式(15).根据变形阵面的拟合方程计算阵元中心位置处的法线方向,进而在阵列天线全局坐标系中根据法线方向的空间几何关系确定各阵元的指向偏转量 $(\Delta \theta_{mn}, \Delta \phi_{mn})$.

$$f(x, y) = 4.358 - (4.072e - 3x) - (4.504e - 3y) - (1.407e - 3x^2) - (1.395e - 5xy) - (1.499e - 3y^2) \quad (15)$$

综合考虑热变形、受力变形和制造误差导致的阵元位置偏移和指向偏转,利用基站相控阵天线的机电热耦合模型,计算结构变形前后天线的电性能.其中,阵列天线的激励采用等幅同相分布(此时天线处于未扫描状态).图 5 表示电性能变化前后该阵列天线 E 面 ($\phi = 0^\circ$) 和 H 面 ($\phi = 90^\circ$) 的功率方向图,其中天线主要电性能参数如表 3 所示.

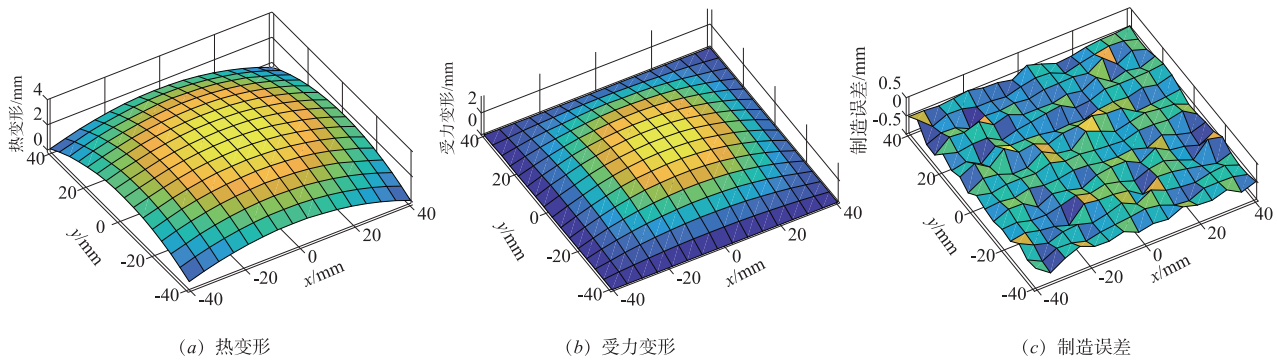


图3 阵列天线结构变形分类

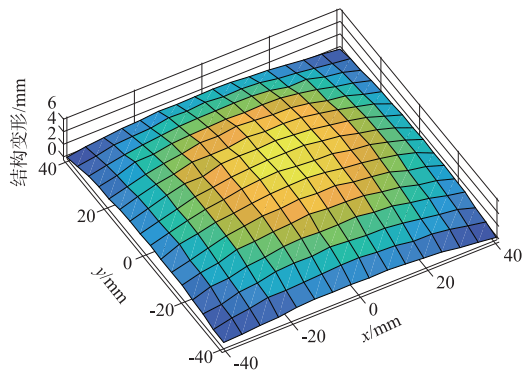


图4 阵列天线结构变形后天线阵面

从图5和表3可知:(1)在热变形、受力变形和制造误差影响下,天线在E面和H面的电性能均被严重恶化;(2)天线增益损失为1.97dB,主波束指向在E面和H面分别偏转了0.28°和0.29°;(3)E面与H面的副瓣电平抬升量均呈现出由远区副瓣到近区副瓣逐步增加的趋势,其中,最大抬升量达到2.66dB.

为进一步评估信道容量的变化,令理想情况下该天线系统的信噪比为30dB,结构变形造成的信噪比、信道容量变化前后的比值分别为63.59%和87.35%.为方便后续计算,将理想情况下信道容量数值四舍五入

