

基于微波网络理论的可重构超表面单元设计 方法与性能上限分析

吴 优, 刘长昊, 周嵩林, 杨 帆, 任永丽, 许慎恒, 李懋坤

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

摘 要: 在微波频段, 应用在可重构超表面单元上的开关往往具有良好的通断性能, 可以在单元层面实现低损耗、 180° 相位差的 1-比特相位量化特性. 随着频率提升到毫米波甚至太赫兹频段, 开关性能会因为寄生效应而下降, 引起可重构超表面单元的设计困难. 在本工作中, 将可重构超表面单元的等效为一个微波二端口网络模型, 通过分析网络的阻抗参数和散射参数, 指出了单元反射系数与开关反射系数的传递关系. 所提的关系式, 经过不同频段的不同开关与单元结构的仿真实验验证. 本工作可以根据任意开关参数, 给出 1-bit 的单元的性能上限, 所提的设计流程可以指导太赫兹可重构超表面单元的设计与优化.

关键词: 微波网络理论; 超表面; 1-比特; 可重构; 开关器件; 太赫兹

基金项目: 军科委 173 基金 (No.2021-JCJQ-JJ-0854)

中图分类号: TN95

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)10-2680-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20221373

Design Method and Performance Limit Analysis of Reconfigurable Metasurface Element Based on Microwave Network Theory

WU You, LIU Chang-hao, ZHOU Song-lin, YANG Fan, REN Yong-li, XU Shen-heng, LI Mao-kun

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In the microwave frequency band, switches applied to reconfigurable metasurface units often have good on-off performance, and can achieve 1-bit phase quantization characteristics with low loss and 180° phase difference. As the frequency increases to the millimeter wave or terahertz band, the switching performance will degrade due to parasitic effects, which makes the design of reconfigurable metasurface units difficult. In this work, the equivalent model of the reconfigurable metasurface unit is a microwave two-port network. By analyzing the impedance parameters and scattering parameters of the network, the transfer relationship between the unit reflection coefficient and the switching reflection coefficient is pointed out. The proposed relationship is verified by simulation of different switches and unit structures in different frequency bands. This work provides the upper limit of the performance of a 1-bit unit according to arbitrary switching parameters. The proposed design procedure can guide the design and optimization of terahertz reconfigurable metasurface element.

Key words: microwave network theory; metasurface; 1-bit; reconfigurable; switch; terahertz

Foundation Item(s): Central Military Commission Science and Technology Commission No.173 Foundation of China (No.2021-JCJQ-JJ-0854)

1 引言

太赫兹波通常指频率位于 $0.1\sim 10$ THz (波长 $30\ \mu\text{m}\sim 3\ \text{mm}$) 范围内的电磁波, 覆盖微波的高频段、亚毫米波段以及红外低频段, 具有波长短、穿透性强等特点. 近年来, 太赫兹超表面的研究得到了广泛的发展和重视.

基于超表面的单像素成像^[1,2]技术, 利用单像素探测器对物体的波束探测、测量总透射率或反射率, 实现了图像快速重建. 利用超表面实现具有螺旋相位分布和互相正交的轨道角动量的涡旋波束^[3-5], 在太赫兹大容量通信领域具有重要的应用价值. 基于石墨烯单元的太

赫兹反射式智能表面^[6,7],实现了对太赫兹波的高反射率,可以用于构建太赫兹无线通信的智能环境.可重构的太赫兹超表面^[8-10]有望实现高速太赫兹传输和波束形成,在通信应用、雷达探测以及安检成像等方向有着巨大的应用潜力.

对于可重构超表面的设计,一个好的开关器件是不可或缺的.在微波频段,半导体开关器件(如PIN管)的开关特性接近理想通断,具有较大的开关比.因此,采用传统谐振单元设计,比较容易实现在“开/关”状态下的散射相位调控.而到了太赫兹频段,随着频率升高,微波开关器件无法使用,新型半导体器件的开关比较低,传统设计方法效率很低,主要依赖全波电磁软件的“盲目仿真”,并且缺乏对调控性能的评判.一款CMOS开关的开关比随频率的变化趋势如图1所示.当应用频率提升至毫米波时开关比显著下降,其他常见的商用PIN管和HEMT开关均有类似现象.因此,研究在任意开关参数的条件下可重构太赫兹超表面天线的单元设计方法以及性能上限,具有重要意义.

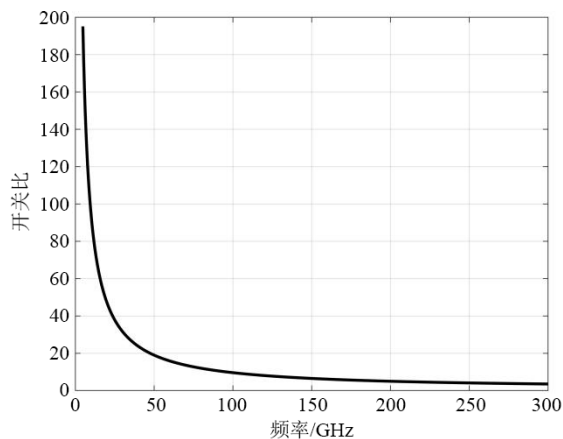


图1 CMOS开关的开关比随频率的变化趋势

设计超表面,通常需要使用电磁仿真软件对单元进行仿真与建模.当缺乏对单元工作原理的充分理解时,对单元的无源部分进行盲目调参,非常耗时.设计可重构超表面时,需要使用可调谐的器件进行调控,仿真次数倍增;开关参数性能下降时,设计难度更大.为了降低时间成本和计算成本,可以使用等效电路模型来对可重构超表面进行分析,利用传输线理论将复杂的电磁问题转化成简单的电路问题,进而指导单元设计.

Costa等人^[11,12]根据具体超表面单元的物理建模,考虑了可调谐器件带来的可重构、斜入射以及单元间的耦合,提出了一种反射式可重构智能表面单元的幅度和相位计算解析模型.应用这种方法可以快速获得超表面单元在可调谐器件的不同参数和入射波在不同

入射角下的反射系数.但是这种方法的适用性有限,换一种单元类型甚至更改设计参数都需要重新进行分析和建模,而且入射波极化的不同在建模上也有差异.

