

磁耦合谐振式电动汽车无线充电桩的电磁特性研究

邓凌翔¹, 侯士亮², 杨承潘², 方举昊², 陈 健², 黄俊硕²

(1.江苏省计量科学研究院,江苏 南京 210023)

(2.南京师范大学电气与自动化工程学院,江苏 南京 210023)

[摘要] 针对电动汽车无线充电桩工作过程中的复杂电磁环境问题,研究了磁耦合谐振式无线充电桩逆变部分和耦合线圈的电磁特性.给出了磁耦合谐振式线圈电场强度的理论推导,利用 FEKO 仿真软件对磁耦合线圈进行建模,并对其电场和磁场强度进行了分析,发现线圈的电场和磁场分布呈现一定对称性,且对称性在电场中更明显;在发射线圈的圆心处,电场和磁场都达到峰值水平;从发射线圈到接收线圈,电磁场呈先减小后增大的趋势.

[关键词] 磁耦合谐振,无线充电桩,耦合距离,电磁环境

[中图分类号] TM724 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-1292(2019)04-0056-06

Study on Electromagnetic Characteristics of Magnetically Coupled Resonant Wireless Charging Piles for Electric Vehicles

Deng Lingxiang¹, Hou Shiliang², Yang Chengpan², Fang Juhao², Chen Jian², Huang Junshuo²

(1.Jiangsu Institute of Metrology, Nanjing 210023, China)

(2.School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

Abstract: Aiming at the complex electromagnetic environment in the working process of wireless charging piles for electric vehicles, the paper studies the electromagnetic characteristics of the inverting part and the coupling coil of the magnetic coupling resonant wireless charging pile, gives the theoretical derivation of the electric field strength of the magnetically coupled resonant coil, models the magnetic coupling coil by FEKO simulation software, and analyzes the electric and magnetic field strengths. Findings can be obtained that the electric field and magnetic field distribution of the coil exhibit a certain symmetry, and that the symmetry is more obvious in the electric field. At the center of the transmitting coil, both electric and magnetic fields reach peak levels. From the transmitting coil to the receiving coil, the electromagnetic field first decreases and then increases.

Key words: magnetic coupling resonance, wireless charging pile, coupling distance, electromagnetic environment

随着全球气温升高和化石资源的日益枯竭,以及燃油机动车排放的废气对大气造成污染,新型电动汽车因其节能环保、便捷等优点得到了高度的重视,并且有很好的应用前景^[1-2].与电动汽车传统的有线充电方式相比,无线充电技术(wireless power transfer, WPT)虽然有免插拔、安全无触电危险、美观等优点,但工作过程中的高频强电流产生复杂的电磁干扰问题仍需要重视^[3].本文结合磁耦合谐振式无线充电桩,从耦合谐振的产生条件出发,在建立简单的发射、接收线圈仿真模型的基础上,利用三维全波电磁仿真软件 FEKO,分析谐振过程中电能和磁能的相互转化过程,研究了收发线圈周围电场和磁场的分布情况,为更好地控制其电磁场大小提供依据.

1 无线充电系统的结构

WPT 系统主要包括高频电源电路、共振耦合网络和负载接收电路(整流电路)部分,其中高频电源电路由工频电源、整流电路和高频逆变电路组成,共振耦合网络由发射和接收线圈及其谐振补偿网络组成.工作流程如图 1 所示.无线充电桩接入 50 Hz 交流市电,经整流滤波形成直流电,再经 Boost-APFC 电路进行升压及功率因数的校正,升压至 400 V,同时使输入电流相位几乎完全跟踪输入电压相位,功率因

数达到 0.999,输出直流电压,其纹波电压控制在 2.5% 以内,减少谐波电流. 然后选用全桥逆变电路,将直流电逆变为高频的交流电,频率范围一般控制在 50 kHz ~ 100 kHz 的范围内. 高频的交流电在发射线圈及附近激发高频交变磁场,向拾取线圈发射能量. 拾取线圈的主要作用是“收集能量”^[4],从接收到的高频交变磁场中感应出高频电流,然后传给整流装置,再经过一次整流滤波后,最终将稳定的直流电输送到电池组^[5-6].

