

基于时间反演的近场无线功率传输效率研究



李 鑫, 赵德双*

(电子科技大学物理学院 成都 611731)

【摘要】收发天线间的无线功率传输效率 (PTE) 是表征室内近场微波无线传能 (MPT) 系统性能的最重要参量之一。时间反演 (TR) 作为一种高效无线传能技术被用于 MPT 系统中。为分析基于 TR 的近场 PTE, 基于互易定理推导了辐射式 MPT 场景中 PTE 的最优解, 证明了 TR 可以实现最高的 PTE。同时基于电磁全波仿真技术研究对比了 TR 在近场无线传能时相较于传统 MPT 方法如方向图综合法和相位补偿法的优势。理论和仿真表明, TR 能够在平面天线阵列的近场区实现最高的 PTE。

关键词 功率传输效率; 近场; 时间反演; 互易定理; 平面天线阵列
中图分类号 TN99 **文献标志码** A **doi:**10.12178/1001-0548.2022375

Near-Field Wireless Power Transmission Efficiency Based on Time Reversal Technique

LI Xin and ZHAO Deshuang*

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

Abstract Power Transmission Efficiency (PTE) between transceiver antennas is one of the most significant parameters to characterize the performance of indoor near-field Microwave Power Transmission (MPT) systems. Time Reversal (TR) has been used in MPT systems as an efficient wireless power transmission technology. In this paper, the optimal solution of PTE is derived based on TR and the reciprocity theorem. At the same time, the advantages of TR over traditional MPT methods such as pattern synthesis and phase compensation methods in near-field wireless power transmission are compared based on electromagnetic full-wave simulation technology. Theory and simulation show that TR can achieve the highest PTE in the near-field region of the antenna.

Key words near field; planar antenna arrays; power transmission efficiency; reciprocity theorem; time reversal

随着物联网和 5G 时代的到来, 大量的传感器被集成到人体及其周围环境中, 使人们的生活更加方便快捷。先进的 5G 技术显著提高了传感器的无线通信性能, 但大多数传感器的电源供应仍依靠电池或电线, 阻碍人们真正地进入无线时代。微波无线传能 (microwave power transmission, MPT) 技术作为一种无线功率传输技术在解决传感器无线供电问题上具有广泛的应用前景^[1-2]。发射阵列与接收天线之间的功率传输效率 (power transmission efficiency, PTE) 是衡量 MPT 系统性能的最重要参量之一。在对室内传感器进行无线充电时, 传感器上的接收天线处于发射天线阵列的近场区, 利用传统 MPT 方

法如方向图综合法^[3-4]和相位补偿法^[5-6]实现的 PTE 较低。近年来, 时间反演 (time reversal, TR) 作为一种高效无线传能技术被应用于 MPT 系统^[7-9]中。然而, TR 相较于传统 MPT 方法在近场 PTE 方面的对比研究较少。

为此, 本文基于辐射式 MPT 场景, 利用电磁场理论中的互易定理推导了 PTE 的表达式, 并从理论上证明了无论在天线近场区还是远场区, 利用 TR 均可实现最高的 PTE。接着利用电磁全波仿真技术, 对基于 TR、方向图综合法和相位补偿法在室内近场 MPT 场景中实现的 PTE 进行计算和分析, 证明了相较于传统 MPT 技术, TR 可实现最高的 PTE。

收稿日期: 2022-11-04; 修回日期: 2023-09-14

作者简介: 李鑫 (1999-), 男, 主要从事微波无线传能技术方面的研究。

*通信作者: 赵德双, E-mail: dszhao@uestc.edu.cn

1 理论分析

1.1 辐射式 MPT 场景中的 PTE 理论推导

考虑图 1 所示的辐射式 MPT 场景。

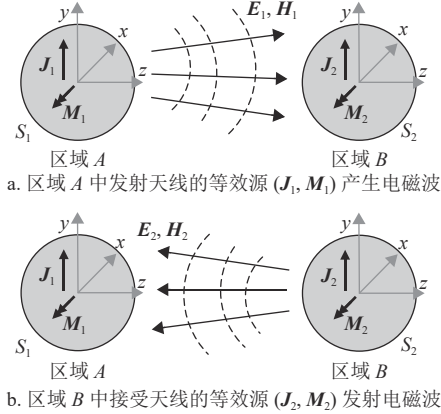


图 1 辐射式 MPT 场景

图 1 中, 假设区域 A 中有一无耗且与其传输线阻抗匹配的发射天线, 它的实输入功率 P_{in1} 由电流源 J_1 和磁流源 M_1 产生。同时, J_1 和 M_1 在自由空间中产生的电场为 E_1 , 磁场为 H_1 。假设自由空间无耗, 此时 P_{in1} 等于发射天线在 B 处的辐射功率 P_1 , 即:

