

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.241793

# 宇称-时间对称磁耦合无线电能传输 技术研究进展

王思睿 丘东元 张波 陈艳峰 谢帆

(华南理工大学电力学院 广州 510641)

**摘要** 为解决磁耦合无线电能传输(WPT)系统传输特性易受耦合系数和负载变化影响的问题,宇称-时间(PT)对称原理被引入WPT系统。基于PT对称原理的磁耦合无线电能传输(简称PT-WPT)技术可在中等距离传输范围内实现恒功率、恒高效率的电能传输,自提出后受到广泛关注。该文首先分析PT-WPT系统的工作原理及特性,对比耦合模模型和电路模型两种建模方法的异同;然后分别讨论负电阻的构造、耦合机构的类型以及充电功能的实现,为PT-WPT系统的设计提供参考;最后总结PT-WPT系统的研究成果,讨论PT-WPT技术亟待研究的问题。

**关键词:** 无线电能传输 磁耦合 宇称-时间对称 非线性饱和负电阻

**中图分类号:** TM724

## 0 引言

无线电能传输技术(Wireless Power Transfer, WPT)可以在不需要连接线缆的情况下将电能传输至负载端,与传统有线充电方式相比,具有操作灵活、环境适应性强和安全可靠等优点,因而备受瞩目<sup>[1-2]</sup>。2007年,美国麻省理工学院的Marin Soljacic教授团队提出了磁耦合谐振式无线电能传输(Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transfer, MCR-WPT)技术<sup>[3]</sup>,利用谐振原理使得发射端和接收端间的能量交换效率最大化,且不受非磁性障碍物的影响,从而实现了中距离无线电能传输。MCR-WPT技术的提出,有力地推动了WPT技术在植入式医疗设备、便携式终端、电动汽车以及家用电器等领域的产业化应用。

然而,MCR-WPT系统的传输特性对耦合系数及负载的变化十分敏感。此外,在强耦合系数的条件下,系统还会出现频率分裂现象,导致原谐振频率点处的输出功率迅速下降<sup>[4]</sup>。为实现稳定的输出功率和较高的传输效率,通常采用添加外部调谐的方法,如阻抗匹配<sup>[5]</sup>和频率跟踪控制<sup>[6]</sup>等。但这些

方法同时也增加了系统控制的复杂性,且会带来额外的损耗。因此,有必要探索新的无线电能传输机理,以突破MCR-WPT技术的局限。

在保守系统中,本征频率为实数,系统稳定运行。然而,考虑电阻损耗时,系统内部能量会经电阻与外界发生能量交换,因而不具有保守性。1998年,美国华盛顿大学的C. M. Bender教授首次提出了宇称-时间(Parity-Time, PT)对称的概念<sup>[7]</sup>,研究发现,当非保守系统的哈密顿量满足PT对称条件时,存在一个奇异点将系统分为PT对称态和PT破碎态,系统的哈密顿量在PT对称态下具有纯实数的本征值,而在PT破碎态下存在复数的共轭对。对于非保守的WPT系统,其哈密顿量的本征值即为系统的本征频率,因此,工作在PT对称态下的WPT系统具有纯实数的本征频率,即系统对外表现出保守性,此时系统内部的能量增益和损耗在结构中稳定流动达到平衡,具有稳定的功率传输状态<sup>[8]</sup>。

2017年,斯坦福大学的Fan Shanhui教授团队创造性地将PT对称原理引入WPT系统,利用非线性饱和负电阻作为功率源,构建了PT对称的无线电能传输(PT-WPT)系统。该系统在强耦合区域内本征频率为实数,利用非线性负电阻增益与负载损耗的自平衡特性使得发射端和接收端谐振网络的能量分布互为镜像,实现了与耦合系数无关的恒定传

输效率和输出功率<sup>[9]</sup>。相比于 MCR-WPT 系统, PT-WPT 系统能够在较宽的传输范围内克服传输特性对耦合系数敏感的问题,极大地增强了 WPT 系统的实用性。因此,PT-WPT 技术作为一种新兴的无线电能传输技术引起了国内外学者的广泛关注。

本文基于 PT-WPT 技术的研究进展,详细分析了 PT-WPT 技术的工作机理和基本特性,并对 PT-WPT 系统中负电阻的构造、耦合机构的类型和充电功能的实现进行了讨论,最后探讨了 PT-WPT 系统中有待深入研究的问题及发展趋势,为推广 PT-WPT 技术的应用提供了参考。

## 1 PT-WPT 系统概述

为深入探究 PT-WPT 系统的能量传输机理及其基本特性,本文以华南理工大学张波教授团队提出的串联-串联型 PT-WPT 系统<sup>[10]</sup>为例,从基本结构及工作机理、模型建立及特性分析两个方面对 PT-WPT 系统进行介绍,并通过与 MCR-WPT 技术的对比进一步阐明 PT-WPT 技术的优势。

### 1.1 基本结构及工作机理

#### 1.1.1 PT-WPT 系统基本结构

在 PT-WPT 系统中,发射侧采用非线性饱和负电阻为系统提供输入功率。与正电阻相反,在关联参考方向下,负电阻中电流从电压的低电位流向高电位,其两端电压与电流相位相差  $180^\circ$ ,属于向外输出功率的有源元件。基于串-串型拓扑的 PT-WPT 系统的基本结构如图 1 所示。图中,发射侧负电阻  $-R_N$  两端电压用  $u_p$  表示,接收端等效负载  $R_L$  的两端电压用  $u_s$  表示。 $L_i$ 、 $R_i$ 、 $C_i$  和  $i_i$  ( $i=p, s$ ) 分别为发射线圈和接收线圈的电感、等效内阻、调谐电容和流经线圈的电流,  $u_{C_p}$ 、 $u_{C_s}$  分别为电容  $C_p$ 、 $C_s$  两端的电压。由线圈电感及其调谐电容构成的谐振网络固有谐振频率为  $\omega_i = 1/\sqrt{L_i C_i}$ , 两线圈通过互感  $M_{ps}$  相互耦合,线圈间耦合系数  $k = M_{ps}/\sqrt{L_p L_s}$ 。

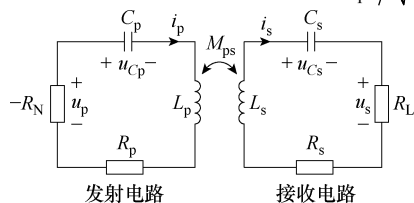


图 1 两线圈串联-串联型 PT-WPT 系统等效电路

Fig.1 Equivalent circuit of two coils in series-series type PT-WPT system

#### 1.1.2 非线性饱和负电阻工作机理

PT-WPT 系统主要是通过调节增益和损耗的平

衡来实现鲁棒的能量传输,其中,非线性饱和负电阻起着至关重要的作用。在 PT-WPT 系统中,负电阻提供的增益与发射端谐振网络中储存的能量呈非线性负相关。非线性饱和则指的是当发射端谐振网络能量达到一定阈值时,负电阻提供的增益会趋于饱和而不再增加。

在系统启动初期,负电阻提供的增益需大于系统总损耗,使发射端谐振网络中储存的能量以指数形式增长,而由于负电阻增益和发射端谐振网络能量间的非线性负相关关系,负电阻增益将随着发射端谐振网络能量的增长而减小;当负电阻增益减小到小于系统总损耗时,发射端谐振网络能量将以指数形式衰减,此时负电阻增益又将随着发射端谐振网络能量的衰减而增大。如此循环,直至系统增益与损耗平衡,发射端和接收端谐振网络的能量呈镜像对称分布,从而使系统的输出功率和传输效率保持不变。当线圈距离变化或参数波动时,系统能够自适应地调节增益,保持能量传输的高鲁棒性。

