

智能反射面辅助的反向散射通信信道的传播模拟

余洪鑫 冯菊* 杜伟 廖成

(西南交通大学电磁场与微波技术研究所 成都 610031)

摘要: 为了解决引入智能反射面(IRS)后反向散射通信(BackCom)信道的传播模拟问题, 该文提出一种基于抛物方程(PE)和矩量法(MoM)的高效混合数值方法。该方法将电大场景下IRS辅助信道的传播建模问题分解为电波传播与电磁散射两个子问题, 分别采用PE和MoM进行求解。通过对视距和非视距场景下IRS辅助的信道进行模拟, 探讨了PE-MoM混合求解技术的高效性。仿真结果表明, 与MoM相比, 所提算法的计算速度提升了6.46倍, 计算资源消耗也下降了81%, 且相对均方根误差仅为3.89%。对比结果表明所提出的PE-MoM方法能够在兼顾计算精度和计算效率的同时, 实现IRS辅助的BackCom信道的传播模拟。

关键词: 反向散射通信; 智能反射面; 信道建模; 电波传播; 抛物方程

中图分类号: TN011; TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2023)07-2317-08

DOI: 10.11999/JEIT221195

Propagation Modeling of Backscatter Communication Channels Assisted by Intelligent Reflecting Surface

YU Hongxin FENG Ju DU Wei LIAO Cheng

(Institute of Electromagnetics, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: To model the radio wave propagation within channels of Backscatter Communication (BackCom) systems with Intelligent Reflecting Surface (IRS) included, an efficient hybrid method based on the Parabolic Equation (PE) method and Method of Moment (MoM) is proposed in this paper. The propagation modeling of IRS-assisted channels in electrically-large scenarios is considered in this method through aspects of radio wave propagation and electromagnetic scattering. The two aspects are then numerically solved by the PE method and MoM, respectively. Through simulations of IRS-assisted channels in line-of-sight as well as non-line-of-sight scenario, the efficiency of the PE-MoM hybrid method is demonstrated. Simulation results show that the computational speed of the proposed algorithm is 6.46 times faster than that of MoM. Meanwhile, the computational resource consumption is also reduced by 81% with the relative root mean square error maintained as 3.89%. The comparison of results shows that the proposed PE-MoM hybrid method can realize the propagation simulation of the IRS-assisted BackCom channels with a better tradeoff between the computational accuracy and computational efficiency achieved.

Key words: Backscatter Communication (BackCom); Intelligent Reflecting Surface (IRS); Channel modeling; Radio wave propagation; Parabolic Equation (PE)

1 引言

反向散射通信(Backscatter Communication, BackCom)作为物联网无线设备可持续问题的潜在解决方案, 自1948年Stockman^[1]首次提出Back-

Com概念以来, 已受到越来越多的关注与重视^[2]。BackCom常应用于射频识别系统, 受双重路径损耗的影响, 其有效通信距离短, 且需要配置特定射频源^[3]。后来学者又提出了双站反向散射(Bistatic Backscatter Communication, BBC)、环境反向散射(Ambient Backscatter Communication, AmBC)等新型反向散射通信技术^[4,5]。其中BBC通过在标签附近放置载波发生器以减少路径损耗进而扩大通信范围, AmBC则利用周围环境中已有的射频(Radio Frequency, RF)信号(电视信号、Wi-Fi信号等)来触发通信。然而, 在实际的应用场景中,

收稿日期: 2022-09-14; 改回日期: 2022-11-24; 网络出版: 2022-11-28

*通信作者: 冯菊 fengju-fj@swjtu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62271416), 四川省自然科学基金(2022NSFSC0494)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62271416), The Natural Science Foundation of Sichuan Province (2022NSFSC0494)

往往存在强烈的直接干扰(Direct-Link Interference, DLI)、障碍物的阻挡以及未知信道信息等各种环境影响因素,使得BackCom系统的信号覆盖和检测性能提高方面仍然受到了极大的限制。

智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)的出现为提升未来无线系统的能效及改善通信性能提供了一种全新的经济有效的解决方案^[6]。在无线传播环境中,IRS可以通过控制部署的大量无源单元,使电波入射IRS后可获得预期的反射、透射波,以优化无线通信。IRS可以灵活部署于无人机、灯杆、标牌、建筑物等表面,有助于减弱障碍物遮挡造成的阴影效应,消除RF信号的覆盖盲区,增强BackCom设备与标签间的链路信道增益。此外,还可通过无源波束赋形技术实现无线信道的精确调控,抑制DLI和用户间干扰,有效提高接收端信干比^[7]。