Liu等人^[13]应用阻抗匹配的概念,推导石墨烯阵列的等效电路,以此实现目标频点和相应吸波百分比带宽的太赫兹吸波器.此方法同样利用了将单元建模成传输线模型的思路,不同点在于对石墨烯的条带阵列的分析考虑了不同设计参数的影响,可以通过设计目标吸收频点与吸收带宽反推出所需要的设计参数,可以用于指导具体的石墨烯条带阵列的设计.上述提到的超表面单元的等效电路模型,通常会把超表面单元的阻抗建模成并联在波端口间的由集总电阻、电感和电容组成的网络模型上,往往仅能针对TE极化或TM极化中的一种进行分析,而无法建模各向异性单元.

针对各向异性单元,Borgese等人^[14]提出了用一组集总参数和旋转角来表征无源各向异性频率选择表面单元的简单电路模型.他们通过全波电磁仿真提取各向异性频率选择表面单元在TE和TM的两种不同极化中的反射系数矩阵,推算出单元的表面阻抗矩阵;然后利用对角化将其从笛卡尔坐标系旋转到晶体坐标系,用一组集总LC参数来表征晶体轴上的近似阻抗,这样这种各向异性频率选择表面单元就可以用集总LC参数和对应的旋转角来表示.Koutsos等人^[15]正是利用上述方法,在太赫兹频段设计出了可以用PCB工艺加工出来的转极化单元,利用4种单元的调相特性,实现了8种相位,从而实现了3-比特的相位量化特性.

基于等效电路模型,可以简化对可重构超表面的分析,从而快速预测单元的反射系数、谐振频率或带宽,但是对于宽带结构的等效模型往往不准确.Zhang等人^[16]利用微波网络模型,不再关注具体的单元物理结构,而是从宏观模型的角度,精确有效地建模超表面在不同入射角度和不同极化波的反射特性并用于计算远场模式.通过全波仿真提取单元无源部分的二端口阻抗矩阵,结合可调谐器件的阻抗可以计算出单元部分的总输入阻抗,根据不同极化和不同入射角度情况下空间波阻抗的区别,计算出可重构超表面单元在TE极化或TM极化的入射波在不同入射角度情况下的反射系数.

鉴于此,本文不针对一种固定的单元形式,而是针对宏观模型,提出利用微波网络理论和阻抗匹配的概念,通过参考单元设计中的重要网络参数的传递规律,指导太赫兹可重构超表面的单元设计.本文从宏观模型的角度,将单元的无源部分建模成二端口网络进行分析,重点利用二端口散射矩阵的特性对单元本身进

行分析,根据单元与开关的阻抗匹配情况,指出单元性能上限并且指导单元设计.

2 可重构超表面天线单元设计理论及应用

传统的可重构超表面的单元设计方法需要将开关在不同状态下的阻抗加载到路端口,关注波端口的反射系数,至少需要进行两次仿真,比较相应状态下的幅度、相位等电磁性能上的差异,是散射天线的设计思路.本节提出的可重构超表面天线单元设计理论尝试将空间波阻抗加载到波端口,关注路端口的反射系数,仅通过一次仿真,比较电路端口的阻抗与开关参考阻抗之间的匹配关系,更接近辐射天线的设计思路.本节剩余部分内容依据可重构超表面天线单元设计理论,给出了一个可重构超表面单元的设计流程,并且提出了确定超表面单元的性能极限的方法.

2.1 微波网络模型

可重构超表面天线通常采用将可调谐材料加载到无源超表面天线单元上的方法,实现可重构的功能,动态操纵电磁波.具有连续相位调谐能力的可重构超表面天线往往具有控制复杂度高、成本高等特点.与连续相位调谐相比,离散相位调谐通过在每个单元上加载

集总开关器件,实现设计和制造的便捷,并降低成本.其中,1-比特相位量化的可重构超表面天线是最简单、最基础、研究最多的类型.

1-比特相位调谐方法通过对天线单元上加载的集总开关器件的开关状态进行切换,引起单元谐振状态之间的转换,从而改变反射相位.可重构超表面天线单元通常可以分为开关和无源的天线结构两个部分.其仿真模型示意图如图2(a)所示,在周期边界内,入射波来自于Floquet端口1,经过单元的散射,产生反射波和透射波,同时部分能量被单元和开关吸收.假设集总开关的尺寸远小于波长,那么开关切换带来的影响可以用集总的阻抗参数代替,可以在单元和开关之间定义集总端口.除了开关集总端口,单元的微波网络模型还包含入射波端口的TE极化与TM极化的两种极化的端口以及透射波端口的两种极化的端口,如图2(b)所示.本文研究最基础的模型情况,即单开关,不发生极化转换,并设置金属地板从而没有透射波端口的情况,如图2(c)所示.此时,只需在集总开关摆放的位置设置一个集总端口再加上入射波端口的其中一个极化端口,最终将可重构超表面天线单元的微波网络模型简化为一个二端口网络,如图2(d)所示.