### 1.2 模型建立与特性分析

PT 对称描述的是在宇称反转和时间反转下系统状态方程的不变性。对于 WPT 系统,宇称反转是指电路拓扑结构的镜像翻转,表现为发射端与接收端中状态变量的下标互换。时间反转是指将虚数单位  $j$  反转为  $-j$ ,时间  $t$  反转为  $-t$ ,表现为电路中提供电能的负电阻反转为消耗电能的负载;反之,负载反转为负电阻,由于电容和电感既不提供也不消耗电能,因而无需改变<sup>[11]</sup>。对于磁耦合 WPT 系统,可采用耦合模模型和电路模型来定量分析其工作特性。由于两种分析方法的侧重点不同,对系统的特性描述会出现差异。下面以图 1 所示的 PT-WPT 系统为例,分别对两种模型下系统的 PT 对称条件和基本特性进行分析和对比。

#### 1.2.1 耦合模模型

耦合模模型可直接分析两个共振物体间的能量耦合情况,而不需要关注负载的物理模型,故在能量传递分析中具有明显的优势。从能量耦合的角度对 PT-WPT 系统进行分析,可以忽略系统拓扑结构的差异,故具有一般性<sup>[12]</sup>。

##### 1) PT 对称条件

耦合模模型采用发射端和接收端谐振网络的能量模式  $a_1$ 、 $a_2$  来表示其储能的变化,其存储能量的大小分别为  $|a_1|^2$  和  $|a_2|^2$ 。以  $a_1$ 、 $a_2$  为状态变量,可得图 1 系统的耦合模方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_p + g & -j\kappa \\ -j\kappa & j\omega_s - \Gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中,  $g$  为发射端总增益率,  $g = g_{10} - \Gamma_{10}$ ,  $g_{10}$  和  $\Gamma_{10}$  分别为负电阻提供的增益率及发射线圈固有损耗率,  $g_{10} = R_N / (2L_p)$ 、 $\Gamma_{10} = R_p / (2L_p)$ ;  $\Gamma$  为接收端总损耗率,  $\Gamma = \Gamma_L + \Gamma_{20}$ ,  $\Gamma_L$  和  $\Gamma_{20}$  分别为负载损耗率及接收线圈固有损耗率,  $\Gamma_L = R_L / (2L_s)$ 、 $\Gamma_{20} = R_s / (2L_s)$ ;  $\kappa$  为两线圈间的能量耦合系数,  $\kappa = k\sqrt{\omega_p \omega_s} / 2$ 。

对式 (1) 描述的系统做宇称反转 ( $a_1 \leftrightarrow a_2$ ) 和时间反转 ( $t \leftrightarrow -t, j \leftrightarrow -j$ ), 得到耦合模方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_s + \Gamma & -j\kappa \\ -j\kappa & j\omega_p - g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

由式 (1) 和式 (2) 可得, 要使系统在宇称时间反转后保持不变, 需使  $\omega_p = \omega_s = \omega_0$ 、 $g = \Gamma$ , 则用电路参数表示为  $L_p C_p = L_s C_s$ 、 $(R_N - R_p) / L_p = (R_s + R_L) / L_s$ 。从实际物理意义的角度来说, 需使发射线圈和接收线圈的固有谐振频率保持一致, 且需要构造可自动调整的非线性饱和负电阻, 使其提供的发射端总增益率与接收端总损耗率保持平衡。

## 2) 基本特性

当系统谐振匹配, 即  $\omega_p = \omega_s = \omega_0$  时, 由式 (1) 可得系统的特征方程为

$$[j(\omega_0 - \omega) + g][j(\omega_0 - \omega) - \Gamma] + \kappa^2 = 0 \quad (3)$$

式中,  $\omega$  为系统的本征频率, 即期望的负电阻工作角频率。

分离式 (3) 的实部和虚部并令其分别为 0, 可得

$$\begin{cases} (\omega_0 - \omega)^2 + g\Gamma - \kappa^2 = 0 \\ (g - \Gamma)(\omega_0 - \omega) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

由式 (4) 可解得系统存在  $\omega = \omega_0$ 、 $\omega = \omega_H = \omega_0 + \sqrt{\kappa^2 - \Gamma^2}$  和  $\omega = \omega_L = \omega_0 - \sqrt{\kappa^2 - \Gamma^2}$  3 个稳态解。由于数学模型中包含了非线性增益, 因此有必要讨论稳态解的稳定性。

定义临界能量耦合系数  $\kappa_c = \Gamma$ , 当  $\kappa \geq \kappa_c$  时, 存在  $\omega_H$ 、 $\omega_L$  和  $\omega_0$  3 个实数解。根据李雅普诺夫理论判定解的稳定性可得,  $\omega = \omega_0$  时系统不稳定<sup>[10]</sup>。进一步由频率收敛界限原理可得, 这一不稳定解起到了分界线的作用。当系统初始工作角频率满足  $\omega > \omega_0$  时, 工作频率将收敛于高频分支  $\omega_H$ , 而当初始角频率满足  $\omega < \omega_0$  时, 工作频率将收敛于低频分支  $\omega_L$ 。

综上所述, 当  $\kappa \geq \kappa_c$  时, 系统将工作于  $\omega = \omega_H$  或  $\omega = \omega_L$ , 并由式 (4) 可得此时系统满足条件  $g = \Gamma$ , 因此称系统处于 PT 对称状态。

当  $\kappa < \kappa_c$  时, 仅存在  $\omega_0$  一个实数解, 因此系统将工作在  $\omega = \omega_0$ , 由式 (4) 可得此时负电阻提供的增益  $g = \kappa^2 / \Gamma$ , 不满足  $g = \Gamma$  的条件, 因此称系统处于 PT 破碎状态。综上所述, 系统在不同耦合范围下的工作频率可总结为

$$\omega = \begin{cases} \omega_0 \pm \sqrt{\kappa^2 - \Gamma^2} & \kappa \geq \kappa_c \\ \omega_0 & \kappa < \kappa_c \end{cases} \quad (5)$$

下面分析系统在不同工作区域的特性。

(1) PT 对称区域 ( $\kappa \geq \kappa_c$ )。由式 (1) 可得发射端和接收端能量模式的振幅关系为

$$\frac{|a_1|}{|a_2|} = \frac{\sqrt{(\omega - \omega_0)^2 + \Gamma^2}}{\kappa} \quad (6)$$

将  $\omega = \omega_H$  或  $\omega = \omega_L$  代入式 (6), 可得此时能量模式的振幅关系为  $|a_1| / |a_2| = 1$ 。根据耦合模理论, 系统的输出功率  $P_o$  和传输效率  $\eta$  分别为

$$P_o = 2\Gamma_L |a_2|^2 = 2\Gamma_L |a_1|^2 \quad (7)$$

$$\eta = \frac{2\Gamma_L |a_2|^2}{2\Gamma_{10} |a_1|^2 + 2\Gamma |a_2|^2} = \frac{\Gamma_L}{\Gamma_{10} + \Gamma} \quad (8)$$

由式 (7) 和式 (8) 可得, 在 PT 对称区域内, 系统的输出功率和传输效率均与耦合系数无关。且由于负载损耗往往远大于线圈内阻损耗, 系统可以实现较高的传输效率。

(2) PT 破碎区域 ( $\kappa < \kappa_c$ )。将  $\omega = \omega_0$  代入式 (6), 可得能量模式的振幅关系为  $|a_1| / |a_2| = \Gamma / \kappa > 1$ 。进而可得系统的输出功率和传输效率分别为

$$P_o = 2\Gamma_L |a_2|^2 = 2\Gamma_L \frac{\kappa^2}{\Gamma^2} |a_1|^2 \quad (9)$$

$$\eta = \frac{2\Gamma_L |a_2|^2}{2\Gamma_{10} |a_1|^2 + 2\Gamma |a_2|^2} = \frac{\Gamma_L \kappa^2}{\Gamma_{10} \Gamma^2 + \Gamma \kappa^2} \quad (10)$$