与此同时,IRS的引入也给BackCom信道的传播建模带来了新的挑战。近年来,已有学者对基于IRS辅助的通信信道建模技术进行了一些工作。基于远场假设,文献^[8]提出了采用物理光学法的路径损耗模型,证明了多个独立漫散射体组成的IRS可以在期望方向上进行波束形成。文献^[9]则将IRS单元划分为若干子集,通过求解电场和磁场积分方程解析子集对无线信道的影响。Zhou等人^[10]提出了一种双路径传播模型,同时考虑了从源至接收机的直接路径和由IRS建立的辅助路径的电波传播问题。Sarkar等人^[11]采用矩量法(Method of Moment, MoM)对包含IRS在内的自由空间通信链路的路径损耗进行计算和分析。然而在实际的应用场景中,空间电磁波将受到地面、障碍物等环境因素的扰动而产生反射、散射和绕射效应,这使得IRS处入射场变得极为复杂,无法通过简单的平面波或方向图源进行表述,上述基于自由空间假设的信道建模方法不再适用。文献^[12]为实现实际场景传播链路分析,以传统射线追踪模型为基础,通过为每个反射单元配置期望的反射角及相位来实现IRS反射场的计算。然而,IRS单元对入射电磁波并非单独响应,单元间互耦将对IRS通信信道传播模型产生重大影响^[13]。因此,现有文献中多采用电磁全波算法对IRS完整散射特性进行分析,进而创建可考虑耦合效应的IRS辅助通信信道传播模型^[11,14]。然而,对于包含建筑物在内的电大尺度通信场景,全波分析方法将耗费极其庞大的计算资源,在很多实际应用中甚至无法实现。

因此,为了满足IRS辅助的BackCom信道建模精度的同时保证计算效率,本文提出一种基于抛物

方程(Parabolic Equation, PE)法和矩量法结合的信道传播模型^[15,16]。本方法将电波传播问题与电磁散射问题相互融合,分别采用抛物方程法和矩量法进行求解。抛物方程法计算速度快且资源消耗少,适合电大尺度场景电磁模拟,在诸如城市、郊区、山区等电大场景的电波传播计算问题上已取得丰硕的研究成果^[17-19];而矩量法属于全波分析方法,通用性强,计算精度高,适合如IRS等“设备级”电磁求解。两者相互结合后,能够兼顾计算效率与精度,实现城市小区等电大尺度场景中通信信道传播建模。本文第2节对所提混合方法及其实现进行介绍;第3节仿真分析了视距与非视距情况下的IRS辅助通信问题,首先在视距无障碍物场景算例中与MoM进行对比,验证了所提方法的正确性;再以非视距场景算例在计算速度、计算精度、计算资源消耗情况等方面探讨了本文所提传播模型的高效性;第4节总结全文。

2 传播模型

如图1所示,本文所提混合算法将整个计算空间划分为环境区域(PE区)和设备区域(MoM区),分别采用双向抛物方程和MoM进行建模与电波解算,并在两个区域的交接面实现两种方法的数据交换。双向矢量抛物方程负责含电大、超电大尺寸障碍物环境的建模^[19];MoM区内含于PE区中,采用基于RWG(Rao-Wilton-Glisson)基函数的MoM算法对IRS等进行精确建模^[16]。

以图1所示场景为例,PE-MoM传播模型的具体仿真流程如图2所示,其主要过程为:

(1)当初始场给定后,应用抛物方程法前向步进至交接面2处,并得到交接面1处的场分布,若遇见障碍物,则需计算并保存后向场,待抛物方程后向步进至该位置处时将其叠加至后向步进场^[19];

(2)将上一步保存的交接面1上的场通过亚网格技术步进至交接面2^[20],获得MoM区电磁场的精细分布,继而将电磁场数据传递至MoM算法,利用MoM完成IRS的电磁散射求解;