表3 相控阵天线电参数变化情况

电性能参数	$\phi = 0^\circ$		$\phi = 90^\circ$	
	理想阵面	变形阵面	理想阵面	变形阵面
增益损失/dB	0	-1.97	0	-1.97
主波束指向/(°)	0	0.28	0	0.29
左一SLL/dB	-13.28	-10.62	-13.78	-11.36
左一SLL变化量/dB	0	+2.66	0	+2.42
右一SLL/dB	-13.28	-10.64	-13.78	-11.34
右一SLL变化量/dB	0	+2.64	0	+2.44
左二SLL/dB	-17.91	-17.11	-19.42	-18.47
左二SLL变化量/dB	0	+0.80	0	+0.95
右二SLL/dB	-17.91	-17.05	-19.42	-18.22
右二SLL变化量/dB	0	+0.86	0	+1.20
左三SLL/dB	-20.95	-20.51	-24.12	-23.89
左三SLL变化量/dB	0	+0.44	0	+0.23
右三SLL/dB	-20.95	-20.56	-24.12	-23.78
右三SLL变化量/dB	0	+0.39	0	+0.34

(注:副瓣电平变化量“+”表示升高,“-”表示降低)

约为3Gbps,当阵列天线电性能恶化,该信道的峰值速率大约损失了379.5Mbps.

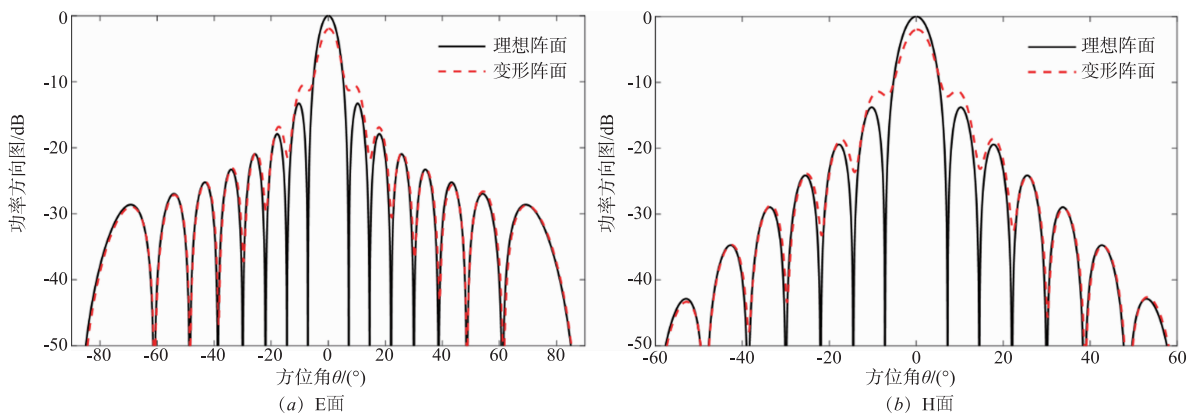


图5 结构变形前后基站阵列天线功率方向图

3 阵元位置灵敏度分析

与传统基站天线不同,5G/6G 天线采用波束赋形和波束跟踪技术为终端用户“定制”信号^[18].所有阵元只有严格按照设计的位置来排列才能得到理想的高增益、高指向性波束.但是由于阵列天线制造、加工及安装过程会存在误差,天线阵元的实际位置不可避免地会偏离其理想位置,导致系统通信性能恶化.并且由于基站相控阵天线工作在毫米波频段,虽然这有利于使天线阵元及阵内元器件尺寸更小,使整个通信系统更易实现有源化,但对于阵元位置的安装精确度也提出了更高的要求,因为微小的安装误差都很可能与其工作波长处在同一量级,对天线的电性能及信道质量造成明显的影响.因此,定量研究 5G/6G 通信系统性能对 x 、 y 、 z 方向阵元随机位置误差的灵敏度十分必要.

3.1 电场强度与信道容量灵敏度模型推导

基于前面建立的 5G/6G 基站相控阵天线机电热耦合数学模型,通过分别求解阵列天线电场强度与信道容量对阵元位置的偏导数来得到这两个技术指标对阵元位置误差的灵敏度计算模型,以此来表征阵元位置误差对通信技术指标的影响规律.由于阵元的随机位置误差较小,对阵因子方向图影响明显,而阵元方向图可认为不变,因此,通信指标对阵元位置误差的灵敏度计算模型不考虑阵元方向图.因此式(9)所示的 5G/6G 基站相控阵天线机电热耦合模型可以简化为

$$f_a(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_{mn} \exp\{jk[(x'_{mn} - \Delta x_{0,0})(u - u_0) + (y'_{mn} - \Delta y_{0,0})(v - v_0) + (z'_{mn} - \Delta z_{0,0})w]\} \quad (16)$$

式中, $x'_{mn} = md_x + \Delta x_{mn}$, $y'_{mn} = nd_y + \Delta y_{mn}$, $z'_{mn} = \Delta z_{mn}$ 分别为结构变形后阵元在 x 、 y 、 z 方向实际位置.