由式 (9) 和式 (10) 可得, 在 PT 破碎区域内, 系统的输出功率和传输效率将失去对耦合系数变化的鲁棒性, 系统抗偏移能力差。

## 1.2.2 电路模型

电路模型是 WPT 系统中应用最广泛的分析方法, 利用电路模型可以清晰地构建系统元件参数与传输特性间的关系, 比耦合模模型更具直观性。

## 1) PT 对称条件

根据基尔霍夫电压和电流定律, 图 1 所示电路可描述为

$$\begin{cases} R_N i_p = u_{C_p} + L_p \frac{di_p}{dt} + M_{ps} \frac{di_s}{dt} + R_p i_p \\ 0 = u_{C_s} + L_s \frac{di_s}{dt} + M_{ps} \frac{di_p}{dt} + (R_s + R_L) i_s \end{cases} \quad (11)$$

为便于后续分析, 将发射端总电阻  $-R_N + R_p$  用等效电阻  $R_{ep}$  表示, 接收端总电阻  $R_s + R_L$  用等效电阻  $R_{es}$  表示。以补偿电容存储的电荷量  $q_p = C_p u_{C_p}$ 、 $q_s = C_s u_{C_s}$  作为状态变量, 可得系统状态方程<sup>[13]</sup>为

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_p}{dt^2} = -\frac{R_{ep} L_s}{\delta} \cdot \frac{dq_p}{dt} - \frac{1}{\delta} \cdot \frac{L_s}{C_p} q_p + \frac{M_{ps} R_{es}}{\delta} \cdot \frac{dq_s}{dt} + \frac{1}{\delta} \cdot \frac{M_{ps}}{C_s} q_s \\ \frac{d^2 q_s}{dt^2} = -\frac{R_{es} L_p}{\delta} \cdot \frac{dq_s}{dt} - \frac{1}{\delta} \cdot \frac{L_p}{C_s} q_s + \frac{M_{ps} R_{ep}}{\delta} \cdot \frac{dq_p}{dt} + \frac{1}{\delta} \cdot \frac{M_{ps}}{C_p} q_p \end{cases} \quad (12)$$

式中,  $\delta = L_p L_s - M_{ps}^2$ 。

由于经传统 PT 反转得到的 PT 对称条件较为严苛, 故文献[14]提出了 PT 比例变换, 以获得广义的 PT 对称条件。对式 (12) 进行宇称变换 ( $q_p \leftrightarrow q_s$ )、时间变换 ( $t \leftrightarrow -t$ ) 和比例变换 ( $q_p \rightarrow \sqrt{x} q_p$ ,  $q_s \rightarrow q_s / \sqrt{x}$ ), 可得

$$\begin{cases} \frac{d^2 q_p}{dt^2} = \frac{R_{es} L_p}{\delta} \cdot \frac{dq_p}{dt} - \frac{1}{\delta} \cdot \frac{L_p}{C_s} q_p - \frac{M_{ps} R_{ep}}{x\delta} \cdot \frac{dq_s}{dt} + \frac{1}{x\delta} \cdot \frac{M_{ps}}{C_p} q_s \\ \frac{d^2 q_s}{dt^2} = \frac{R_{ep} L_s}{\delta} \cdot \frac{dq_s}{dt} - \frac{1}{\delta} \cdot \frac{L_s}{C_p} q_s - \frac{x M_{ps} R_{es}}{\delta} \cdot \frac{dq_p}{dt} + \frac{x}{\delta} \cdot \frac{M_{ps}}{C_s} q_p \end{cases} \quad (13)$$

由式 (12) 和式 (13) 可得, 要使系统在变换后保持不变, 需使  $-R_{ep} = x R_{es}$ 、 $L_p = x L_s$ 、 $C_p = C_s / x$ , 此时有  $(R_N - R_p) / L_p = (R_s + R_L) / L_s$ 、 $L_p C_p = L_s C_s$ 、 $\omega_p = \omega_s$ , 与耦合模模型分析得到的 PT 对称条件一致。

## 2) 基本特性

在 PT-WPT 系统中, 由于 LC 补偿网络的品质

因数通常较高, 系统中的电压电流均可认为是正弦波, 故可以只考虑基波分量, 并利用相量法对系统进行电路稳态分析, 此时式 (11) 改写为

$$\begin{bmatrix} R_{ep} + j \left( \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \right) & j \omega M_{ps} \\ j \omega M_{ps} & R_{es} + j \left( \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_s \end{bmatrix} = 0 \quad (14)$$

式中,  $i_p$  和  $i_s$  分别为  $i_p$  和  $i_s$  的相量。

当系统谐振匹配, 即  $\omega_p = \omega_s = \omega_0$  时, 则有

$$\begin{bmatrix} \frac{R_{ep}}{L_p} + j \left( \omega - \frac{\omega_0^2}{\omega} \right) & j \omega k \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \\ j \omega k \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} & \frac{R_{es}}{L_s} + j \left( \omega - \frac{\omega_0^2}{\omega} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_s \end{bmatrix} = 0 \quad (15)$$

系统的工作角频率存在非零稳态解的条件是系数矩阵需为零, 故有

$$\left[ \frac{R_{ep}}{L_p} + j \left( \omega - \frac{\omega_0^2}{\omega} \right) \right] \left[ \frac{R_{es}}{L_s} + j \left( \omega - \frac{\omega_0^2}{\omega} \right) \right] + \omega^2 k^2 = 0 \quad (16)$$

分离式 (16) 的实部和虚部, 并使其分别为零, 可得

$$\begin{cases} \left( \omega - \frac{\omega_0^2}{\omega} \right) \left( \frac{R_{es}}{L_s} + \frac{R_{ep}}{L_p} \right) = 0 \\ \frac{R_{ep}}{L_p} \cdot \frac{R_{es}}{L_s} - \left( \omega - \frac{\omega_0^2}{\omega} \right)^2 + \omega^2 k^2 = 0 \end{cases} \quad (17)$$

当系统满足 PT 对称条件, 且保证系统角频率为实数解时, 可得系统的稳态工作角频率为

$$\omega = \omega_0 \sqrt{\frac{(2-\gamma^2) \pm \sqrt{(2-\gamma^2)^2 - 4(1-k^2)}}{2(1-k^2)}} \quad k \geq k_c \quad (18)$$

式中,  $\gamma = \frac{R_{es}}{\omega_0 L_s}$ ;  $k_c$  为临界耦合系数,  $k_c = \sqrt{\gamma^2 - \frac{\gamma^4}{4}}$ 。

当耦合系数  $k < k_c$ , 由式 (17) 可知系统的工作角频率仅有一个稳态解, 即  $\omega = \omega_0$ 。

下面分析系统在不同工作区域的特性:

(1) PT 对称区域 ( $k \geq k_c$ )。当系统处于 PT 对称态的强耦合区时, 由于  $\omega \neq \omega_0$ , 故由式 (17) 可得

$$\frac{R_{es}}{L_s} + \frac{R_{ep}}{L_p} = 0 \quad (19)$$

进而可得负电阻的表达式为

$$-R_N = -R_{es} \frac{L_p}{L_s} - R_p \quad (20)$$

由式 (17) 可进一步得到

$$\omega k = \sqrt{\left(\frac{R_{es}}{L_s}\right)^2 + \left(\omega - \frac{\omega_0^2}{\omega}\right)^2} \quad (21)$$

根据式 (15), 可得发射线圈电流和接收线圈电流的关系为

$$\frac{i_s}{i_p} = -\frac{j\omega k \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}}{\frac{R_{es}}{L_s} + j\left(\omega - \frac{\omega_0^2}{\omega}\right)} \quad (22)$$

推导可得系统的电流增益为

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{\omega k \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}}{\sqrt{\left(\frac{R_{es}}{L_s}\right)^2 + \left(\omega - \frac{\omega_0^2}{\omega}\right)^2}} = \frac{\omega k \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}}{\omega k} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (23)$$