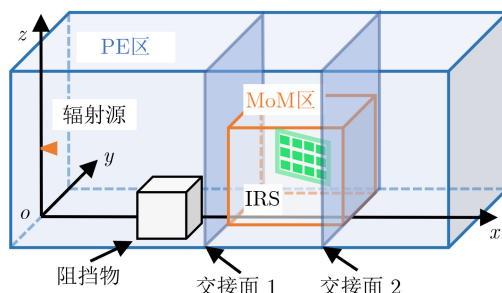


图1 PE-MoM传播模型3维几何示意图

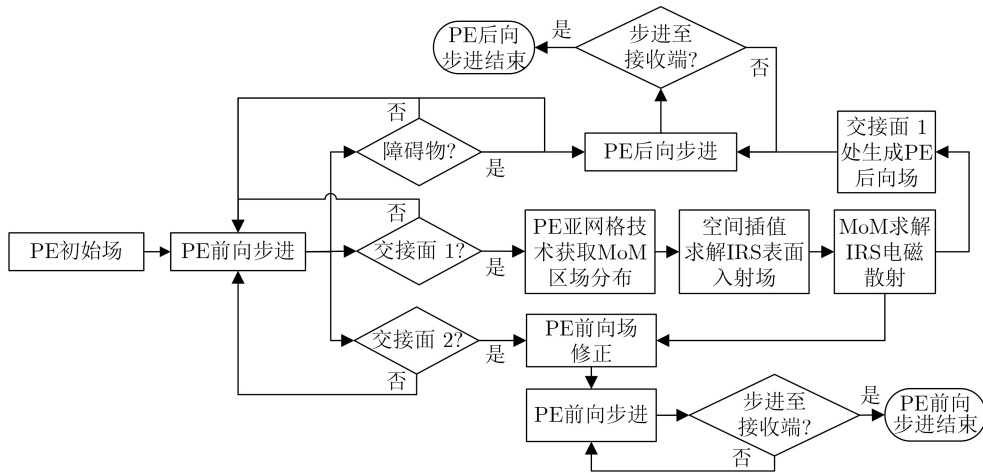


图 2 PE-MoM传播模型仿真流程图

(3)将MoM算法结果传递至两个交接面，输入PE算法中，作为前向和后向PE的初始场，分别步进计算至前后向接收端。

至此，即可得到整个计算空间的电磁场分布，进而可以获取相应的信道信息。值得注意的是，在PE经过MoM区时均假定MoM区内无任何物体。

在PE-MoM算法运行时，关键在于抛物方程法与矩量法间的耦合过程。该过程主要分为前向PE到MoM和MoM到双向PE两部分，且分别在MoM区和两个交接面上完成过渡。但是，由于PE算法采用均匀矩形网格对计算空间进行离散，而MoM需对目标进行表面三角面元剖分。故需解决两个区域间的网格不匹配及数值兼容性问题，网格剖分方案如图3所示。两个算法数据传递过程为：

(1)假设MoM区无任何目标，应用前向PE计算至交接面2处，并得到整个MoM区内入射场分布。在MoM区内采用三线性插值技术获得目标表面入射场，并将其传递给MoM算法，实现PE到MoM的转换。

(2)由MoM解算得到目标散射场，确定两个交接面上的散射场分布，将其传递给PE算法，完成MoM至PE的转换。其中，在交接面1处生成后向PE初始场，使其后向步进至交接面1左侧接收端；而在交接面2处需将目标散射场与原入射场叠加以实现PE前向场的修正，再用修正后的场继续前向步进至界面2右侧接收端。

其中，考虑到PE-MoM算法的计算精度与效率，需要注意以下4个方面。

(a)PE和MoM同属频域算法，且MoM结果为电磁场值，故在整个PE区中模拟的实体为电场和磁场分量，PE无需进行场与矢量位间的转换^[19]。PE和MoM通过传递电磁场值直接通信。

(b)PE网格为矩形，为了考虑大角度电磁场分量，通常需设置步进面网格边长为半波长。MoM网格为三角形，为保证算法精度，RWG-MoM算法的面元边长通常需小于0.1个波长。这就使得两种算法间的网格难以匹配。故本文采用了亚网格技术实现目标表面入射场的精确求解^[20]。如图3所示，当步进至MoM区时，PE算法将在MoM区采用更加精细的亚网格，其网格步长为0.1个波长，并收缩步进步长至0.1个波长。待获取精细的电磁场分布后，通过三线性插值获得目标表面入射场。如图4所示，三线性插值可通过在 x, y, z 方向上共进行7次线性插值实现，线性插值公式为

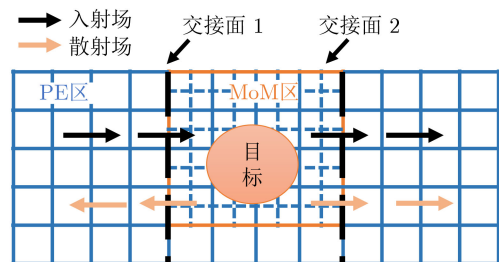


图 3 网格剖分示意图

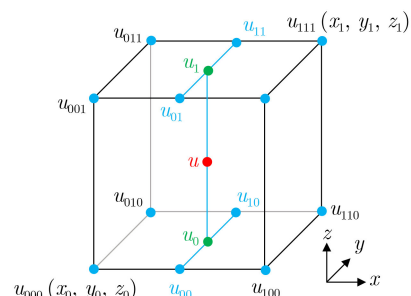


图 4 三线性插值示意图

$$f(x) = f(x_0) + (x - x_0) \frac{f(x_1) - f(x_0)}{x_1 - x_0} = \frac{f(x_0)(x_1 - x) + f(x_1)(x - x_0)}{x_1 - x_0} \quad (1)$$