于是,阵因子方向图函数 $f_a(\theta, \phi)$ 对阵元实际位置 $(x'_{mn}, y'_{mn}, z'_{mn})$ 的偏导数分别如下.

$$\frac{\partial f_a(\theta, \phi)}{\partial x'_{mn}} = |I_{mn}|jk(u - u_0) \exp\{jk[(u - u_0) \cdot (x'_{mn} - \Delta x_{0,0}) + (v - v_0)(y'_{mn} - \Delta y_{0,0}) + w(z'_{mn} - \Delta z_{0,0})]\} \quad (17)$$

$$\frac{\partial f_a(\theta, \phi)}{\partial y'_{mn}} = |I_{mn}|jk(v - v_0) \exp\{jk[(u - u_0) \cdot (x'_{mn} - \Delta x_{0,0}) + (v - v_0)(y'_{mn} - \Delta y_{0,0}) + w(z'_{mn} - \Delta z_{0,0})]\} \quad (18)$$

$$\frac{\partial f_a(\theta, \phi)}{\partial z'_{mn}} = |I_{mn}|jkw \exp\{jk[(u - u_0)(x'_{mn} - \Delta x_{0,0}) + (v - v_0)(y'_{mn} - \Delta y_{0,0}) + w(z'_{mn} - \Delta z_{0,0})]\} \quad (19)$$

综合上述公式,可得到基站天线阵因子电场强度

对第 (m, n) 阵元位置误差的灵敏度矩阵为

$$S'_{mn} = [S'_{x_{mn}}, S'_{y_{mn}}, S'_{z_{mn}}] = \left[\frac{\partial f_a(\theta, \phi)}{\partial x'_{mn}}, \frac{\partial f_a(\theta, \phi)}{\partial y'_{mn}}, \frac{\partial f_a(\theta, \phi)}{\partial z'_{mn}} \right] \quad (20)$$

将所有阵元的 x 、 y 、 z 三个方向灵敏度数值按照阵面的排列方式组合起来,即可得到阵因子电场强度对阵元位置误差的灵敏度矩阵 S'_x, S'_y, S'_z .

同理可得如下信道容量 C 对结构变形后阵元实际位置 $(x'_{mn}, y'_{mn}, z'_{mn})$ 的偏导数.

$$\frac{\partial C}{\partial x'_{mn}} = \frac{2B\alpha G_{T,BS} F_{T,BS}(\theta, \phi)}{\ln 2[1 + \alpha G_{T,BS} F_{T,BS}^2(\theta, \phi)]} \cdot \frac{\partial F_{T,BS}(\theta, \phi)}{\partial x'_{mn}} \approx \frac{2B}{\ln 2f_a(\theta, \phi)} \cdot \frac{\partial f_a(\theta, \phi)}{\partial x'_{mn}} \quad (21)$$

$$\frac{\partial C}{\partial y'_{mn}} \approx \frac{2B}{\ln 2f_a(\theta, \phi)} \cdot \frac{\partial f_a(\theta, \phi)}{\partial y'_{mn}} \quad (22)$$

$$\frac{\partial C}{\partial z'_{mn}} \approx \frac{2B}{\ln 2f_a(\theta, \phi)} \cdot \frac{\partial f_a(\theta, \phi)}{\partial z'_{mn}} \quad (23)$$

因此可得信道容量对第 (m, n) 阵元位置误差的灵敏度矩阵为

$$S^C_{mn} = [S^C_{x_{mn}}, S^C_{y_{mn}}, S^C_{z_{mn}}] = \left[\frac{\partial C}{\partial x'_{mn}}, \frac{\partial C}{\partial y'_{mn}}, \frac{\partial C}{\partial z'_{mn}} \right] \quad (24)$$

由于通信指标性能主要与收发波束的主瓣区域相关,故这两个灵敏度矩阵中 (θ, ϕ) 选择基站相控阵天线方向图的主瓣区域.

3.2 实例仿真

这里仍以前述的 5G/6G 相控阵天线模型为例,阵元的激励电流服从泰勒加权分布. (θ, ϕ) 选取该天线远场方向图的主瓣区域 $\theta \in (-0.1396, 0.1396)$ 、 $\phi \in (0, 2\pi)$. 分别利用式(20)、(24)计算得到天线阵因子电场强度与信道容量对阵元随机位置误差的灵敏度数值分布情况,分别如图 6(a)~8(a)和图 6(b)~8(b)所示.