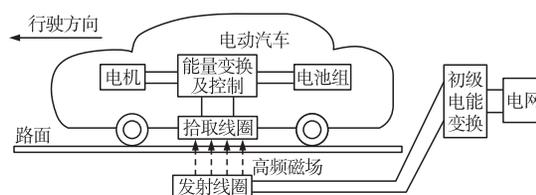


图 1 电动汽车无线充电系统

Fig. 1 Electric vehicle wireless charging system

无线充电系统的核心部件是电磁耦合器,本文选取磁耦合谐振的方法,是实现高频电场和磁场在收发线圈之间以最大效率传输转换的最理想方法. 初级线圈和次级线圈必须具有相同的谐振频率,电磁能才可以高效传输. 所以,谐振电路在整个无线充电系统中非常重要. 谐振电路分为 RLC 串联谐振和 RLC 并联谐振,R 为谐振电感内阻,电容 C 的内阻较小可忽略不计^[7].

2 磁耦合谐振式线圈的激励源

2.1 谐振电路

2.1.1 RLC 串联谐振

RLC 串联谐振电路如图 2 所示,图中 U_s 、 I_s 代表激励电压和激励电流.

RLC 谐振电路阻抗为:

$$Z_s = R_L + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}. \quad (1)$$

RLC 电路 KVL 方程为:

$$U_L = U_C = QU_s. \quad (2)$$

当激励电压和电流相位相同时,电路发生谐振,有:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0, \quad (3)$$

此时角频率 $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 电路阻抗为最小值, $Z = R_L$, 电路中感抗和容抗相互抵消. 品质因数 Q 为:

$$Q = \frac{\omega_s L}{R_L} = \frac{1}{\omega_s C R_L} = \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (4)$$

2.1.2 RLC 并联谐振电路

并联谐振电路如图 3 所示,图中 U_p 、 I_p 代表激励电压和激励电流.

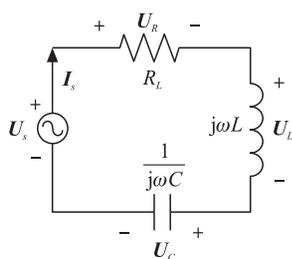


图 2 RLC 串联谐振示意图

Fig. 2 RLC series resonance diagram

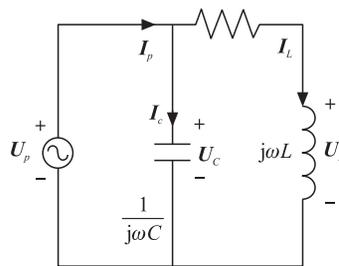


图 3 RLC 并联谐振示意图

Fig. 3 RLC parallel resonance diagram

谐振电路中的阻抗:

$$Z_p = \frac{(R_L + j\omega L) \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R_L + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}. \quad (5)$$

电路发生谐振时阻抗虚部为:

$$I_m(Z_p) = L - R_L^2 C - \omega^2 L^2 C = 0. \tag{6}$$

关于方程 $L - R_L^2 C - \omega^2 L^2 C = 0$, 当 $R_L > \sqrt{L/C}$ 时, 方程无解, 系统此时不是谐振状态. 当 $R_L < \sqrt{L/C}$ 时, 方程有解, 谐振角频率与 L, C 和电感内阻 R_L 大小有关, 且需保证 $R_L < \sqrt{L/C}$.

2.2 耦合电路

2.2.1 理想无损谐振器

对谐振器初级线圈和次级线圈中的正向复变量 a_i 进行分析, 设初级线圈与次级线圈中的模式幅度分别为 a_1, a_2 , 则此时系统的耦合模方程为:

$$\begin{cases} \frac{da_1}{dt} = j\omega_1 a_1 + k_{12} a_2, \\ \frac{da_2}{dt} = j\omega_2 a_2 + k_{21} a_1, \end{cases} \tag{7}$$

式中, k_{12} 和 k_{21} 为初级线圈和次级线圈的耦合系数.