先在 x 方向上对4条棱边进行4次线性插值,得到每条边上的4个点的值 $u_{00}, u_{01}, u_{10}, u_{11}$,然后在 y 方向上对这4个点进行插值得到中间两点的值 u_0, u_1 ,最后于 z 方向上插值得到待求点 (x, y, z) 处场值 u 。3个方向相应的插值公式分别为

$$\left. \begin{aligned} x: \quad u_{**} &= u_{0**} \left(1 - \frac{x - x_0}{\Delta x}\right) + u_{1**} \frac{x - x_0}{\Delta x}, & ** &= 00, 01, 10, 11 \\ y: \quad u_* &= u_{0*} \left(1 - \frac{y - y_0}{\Delta y}\right) + u_{1*} \frac{y - y_0}{\Delta y}, & * &= 0, 1 \\ z: \quad u &= u_0 \left(1 - \frac{z - z_0}{\Delta z}\right) + u_1 \frac{z - z_0}{\Delta z} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中, $\Delta x = x_1 - x_0$, $\Delta y = y_1 - y_0$, $\Delta z = z_1 - z_0$ 为PE网格步长。

(c)由于MoM区处于近地位置,这里可以采用镜像原理考虑地面对目标散射场的影响。

(d)MoM到PE的转换中,由于MoM可将计算出来的表面电流密度代入积分方程,求出任意空间位置上的散射场,故可直接获得交接面任意格点上的目标散射场,无需插值操作即可完成转换。另外,为了避免交接面的边界截断造成PE后续计算中出现电磁波的非物理反射,需在交接面的边界上加吸收窗。为方便起见,这里选择和PE相同的Hamming窗。

3 数值算例

3.1 视距无阻挡场景IRS信道

本文首先应用PE-MoM混合传播模型对图5所示几何进行建模,该算例假设仅存在IRS,信道没有任何墙壁或障碍物的阻挡。并将仿真结果与MoM(全波方法)结果进行对比,以验证所提传播模型的正确性。

算例1设置:信道模拟频率为2.45 GHz; IRS垂直放置于地面上方,与 x 或 y 轴呈 45° 夹角,其几何中心位于(1.5 m, 1.5 m, 0.5 m), IRS由 8×8 个正方形贴片单元和大小为 $0.548 \text{ m} \times 0.548 \text{ m}$ 的地板组成,阵元周期 68.5 mm ,贴片单元边长由左至右为(0.45, 0.517, 0.1, 0.267, 0.35, 0.372, 0.387, 0.4)个

波长,其呈梯度分布(如图5(b)所示);辐射源以全向偶极子为代表,如图5红色箭头所示,位置矢量为(-2 m, 1 m, 2 m),垂直极化;地表采用PEC边界;仿真最大距离 $x = 5 \text{ m}$ 。此外,PE的网格步长设为: $\Delta z = \Delta y = 0.05 \text{ m}$, $\Delta x = 0.1 \text{ m}$; PE的亚网格步长设为: $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.01 \text{ m}$; MoM区三角形网格的平均边长选择为 0.01 m 。本文中所有仿真模拟均在12核处理器台式机上通过MATLAB 2022a平台实现。

图6为射频源辐照下IRS的表面电流密度,其中,图6(a)、图6(b)为本算例场景结果图,存在地面,图6(c)为去除地面后结果。首先,对比图6(a)和图6(b)发现,PE-MoM算法结果和MoM基本一致。可以看出,IRS上的感应电流主要聚集在左右边缘处的贴片上,且随贴片大小而呈梯度变化,这将导致IRS反射特性的变化,进而实现电磁波的调控。另外,在本算例场景下,地面反射波和直射波叠加形成多径效应,使得电磁场空间分布特性有别于自由空间环境,这导致了图6(a)、图6(b)中电流分布在高度方向呈现明显的强弱相间分布特征。这一现象在如图6(c)所示自由空间传播建模中并不能体现。

图7给出了本算例条件下电场主极化分量 E_z 在高度 $z = 0.5 \text{ m}$ 处的幅值分布,其中图7(a)、图7(b)分别为PE-MoM和MoM算法结果,图7(c)为无IRS情况下的结果。由电场分布可知,在IRS作用下,