式中,  $I_p$ 、 $I_s$  分别为发射线圈电流和接收线圈电流的有效值。

进而由  $U_p = R_N I_p$ 、 $U_s = R_L I_s$  可得系统的电压增益为

$$\frac{U_s}{U_p} = \frac{R_L}{R_N} \cdot \frac{I_s}{I_p} = \frac{R_L}{R_{es} \frac{L_p}{L_s} + R_p} \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} = \frac{R_L \sqrt{L_p L_s}}{R_{es} L_p + R_p L_s} \quad (24)$$

通常情况下  $R_L$  远大于  $R_p$  和  $R_s$ , 当  $R_p$  和  $R_s$  可忽略时, 电压增益简化为

$$\frac{U_s}{U_p} = \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \quad (25)$$

进一步可求得 PT 对称范围内系统的输出功率和传输效率分别为

$$P_o = \frac{U_s^2}{R_L} = \frac{U_p^2 R_L}{\frac{L_p}{L_s} R_{es}^2 + 2R_p R_{es} + \frac{L_s}{L_p} R_p^2} \quad (26)$$

$$\eta = \frac{I_s^2 R_L}{I_p^2 R_p + I_s^2 R_{es}} = \frac{R_L}{\frac{L_s}{L_p} R_p + R_{es}} \quad (27)$$

从上述分析可见, 在 PT 对称区域内, 系统的电流电压增益以及传输效率和输出功率均与耦合系数无关, 因而具有很强的抗偏移特性。且在电路元件参数不变时, 系统具有恒定的电流电压增益和传输效率, 该特性在需要恒流/恒压充电的应用中展现出巨大优势。此外, 系统的电流电压增益、输出功率和传输效率仅由发射线圈和接收线圈的自感比  $L_p/L_s$  决定, 与线圈自感的具体大小无关, 这有利于克服线圈自感变化对输出造成的影响。

(2) PT 破碎区域 ( $k < k_c$ )。当系统处于 PT 破碎态的弱耦合区时, 工作频率仅有  $\omega = \omega_0$  一个稳态解。由式 (17) 可得此时的负电阻为

$$-R_N = -\frac{L_p L_s (\omega_0 k)^2}{R_{es}} - R_p \quad (28)$$

同理得到系统在 PT 破碎区域内的电流增益和电压增益为

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{\omega_0 k \sqrt{L_p L_s}}{R_{es}} \quad (29)$$

$$\frac{U_s}{U_p} = \frac{R_L (\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})}{(\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2 + R_p R_{es}} \quad (30)$$

此时系统的输出功率和传输效率分别为

$$P_o = \frac{U_p^2 R_L (\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2}{\left[ (\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2 + R_p R_{es} \right]^2} \quad (31)$$

$$\eta = \frac{R_L (\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2}{R_p R_{es}^2 + R_{es} (\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2} \quad (32)$$

从以上分析可见, 在 PT 破碎区域内, 当线圈间的耦合系数发生变化时, 系统的电流电压增益以及输出功率和传输效率均将受到影响, 此时系统的抗偏移能力差, 难以保证能量的稳定传输。

### 1.2.3 系统建模方法的对比

两种建模方法的对比结果见表 1。可以看出, 无论是采用耦合模模型还是电路模型, WPT 系统在 PT 对称区域内都表现出恒功率恒效率的传输特性, 而在 PT 破碎区域内传输特性将会受到耦合系数变化的影响。基于电路模型进行分析时, 还可得到在 PT 对称区域内, 系统的电流增益和电压增益也能在

耦合系数变化时保持恒定，而该特性在耦合模模型中难以表现。

表1 PT-WPT 系统建模方法对比

Tab.1 Comparison of modeling methods for PT-WPT systems

区域	变量	耦合模模型	电路模型
PT 对称 ( $\kappa \geq \kappa_c$ 或 $k \geq k_c$ )	工作频率	$\omega_0 \pm \sqrt{\kappa^2 - \Gamma^2}$	$\omega_0 \sqrt{\frac{2 - \gamma^2 \pm \sqrt{(2 - \gamma^2)^2 - 4(1 - k^2)}}{2(1 - k^2)}}$
	电流增益	—	$\sqrt{\frac{L_p}{L_s}}$
	电压增益	—	$\frac{R_L \sqrt{L_p L_s}}{R_{es} L_p + R_p L_s}$
	传输效率	$\frac{\Gamma_L}{\Gamma_{10} + \Gamma}$	$\frac{R_L}{L_s R_p + R_{es}}$
	输出功率	$2\Gamma_L  a_1 ^2$	$\frac{U_p^2 R_L}{L_s R_{es}^2 + 2R_p R_{es} + \frac{L_s}{L_p} R_p^2}$
PT 破碎 ( $\kappa < \kappa_c$ 或 $k < k_c$ )	工作频率	$\omega_0$	$\omega_0$
	电流增益	—	$\frac{\omega_0 k \sqrt{L_p L_s}}{R_{es}}$
	电压增益	—	$\frac{R_L (\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})}{(\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2 + R_p R_{es}}$
	传输效率	$\frac{\Gamma_L \kappa^2}{\Gamma_{10} \Gamma^2 + \Gamma \kappa^2}$	$\frac{R_L (\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2}{R_p R_{es}^2 + R_{es} (\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2}$
	输出功率	$2\Gamma_L \frac{\kappa^2}{\Gamma^2}  a_1 ^2$	$\frac{U_p^2 R_L (\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2}{[(\omega_0 k \sqrt{L_p L_s})^2 + R_p R_{es}]^2}$

注:  $\kappa_c = \Gamma = \frac{R_L + R_s}{(2L_s)}$ ,  $k_c = \sqrt{\gamma^2 - \frac{\gamma^4}{4}}$ ,  $\gamma = \frac{R_{es}}{\omega_0 L_s}$ 。

进一步对比两种模型可以发现，电路模型以电压、电流为分析对象，能够更清晰地获得各电气量与电路参数之间的精确关系，以便于分析当电路参数改变时，系统的电压电流及传输特性的变化情况，因而在指导参数设计方面起到重要作用。但在不同补偿网络下，需要重新计算系统的整个模型，其过程较为繁琐。与电路模型相比，耦合模模型以模式量为状态变量，从能量转移的角度对系统进行描述，更深刻地揭示了 PT-WPT 系统的能量传输机理。对于不同拓扑结构的系统，耦合模模型描述形式不变，只需要改变其增益率和损耗率的表达式即可。

此外，耦合模模型将微分方程组的阶数降低了一半，是电路模型在高品质因数和弱耦合条件下的近似简化模型，极大地降低了系统分析的复杂度，但在耦合系数较大的系统中将存在误差<sup>[15]</sup>。因此，应当根据系统分析中的侧重点来选择合适的模型。

### 1.3 PT-WPT 与 MCR-WPT 技术的对比

MCR-WPT 系统在耦合系数较大时会出现所谓的“频率分岔”现象，即此时系统谐振频率点处的反射阻抗很大导致传输功率急剧下降，而在两个非谐振频率点处出现传输功率峰值。由此提出了零相角 (Zero Phase Angle, ZPA) 控制策略，通过检测逆变器输出的电流和电压并控制其保持零相角，使系统工作在两个非谐振频率之一处，以提高传输功率，同时实现了与耦合系数无关的恒功率输出。

虽然基于零相角控制的 MCR-WPT 系统与 PT-WPT 系统具有相似的外特性，但它们的本质是不同的。在非线形系统动力学中，分岔的定义是系统在某一参数下出现两个或多个平衡点，且这些平衡点是周期复现的。对于零相角控制的 MCR-WPT 系统，其两个非谐振频率点处的传输功率峰值不同，即一个频率点对应一个平衡点。因此，该系统的“频率分岔”与非线形系统动力学的“分岔”概念是完全不同的。而 PT-WPT 系统是一种在空间反演和时间反演变换下运行规律不变的系统，表现为类似分岔的对称性行为，且在对称时表现为两个频率点处的传输功率相同，即两个频率点对应一个平衡点。因此，PT-WPT 技术是时空对称下发现的一种新型无线电能传输机理。