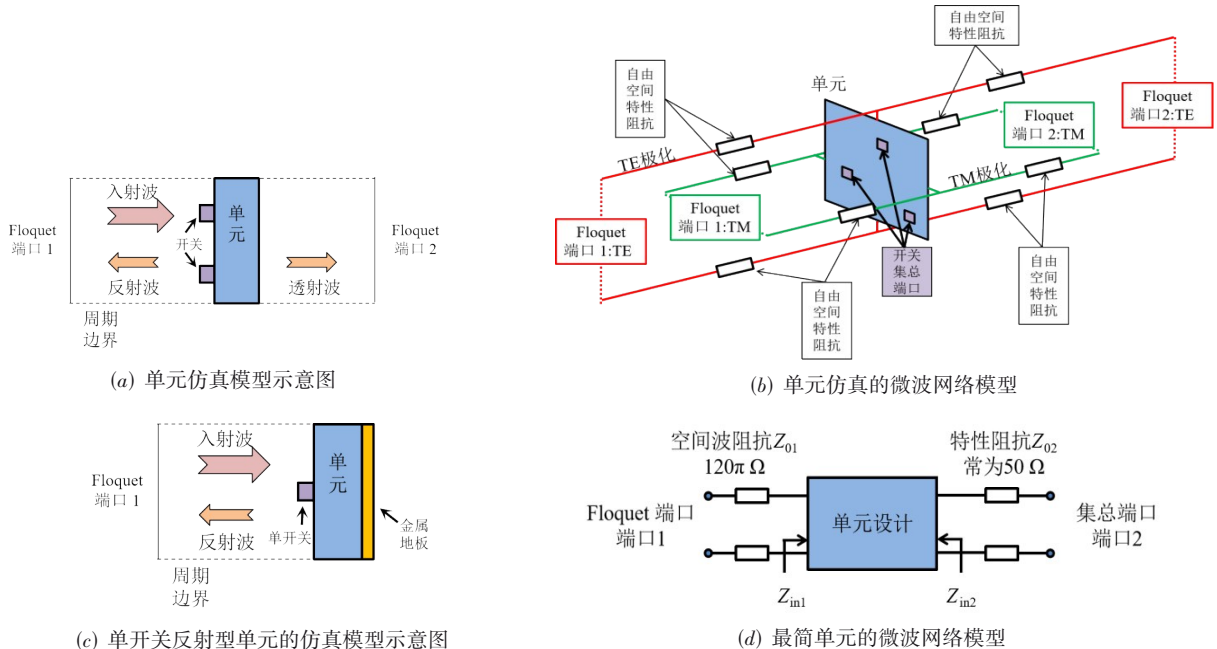


图2 可重构超表面天线单元的微波网络模型

2.2 空间波端口与开关端口的反射系数的关系

超表面单元的网络关系如图3所示,单元无源结构被简化成二端口网络,集总开关是一个单端口网络,这两个网络级联之后形成的单端口网络实质上就是可重构反射式超表面单元的单端口网络.

在二端口微波网络模型中,如图3(a)所示, a_1 和 a_2 分别代表端口1和端口2的入射波, b_1 和 b_2 分别代表端口1和端口2的反射波.根据二端口散射矩阵的定义,有

$$\begin{cases} b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{cases} \quad (1)$$

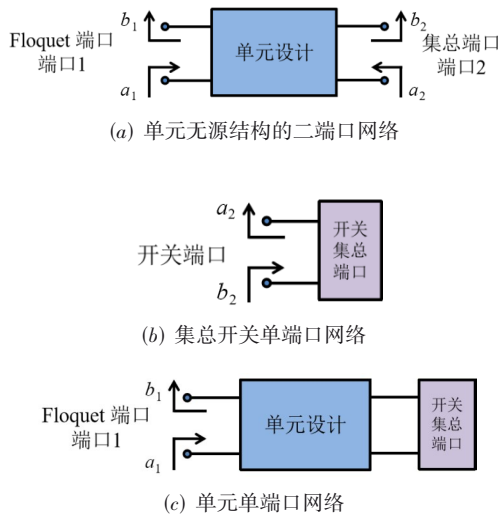


图3 超表面天线单元的网络关系

根据单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 与开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 的定义,给出:

$$\begin{cases} s_{\text{单元}} = \frac{b_1}{a_1} \\ s_{\text{开关}} = \frac{a_2}{b_2} \end{cases} \quad (2)$$

结合式(1)和式(2),消去入射波与反射波,得到单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 与开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 的关系:

$$s_{\text{单元}} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}s_{\text{开关}}}{1 - s_{22}s_{\text{开关}}} \quad (3)$$

若能满足下面的简化条件:

$$s_{11} = s_{22} = 0 \quad (4)$$

可以将式(3)简化为

$$s_{\text{单元}} = s_{12}s_{21}s_{\text{开关}} \quad (5)$$

满足简化条件的同时,如果无源结构还能满足无损互易的条件,式(5)右边的 $s_{12}=s_{21}$,且 $|s_{12}|=|s_{21}|=1$,则等式右边的幅度等于开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 的幅度,同时右边的相位等于开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 的相位加上两倍的 s_{12} 的相位. s_{12} 的相位仅仅影响绝对相位值的变化,不会影响开关切换引起的相位差变化. 因此,开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 在开关状态切换时的幅度差异和相位差异可以直接传递到单元反射系数 $s_{\text{单元}}$.

进一步地,如果开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 具有 1-比特相位量化特性,即可以推导出单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 同样具有 1-比特相位量化特性,达成了可重构超表面天线单元的设计目标.

2.3 通过特征阻抗的选择实现简化条件

简化条件是在单元无源结构的二端口网络中,散射矩阵中的元素满足 $s_{11}=s_{22}=0$ 的关系.

图 2(d)所示的最简单单元的微波网络模型是可重构超表面天线单元的无源部分,所以该微波网络模型通常是一个互易二端口网络,归一化二端口散射矩阵中的元素 s_{12} 和 s_{21} 有关系式:

$$s_{12} = s_{21} \quad (6)$$

而且单元的无源部分对入射电磁波不进行转极化,且无损,根据端口能量守恒的关系,归一化二端口散射矩阵中的元素 s_{11} 和 s_{22} 有如下关系式:

$$|s_{11}| = |s_{22}| \quad (7)$$

根据式(7),要使 $s_{11}=s_{22}=0$,则 s_{11} 或 s_{22} 任选一个等于 0 即可.

图 3(d)所示的最简单单元微波网络模型中, s_{11} 的定义是端口 2 理想匹配情况下的端口 1 反射系数,要使 $s_{11}=0$,则需要端口 1 的特征阻抗 Z_{01} 与端口 1 看进去的输入阻抗 Z_{in1} 理想匹配, Z_{01} 在入射波的入射角度为正入射时,取 $120\pi \Omega$ (约 377Ω) 的实数值. 在端口 2 理想匹配时,同时在 Z_{01} 是实数的情况下,有

$$Z_{\text{in1}} = Z_{01} \quad (8)$$

s_{22} 的定义是端口 1 理想匹配情况下的端口 2 反射系数. 要使 $s_{22}=0$,则需要端口 2 的特征阻抗 Z_{02} 与端口 2 看进去的输入阻抗 Z_{in2} 理想匹配,端口 2 的特征阻抗 Z_{02} 通常设为 50Ω . 在端口 2 理想匹配时,同时在 Z_{02} 是实数的情况下,有

$$Z_{\text{in2}} = Z_{02} \quad (9)$$

在最基础单元的二端口网络模型设定下,可以通过设置集总端口 2 特征阻抗 Z_{02} ,即通过特征阻抗的选择,使式(8)或式(9)的关系成立,从而实现所需简化条件(4).

2.4 单元的设计方法

2.4.1 开关反射系数达成 1-比特相位量化特性

开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 可以由开关两种状态下的开关阻抗 $Z_{\text{开/关}}$ 和参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 经过计算得到,开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 计算公式如下:

$$s_{\text{开关}} = \frac{Z_{\text{开/关}} - Z_{\text{参考}}^*}{Z_{\text{开/关}} + Z_{\text{参考}}} \quad (10)$$

其中,参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 通常取 50Ω . 在微波频段,开关比较高,通常开关在开时阻抗接近于 0,关断时阻抗远超过 50Ω . 此时,经过式(10)计算的开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 往往直接具有接近 1-比特相位量化的特性.