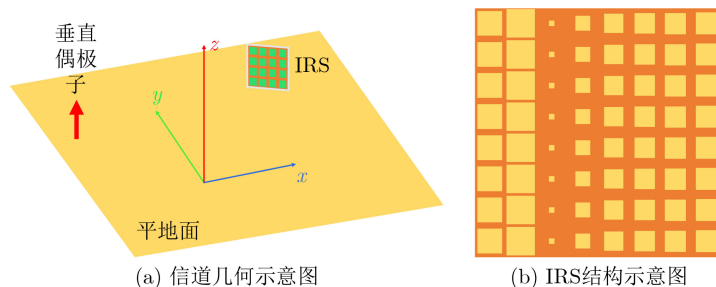


图5 一个IRS辅助的通信信道

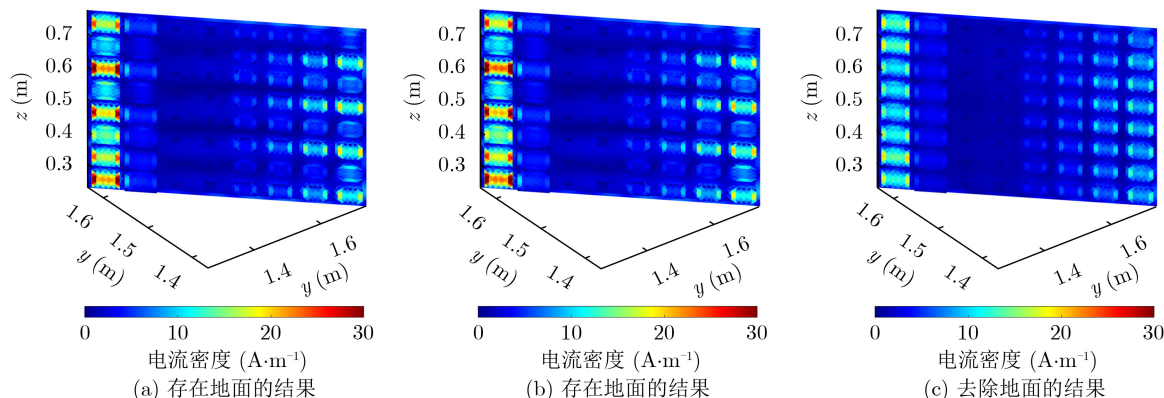


图6 IRS上的表面电流分布

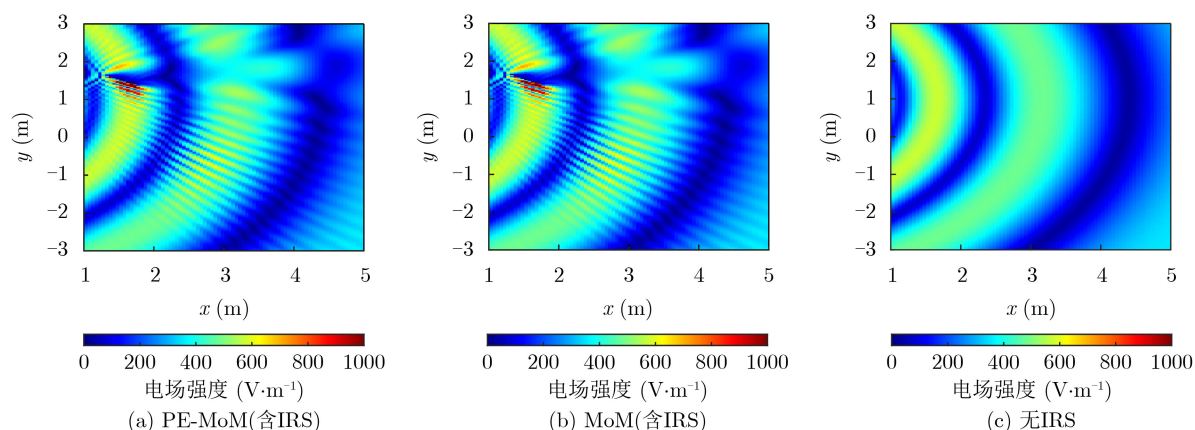


图7 $z = 0.5$ m 高处横截面电场分量 $|E_z|$ 对比

电磁波成功实现了偏转，部分方向上电场得到增强，达到了有效调控电磁波的效果。另对比图7(a)和图7(b)可以看出，PE-MoM算法结果和MoM算法基本一致，且计算得到 E_z 的均方根误差仅为0.96%，从而验证了PE-MoM方法的正确性。均方根误差计算式为

$$RMSE = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_i \sum_j |u_{ij}^{PE-MoM} - u_{ij}^{MoM}|^2}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_i \sum_j |u_{ij}^{MoM}|^2}} \quad (3)$$

其中， u 代表任意电磁场分量。

值得注意的是，在本算例中PE-MoM算法与MoM算法的时间开销分别为312 s和306 s。由算例设置可知，传播环境中仅含IRS，且在混合方法中IRS位于MoM区，表明当前场景下PE-MoM算法与MoM算法间的唯一不同在于对IRS表面入射场的获取方式。混合方法中IRS的外场激励需要采用PE算法进行步进计算，而MoM算法中激励仅需简单解析公式计算即可，致使混合方法相比于MoM算法多出些许时间开销。此外，该现象也说明了混合方法的计算量主要来自MoM区的求解。