针对阵因子场强方向图与信道容量这两个技术指标,对比图 6~8 可以发现:(1)这两个技术指标对 z 轴方向随机位置误差的灵敏度均远大于 x 轴和 y 轴方向的灵敏度,说明在加工安装过程中对阵元在 z 轴方向的公差设计需要更严格地控制;(2)对于 x 轴和 y 轴方向的随机位置误差,两者的影响程度基本相同,灵敏度分布图的影响趋势也相似(几乎是旋转 90°),且分别沿 x 轴、 y 轴的分布具有一定周期性;(3)对于 z 轴方向随机位置误差的灵敏度分布图,总体呈现灵敏度数值由中心区域到边缘区域锥削递减的趋势,即阵面中心区域在 z 轴方向的公差设计要比边缘区域更加严格;(4)对于相同方向的随机位置误差,虽然阵因子电场强度与信道容量的灵敏度分布图数值分布趋势相似,但后者数量级要远在前者之上,说明相同随机位置误差对信道容量造成的影响要远大于阵因子电场强度.

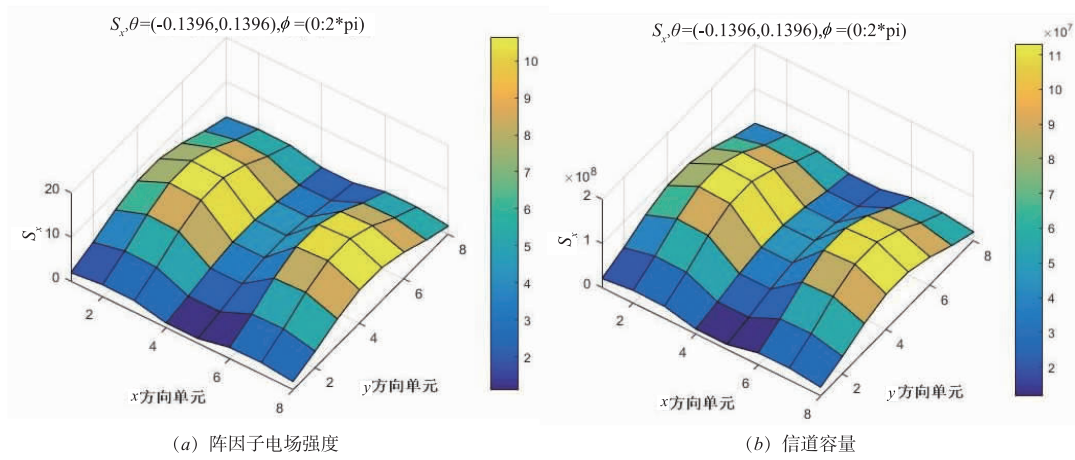


图6 阵元x方向的天线性能灵敏度分布图

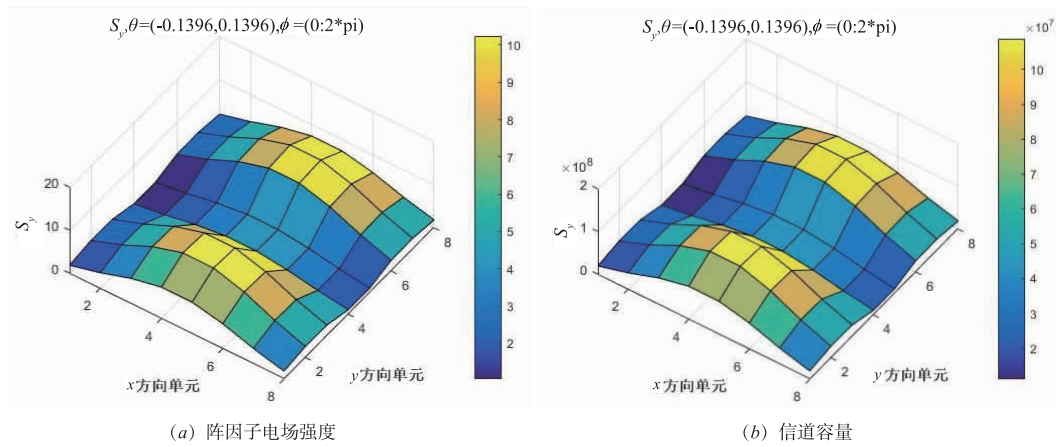