而在太赫兹频段,开关比很低,取 50Ω 作为参考阻抗,无法得到 1-比特的量化特性,因此参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 需要重新设置. 假设参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 可以取任意复数值,那么可以计算得到一个参考阻抗,使开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 在开关两种状态下取得幅度相等,相位相反的 1-比特相位量化性能.

以下是简要推导过程.

分别设开关在开状态时阻抗为 $Z_{\text{开}}$, 在关状态时阻抗为 $Z_{\text{关}}$. 两种状态下的反射系数满足幅度相等相位相反的条件, 可以给出等式:

$$\frac{Z_{\text{开}} - Z_{\text{参考}}^*}{Z_{\text{开}} + Z_{\text{参考}}} = \frac{Z_{\text{参考}}^* - Z_{\text{关}}}{Z_{\text{关}} + Z_{\text{参考}}} \quad (11)$$

$$Z_{\text{参考}} = \sqrt{x_1 x_2 - y_1 y_2 - \left(\frac{x_1 y_2 + x_2 y_1}{x_1 + x_2} \right)^2} + \frac{(y_1 + y_2)(x_1 y_2 + x_2 y_1)}{(x_1 + x_2)} - \frac{x_1 y_2 + x_2 y_1}{(x_1 + x_2)} \times i \quad (13)$$

根据式(13), 可以针对给出的任意开关阻抗 $Z_{\text{开}}$ 与 $Z_{\text{关}}$, 计算得到参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$, 使开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 具有 1-比特的相位量化性能.

2.4.2 无源天线的设计目标

要实现从开关到单元的 1-比特相位量化特性的传递, 需要对端口 2 的特征阻抗 Z_{02} 进行设置, 以满足简化条件(4). 同时, 考虑到二端口无源网络与单端口开关网络对接关系, 需要使特征阻抗 Z_{02} 与开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 匹配. 因为开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 是复数, 需要进行共轭匹配, 则需要让端口 2 的特征阻抗 Z_{02} 取值满足

$$Z_{02} = Z_{\text{参考}}^* \quad (14)$$

此时, 由于端口 2 的特征阻抗 Z_{02} 的取值是复数, 式(9)因共轭匹配而发生改变, 有

$$Z_{\text{in}2} = Z_{02}^* \quad (15)$$

结合式(14)和式(15), 得到

$$Z_{\text{in}2} = Z_{\text{参考}} \quad (16)$$

其中, 端口 2 看进去的输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 用二端口网络的阻抗矩阵的元素表示:

$$Z_{\text{in}2} = Z_{22} - \frac{Z_{21} Z_{12}}{Z_{11} + Z_{01}} \quad (17)$$

在超表面单元无源结构的二端口网络中, 端口 2 看进去的输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 完全由单元设计决定. 所以, 无源天线的设计目标就是找到一个单元设计, 使: 在单元无源部分的微波二端口网络中, 在端口 1 匹配时, 从端口 2 看进去的输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 等于相应的开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$, 就可以实现从开关到单元的 1-比特相位量化特性的传递.

2.5 可重构单元的设计流程及意义

可重构单元的设计目标是使单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 具有幅度相等、相位相反的 1-比特相位量化性能.

单元的设计流程图如图 4 所示, 具体步骤如下:

第一步: 选择一款开关, 得到其集总等效参数, 根据式(13)计算得到开关的参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$. 这样, 开关部分就具备了 1-比特量化特性.

第二步: 设计一个单元无源结构, 构建二端口网络, 然后全波仿真提取二端口网络参数, 提取阻抗矩阵的元素根据式(17)计算出端口 2 看进去的输入阻抗

分别用复数表示开关两种状态的阻抗如下:

$$\begin{cases} Z_{\text{开}} = x_1 + y_1 i \\ Z_{\text{关}} = x_2 + y_2 i \end{cases} \quad (12)$$

那么根据方程组(12)和复数相等则实部虚部相等的条件, 可以计算得到参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 的表达式如下:

$Z_{\text{in}2}$. 也可以在端口 1 设置辐射或吸收边界条件, 简化为单端口网络, 全波仿真直接得到端口 2 看进去的输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$.

第三步: 判断两个阻抗是否相等或接近. 如果差距很大, 可以通过二者的数值差异进行单元设计参数的调整, 返回第二步优化单元的无源结构; 如果差距很小, 说明单元与开关匹配效果较好, 进入下一步.

第四步: 单元设计成功, 输出设计结果.

在这里, 把单元无源部分的设计视为一个起到阻抗变换器作用的二端口网络, 如果端口 2 看进去的输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 等于开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$, 只要设置端口 2 的特征阻抗 Z_{02} 为 $Z_{\text{in}2}$ 和 $Z_{\text{参考}}$ 的共轭复数. 这样的设置可以使二端口网络的散射矩阵的元素 $s_{11} = s_{22} = 0$, 使通过设置开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 得到的开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 的 1-比特相位量化性能, 传递到单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 的 1-比特相位量化性能.

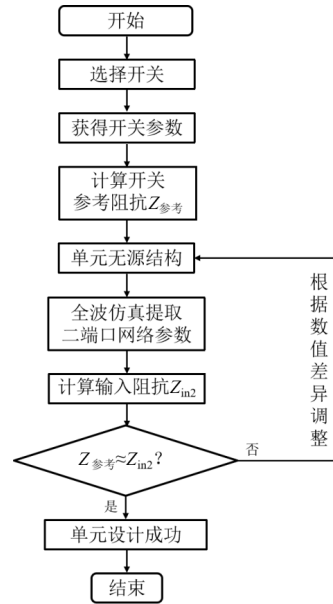


图 4 单元设计流程图

掌握了以上设计流程, 了解了单元无源部分的二端口网络中的端口 2 看进去的输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 和开关的单端口网络中开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 的关系, 可以对可重构超表面天线单元的设计进行简化和指导.

(1)减少一半的仿真次数.进行1-比特单元仿真,传统方法是在开关位置处分别加载相应开或者关的等效阻抗参数,进行全波仿真,每次调整设计参数都需要进行两次仿真.若在开关位置处用一个集总端口代替开关,只用仿真单元无源部分的设计,利用预先知道的开或者关的等效阻抗参数计算得到开关反射系数 $s_{\text{开关}}$,再通过式(3)的计算,得到不同开关参数下的单元反射系数 $s_{\text{单元}}$.每次调整设计参数,只需要进行一次仿真,就可以减少一半的仿真参数.