此外，当系统参数发生改变时，零相角控制的 MCR-WPT 系统通过额外的控制电路来实现零相角检测和控制功能，其本身不具备自我调节能力，故为非自治系统。而 PT-WPT 系统的工作频率会随参数自适应变化，故为自治系统。

## 2 负电阻的构造

基于以上分析可得，当线圈间的耦合系数发生改变时，在 PT 对称区域内，通过非线性饱和负电阻提供的增益，系统能自动调整工作频率以实现鲁棒的功率传输。因此，构造出能够提供系统所需增益的负电阻电路是实现 PT-WPT 技术的关键。目前负电阻电路主要有运算放大器和电力电子变换器两种实现方法。

### 2.1 基于运算放大器的负电阻

采用运算放大器构造的负电阻电路及其输出电

压电流的关系曲线如图 2 所示。其中， $U_{sat}$  为运算放大器的饱和电压，放大倍数  $D=1+R_{f1}/R_{f2}$ 。当运算放大器未达到饱和时，电压将被线性放大，此时伏安特性曲线的斜率为负，表现为负电阻；当运算放大器达到饱和时，输出电压将被钳位至  $U_{sat}$ ，负电阻将稳定在饱和值，使系统实现稳定的能量输出。但受到运放饱和电压的限制，该系统的功率等级仅为 mW 级，无法满足实际应用的需求，且由于负电阻电路中电阻的存在，带来了显著的功率损耗，系统整体效率仅为 10%。

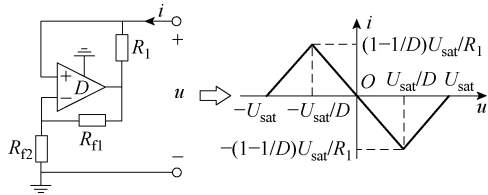


图 2 基于运算放大器的负电阻及其输出电压电流的关系曲线

Fig.2 Negative resistor based on operational amplifier and its output voltage-current relationship curve

### 2.2 基于电力电子变换器的负电阻

为了提高 PT-WPT 系统的输出功率，提出基于电力电子变换器的负电阻构造方案。由于电压源型逆变器自带电压限制特性，故通过适当的控制方法，可以使其表现出非线性饱和负电阻特性。目前主要采用半桥逆变器、全桥逆变器和 E 类逆变器来实现负电阻。

#### 2.2.1 半桥逆变器

2018 年，华南理工大学张波教授团队提出一种基于半桥逆变器的负电阻<sup>[12]</sup>，其输出电压电流波形如图 3 所示。该方案利用电流传感器检测发射线圈电流的相位和频率，再根据电流振荡过零点产生门极信号驱动相应开关管，使得逆变器的工作频率自动跟踪系统频率，并控制逆变器输出电压与输出电

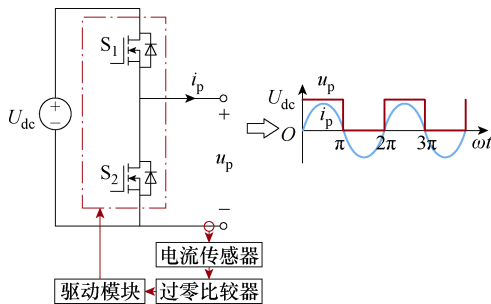


图 3 基于半桥逆变器的负电阻及其输出电压电流波形  
Fig.3 Negative resistor based on half-bridge inverter and its output voltage and current waveforms

流在非关联参考方向下始终保持同相，从而实现负电阻的等效。

#### 2.2.2 全桥逆变器

类似地，还可以采用全桥逆变器实现负电阻<sup>[16]</sup>，其输出电压电流波形如图 4 所示。相比于半桥拓扑，全桥拓扑提高了电压利用率，适用于需要更大功率的场合。

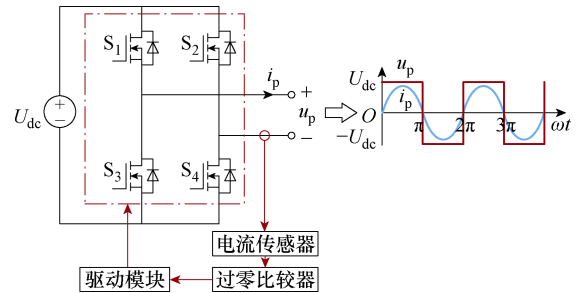


图 4 基于全桥逆变器的负电阻及其输出电压电流波形  
Fig.4 Negative resistor based on full-bridge inverter and its output voltage and current waveforms

然而，上述利用自激振荡产生驱动信号的方法存在硬开关损耗的固有缺陷，限制了半桥和全桥拓扑在高频领域的应用。为此，文献[17]通过设置驱动信号的初始移相角，使得全桥逆变器的输出电压滞后输出电流一定角度，以生成死区，从而实现软开关。文献[18]通过选择驱动信号的最小死区时间和最小超前时间，可以防止开关管在切换时发生交叉导通现象，并实现零电压软开关，同时保证了较强的动态响应能力。但以上控制策略均只能实现部分软开关，对于如何实现全范围的软开关技术仍待进一步研究<sup>[19-20]</sup>。除软开关控制外，还可采用高次谐波操作来降低逆变器的开关频率，通过使用第  $n$  次谐波，使开关频率降低到基波频率的  $1/n$ ，从而降低开关损耗，提高系统效率<sup>[21]</sup>。

#### 2.2.3 E 类逆变器

E 类逆变器因其为单管变换器而易于实现软开关控制，因而在高频应用中展现出巨大优势。一种基于 E 类逆变器的负电阻<sup>[22]</sup>及其输出电压电流波形如图 5 所示，通过电流采样和相位延迟反馈的设计来生成自激振荡，并通过合理设计相位延迟器的角度，使得开关管在最佳时刻开通，实现了 ZVS，保证了高效的无线能量传输。进一步地，文献[23]在基于 E 类逆变器的 PT-WPT 系统的基础上采用 E 类整流器代替传统二极管不控整流桥进行整流，利用 E 类整流器的软开关特性进一步提升了系统效率。

虽然基于 E 类逆变器的负电阻电路结构简单，

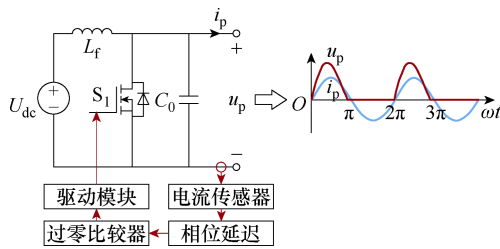


图5 基于E类逆变器的负电阻及其输出电压电流波形

Fig.5 Negative resistor based on class E inverter and its output voltage and current waveforms

提高了系统在高频条件下的传输效率，但其开关器件承受的电压应力较高，限制了其在大功率场合中的应用。此外，相位延迟器的角度是根据系统的工作频率和传输距离等参数预先设定的，当传输距离在设计范围之外大幅变化时，相位延迟器将失去其有效性，无法持续保持 ZVS。而动态调整相位延迟器角度的难度较大，还有待进一步研究。

2.3 负电阻构造方法的对比

以上几种负电阻构造方法的对比结果见表 2。可以看出，基于运算放大器的负电阻不需要额外的控制电路，成本较低、结构简单，但其整机效率和输出功率等级太低，实用性不高。相比之下，基于逆变器的负电阻可以结合实际应用需求设计输出功率，极大程度地提高了系统的输出功率和传输效率<sup>[24]</sup>。然而，基于自激振荡控制的半桥逆变器和全桥逆变器在高频条件下的开关损耗难以忽略，而 E 类逆变器虽然因其软开关特性很容易地解决这一难题，但其应用仅限于中小功率系统，无法满足大功