$$P_1 = \frac{1}{4} \oint (\mathbf{E}_1 \times \overline{\mathbf{H}}_1 + \overline{\mathbf{E}}_1 \times \mathbf{H}_1) dS \quad (1)$$

式中, 上划线代表复共轭运算。区域 B 中有一端接匹配负载 R_L 的无耗接收天线。根据接收天线的开路电压等效模型^[10], 接收天线接收的实功率为:

$$P_2 = \frac{V^2}{8R_L} \quad (2)$$

式中, V 表示开路电压的峰值。

此外, 假设当接收天线处于发射模式时, 接收天线的实输入功率 P_{in2} 由电流源 J_2 和磁流源 M_2 产生, 同时 J_2 和 M_2 在自由空间中产生的电场为 E_2 , 磁场为 H_2 。此时, 开路电压可由场和源共同表示为:

$$V = \frac{1}{I_2} \oint (\mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{J}_2 - \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{M}_2) dS_2 \quad (3)$$

式中, I_2 表示接收天线处于发射模式下的端口电流; S_2 表示包围 J_2 和 M_2 的闭合曲面。

由互易定理^[11], V 可表示为:

$$V = \frac{1}{I_2} \oint (\mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{J}_1 - \mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{M}_1) dS_1 \quad (4)$$

式中, S_1 表示包围 J_1 和 M_1 的闭合曲面。此时, PTE 可表示为:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{2R_L |I_2|^2} \frac{\oint (\mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{J}_1 - \mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{M}_1) dS_1}{\oint (\mathbf{E}_1 \times \overline{\mathbf{H}}_1 + \overline{\mathbf{E}}_1 \times \mathbf{H}_1) dS} \quad (5)$$

因 P_{in1} 、 P_{in2} 均为实数, 可令 $P_{in1} = \alpha P_{in2}$, α 为实数, 此时 PTE 可以表示为广义瑞利商形式^[10]:

$$\eta = \frac{1}{\alpha} \frac{|\langle \psi_B^T, \rho_A^H \rangle_{S_1}|^2}{|\langle \psi_B^T Z, \psi_B^T \rangle_S|^2} \quad (6)$$

式中, 上标 T 和 H 分别代表转置和共轭转置运算; $\langle f, g \rangle_S$ 表示函数 f 和函数 g 的复共轭在曲面 S 上的内积运算。 ψ 和 ρ 分别表示场分量和表面电流分布, 矩阵 Z 表示曲面 S_1 法向波阻抗, 即:

$$\psi = \begin{pmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix} \quad (7a)$$

$$\rho = \begin{pmatrix} \mathbf{J} \\ -\mathbf{M} \end{pmatrix} \quad (7b)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} (\mathbf{r} \cdot \mathbf{n})/Z_0 & 0 \\ 0 & (\mathbf{r} \cdot \mathbf{n})Z_0 \end{pmatrix} \quad (7c)$$

式中, \mathbf{r} 、 \mathbf{n} 分别表示 ψ_B 的径向单位向量、曲面 S_1 的法向单位向量; Z_0 表示自由空间中的波阻抗。

当 $\alpha=1$, $\mathbf{r} \cdot \mathbf{n}=1$ 时, 式 (6) 中的 η 取最大值, 此时 J_1 和 M_1 的最优值可表示为:

$$\begin{pmatrix} J_{opt1} \\ M_{opt1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k \overline{\mathbf{E}}_B / Z_0 \\ -k Z_0 \overline{\mathbf{H}}_B \end{pmatrix} \quad (8)$$

式中, k 为比例系数:

$$k^2 = \alpha \frac{|\langle \psi_B^T Z, \psi_B^T \rangle_S|}{|\langle \psi_B^T Z, \psi_B^T \rangle_{S_1}|} \quad (9)$$