(2)给出单一明确的设计目标.针对任意性能的开关进行1-比特单元设计,通过式(13)的计算,可以得到开关的参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$;而单元无源部分的设计目标,就是端口2看进去的输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 等于开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$.可以观察输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 和开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 具体是在实部还是虚部上存在差距,从而针对性地对单元设计参数进行调整和补偿,进行迭代优化.更进一步地,基于这个阻抗关系,可以充分使用天线传统的单元模型和设计方法,尤其是调匹配的方法,设计1-比特天线.

(3)快速确定达成1-比特目标的频点,协助1-比特宽带单元的设计.在对单元无源部分进行仿真后,提取二端口网络的阻抗矩阵的各个元素,根据式(17)计算得到端口2看进去的输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$,在实部虚部为轴的二维平面图上,可以分别画输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 与开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$.输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 随频率变化趋势是一条曲线,而开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 曲线往往相对稳定,几乎可以用一个点来定位.观察两个曲线的相对位置关系,若其重合,则代表在这个频点单元反射系数达成了1-比特目标.在具体的工程考量中,对幅度的严格相等和相位差严格等于 180° 的情况,具有一定的容许度,开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 附近的一部分区域,在工程实践中依然可以视为1-比特性能.要实现1-比特宽带单元的设计,实际上是要求输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 随频率变化的曲线尽可能多地落在开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 附近的一部分区域.根据曲线与相关区域的具体相对位置情况,可以指导宽带单元设计.

2.6 通过开关参数分析单元设计性能上限

太赫兹可重构超表面天线单元的损耗主要来自材料损耗、开关插入损耗和天线设计上不匹配带来的损耗等.在实际天线设计中,材料的损耗几乎无法避免,但是可以通过合适的材料选择来降低其影响,在本文最基本单元的情况中暂未考虑.本文介绍的可重构超表面天线单元设计理论,直接根据开关在开与关的两种状态下的集总参数,按照式(13)和式(10)计算满足1-比特相位量化特性的开关反射系数 $s_{\text{开关}}$,可以视为开关的插入损耗.理论上通过调节天线无源部分的设计,

可以实现输入阻抗 $Z_{\text{in}2}$ 和开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 相等,在天线设计上做到匹配,从而有效消除天线设计上不匹配带来的损耗.此时,单元无源部分的二端口散射矩阵的元素应当满足简化条件与能量守恒:

$$\begin{cases} s_{11} = s_{22} = 0 \\ |s_{21}| = |s_{12}| = 1 \end{cases} \quad (18)$$

进一步地,结合式(6)、式(7)和式(18),可以给出此时单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 与开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 的关系:

$$s_{\text{单元}} = s_{\text{开关}} e^{j(\theta_{21} + \theta_{12})} \quad (19)$$

其中, θ_{21} 和 θ_{12} 分别是 s_{21} 和 s_{12} 的相位.根据式(19),单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 与开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 的幅度相等,仅相差一个固定相位值,且不影响开关的两种状态的相位差.

单元设计的目标是使得单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 具有1-比特相位量化特性.如果单元无源结构与开关之间的匹配性越好,开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 的1-比特相位量化特性可以直接传递到单元反射系数 $s_{\text{单元}}$,天线设计上不匹配带来的损耗就越低,可以帮助判断单元设计上是否具备优化空间.

综上所述,式(10)计算得到的开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 的幅度可以作为评价天线设计的一个性能上限.

3 仿真实例验证

传统的可重构超表面单元设计方法,关注单元的波端口,特别是单元的散射状态的幅度、相位等多个电磁特性的变化;本文提出的设计方法和设计流程关注单元的路端口,特别是端口的阻抗匹配.本节的仿真实例,在微波频段验证了传统方法与新方法在仿真结果上的等效性,并进行了上限分析,验证了案例中的单元设计更接近于开关性能上限;同样地,太赫兹频段新方法可以通过太赫兹开关参数预估单元性能的设计上限,指导单元设计的优化方向.

3.1 微波频段单元仿真验证

首先,进行了微波频段进行单元仿真验证,主要目的是验证单元设计流程的有效性,并且对单元设计的性能上限进行了分析.

在微波频段进行仿真验证的是一个1-比特可重构贴片天线^[17],单元建模示意图如图5(a)所示.它由一个简单的开槽矩形贴片和一个金属地板组成,形成了一个夹层结构.顶层分开的贴片与PIN二极管连接,以产生 180° 相移.介质层选用的基板型号是F4B,介电常数为2.65,损耗角正切为0.005.微波频段的开关选用了一款PIN管,型号是Skyworks SMP1340-040LF,其电路等效模型如图5(b)所示.该等效电路参数在5 GHz的计算得到开关比为13.06.此单元是一个在TE极化的单元,不发生转极化,仿真的频率范围为4.5 ~ 5.5 GHz.