图7 阵元y方向的天线性能灵敏度分布图

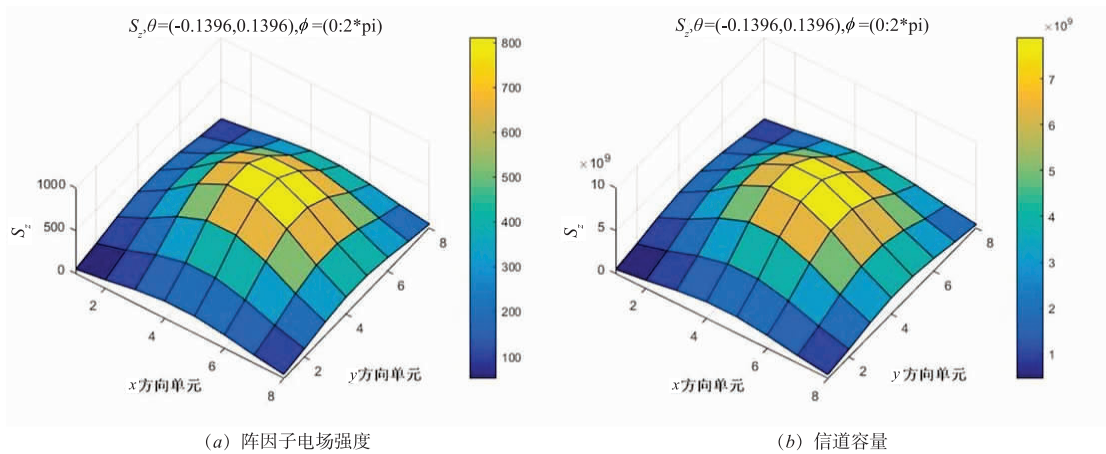


图8 阵元z方向的天线性能灵敏度分布图

在实际基站天线的发射波束与用户端的接收波束进行波束匹配的过程中,用户的最佳波束方向很可能不是基站端发射波束的 $(0^\circ, 0^\circ)$ 方向,因此有必要进一步在波束扫描状态下分析通信性能指标对阵元 x 、 y 、 z 方向随机位置误差的灵敏度. 基站通常被扇区化为多

个部分,在5G时代单个宏基站通常为6扇面配置,优于传统的3扇区蜂窝结构,因为这允许通信系统充分利用空间复用技术提供额外的系统服务容量. 这里假设基站为6扇面天线结构,图9~12给出了 $\phi = 0^\circ$ 、 $\phi = 90^\circ$ 平面内基站天线辐射方向图扫描 $\theta \in (-30^\circ,$

30°)时阵因子电场强度对阵元 x 、 y 、 z 方向随机位置误差的灵敏度情况. 由于从图 6 ~ 8 可知信道容量与电场强度对阵元随机位置误差的灵敏度分布趋势相似, 故仅选取阵因子电场强度进行分析.