从式 (8) 可知, 当发射天线的等效电流 J_1 和磁流 M_1 与接收天线在发射天线处产生的辐射场 E_2 和 H_2 的复共轭成正比时, PTE 最高, 其值为^[10]:

$$\eta_{opt} = \frac{|\langle \psi_B^T Z, \psi_B^T \rangle_{S_1}|}{|\langle \psi_B^T Z, \psi_B^T \rangle_S|} \quad (10)$$

由式 (10) 可知, 当区域 A 处的曲面 S 能够全部接收 J_2 和 M_2 产生的电磁波, 即 $S=S_1$ 时, $\eta_{opt}=1$, PTE 可达 100%^[10,12]。

现证明利用 TR 和单频正弦激励信号可实现最大的 PTE。仍考虑图 1 所示的辐射式 MPT 场景, 假设区域 A 中的发射天线能够完全接收到来自区域 B 中接收天线产生的单频电磁波, 接收到的电场为单频正弦形式:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = E_m(\mathbf{r}) \cos(\omega t + \varphi_0) \quad (11)$$

式中, $E_m(\mathbf{r})$ 为振幅, 仅为空间坐标 \mathbf{r} 的函数; ω 为角频率; φ_0 是与时间无关的初相位。 $E(\mathbf{r}, t)$ 的复振幅为:

$$\dot{E}(\mathbf{r}) = E_m(\mathbf{r})e^{j\varphi_0} \quad (12)$$

对式 (12) 作相位共轭操作, 得:

$$\bar{\dot{E}}(\mathbf{r}) = E_m(\mathbf{r})e^{-j\varphi_0} \quad (13)$$

式 (13) 对应的时域信号为:

$$\bar{E}(\mathbf{r}, t) = E_m(\mathbf{r})\cos(-\omega t + \varphi_0) = E(\mathbf{r}, -t) \quad (14)$$

同理, 式 (11) 也可用磁场表示为:

$$\bar{H}(\mathbf{r}, t) = H_m(\mathbf{r})\cos(-\omega t + \varphi_0) = H(\mathbf{r}, -t) \quad (15)$$

式 (14) 和式 (15) 表明, 具有单频正弦形式的电场或磁场在相位上的共轭等于在时间上的反转, 即 TR^[12]。值得注意的是, 上述推导均基于普适的电磁场理论, 因此由式 (8)、式 (14) 和式 (15) 可知, 无论在天线的近场区或是远场区, 利用 TR 和单频正弦激励信号均可实现最高的 PTE。

1.2 室内近场 MPT 场景

在实际的室内 MPT 场景中, 传感器上的天线位于平面发射阵列的近场区, 同时由于传感器尺寸的限制, 单个传感器上往往只能配备一个接收天线用于射频能量的接收。对此, 本文仅讨论单个接收天线正对平面发射阵列中心时的 MPT 场景, 如图 2 所示。

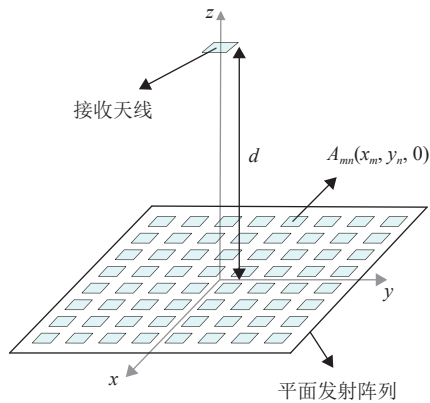


图 2 室内近场 MPT 场景

图 2 中, 用于射频能量发射的 $N_x \times N_y$ 个单元的平面发射阵列放置在 xy 平面, 并取阵列中心为坐标原点, 建立直角坐标系。其中, 平面发射阵列的行间距为 d_x , 列间距为 d_y , 第 mn 个天线单元 A_{mn} 的坐标为 $(x_m, y_n, 0)$, $x_m = (2m - N_x + 1)d/2$, $y_n = (2n - N_y + 1)d/2$ 。正对阵列中心上方放置一个接收天线用于接收射频能量, 其坐标为 $(0, 0, d)$, d 表示收发天线