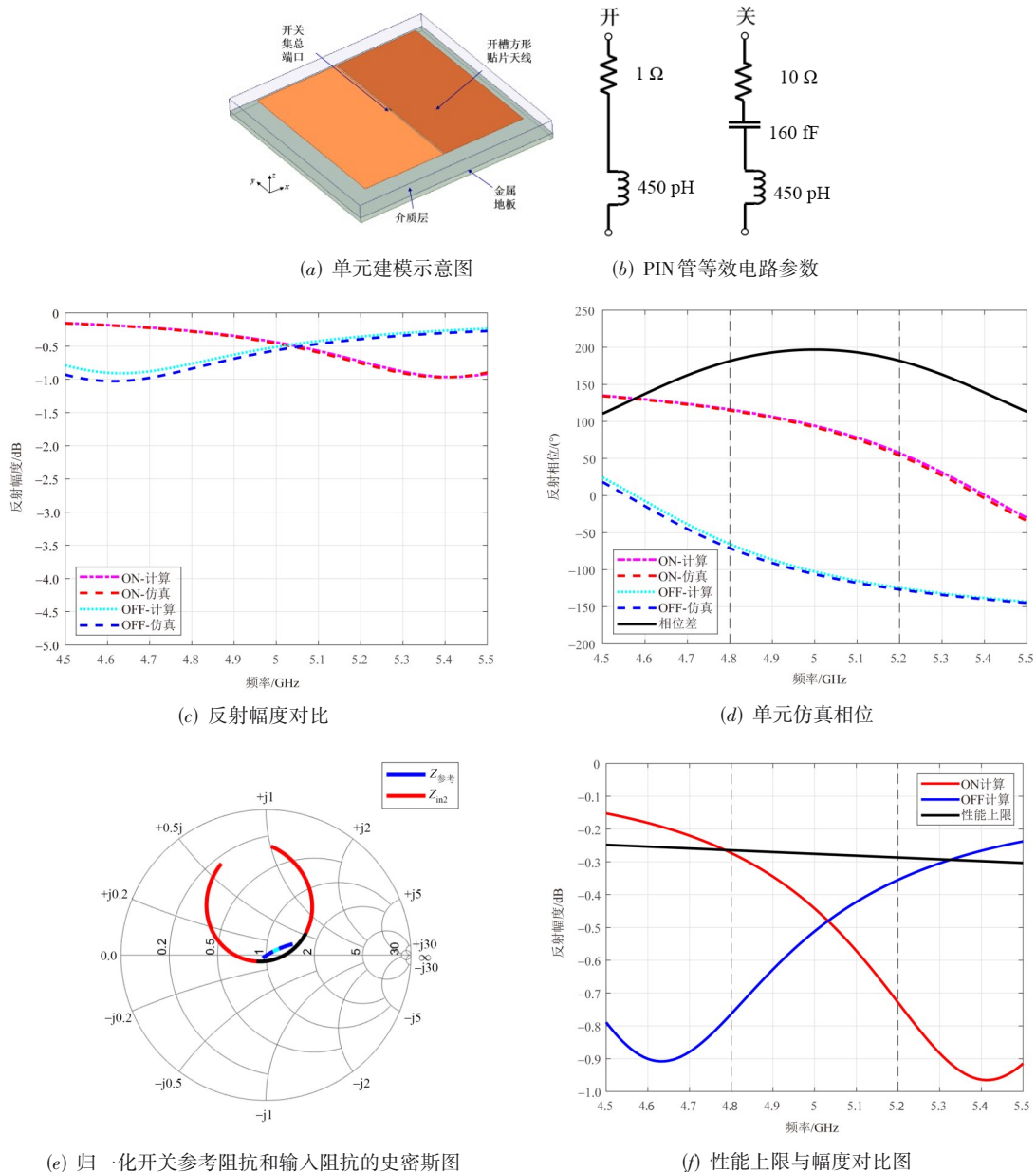


图5 厘米波频段的超表面天线单元的仿真实例验证

在单元无源结构的建模模型中,开关位置设置为开关集总端口,与Floquet端口的TE极化组成二端口网络.通过在商业仿真软件HFSS中进行一次仿真结果,得到二端口网络的阻抗矩阵,在MATLAB中进行计算可以得到两种不同开关状态下单元的反射系数.同时,也可以把开关参数分别直接加入模型,在商业仿真软件HFSS仿真两次,得到反射结果.将两种方法的结果进行对比,幅度与相位的对比如图5(c)和(d)所示.可以看到,利用一次仿真的结果进行计算与两次仿真的结果重合度较好,确认了利用该方法可以减少一半仿真次数的实用性.

单元设计流程:

首先,根据图5(b)的等效电路图,获取随频率变化的开关阻抗,根据式(13)计算得到随频率变化的开关的参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$.

其次,根据一次仿真得到的超表面天线单元无源部分的二端口网络的阻抗矩阵的参数,根据式(17)计算出随频率变化的输入阻抗 Z_{in2} .

然后,判断开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 和输入阻抗 Z_{in2} 的数值差异,归一化后的阻抗史密斯图如图5(e)所示,开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 在整个仿真频段为蓝色曲线,输入阻抗 Z_{in2} 在整个仿真频段为红色曲线.特别地,两条曲线在4.8~5.2 GHz频段分别加注了青色和黑色,发现在此频

段内两种阻抗在数值上较为接近. 以单元输入阻抗 Z_{in2} 作为开关参考阻抗, 计算在 5.0 GHz 的开关反射系数 $s_{开关}$ 分别为: 开启时, $0.9716 \angle 154.65^\circ$; 关断时, $0.9661 \angle -39.37^\circ$. 基本满足开关的 1-比特条件. 因此, 可以视为单元设计成功.

接着, 直接仿真得到在 5.0 GHz 的单元反射系数 $s_{单元}$, 分别为: 开启时, $0.9636 \angle 148.41^\circ$; 关断时, $0.9732 \angle -30.20^\circ$. 对比以 Z_{in2} 作为开关参考阻抗在 5.0 GHz 的开关反射系数 $s_{开关}$, 发现结果吻合较好. 存在些许差异是因为单元仿真中使用的介质 F4B 材料存在损耗, 欠缺无损条件.

最后, 验证单元的性能上限. 通过汇总在各个频点按照式(10)计算得到的开关反射系数 $s_{开关}$ 的幅度, 绘出如图 5(f)所示的性能上限曲线. 同时, 对比图 5(d), 发现单元在 4.8~5.2 GHz 频段达到 180° 相位差, 同时单元

反射系数的幅度与性能上限曲线的幅度相差在 0.5 dB 以内, 说明所选示例^[17]的优化空间不大, 完成度较高.

3.2 太赫兹频段单元仿真验证

太赫兹频段进行单元仿真验证, 主要目的是验证通过太赫兹开关参数预估单元性能的设计上限, 以指导单元设计的优化方向.

在太赫兹频段进行仿真验证的是一个基于 HEMT 工艺的 1-比特可重构贴片天线^[18], 单元建模示意图如图 6(a)所示. 它由 1 个蝴蝶形贴片、2 个地线与偏置线和 1 个金属地板组成. 蝴蝶形贴片外侧的线是接地线, 开关位于单元中心, 中间的线是偏置线, 与接地线形成一定的电压, 控制开关的通断. 介质层包括蓝宝石基底和氮化镓层. 太赫兹频段的开关是自行设计的 HEMT 管, 其电路等效参数如图 6(b)所示, 受材料与工艺的限制, 该等效电路参数在 344 GHz 的计算得到开关比为 3.92.