表 2 负电阻构造方法对比

Tab.2 Comparison of negative resistor construction methods

负电阻类型	输出功率/W	传输效率(%)	软开关	优点	缺点
运算放大器 <sup>[9]</sup>	19 700	约 100	否	低成本，无需主动调谐和控制电路	输出功率和整机效率太低
半桥逆变器 <sup>[10]</sup>	10	93.6	否	输出功率和传输效率较高	硬开关，电压应力高
全桥逆变器 <sup>[16]</sup>	150	90	否	电压利用率高，电压应力小，适合大功率应用	硬开关，成本较高
E 类逆变器 <sup>[22]</sup>	10	92	是	小型化，低功耗，适合高频应用	电压应力高，调谐复杂

率系统的需求。因此，需要结合实际应用需求选择合适的负电阻构造方案。

3 耦合机构的类型

PT-WPT 技术最早应用于两线圈（即单发射-单接收）系统，为进一步优化其传输特性，以满足不同应用功能的需求，目前已推广到含中继线圈、多发射线圈或多接收线圈等场景。

3.1 单发射-单接收

在采用单发射-单接收结构的 WPT 系统中，常见的四种基本补偿网络为串联-串联（Series-Series, S-S）、并联-并联（Parallel Parallel, P-P）、串联-并联（Series-Parallel, S-P）以及并联-串联（Parallel-Series, P-S），采用基本补偿网络的 PT-WPT 系统如图 6 所示。文献[11]基于电路模型进行分析，指出只有 S-S 和 P-P 型拓扑的 WPT 系统满足 PT 对称的基本要求。文献[13]进一步指出 S-P 和 P-S 型拓扑的 WPT 系统虽然不满足基于电路模型的 PT 对称条件，但满足基于耦合模型的 PT 对称条件，进而得到了四种基本补偿拓扑的广义 PT 对称条件。

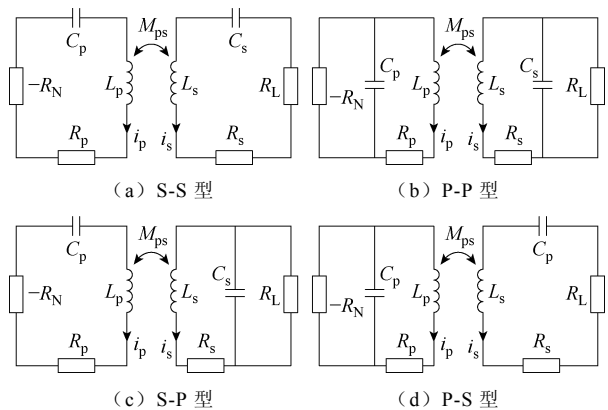


图 6 采用基本补偿网络的 PT-WPT 系统

Fig.6 PT-WPT system with basic compensation network

在 PT-WPT 系统中，临界耦合系数对应的传输距离即为有效的恒功率恒效率传输距离，当距离超过临界值时，系统将失去对耦合系数变化的鲁棒性。为了进一步拓展 PT 对称区域，需要设法降低系统的临界耦合系数。

高阶补偿网络是降低临界耦合系数的有效方法之一，在对含高阶补偿网络的 PT-WPT 系统进行分析时，通常采用等效电路的方法先将高阶补偿网络降阶并简化为 S-S 型拓扑，再对其基本特性进行分析。几种采用高阶补偿网络的 PT-WPT 系统的拓扑结构及其基本特性分别如图 7 和表 3 所示。

图 7a 是在 S-S 型基本补偿网络基础上添加一个

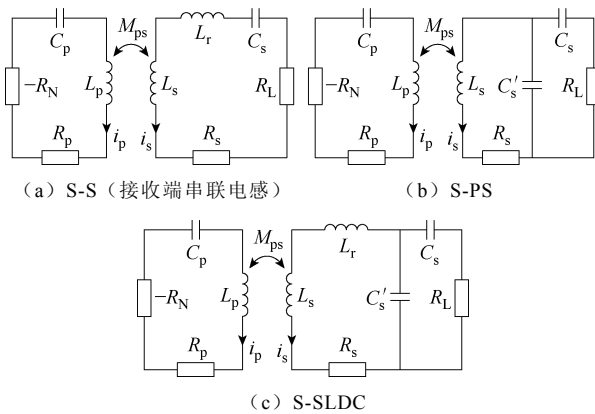


图 7 采用高阶补偿网络的 PT-WPT 系统

Fig.7 PT-WPT system with high-order compensation network

表 3 基于高阶补偿网络的 PT-WPT 系统的基本特性

Tab.3 Basic characteristics of PT-WPT system with high-order compensation network

拓扑	临界耦合系数 $k_c$	传输效率 $\eta$	输出功率 $P_o$
图 7a	$\frac{R_s + R_L}{\omega_0 \sqrt{L_s(L_s + L_r)}}$	$\frac{R_L}{R_p(L_s + L_r) + R_s + R_L} \frac{R_L}{L_p}$	$\frac{R_L u_p^2 L_p (L_s + L_r)}{[R_p(L_s + L_r) + (R_s + R_L)L_p]^2}$
图 7b	$\frac{R_s + \lambda^2 R_L}{\omega_0 L_s}$	$\frac{\lambda^2 R_L}{R_p L_s + R_s + \lambda^2 R_L} \frac{R_L}{L_p}$	$\frac{\lambda^2 R_L u_p^2 L_p L_s}{[R_p L_s + (R_s + \lambda^2 R_L)L_p]^2}$
图 7c	$\frac{R_s + \lambda^2 R_L}{\omega_0 \sqrt{L_s(L_s + L_r)}}$	$\frac{\lambda^2 R_L}{R_p(L_s + L_r) + R_s + \lambda^2 R_L} \frac{R_L}{L_p}$	$\frac{\lambda^2 R_L u_p^2 L_p (L_s + L_r)}{[R_p(L_s + L_r) + (R_s + \lambda^2 R_L)L_p]^2}$

加接收端的体积和质量，而附加电容的取值较为复杂，增加了电路设计的复杂度。

### 3.2 含中继线圈的单发射-单接收

增加中继线圈是延长 PT-WPT 系统传输距离的另一种有效手段<sup>[28]</sup>。研究发现，在 S-S 型基本补偿网络的基础上引入任意数量的中继线圈，均可使系统的临界耦合系数显著降低<sup>[29-31]</sup>。含多中继线圈的 PT-WPT 系统如图 8a 所示，基于多中继线圈 WPT 系统的广义 PT 对称模型，文献[32]指出具有奇数个中继线圈的系统在 PT 对称状态和谐振状态下都能保持恒定的输出功率和传输效率，而具有偶数个中继线圈的系统只在 PT 对称状态下能够实现恒功率恒效率传输。然而，文献[32]在分析过程中忽略了非相邻线圈之间的交叉耦合，而这在实际中会对系统的传输特性产生影响。为解决这一问题，可将相邻中继线圈按相反方向缠绕，以减少非相邻线圈之间不必要的交叉耦合<sup>[33]</sup>。基于中继线圈和高阶补偿网络在延长传输距离方面所展现的优势，文献[34]在图 7b 拓扑的基础上引入中继线圈，如图 8b 所示，与接收线圈不附加并联电容的单中继线圈 PT-WPT