间的距离, 当 d 发生改变时, 接收天线形式保持不变。

1.3 MPT 方法及其所需的幅相激励

本节考虑图 2 所示室内近场 MPT 场景, 概述 MPT 方法, 即 TR、传统 MPT 方法 (方向图综合法和相位补偿法)。与此同时, 分析在电磁仿真软件 CST 中仿真时, 各方法所需激励的幅度和相位。

1.3.1 TR

基于接收天线与平面发射阵列间信道互联的 TR 技术包含两个阶段, 即信道探测阶段和功率传输阶段^[12]。信道探测阶段, 接收天线发出单频正弦信号, 其复信号向量为 \mathbf{b}_1 , 则平面发射阵列中第 k ($k=1, 2, \dots, M$; $M=N_x \times N_y$) 个天线单元接收到的信号为:

$$d_k = \mathbf{b}_1 h_{k1} \quad (16)$$

式中, h_{k1} 表示接收天线到第 k 个天线单元的信道传输系数。

在功率传输阶段, 对信道探测信号 d_k 进行 TR 处理。值得注意的是, d_k 在时域上的表现形式为单频正弦信号, 由 1.1 节可知, 此时的 TR 处理等效于复共轭操作。此外, 假设平面发射阵列拟输送的能量信号为 $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_M]^T$, 此时第 k 个天线单元的发射信号为:

$$t_k = c_k \bar{d}_k = c_k \bar{\mathbf{b}}_1 \bar{h}_{k1} \quad (17)$$

对发射信号 t_k 做傅里叶变换, 得到其在工作频点上的幅度 A_k 和相位 φ_k 。由式 (14) 和式 (15) 可知, 对 φ_k 进行相位共轭后即可实现单频连续正弦波激励下的时间反演。此时, 基于 TR 所需单频连续正弦波激励的幅度为 A_k , 相位为 $-\varphi_k$ 。

此时, 接收天线接收到稳定的单频连续正弦波信号, 其在频域上可以表示为:

$$a_1 = \sum_{k=1}^M t_k h_{1k} = \sum_{k=1}^M c_k \bar{\mathbf{b}}_1 \bar{h}_{k1} h_{k1} \quad (18)$$

式中, h_{1k} 表示第 k 个天线单元到接收天线的信道传输系数, 由信道互易可知, $h_{k1} = h_{1k}$ 。此时由于信道的自相关特性, 平面发射阵列发射的电磁波能量大部分汇聚于接收天线处, 从而实现 MPT。此时, 在 CST 中可以获得所接收到的单频连续正弦波信号的幅值 a_M , 因此, PTE 可以用下式计算:

$$\eta = |a_M|^2 / \sum_{k=1}^M |A_k|^2 \quad (19)$$

1.3.2 方向图综合法

假设图 2 所示的平面发射阵列为均匀平面阵，即各单元的激励幅度相等。此时平面阵的波束指向 (θ_0, φ_0) 可表示为^[13]:

$$\varphi_0 = \arctan \frac{\alpha_y d_x}{\alpha_x d_y} \quad (20)$$

$$\theta_0 = \pm \arcsin \sqrt{\left(\frac{\alpha_x}{kd_x}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_y}{kd_y}\right)^2} \quad (21)$$

式中, α_x 、 α_y 分别是沿 x 和 y 方向排列的直线阵列的均匀递变相位。若平面发射阵列要对接收天线进行无线能量传输, 波束指向应为 $\theta_0=0$, 此时 $\alpha_x=0$, $\alpha_y=0$, 即基于“方向图综合法”所需的激励等幅同相。

1.3.3 相位补偿法

根据图 2 所示的平面发射阵列各单元与接收天线的空间相位关系, 天线单元 A_{mn} 相对坐标原点距离接收天线的补偿相位 φ_{mn} 可表示为:

$$\varphi_{mn} = k \sqrt{x_m^2 + y_m^2 + d^2} - kd \quad (22)$$

式中, 相位常数 $k=2\pi/\lambda$ 。此时, 基于“相位补偿法”所需的激励幅度相等, 相位满足式 (22)。

2 电磁仿真实例

2.1 收发天线结构设计

将 8×8 个相同的微带贴片天线在 x 、 y 方向均匀排布组成平面发射阵列, 阵元间距为 0.58λ , 如图 3a 所示。其中, 微带贴片天线采用同轴馈电馈电, 工作频率为 5.8 GHz (波长 $\lambda=5.17\text{cm}$), 如图 3b 所示。此外, 接收天线也采用相同的微带贴片天线形式。收发天线的结构参数如表 1 所示, 介质基板的介电常数 $\epsilon_r=3.48$, 厚度 $H=0.1\text{cm}$ 。仿真结果表明, 微带贴片天线在 5.8 GHz 处的 S_{11} 为 -19 dB, 10 dB 带宽为 0.13 GHz, 如图 4 所示。