对于理想无损系统, 由能量守恒定律可知:

$$w_1 \frac{d}{dt} (|a_1|^2 + |a_2|^2) = 0, \tag{8}$$

$$a_1 \frac{da_1^*}{dt} + a_1^* \frac{da_1}{dt} + a_2 \frac{da_2^*}{dt} + a_2^* \frac{da_2}{dt} = k_{12}^* a_1 a_2^* + k_{12} a_1^* a_2 + k_{21}^* a_1^* a_2 + k_{21} a_1 a_2^* = 0. \tag{9}$$

式中, $a_1^*, a_2^*, K_{12}^*, K_{21}^*$ 分别表示 a_1, a_2, K_{12}, K_{21} 的共轭复数.

由此可得谐振网络的去耦合二阶微分方程组, 方程组一定有非零解, 解得此网络的耦合谐振频率为:

$$w = \frac{1}{2} (w_1 + w_2) \pm \left[k_{12} k_{21} + \frac{1}{4} (w_1 - w_2)^2 \right]^{1/2} = \frac{w_1 + w_2}{2} \pm \Lambda, \tag{10}$$

$$\Lambda = \left[k_{12} k_{21} + \frac{1}{4} (w_1 - w_2)^2 \right]^{1/2}. \tag{11}$$

由式(10)可得, 耦合系统中的谐振频率可以改变. 当初级线圈与次级线圈的耦合度较弱时, 系统的谐振频率非常接近于谐振器的自然频率, 此时可认为系统的谐振频率等于系统的自然频率^[8-9]. 反之, 若初级线圈和次级线圈的耦合程度过强, WPT 将出现两个谐振点, 即出现了频率分裂现象^[10].

2.2.2 实际有损谐振器

在实际的 WPT 系统中, 由于线圈的导线内阻以及其他潜在因素的存在, 整个系统难免会有电能损耗, 此时的 WPT 谐振部分模型可简单等效为图 4.

系统耦合模方程可写成:

$$\begin{cases} \frac{da_1}{dt} = (j\omega_1 - \Gamma_1) a_1 + k_{12} a_2, \\ \frac{da_2}{dt} = (j\omega_2 - \Gamma_2) a_2 + k_{12} a_1, \end{cases} \tag{12}$$

式中, Γ_1, Γ_2 为初级线圈和次级线圈因自身能量耗散而产生的衰减系数. 谐振器中的能量随 $\exp(-2t/\tau)$ 规律衰减, $\tau = 2L/R$, 故可计算出 $\Gamma = R/2L$, 其中 R 为谐振电路线圈中的等效电阻.

当初级线圈与次级线圈成相互对称结构时, WPT 的电磁能变动情况表示为:

$$\begin{cases} a_1(t) = a_1(0) e^{-\Gamma t} \cos |k| t, \\ a_2(t) = a_1(0) e^{-\Gamma t} \sin |k| t. \end{cases} \tag{13}$$

WPT 的能量为:

$$\begin{cases} E_1(t) = |a_1(t)|^2 = a_1^2(0) e^{-2\Gamma t} \cos^2 |k| t, \\ E_2(t) = |a_2(t)|^2 = a_1^2(0) e^{-2\Gamma t} \sin^2 |k| t. \end{cases} \tag{14}$$

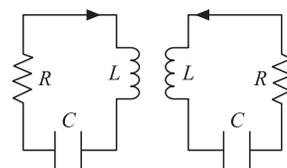


图 4 双 LCR 有损谐振等效模型

Fig. 4 Double LCR lossy resonance equivalent model

分析式(14)可得,谐振电路中单个线圈及其补偿部分的能量由衰减系数 Γ 及耦合系数 k 共同决定^[11]. 谐振部分电磁场总能量的衰减系数为 -2Γ ,谐振部分电磁能量的衰减速度由衰减系数所决定,且电磁能量衰减速度与衰减系数成正比. 耦合系数 k 表征的是 WPT 的耦合程度, k 越大,即谐振线圈电感越大,自身损耗电阻越小,谐振线圈之间的耦合强度越大,能量的衰减速度就越慢,越有利于建立稳定的能量传输通道^[12]. 但若谐振线圈内阻过大,而线圈电感过小,则耦合强度较弱,传输效率就会严重降低. 因此,有必要把耦合强度系数 k 作为设计无线充电设备的一个十分重要的参考指标.