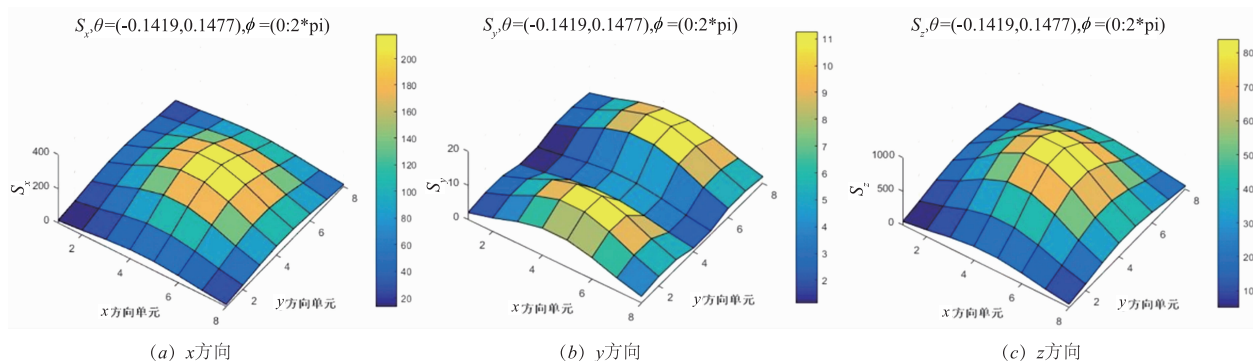


图9 $\phi=0^\circ$ 平面内 $\theta=15^\circ$ 阵元随机位置误差灵敏度分布图

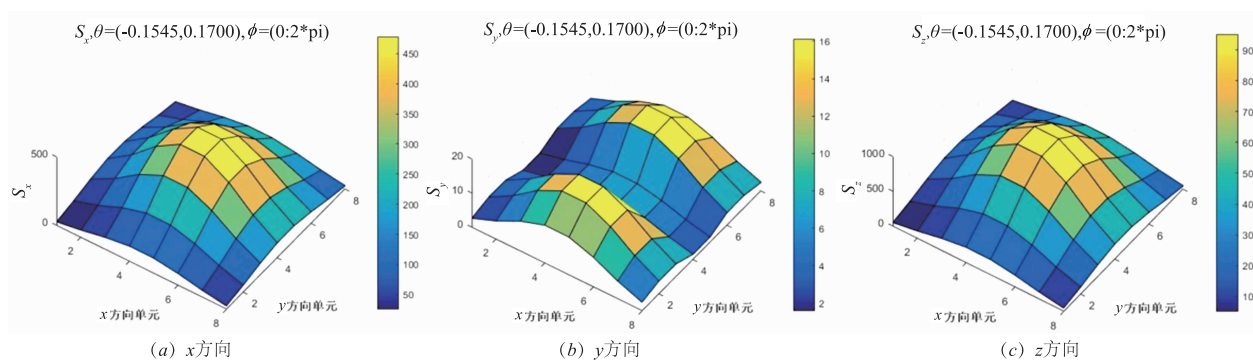


图10 $\phi=0^\circ$ 平面内 $\theta=30^\circ$ 阵元随机位置误差灵敏度分布图

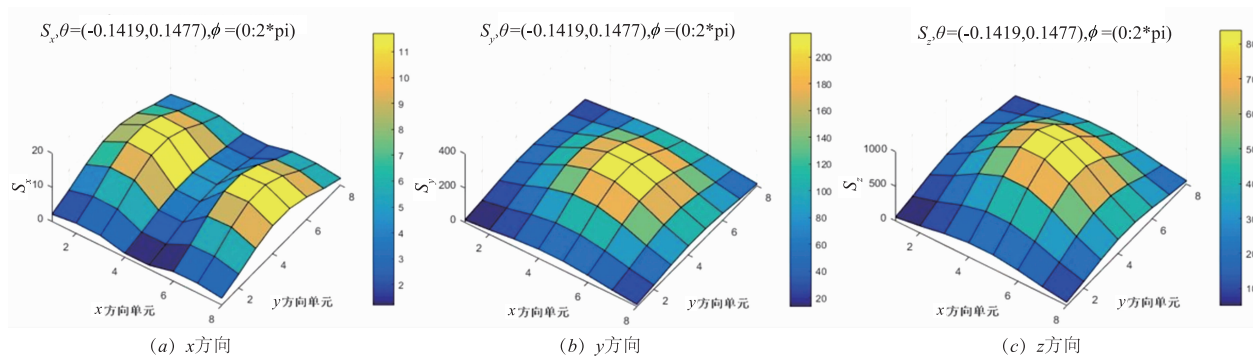


图11 $\phi=90^\circ$ 平面内 $\theta=15^\circ$ 阵元随机位置误差灵敏度分布图

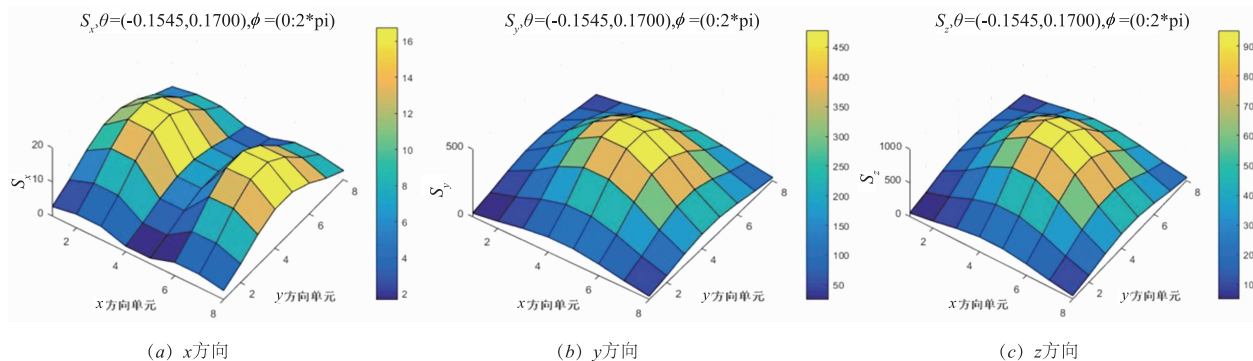


图12 $\phi=90^\circ$ 平面内 $\theta=30^\circ$ 阵元随机位置误差灵敏度分布图

通过分析以上仿真结果,可以得出:(1) $\phi = 0^\circ$ 平面随着扫描角 θ 增大, x 、 y 、 z 三个方向的灵敏度数值均呈现逐渐增加的变化趋势,尤其是 x 方向最为明显,当 $\theta = 30^\circ$ 时其灵敏度数值已增至约为 z 方向的一半,已经不能像处于未波束扫描状态时一样被忽略处理;(2) $\phi = 0^\circ$ 平面随着扫描角 θ 增大, x 方向灵敏度分布图的整体分布形式也逐渐过渡到与 z 方向相似,呈由中心区域到边缘区域锥削递减趋势;(3) $\phi = 90^\circ$ 平面随着扫描角 θ 增大,三个方向的灵敏度数值均呈现逐渐增加的趋势,但换做 y 方向出现与 $\phi = 0^\circ$ 平面上 x 方向相同的变化情况;(4)随着扫描角 θ 的增大, z 方向的灵敏度数值虽然变化相对不明显,但也在逐步增加。

4 结束语

基站相控阵天线系统的有源化、集成化与小型化演进方向导致其机电热耦合问题愈发成为5G/6G商用化进程中的重要挑战。因此,本文从机电耦合、学科交叉的角度出发有效地协调各学科设计之间的耦合关系,考虑基站典型复杂工作环境,研究5G/6G基站相控阵天线的结构位移场、温度场与电磁场之间的场耦合关系,以及通信系统信道质量的演变机理,推导出基站相控阵天线结构参数与重要通信指标信道容量的耦合模型,定量评估不同工作状态下天线电场强度、信道容量对阵元位置的灵敏度分布特点,下一步工作可继续研究通信相控阵天线的调控方法,以保障复杂工作环境下5G/6G通信容量目标的实现。

参考文献

- [1] GUERRA A, GUIDI F, DARDARI D. Single-anchor localization and orientation performance limits using massive arrays: MIMO vs. beamforming [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(8): 5241 – 5255.
- [2] WANG X, KONG L, KONG F, et al. Millimeter wave communication: a comprehensive survey [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2018, 20(3): 1616 – 1653.
- [3] 王巍, 赵继军, 彭力, 等. 基于 UAV 的移动物联网远距离通信节能策略研究 [J]. *电子学报*, 2018, 46(12): 2914 – 2922.
WANG Wei, ZHAO Ji-jun, PENG Li, et al. Research on the energy saving strategy for long distance communication of mobile internet of things based on UAVs [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(12): 2914 – 2922. (in Chinese)
- [4] YANG X, MATTHAIU M, YANG J, et al. Hardware-constrained millimeter-wave systems for 5G: challenges, opportunities, and solutions [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2019, 57(1): 44 – 50.
- [5] AGIWAL M, ROY A, SAXENA N. Next generation 5G wireless networks: a comprehensive survey [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016, 18(3): 1617 – 1655.