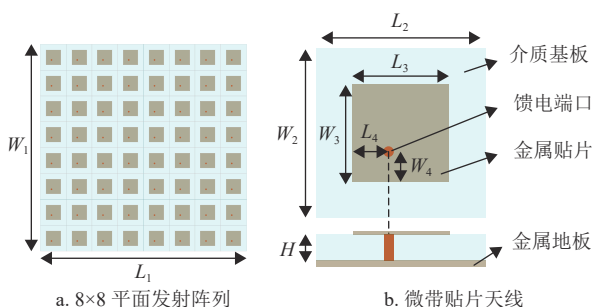


图 3 收发天线结构

表 1 收发天线尺寸

参数	数值	参数	数值
W_1	24	L_1	24
W_2	3	L_2	3
W_3	1.31	L_3	1.31
W_4	0.654	L_4	0.46

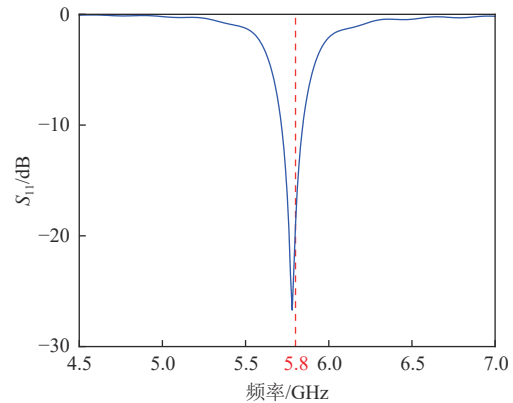


图 4 微带贴片天线的 S_{11} 仿真结果

此外, 为保证恒定的无线功率传输, 收发天线均采用单频连续正弦激励信号, 时长以 20 ns 为例。

2.2 仿真结果与分析

在电磁全波仿真中, 将 2.1 节设计的收发天线结构应用于图 2 所示的室内近场 MPT 场景中。同时, 为对比 TR 相较于传统 MPT 方法如方向图综合法和相位补偿法在近场无线传能中的优势, 利用电磁仿真技术, 分别基于“TR”“方向图综合法”和“相位补偿法”计算 PTE 随收发距离 d ($d=1 \sim 15\lambda$) 的变化情况, 如图 5 所示。

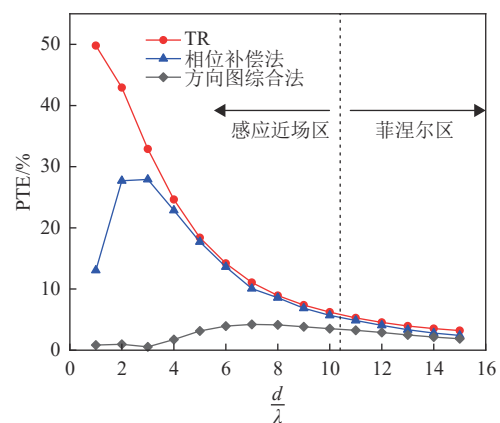


图 5 PTE 随收发距离 d 的变化情况

图 5 中, 根据有限尺寸天线的场区划分原则, 当 $d < 10.4\lambda$ 、 $10.4\lambda < d < 15\lambda$ 时, 接收天线分别处于平面发射阵列的感应近场区、菲涅尔区。图 5 表明, 在感应近场区和菲涅尔区, 基于 TR 实现的 PTE 高于方向图综合法和相位补偿法实现的 PTE。

值得注意的是, 受限于平面发射阵列的辐射口径, 上述 3 种方法实现的 PTE 均较小即在 51% 以下, 但这不影响 TR 与传统 MPT 方法在 PTE 方面的对比结果。