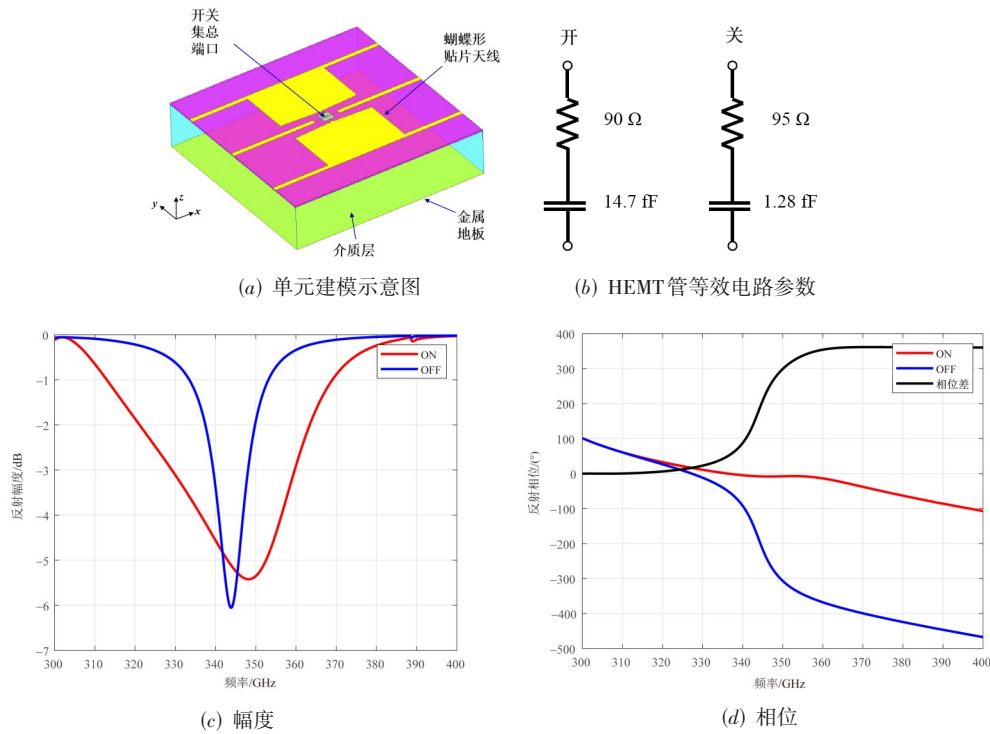


图 6 太赫兹频段的超表面天线单元的仿真实例验证

单元设计流程:

首先, 根据图 6(b)的开关参数, 频点为 344 GHz 时, $Z_{开}=90-31.47j \Omega$, $Z_{关}=95-361.45j \Omega$, 可以按照式(13)计算出开关参考阻抗 $Z_{参考}=189.08+192.00j \Omega$. 以此计算得到的开关反射系数 $s_{开关}$ 分别为: 开启时, $0.5859 \angle 91.78^\circ$; 关断时, $0.5859 \angle -88.22^\circ$. 实现了等幅和 180° 相位差.

其次, 根据迭代优化设计, 仿真得到的超表面天线单元无源部分的二端口网络的阻抗矩阵的参数, 可以

根据式(17)计算出在 344 GHz 输入阻抗 $Z_{in2}=184.92+193.63j \Omega$.

然后, 判断开关参考阻抗 $Z_{参考}$ 和输入阻抗 Z_{in2} 的数值差异, 发现两种阻抗的值较为接近. 以 Z_{in2} 作为开关参考阻抗, 计算得到的开关反射系数 $s_{开关}$ 分别为: 开启时, $0.5887 \angle 89.81^\circ$; 关断时, $0.5834 \angle -87.24^\circ$. 基本满足开关的 1-比特条件. 因此, 可以视为单元设计成功.

最后, 在 344 GHz 时, 如图 6(c)和(d)所示, 仿真得到的单元反射系数 $s_{单元}$ 分别为: 开启时, $0.5542 \angle -7.82^\circ$; 关

断时, $0.4985 \angle 172.73^\circ$. 可以发现单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 的幅度与开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 接近, 但是均会降低, 其主要原因在于介质损耗较大, 失去了无损条件; 但是相位差同样接近 180° , 这说明本文提出的方法仍然可以在有损情况下使用, 并进行较为准确的估计.

按照式(13)计算出开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}} = 189.08 + 192.00j \Omega$, 根据式(10)得到具有 1-比特相位量化特性的开关反射系数 $s_{\text{开关}}$, 可以作为预估单元设计性能的上限, 在此例中预估性能上限是 -4.64 dB . 而实际仿真的单元反射系数 $s_{\text{单元}}$ 的幅度: 开启时, 为 -5.12 dB ; 关闭时, 为 -6.04 dB . 将预估性能上限与实际单元性能进行对比, 可以发现:

(1) 单元设计还未做到与开关完全的阻抗匹配, 因此有一定的优化空间.

(2) 对比单元输入阻抗 Z_{in2} 和开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 的数值差异, 给出了单元优化的方向在于增大输入阻抗的实部, 减小输入阻抗的虚部. 可以尝试通过传统天线设计和微波网络的方法进行具体的优化措施^[17].

3.3 讨论

低频时, 商用集总开关的开关比较高, 性能较接近理想开关. 理想开关具有理想通断的效果, 阻抗接近为 0 或无穷大, 开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 可以取任意实数. 因此, 对单元设计的要求较低, 只需单元输入阻抗 Z_{in2} 取得任意实数值, 均可以得到 1-比特相位量化特性. 针对低频的实际开关, 虽然在通或断时, 阻抗不能达到极限情况的 0 或无穷大, 但是开关比依然很高, 开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 附近具有较大范围, 可使开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 具有接近 1-比特相位量化的特性. 所以, 在单元设计中, 与开关参数不会过度失配, 而且在这个频段介质材料损耗和欧姆损耗较小, 可以较为容易地成功设计低损耗 1-比特的可重构超表面单元.

高频时, 现有的各类半导体开关基本都会存在寄生效应, 导致开关比降低. 最佳开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 通常为一个复数, 而且开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 附近较小范围, 才可以使得开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 具有接近 1-比特相位量化的性能. 只有单元输入阻抗 Z_{in2} 出现在最佳参考阻抗点附近的区域, 单元才具有接近 1-比特相位量化的性能. 因此, 采用本文提出的单元设计方法, 将单元输入阻抗 Z_{in2} 调整到开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 附近的阻抗区域, 可以明确优化目标, 并且可以使用天线传统设计经验, 尤其是调匹配的方法, 设计 1-比特单元.

微波的仿真实例验证了本文提出的单元微波网络模型和相关推导的正确性以及单元设计流程, 指出了单元设计的性能上限. 太赫兹的仿真实例验证了在太赫兹超表面的单元设计中, 可以对比作为预估单元设计性能的上限的开关反射系数 $s_{\text{开关}}$ 与实际单元反射系

数 $s_{\text{单元}}$ 的幅度差异, 用于判断单元的优化潜力; 同时, 参考单元输入阻抗 Z_{in2} 和开关参考阻抗 $Z_{\text{参考}}$ 在数值上的差异, 对单元设计具有指导作用.