3.2 非视距场景IRS信道

本节应用所提出的传播模型对非视距场景下IRS辅助通信信道的电波传播进行预测，其几何场景如图8所示。在无限大平地面上方存在一堵墙，右方被墙体阻挡后将形成非视距点，IRS在这里的作用则是创建绕过阻挡的强传播路径，有效服务于非视距点。通过将仿真结果与MoM结果进行对比验证，从传播模型的计算精度、时间开销等方面探讨了所提方法的高效性。

算例2设置：信道模拟频率为2.45 GHz；IRS和辐射源设定与第2节相同；另在 $x = 1$ m处放置一墙体创造非视距条件，墙体采用一宽1.5 m，高1 m的矩形PEC平板等效，墙体几何中心位于(1 m, 0 m,

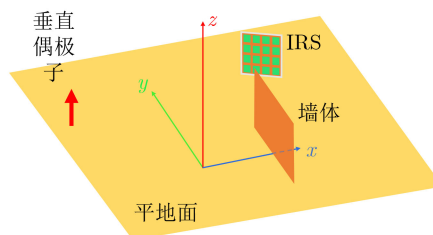


图8 一个IRS辅助的非视距通信信道

0.5 m)处;地表采用PEC边界;仿真最大距离 $x = 5$ m;网格设定与3.1节相同。

图9为仿真得到的0.5 m高度处电场主分量 E_z 分布伪彩图,其中,图9(a)和图9(b)分别由PE-MoM混合方法和矩量法解算得到,图9(c)则为PE输出的不包含IRS时的电场分布。其中范围 $x = 1$ m, -0.5 m $< y < 0.5$ m处代表墙体,其右方则为被墙体遮挡的非视距区域。

由图9(c)可知,环境对无线信道产生了遮挡效应,电磁波在墙体右侧出现了明显的阴影衰落,极大地降低了墙体右侧区域的接收信噪比,造成通信受限。而当环境中植入IRS后,如图9(a)和图9(b)所示,部分电磁波将在IRS调制下改变传播方向,有效增强墙体右侧部分非视距区域信号强度,改善通信。对比图9(a)和图9(b)可以看出,本文所提算法与MoM算法仿真结果吻合良好,计算可得均方根误差为3.89%。图10详细给出了在0.5 m高度下不同接收路径上电场强度的变化曲线,其中蓝色实线为矩量法结果,橙色短划线为PE-MoM方法结果。图10(b)的上中下3条曲线分别对应 $x = 2, 3, 4$ m处场强变化,图10(c)的3条曲线则分别对应 $y =$

$-1.5, 0, 1$ m处场强变化,6条接收路径囊括了大部分非视距区域。

表1为混合方法和矩量法的计算时间与内存消耗对比。

由表1可知:对于时间消耗,本算例中混合方法和矩量法的计算时间分别为320 s和2068 s,混合方法的计算速度相比矩量法提高了6.46倍;在内存消耗方面,相比于矩量法,混合方法的资源消耗也下降了81%,这极大地降低了本算例场景信道模拟所需计算机资源。

最后,综合对比本节两个算例可以发现,在增加障碍物前后,本文方法的时间开销变化较小,且该变化主要来自障碍物引起的后向PE计算。而全MoM算法的时间和资源开销增加明显,本文方法与MoM算法相比的计算效率提升明显。结果表明,相比于单一存在IRS的场景,混合方法在包含墙体、建筑物等大尺寸障碍物的场景中更具优势。另外可以看出混合方法相比于全波方法的计算效率将会受到MoM区内IRS等精细物体在整体仿真场景中所占比例的影响。也就是说,随着仿真范围的扩大、障碍物的增加、非视距环境的复杂化,PE-