- [6] ROH W, SEOL J Y, PARK J, et al. Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 106 – 113.
- [7] LARSSON E G, EDFORS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 186 – 195.
- [8] ANDREWS J G, BUZZI S, CHOI W, et al. What will 5G be? [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(6): 1065 – 1082.
- [9] CHEN Y, JIAN R, MA S, et al. A research for millimeter wave patch antenna and array synthesis [A]. *Proceedings of the 26th Wireless and Optical Communication Conference (WOCC)* [C]. Newark: IEEE, 2017. 1 – 5.
- [10] 冯子奇, 牛勇, 苏厉, 等. 基于混合波束赋形的室内毫米波 MIMO 系统性能分析 [J]. *电子学报*, 2017, 45(6): 1281 – 1287.
FENG Zi-qi, NIU Yong, SU Li, et al. Performance analysis of the hybrid beamforming based indoor millimeter wave MIMO system [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2017, 45(6): 1281 – 1287. (in Chinese)
- [11] 付强. MIMO 信道容量仿真分析与干扰信道编码方案实现方法 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
FU Qiang. Simulation analysis on MIMO channel capacity and implementation of coding scheme in interference channel [D]. Xi'an: Xidian University, 2015. (in Chinese)
- [12] CRIŞAN N, CREMENE L. Rewriting MIMO channel capacity for antenna configuration comparison [J]. *Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering*, 2015, 8(1): 31 – 34.
- [13] NAOZUMI A, MITOSHI F. Effect of directivity of on-vehicle antenna on spread and channel capacity [A]. *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)* [C]. Korea (South): IEEE, 2018. 1 – 2.
- [14] WANG C S, DUAN B Y, ZHANG F S, et al. Coupled structural-electromagnetic-thermal modelling and analysis of active phased array antennas [J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2010, 4(2): 247 – 257.
- [15] WANG C S, KANG M K, WANG W, et al. On the performances of array antennas with mechanical distortion errors considering element numbers [J]. *International Journal of Electronics*, 2017, 104(3): 462 – 484.
- [16] WANG C S, WANG Y, YANG X D, et al. Effect of randomness in element position on performance of communication array antennas in internet of things [J]. *Wireless*