3 磁耦合谐振式线圈的建模

本文利用厦门新页集团生产的 3.3 kW 无线充电桩和柜式可调阻感负载(模拟电动汽车的电池组),搭建了如图 5 所示的无线充电平台,结合实物对无线充电桩的收发线圈进行仿真建模,以分析线圈周围的电磁场环境.

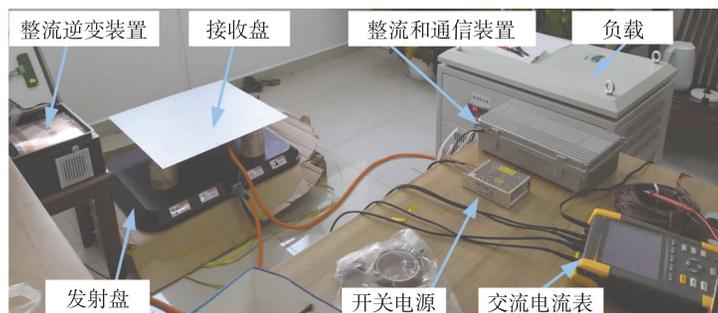


图 5 搭配等效负载的无线充电桩充电实物图

Fig. 5 Wireless charging pile charging physical map with equivalent load

在 FEKO 三维全波电磁仿真软件中对收、发线圈进行电场分析仿真,频率为 85 kHz. 在本文中,设线圈所盘绕的相邻导线之间的距离为 L ,发射线圈和接收线圈之间的耦合距离为 h ,接收线圈所连接的负载为 R . 如图 6 所示,当 $L=5\text{ mm}$, $h=50\text{ mm}$ 时,线圈连接不同的负载阻抗所产生的电场强度是不同的,但电场分布规律相似. 以发射线圈的圆心为原点,发射线圈所在平面为 XOY 平面,原线圈激励点位于 X 轴,建立三维直角坐标. X 从无穷小到 -30 mm ,电场强度均匀递增. X 从 30 mm 到无穷大,电场强度均匀递减. 而在 $[-30\text{ mm}, 30\text{ mm}]$ 的区间内,电场强度随负载不同而有不同的变化规律. 当负载为 $15\ \Omega$ 时,其在 $X=0$ 处产生的电场最大,为 85 dBV/m ;在 $[-30\text{ mm}, 30\text{ mm}]$ 区间内比较平缓,两边略呈对称递减的形式. 当负载为 $30\ \Omega$ 时,在 $[-30\text{ mm}, 30\text{ mm}]$ 之间整体趋于对称但不明显,对称点偏离原点位于 $X=10\text{ mm}$ 处,最大场强点位于 $X=-5\text{ mm}$ 处,次级大场强点位于 $X=15\text{ mm}$ 处,原点处反而比以上两点的场强略小.

如图 7 所示,当 R 为 $15\ \Omega$, L 为 5 mm 时,发射和接收线圈的耦合间距 h 不同,其电场强度分布也不同. 电场分布的整体趋势依然是坐标原点附近场强最大,原点两侧电场强度呈对称性递减. 在一定耦合间距限制范围内,耦合间距越大,线圈所在平面上每一点处的电场强度就相应越大. 耦合距离为 150 mm 时的场强比耦合距离为 50 mm 时的场强多 $10\sim 20\text{ dB}$ 不等,其中在 X 轴上,随着坐标增大,场强差别逐渐增加. 在 $X=-180\text{ mm}$ 时,场强相差 10 dB ;在 $X=180\text{ mm}$ 时,场强相差为 20 dB .