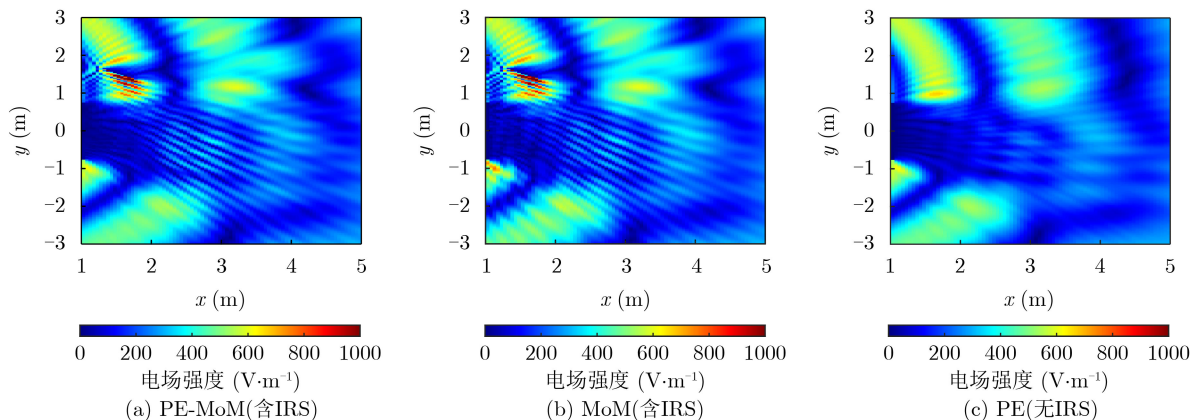


图9 $z = 0.5$ m高处横截面电场主分量 $|E_z|$ 对比

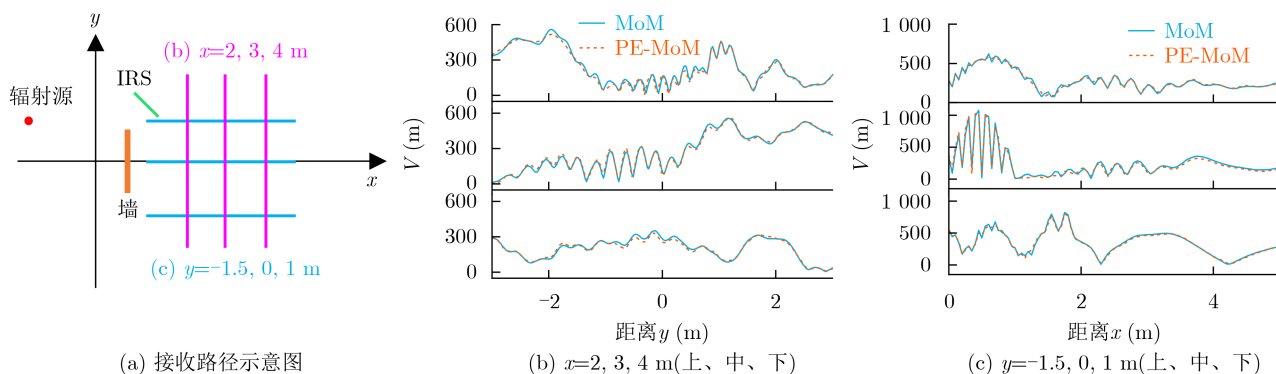


图10 不同接收路径下电场幅值变化曲线

表 1 计算时间和内存消耗对比

	计算时间(s)	内存消耗(GB)
PE-MoM	320	2.14
MoM	2068	11.36

MoM方法的仿真效率优势将会更加明显。可见，受益于抛物方程的步进型求解方式计算速度快和资源占用少等优点，以及矩量法对于IRS反射特性的精确模拟的优势，本文所提PE-MoM混合传播模型可以在保证计算精度的同时，极大地减少电大环境下IRS辅助通信信道的传播模拟时间及资源消耗。

4 结束语

在对IRS辅助的BackCom通信信道进行传播建模时，需要获得复杂环境中IRS更精确的反射特性。为此，本文将PE与MoM结合实现了传播-散射-传播的一体化建模，并对其具体结合方式及算法高效性进行了探讨。仿真结果表明，与MoM相比，PE-MoM混合方法能够在保证计算精度的同时，高效模拟电大场景下IRS辅助通信信道的传播问题。