4 结束语

本文主要开展了可重构超表面单元设计方法的研究. 首先利用微波网络理论将最基础的超表面单元建模成二端口网络, 然后提出了空间波端口与开关端口的反射系数传递关系及应用简化条件, 最后给出了超表面单元设计流程. 考虑到太赫兹情景下开关性能不佳的特点, 可以利用该流程针对任意开关参数进行单元设计, 同时通过开关参数预估单元性能的设计上限, 指导单元设计的优化方向. 本文提出的太赫兹频段可重构超表面单元设计理论与方法是太赫兹可重构超表面设计的基础, 在太赫兹通信、太赫兹成像等领域具有一定的应用价值.

参考文献

- [1] ROUT S, SONKUSALE S R. A low-voltage high-speed terahertz spatial light modulator using active metamaterial [J]. *APL Photonics*, 2016, 1(8): 086102.
- [2] ZANOTTO L, PICCOLI R, DONG J L, et al. Single-pixel terahertz imaging: A review [J]. *Opto-Electronic Advances*, 2020, 3(9): 20001201-20001215.
- [3] IMAI R, KANDA N, HIGUCHI T, et al. Generation of broadband terahertz vortex beams [J]. *Optics Letters*, 2014, 39(13): 3714.
- [4] MINASYAN A, TROVATO C, DEGERT J, et al. Geometric phase shaping of terahertz vortex beams [J]. *Optics Letters*, 2017, 42(1): 41-44.
- [5] ZANG X F, ZHU Y M, MAO C X, et al. Manipulating terahertz plasmonic vortex based on geometric and dynamic phase [J]. *Advanced Optical Materials*, 2019, 7(3): 1801328.
- [6] DASH S, PSOMAS C, KRIKIDIS I, et al. Active control of THz waves in wireless environments using graphene-based RIS [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, 70(10): 8785-8797.
- [7] SAMANTA G, CHAUDHURI S R B. Miniaturization and bandwidth enhancement of a dipole antenna using graphene-based RIS [C]//2018 3rd International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP). Piscataway: IEEE, 2018: 1-2.
- [8] CONG L Q, SINGH R. Spatiotemporal dielectric metasurfaces for unidirectional propagation and reconfigurable steering of terahertz beams [J]. *Advanced Materials*, 2020,

32(28): 2001418.

- [9] VENKATESH S, LU X Y, SAEIDI H, et al. A high-speed programmable and scalable terahertz holographic metasurface based on tiled CMOS chips[J]. *Nature Electronics*, 2020, 3(12): 785-793.
- [10] MONROE N M, DOGIAMIS G C, STINGEL R, et al. Electronic THz pencil beam forming and 2D steering for high angular-resolution operation: A 98×98-unit 265GHz CMOS reflectarray with In-unit digital beam shaping and squint correction[C]//2022 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). Piscataway: IEEE, 2022: 1-3.
- [11] COSTA F, BORGESSE M. Circuit modelling of reflecting intelligent surfaces[C]//2021 IEEE 22nd International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Piscataway: IEEE, 2021: 546-550.
- [12] COSTA F, BORGESSE M. Electromagnetic model of reflective intelligent surfaces[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2021, 2: 1577-1589.
- [13] LIU Z M, GUO L A, ZHANG Q M. Analytical method for designing tunable terahertz absorbers with the desired frequency and bandwidth[J]. *Optics Express*, 2021, 29(24): 39777.
- [14] BORGESSE M, COSTA F. A simple equivalent circuit approach for anisotropic frequency-selective surfaces and metasurfaces[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(10): 7088-7098.
- [15] KOUTSOS O, MANZILLO F F, CLEMENTE A, et al. Analysis, rigorous design, and characterization of a three-layer anisotropic transmitarray at 300 GHz[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, 70(7): 5437-5446.
- [16] ZHANG Z, ZHANG J W, WU J W, et al. Macromodeling of reconfigurable intelligent surface based on microwave network theory[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, 70(10): 8707-8717.
- [17] HAN J Q, LI L, LIU G Y, et al. A wideband 1 bit 12 × 12 reconfigurable beam-scanning reflectarray: Design, fabrication, and measurement[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 18(6): 1268-1272.
- [18] PAN X T, YANG F, NIE X C. Analysis and design of THz 1-bit RRA element with series inductance[C]//2021 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI). Piscataway: IEEE, 2022: 1591-1592.

作者简介



吴 优 男,1994年12月出生于安徽省.现为清华大学电子工程系博士研究生.主要研究方向为可重构天线、太赫兹天线等.

E-mail: wuy19@mails.tsinghua.edu.cn



刘长昊 男,1998年10月出生于重庆市.现为清华大学电子工程系博士研究生.主要研究方向为界面电磁学的理论与应用、可重构反射阵天线等.

E-mail: liu-ch21@mails.tsinghua.edu.cn



周嵩林 男,1998年4月出生于四川省.现为清华大学电子工程系博士研究生.主要研究方向为可重构反射阵天线、复用反射阵天线等.

E-mail: zhou-sl20@mails.tsinghua.edu.cn



杨 帆(通讯作者) 男,1975年出生于湖北省.现为清华大学电子工程系教授.主要研究方向为现代天线理论、设计与测量,新型电磁材料的探索和应用,电磁场数值算法与优化,以及应用电磁系统的研究与开发等.中国电子学会会员编号:E190010166S.

E-mail: fan_yang@tsinghua.edu.cn



任永丽 女,1987年出生于内蒙古自治区.现为清华大学电子工程系工程师.主要研究方向为毫米波及太赫兹高性能智能超表面理论研究与设计、无线通信系统天线测量方法与传输系统验证.

E-mail: renyongli@tsinghua.edu.cn



许慎恒 男,1978年出生于江苏省.现为清华大学电子工程系副研究员.主要研究方向为新型应用系统中的高增益天线设计、人工电磁结构、电磁场与天线理论,以及优化算法研究和应用.

E-mail: shxu@tsinghua.edu.cn



李懋坤 男,1979年出生于辽宁省.现为清华大学电子工程系副教授.主要研究方向为电磁场理论与计算电磁学,特别是电磁建模与数据反演快速算法及其在地球物理、生物医学等领域的应用.

E-mail: maokunli@tsinghua.edu.cn