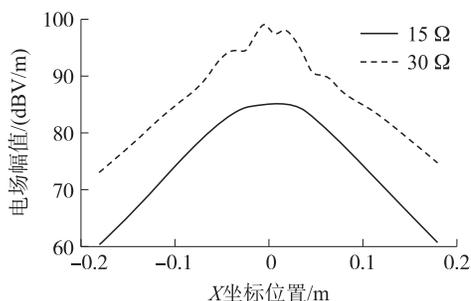


图 6 L 和 h 一定, R 不同的电场分布

Fig. 6 L and h are certain, electric field distribution with different R

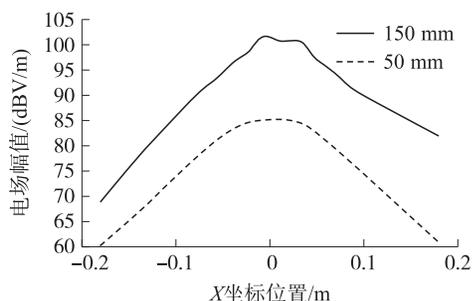


图 7 L 和 R 一定, h 不同时的电场分布

Fig. 7 L and R are certain, the electric field distribution with different h

对 $Z=-10\text{ mm}$, $Z=0\text{ mm}$, $Z=80\text{ mm}$, $Z=160\text{ mm}$ 这 4 个水平面的磁场分布进行仿真, 可得到如图 8 所示的分布情况。

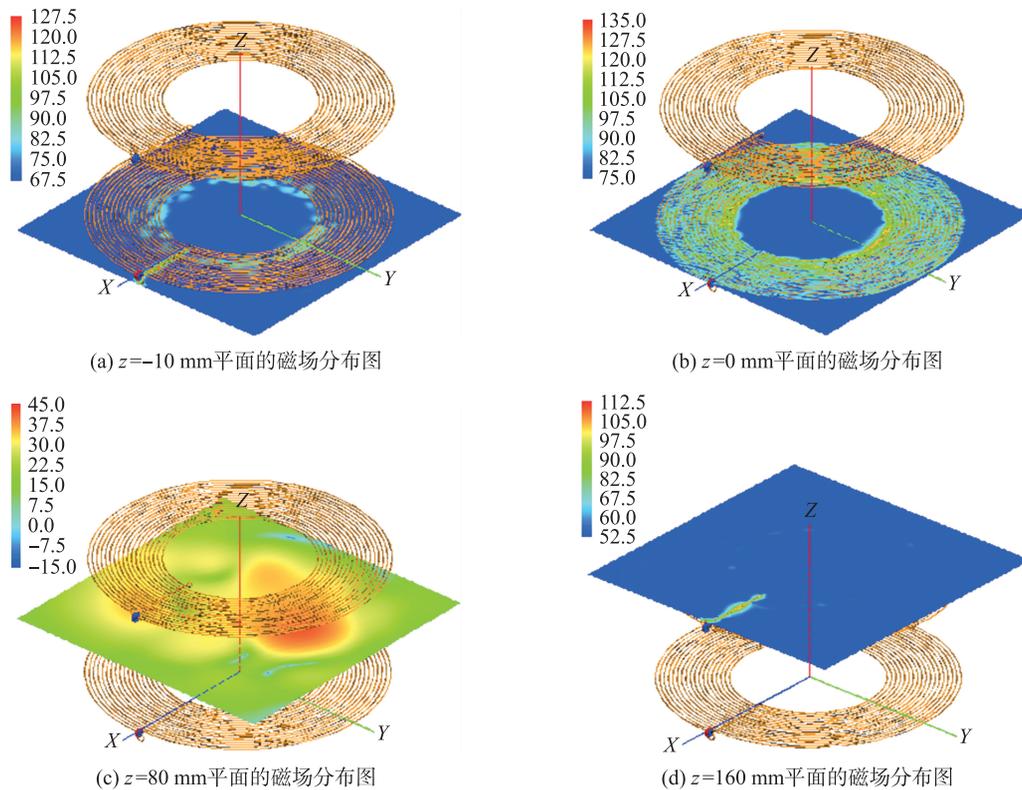


图 8 不同高度 XOY 平面的磁场分布情况

Fig. 8 Magnetic field distribution on the XOY plane at different heights

无线充电桩通电过程中, 原副线圈均会激发磁场。磁场与电场分布相似, 但却不完全一样。由 4 幅图对比可知, 原线圈所在平面的磁场强度要比副线圈所在平面强。在 $Z=160\text{ mm}$ 平面上, 整个平面的磁场分布都较均匀, 为 50 dB 左右, 而唯独 X 轴方向的磁场强度高于整体, 约为 70 dB 。这是因为在设置线圈时, 沿 X 轴的方向恰好是原线圈接入激励源的地方, 根据法拉第电磁感应定律, 这个方向上的感应磁场理应更大一些。