参考文献

- [1] STOCKMAN H. Communication by means of reflected power[J]. *Proceedings of the IRE*, 1948, 36(10): 1196–1204. doi: [10.1109/JRPROC.1948.226245](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1948.226245).
- [2] 徐勇军, 杨浩克, 叶迎晖, 等. 反向散射通信网络资源分配综述[J]. *物联网学报*, 2021, 5(3): 56–69. doi: [10.11959/j.issn.2096-3750.2021.00215](https://doi.org/10.11959/j.issn.2096-3750.2021.00215).
XU Yongjun, YANG Haoke, YE Yinghui, et al. A survey on resource allocation in backscatter communication networks[J]. *Chinese Journal on Internet of Things*, 2021, 5(3): 56–69. doi: [10.11959/j.issn.2096-3750.2021.00215](https://doi.org/10.11959/j.issn.2096-3750.2021.00215).
- [3] GRIFFIN J D and DURGIN G D. Complete link budgets for backscatter-radio and RFID systems[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2009, 51(2): 11–25. doi: [10.1109/MAP.2009.5162013](https://doi.org/10.1109/MAP.2009.5162013).
- [4] KIMIONIS J, BLETSAS A, and SAHALOS J N. Increased range bistatic scatter radio[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(3): 1091–1104. doi: [10.1109/TCOMM.2014.020314.130559](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2014.020314.130559).
- [5] LIU V, PARKS A, TALLA V, et al. Ambient backscatter: Wireless communication out of thin air[J]. *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2013, 43(4): 39–50. doi: [10.1145/2534169.2486015](https://doi.org/10.1145/2534169.2486015).
- [6] WU Qingqing and ZHANG Rui. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2020, 58(1): 106–112. doi: [10.1109/MCOM.001.1900107](https://doi.org/10.1109/MCOM.001.1900107).
- [7] JIA Xiaolun and ZHOU Xiangyun. IRS-assisted ambient backscatter communications utilizing deep reinforcement learning[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(11): 2374–2378. doi: [10.1109/LWC.2021.3100901](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3100901).
- [8] ÖZDOĞAN Ö, BJÖRNSON E, and LARSSON E G. Intelligent reflecting surfaces: Physics, propagation, and pathloss modeling[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(5): 581–585. doi: [10.1109/LWC.2019.2960779](https://doi.org/10.1109/LWC.2019.2960779).
- [9] NAJAFI M, JAMALI V, SCHÖBER R, et al. Physics-based modeling and scalable optimization of large intelligent reflecting surfaces[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(4): 2673–2691. doi: [10.1109/TCOMM.2020.3047098](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.3047098).
- [10] ZHOU Ruya, CHEN Xiangyu, TANG Wankai, et al. Modeling and measurements for multi-path mitigation with reconfigurable intelligent surfaces[C]. 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Madrid, Spain, 2022: 1–5. doi: [10.23919/EuCAP53622.2022.9769365](https://doi.org/10.23919/EuCAP53622.2022.9769365).
- [11] SARKAR D and ANTAR Y. Electromagnetic insights into path loss modelling of IRS-assisted SISO links: Method-of-moment based analysis[J]. *Frontiers in Communications and Networks*, 2021, 2: 733698. doi: [10.3389/frcmn.2021.733698](https://doi.org/10.3389/frcmn.2021.733698).
- [12] XING Yunchou, VOOK F, VISOTSKY E, et al. Raytracing-based system performance of intelligent reflecting surfaces at 28 GHz[C]. ICC 2022 - IEEE International Conference on Communications, Seoul, Korea, 2022: 498–503. doi: [10.1109/ICC45855.2022.9838886](https://doi.org/10.1109/ICC45855.2022.9838886).
- [13] GRADONI G and RENZO M D. End-to-end mutual coupling aware communication model for reconfigurable intelligent surfaces: An electromagnetic-compliant approach based on mutual impedances[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(5): 938–942. doi: [10.1109/LWC.2021.3050826](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3050826).
- [14] SARKAR D, MIKKI S, ANTAR Y, et al. An electromagnetic framework for the deployment of reconfigurable intelligent surfaces to control massive MIMO channel characteristics[C]. 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Copenhagen, Denmark, 2020: 1–4. doi: [10.23919/EuCAP48036.2020.9135824](https://doi.org/10.23919/EuCAP48036.2020.9135824).
- [15] LEVY M. Parabolic Equation Methods for Electromagnetic

- Wave Propagation[M]. London: IEEE, 2000: 5. doi: [10.1049/PBEW045E](https://doi.org/10.1049/PBEW045E).
- [16] MAKAROV S N. Antenna and EM Modeling with MATLAB[M]. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [17] JANASWAMY R. Path loss predictions in the presence of buildings on flat terrain: A 3-D vector parabolic equation approach[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2003, 51(8): 1716–1728. doi: [10.1109/TAP.2003.815415](https://doi.org/10.1109/TAP.2003.815415).
- [18] LYTAEV M, BORISOV E, and VLADYKO A. V2I propagation loss predictions in simplified urban environment: A two-way parabolic equation approach[J]. *Electronics*, 2020, 9(12): 2011. doi: [10.3390/electronics9122011](https://doi.org/10.3390/electronics9122011).
- [19] AHDAB Z E and AKLEMAN F. Radiowave propagation analysis with a bidirectional 3-D vector parabolic equation method[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, 65(4): 1958–1966. doi: [10.1109/TAP.2017.2670321](https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2670321).
- [20] 张青洪. 大区域地理环境的电磁建模及高效抛物方程方法研究[D]. [博士学位论文], 西南交通大学, 2016.
- ZHANG Qinghong. Study on electromagnetic modeling of large area geographical environment and efficient parabolic equation method[D]. [Ph. D. dissertation], Southwest Jiaotong University, 2016.
- 余洪鑫: 男, 博士生, 研究方向为计算电磁学、电波传播等.
- 冯菊: 女, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为计算电磁学、电波传播、天线理论及应用等.
- 杜伟: 男, 博士生, 研究方向为电波传播、涡旋波通信等.
- 廖成: 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为计算电磁学、电磁散射与逆散射、天线理论及应用等.

责任编辑: 余蓉