此外, 为直观解释图 5 中利用 TR 在近场区可实现最高 PTE 的原因, 计算 $z=d$ 处的观测平面 (24 cm×24 cm) 上的归一化电场分布, 如图 6 所示。图 6a、6b、6c 为基于方向图综合法的归一化电场分布图, 图 6d、6e、6f 基于相位补偿法, 图 6g、6h、6i 基于 TR。

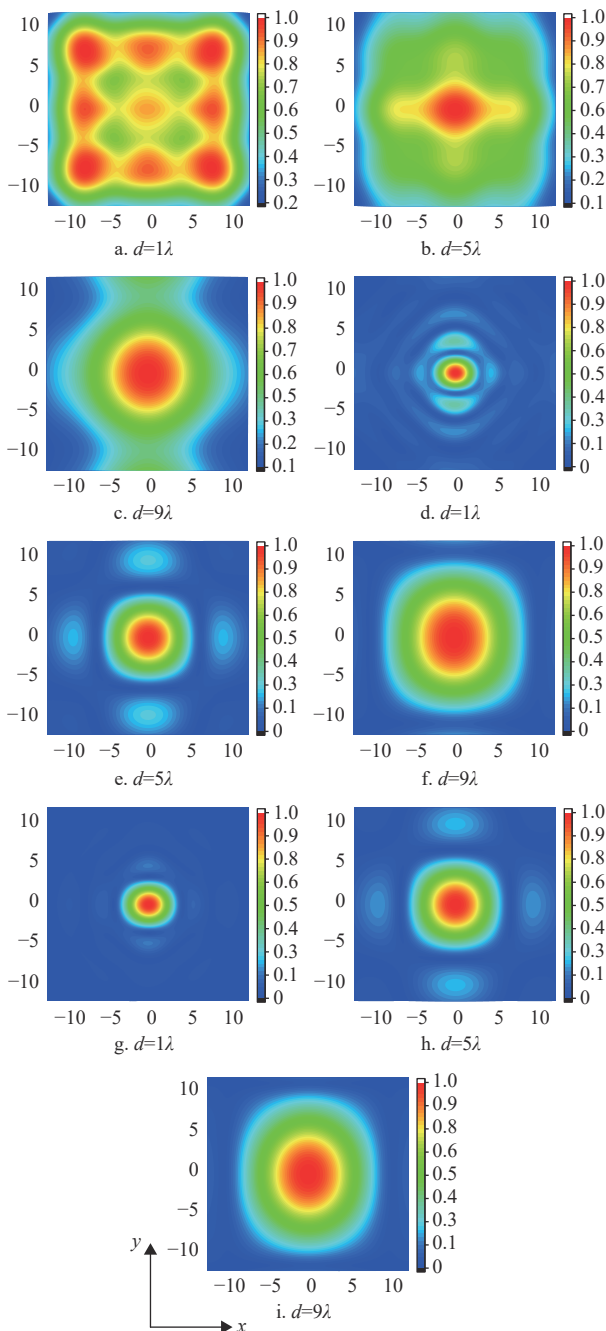


图 6 $z=d$ 平面处的归一化电场分布图

根据功率下降 1/2 的聚焦斑半径计算原则, 计算观测平面中心处的聚焦斑, 聚焦斑在 x 、 y 方向上的尺寸如图 7 所示。图 7 中, 在 $d>11\lambda$ 时, 中心聚焦斑大于观测平面在 y 方向上的尺寸, 图中以 24 cm 计。

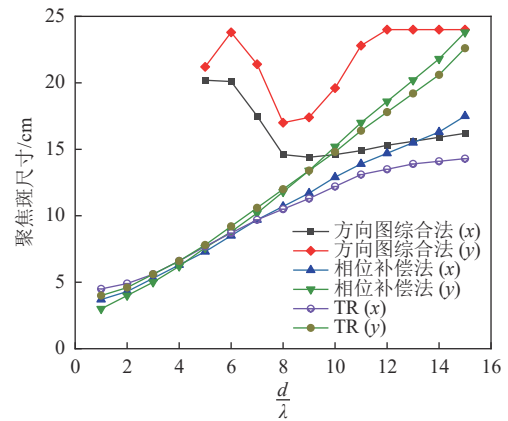


图 7 x 或 y 向的聚焦斑尺寸随 d 的变化曲线

图 5、图 6 和图 7 表明, 基于“方向图综合法”在 d 为 $1\sim 4\lambda$ 时观测平面处的电场分布较为均匀, 没有在观测面中心形成明显的聚焦斑, 这将导致接收天线接收的电磁波能量较少, 使得 PTE 很低。在 d 为 $5\sim 15\lambda$ 时, 观测平面中心处的聚焦斑尺寸此时, 由于聚焦斑尺寸远大于接收天线有效口径, 导致大部分电磁能量无法被接收天线接收, 使得 PTE 也很低。