Communications and Mobile Computing, 2018, 2018(2): 1-8.

- [17] SHANNON C E. A mathematical theory of communication[J]. Bell System Technical Journal, 1948, 27(3): 379-423.
- [18] OBARA T, INOUE Y, AOKI Y, et al. Experiment of 28

GHz band 5G super wideband transmission using beamforming and beam tracking in high mobility environment [A]. Proceedings of the 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC) [C]. Valencia: IEEE, 2016. 1-5.

作者简介



王 艳 女, 1989 年 12 月出生于陕西省西安市. 现为西安建筑科技大学信息与控制工程学院讲师. 2019 年毕业于西安电子科技大学, 获工学博士学位. 主要研究方向为天线机电耦合理论与性能综合调控方法.
E-mail: wangyan5169@163.com



王从思 (通信作者) 男, 1980 年 10 月出生于安徽省滁州市. 现为西安电子科技大学教授、博士生导师. 中国电子学会青年工作委员会委员、陕西省电子学会理事、IEEE、中国电子学会、中国机械工程学会高级会员. 主要研究方向为电子装备机电耦合建模、影响机理分析、设计与应用等.
E-mail: congsiwan@163.com



雷 婷 女, 1994 年 12 月出生于河南省南阳市. 现为西安电子科技大学硕士研究生. 主要研究方向为天线热分析与结构设计.
E-mail: tingzi94@163.com



张枫涛 男, 1995 年 3 月出生于山西省高平市. 现为西安电子科技大学硕士研究生. 主要研究方向为相控阵天线电磁设计.
E-mail: 13193307958@163.com



许 谦 (通信作者) 男, 现为中国科学院新疆天文台研究员, 硕士生导师. 中国科学院“青年创新促进会”成员, 国际光学工程学会 (SPIE) 会员. 主要研究方向为大口径射电望远镜天线的结构及系统关键技术研究.
E-mail: xuqian@xao.ac.cn



李海华 女, 1993 年 9 月出生于河北省衡水市. 现为杭州海康威视数字技术股份有限公司工程师. 主要研究方向为通信天线结构设计.
E-mail: haihuali_xd@163.com



王伟锋 男, 1989 年 4 月出生于陕西省宝鸡市. 现为华为西安研究所通信工程师, 主要研究方向为 5G 通信天线设计与无线网络构架.
E-mail: ww213@126.com



GAO Wei 男, 现为新南威尔士大学土木与环境工程学院教授. 主要研究方向包括机械系统与结构动力学、不确定性分析、安全评估以及稳健可靠性优化设计等领域.
E-mail: w.gao@unsw.edu.au



杜 彪 男, 现为中国电子科技集团公司第五十四研究所首席专家、研究员、博士生导师, 主要研究方向为反射面天线、阵列天线、高效率馈源、超材料天线等领域的新技术研究等.
E-mail: biaodu@163.com



黎 炳 男, 现为西北工业大学副教授、硕士生导师. IEEE 会员和中国电子学会会员. 研究方向是无线组网与军事通信理论, 近年来主要关注干扰受限网络中的传输波形、干扰抑制和利用技术.
E-mail: b.li@foxmail.com