与接收线圈串联的电感  $L_r$ ， $L_r$  越大，系统临界耦合系数越低<sup>[25]</sup>。图 7b 则是在 S-S 型基本补偿网络基础上添加一个与接收线圈并联的电容  $C_s'$ <sup>[26]</sup>，并引入了电容比  $\lambda = C_s / (C_s + C_s')$ ，通过减小  $\lambda$  的值降低等效负载电阻的阻值，从而有效地降低了系统的临界耦合系数。图 7c 所示拓扑则结合了以上两种高阶补偿网络的优势，在接收端同时增加串联电感和并联电容<sup>[27]</sup>，不仅可以进一步降低系统的临界耦合系数，而且增加了参数设计的灵活性。然而，高阶补偿网络增加了补偿元件的数量，不可避免地会增加传输过程中的功率损耗。由表 3 可以看出，采用高阶补偿网络降低临界耦合系数的同时，系统传输效率和输出功率将有所降低。此外，附加电感的方法会增

系统相比，传输距离延长了将近一倍。

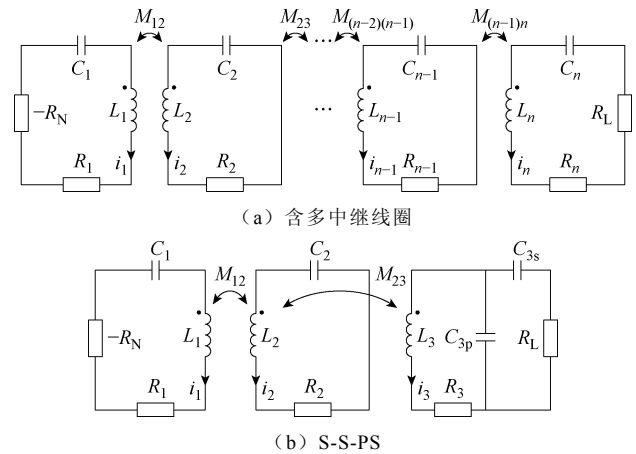


图 8 含中继线圈的 PT-WPT 系统

Fig.8 PT-WPT system with relay coils

虽然中继线圈的引入可显著延长 PT-WPT 系统的传输距离，但中继线圈会占用电能传输路径中的大量空间，因而在一些应用中受到限制。此外，为保持 PT 对称性，通常需使发射线圈与中继线圈间的耦合系数和中继线圈与接收线圈间的耦合系数相等，而这一要求在实际应用中往往难以保证。为此，

文献[35]在发射端引入可变电感和可变电容,通过动态调整可变电感和可变电容的值,使系统始终保持在 PT 对称区域内,解决了系统在相邻耦合系数不相等情况下无法保持恒功率恒效率传输的问题。但该系统对控制策略的准确性和灵敏度要求很高,若将其扩展到多中继线圈系统,其参数调节和系统控制将更为复杂,限制了其应用推广。

### 3.3 多发射/多接收

由于含多发射/多接收线圈的 WPT 系统在提高系统可靠性、实现多负载充电等方面具有显著优势<sup>[36]</sup>,研究人员将 PT-WPT 技术推广到多发射/多接收线圈应用场景如图 9 所示,以进一步优化系统的传输特性。

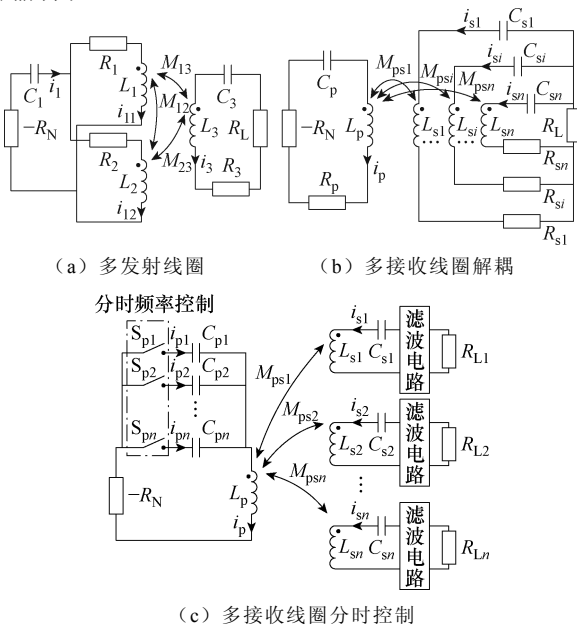


图 9 含多发射或多接收线圈的 PT-WPT 系统

Fig.9 PT-WPT system with multiple transmitter/receiver coils

采用多发射线圈对单一负载进行供电,可以有效提高 PT-WPT 系统的可靠性和抗偏移能力。文献[37]提出了一种基于正交双发射线圈的空间全向 PT-WPT 系统,有效地扩大了发射线圈的磁场覆盖范围,可在全向空间上保持 88.5%的传输效率。文献[38]提出了一种基于多发射线圈的 PT-WPT 系统,如图 9a 所示,一方面通过增加发射线圈降低了发射侧的电流应力;另一方面进一步提高了系统的抗偏移能力。文献[39]提出一种采用正方体结构的发射线圈,其六面均配置有线圈单元,并提出基于线圈切换的控制策略,通过选择最优的发射线圈单元,可有效减少接收线圈位置变化时的功率波动,进一步提升了 PT-WPT 系统的全方位抗偏移能力。

采用多接收线圈对单一负载进行供电,可以有效提高系统的输出功率和传输效率。如图 9b 所示,文献[40]提出一种采用多个解耦的接收线圈并联在单个负载两端的结构,降低了各接收线圈承载的电流应力,同时极大程度地提高了 PT-WPT 系统的输出功率等级。但该多线圈并联的结构导致接收器的体积增大,难以保证接收端的紧凑性和轻量化。

随着用电设备数量的激增,使用单发射端对多个独立负载同时进行无线充电的需求不断上升。为实现多负载系统的稳定功率传输,文献[41]在发射端增加了一个可控调谐电容阵列,构成了分时控制的多负载 PT-WPT 系统,如图 9c 所示,通过对可控调谐电容阵列进行选择性地开通和关断,可以使具有不同固有谐振频率的多个接收端在其接通时间内工作于 PT 对称区域,同时避免了线圈间交叉耦合的影响。

## 4 充电功能的实现

在实际应用中,除用电设备位置移动造成的耦合系数变化外,设备等效负载阻值随充电进程的改变也会给 WPT 系统传输特性的稳定性造成影响<sup>[42]</sup>。为使系统同时具有抗偏移和抗负载变化的特性,研究人员对 PT-WPT 系统展开进一步研究,并根据不同类型负载的需求,实现了恒功率充电和恒流/恒压充电两种充电功能。

### 4.1 恒功率充电

为确保电池在无线充电过程中的安全性和稳定性,提出了对负载恒定功率充电的需求。而 PT-WPT 系统虽然在 PT 对称区域内具有很强的抗偏移能力,但其输出功率仍会因负载变化而产生波动。为此,文献[43]在接收端增加了一个 Boost 变换器,通过改变占空比来调整接收端的等效负载电阻,从而实现稳定的功率输出。文献[44]在电压源和全桥逆变器间引入 Buck 变换器,并利用发射端电压电流信息对负载电阻进行估计,根据负载电阻的辨识结果来调整变换器占空比以改变逆变器输入电压,进而控制输出功率保持恒定。但这两种方案均需要添加额外的 DC-DC 电路,将导致系统成本、功率损耗和控制复杂性的增加。此外,以上两种方案均只能在 PT 对称区域内实现与负载和耦合无关的恒功率输出,而在 PT 对称区域外,输出功率不再具有鲁棒性。

为实现全范围内的恒功率充电,文献[45]提出了一种采用自激振荡和脉宽调制相结合的控制策略,在 PT 对称区域内通过自激振荡控制使逆变器

等效为负电阻,保证了恒功率恒效率传输,而在 PT 破碎区域内对逆变器采用固定频率、可变占空比的脉宽调制方式,以实现恒定输出功率的闭环控制。文献[46]将均匀发射线圈与 PT-WPT 系统相结合,该线圈可在均匀区域内提供均匀的磁场,使得耦合系数恒定,系统的输出功率和传输效率保持不变,当接收线圈位于均匀区域外时,则通过使系统满足 PT 对称条件,来保持功率传输的鲁棒性。然而,以上两种方案虽然实现了全范围的恒功率充电,但其抗负载波动能力较弱。如何实现系统在全范围内的抗偏移和抗负载变化能力,还是目前研究中有待攻克的问题。