此外, 在 $d=1\lambda$ 时, 基于“TR”和“相位补偿法”的观测平面处的中心聚焦斑接近于接收天线尺寸 (3 cm×3 cm), 但基于“相位补偿法”的中心聚焦斑周围的副瓣较大, 因此基于“相位补偿法”的 PTE 较低。

物理机制上, 在近场区, 接收天线与平面发射阵列之间的互耦较强, 导致利用相位补偿法补偿的空间相位会有较大的误差, 使得平面发射阵列各单元发射的电磁波信号不完全在接收天线处同向叠加, 导致 PTE 降低; 而 TR 仅考虑收发天线间的完整的传输信道, 包含了天线间的互耦合邻近效应, 即仅考虑发射波与接受波之间的相位关系, 因此相位准确度高, PTE 较高。此外, 随着 d 的增大, 基于“TR”“方向图综合法”和“相位补偿法”在观测平面处的中心聚焦斑尺寸逐渐大于接收天线尺寸, 接受天线仅能接收到一部分电磁场能量, 使得 PTE 逐渐降低。

3 结束语

本文基于互易定理推导了辐射式 MPT 场景中

PTE 的最优解并证明了基于 TR 可实现最高的 PTE。同时,通过电磁仿真实例验证了在室内近场 MPT 场景中,相较于传统的 MPT 技术如方向图综合法和相位补偿方法,利用 TR 可实现最高的 PTE。

参 考 文 献

- [1] WANG C F, XU W L, ZHANG C L, et al. Microwave wireless power transmission technology index system and test evaluation methods[J]. *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, 2022(1): 16.
- [2] ZHAO F D, INSERRA D, GAO G L, et al. High-efficiency microwave rectifier with coupled transmission line for low-power energy harvesting and wireless power transmission[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, 69(1): 916-925.
- [3] STRASSNER B, CHANG K. Microwave power transmission: Historical milestones and system components[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2013, 101(6): 1379-1396.
- [4] LU P, YANG X S. Pattern reconfigurable rectenna with omni-directional/directional radiation modes for MPT with multiple transmitting antennas[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2019, 29(12): 826-829.
- [5] BUFFI A, NEPA P, MANARA G. Design criteria for near-field-focused planar arrays[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2012, 54(1): 40-50.
- [6] NEPA P, BUFFI A. Near-field-focused microwave antennas near-field shaping and implementation[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2017, 59(3): 42-53.
- [7] CHENG Z H, LI T, HU L, et al. Selectively powering multiple small-size devices spaced at diffraction limited distance with point-focused electromagnetic waves[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(12): 13696-13705.
- [8] HU L, MA X, YANG G, et al. Auto-tracking time reversal wireless power transfer system with a low-profile planar rf-channel cascaded transmitter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(4): 4245-4255.
- [9] YANG Z, ZHAO D, BAO J, et al. Asynchronous focusing time reversal wireless power transfer for multi-users with equal received power assignment[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 150744-150752.
- [10] KIM J H, LIM Y, NAM S. Efficiency bound of radiative wireless power transmission using practical antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 67(8): 5750-5755.
- [11] HARRINGTON R F. Time-harmonic electromagnetic fields[M]. Piscataway: IEEE, 2001.
- [12] CIAMARRA M P, LARA A H, LEE A T, et al. Time reversal of electromagnetic waves[J]. *Physical Review Letters*, 2004, 92: 194-301.
- [13] 王建, 郑一农, 何子远. 阵列天线理论与工程应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2020: 142-146.
WANG J, ZHENG Y N, HE Z Y. Antenna array theory and engineering application[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2020: 142-146.

编辑 叶 芳