4 结语

在磁耦合谐振式电动汽车充电桩工作过程中, 发射线圈附近的电磁场要比接收线圈附近的电磁场大一些。两个线圈激发的电磁场均呈一定的对称性, 但电场的对称性更好。在线圈相邻导线间隔距离和耦合间距一定的情况下, 所接负载阻抗越大, 两线圈激发的电磁场越强。当线圈相邻导线的距离和所接负载阻抗一定的情况下, 耦合间距越大, 两线圈激发的电磁场就越强。由此可见, 合理控制线圈盘绕的相邻导线间的距离、两线圈耦合间距和负载阻抗的大小, 对控制线圈激发的电磁场的大小具有重要意义。

[参考文献] (References)

- [1] 唐葆君, 刘江鹏. 中国新能源汽车产业发展展望[J]. 北京理工大学学报(社会科学版), 2015, 17(2): 1-6.
TANG B J, LIU J P. Prospects of China's new energy vehicle industry[J]. Journal of Beijing institute of technology (social sciences edition), 2015, 17(2): 1-6. (in Chinese)
- [2] 陈清泉, 孙立清. 电动汽车的现状和发展趋势[J]. 科技导报, 2005, 23(4): 24-28.
CHEN Q Q, SUN L Q. Present status and future trend of electric vehicles[J]. Science and technology review, 2005, 23(4): 24-28. (in Chinese)
- [3] 陈希有, 伍红霞, 牟宪民, 等. 电流型电场耦合无线电能传输技术[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(9): 33-37.

- CHEN X Y, WU H X, MU X M, et al. The current-type capacitively coupled wireless power transfer technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(9): 2279–2286. (in Chinese)
- [4] 冯瑞响. 无线电能传输系统中的功率因数校正技术研究[D]. 上海:上海交通大学, 2015.
FENG R Y. Research on power factor correction for wireless power transfer system[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2015. (in Chinese)
- [5] 徐阳阳. 磁耦合谐振式无线电能传输的频率研究[D]. 重庆:重庆大学, 2015.
XU Y Y. The frequency research of wireless power transfer via magnetic resonance coupling[D]. Chongqing: Chongqing University, 2015. (in Chinese)
- [6] 陈琛. 谐振式无线电能传输系统的若干电磁问题研究及优化设计[D]. 南京:东南大学, 2016.
CHEN C. Research on electromagnetic problems and optimization design of magnetic resonant wireless power transfer systems[D]. Nanjing: Southeast University, 2016. (in Chinese)
- [7] 张献, 章鹏程, 杨庆新, 等. 基于有限元方法的电动汽车无线充电耦合机构的磁屏蔽设计与分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(1): 71–79.
ZHANG X, ZHANG P C, YANG Q X, et al. Magnetic shielding design and analysis for wireless charging coupler of electric vehicles based on finite element method[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2016, 31(1): 71–79. (in Chinese)
- [8] 王泽雄. 电动汽车无线充电磁耦合谐振建模及仿真分析[D]. 济南:山东大学, 2019.
WANG Z X. Modeling and simulation analysis of magnetic coupling resonance in electric vehicle wireless charging[D]. Jinan: Shandong University, 2019. (in Chinese)
- [9] 赵争鸣, 王旭东. 电磁能量收集技术现状及发展趋势[J]. 电工技术学报, 2015, 30(13): 1–11.
ZHAO Z M, WANG X D. Current status and development trend of electromagnetic energy harvesting technology[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2015, 30(13): 1–11. (in Chinese)
- [10] LI S, LI W C. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2015, 64: 2261–2273.
- [11] LIU X Y, WANG G. A novel wireless power transfer system with double intermediate resonant coils[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2016, 63: 2174–2180.
- [12] SONG C, KIM H S, KONG S K, et al. Low EMF three phase resonant magnetic field charger for drone with high Q reactive loop shielding[C]//IEEE Wireless Power Transfer Conference. Aveiro, Portugal: IEEE, 2016.
- [13] WANG W, WANG R. Beamforming for simultaneous wireless information and power transfer in two-way relay channels[J]. IEEE access, 2017, 5: 9235–9250.
- [14] DU C, CHEN X. Energy-efficient optimization for secrecy wireless information and power transfer in massive MIMO relaying systems[J]. IET communications, 2017, 11: 10–16.

[责任编辑:严海琳]