#### 4.2 恒流/恒压充电

现有电池无线充电策略通常采用先恒流后恒压的方法,以保障充电操作的安全性及有效延长电池的使用寿命<sup>[47-48]</sup>。由于 PT-WPT 系统在 PT 对称区域内具有与负载和耦合系数无关的电压电流增益,因而在实现恒流/恒压充电方面具有优势。鉴于 S-S 型拓扑在 PT 对称区域内固有的恒流特性,文献[49]

通过相位同步方法实现负电阻,可在负载和耦合系数变化时自动调整逆变器工作频率以实现恒流充电,而当电池两端电压达到额定值时,系统切换到恒压充电模式,通过设置特定的工作频率和占空比,逆变器输出电压被维持在一个恒定值,进而实现了 PT 对称区域内与负载和位置无关的恒流/恒压输出。但 S-S 型拓扑适用的负载范围较窄,由于 P-P 型拓扑具有与 S-S 型拓扑对偶的特性,为满足更宽负载范围应用场景的需求,可利用 P-P 型拓扑来实现对负载的恒流/恒压供电<sup>[50]</sup>。

### 5 亟待研究的问题及发展趋势

表 4 归纳了现有 PT-WPT 系统的性能表现和应用场景。从表 4 中可以看出,目前 PT-WPT 技术主要围绕延长恒输出传输距离、提高传输效率和扩展充电功能等方面展开研究,其应用范围覆盖了从小型电子设备到电动汽车等多种场景。对于 PT-WPT 系统,目前仍然存在一些亟待研究的问题,包括以下几个方面。

表 4 PT-WPT 系统的研究现状

Tab.4 Current research status of PT-WPT systems

文献	负电阻构造方式	系统架构	谐振频率/kHz	传输距离/cm	传输效率(%)	输出功率/W	应用场景
[9]		P-P	$2.5 \times 10^3$	约 100	约 100	$19.7 \times 10^6$	—
[51]	运算放大器	S-S	$2 \times 10^3$	42.5	95	$462 \times 10^6$	—
[52]		P-P-P (单中继线圈)	$2 \times 10^3$	3.8	89	—	—
[53]		P-P (多接收端)	$1.28 \times 10^3$	3	83	$8.5 \times 10^6$	多设备充电
[10]	半桥逆变器	S-S	$1 \times 10^3$	10	93.6	10	无人机
[13]		S-P	$1 \times 10^3$	5	86.4	$103 \times 10^6$	植入式医疗设备
[22]	E 类逆变器	S-P	$2.37 \times 10^3$	65	92	9	—
[23]		S-S (接收端含 E 类整流器)	200	12	92.6	165	—
[16]		S-S	300	—	90	150	物流机器人
[25]		S-S (接收端串联电感)	300	27.5	90.6	155.1	—
[26]		S-PS	371.84	12.9	89	26	—
[27]		S-SLDC	100	17.2	87.5	75	无人机
[32]		S-S-S (单中继线圈)	991	42	91	15	—
[32]		S-S-S-S (双中继线圈)	991	50	89	15	—
[34]	全桥逆变器	S-S-PS (单中继线圈)	371.7	30	85	48	—
[37]		S-S (正交双发射线圈)	$1.033 \times 10^3$	12	87	14	—
[38]		S-S (平面双发射线圈)	150	22	94	30	—
[39]		S-S (正方体结构六发射线圈)	318.3	9	80	18	—
[18]		S-S (多接收端)	$1 \times 10^3$	13.5	83	36	多设备充电
[40]		S-S (多接收端, 相互解耦)	94.6	20	96.1	1 000	电动汽车
[41]		S-S (多接收端, 分时控制)	130/200	15/18	90	1.19/3.64	—

(续)

文献	负电阻构造方式	系统架构	谐振频率/kHz	传输距离/cm	传输效率(%)	输出功率/W	应用场景
[43]		S-S (接收端含 Boost 电路)	300	37.9	88.4	4	—
[44]		S-S (发射端含 Buck 电路)	294	34	91.9	400	—
[45]	全桥逆变器	S-S	299.6	15	91.6	500	无尾厨房
[49]		S-S	100	25	90	960	电动汽车
[54]		S-S (DDQ 线圈, 能量和信息同步传输)	152~202.6	10	98.9	500	自动引导车
[55]		S-S (柔性接收线圈)	542	1.5	78	0.25	植入式医疗设备

(1) PT-WPT 技术要求发射端和接收端固有谐振频率一致, 但工作环境等因素造成的寄生参数变化可能使两侧谐振频率失衡, 进而导致 PT 对称条件被破坏。在此情况下, 如何维持鲁棒的功率传输仍需进一步研究。

(2) 双向无线电能传输系统支持能量在发射端和接收端之间的双向流动, 但通常反向传输的效率低于正向传输, 且难以使能量在正反向传输时均具有鲁棒性, 而 PT 对称的引入有望为该问题提供有效的解决方案。对于双向 WPT 系统, 尤其是在原副边拓扑不对称的情况下, 如何动态调控增益和损耗的平衡, 以在正反向传输时都能维持 PT 对称条件, 从而提高反向传输的性能, 保证双向恒功率恒效率无线充电, 还有待深入研究。

(3) 在采用逆变器构造的负电阻电路中, 现有控制策略无法使逆变器实现全范围的软开关。如何设计控制策略以使高频逆变电路工作在全范围软开关状态, 以进一步提高系统效率, 也是未来的研究热点。

## 6 结论

作为一种新兴的无线电能传输技术, PT-WPT 技术因具有抗偏移能力强、传输效率高和容易实现等特点, 在需要恒功率、恒高效率的无线充电场景中展现出巨大优势, 目前已在电动汽车、无人机、植入式医疗设备等诸多领域的无线充电系统中取得了显著的成果。虽然 PT-WPT 技术在现阶段仍存在着一些亟待研究和优化的问题, 但随着研究的持续推进和技术的持续发展, PT-WPT 技术将逐步走向实用化和产业化, 进一步推动无线电能传输技术走进人们的日常生活, 为人们提供更安全、稳定、高效的充电方式。

### 参考文献

[1] 黄学良, 谭林林, 陈中, 等. 无线电能传输技术研

究与应用综述[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 1-11.

Huang Xueliang, Tan Linlin, Chen Zhong, et al. Review and research progress on wireless power transfer technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 1-11.

[2] 王得安, 张剑韬, 朱春波, 等. 海洋环境对水下无线电能传输系统的影响机理研究进展[J]. 电工技术学报, 2025, 40(3): 653-675.

Wang Dean, Zhang Jiantao, Zhu Chunbo, et al. Review of progress in the study of marine environment effects on underwater wireless power transfer systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(3): 653-675.

[3] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.

[4] 张波, 荣超, 江彦伟, 等. 分数阶无线电能传输机理的提出及研究进展[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(4): 197-207.

Zhang Bo, Rong Chao, Jiang Yanwei, et al. Proposal process and research progress of fractional-order wireless power transfer mechanism[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(4): 197-207.

[5] Yeo T D, Kwon D, Khang S T, et al. Design of maximum efficiency tracking control scheme for closed-loop wireless power charging system employing series resonant tank[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 471-478.

[6] Gati E, Kampitsis G, Manias S. Variable frequency controller for inductive power transfer in dynamic conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1684-1696.

[7] Bender C M, Boettcher S. Real spectra in non-Hermitian hamiltonians having PT symmetry[J].

- Physical Review Letters, 1998, 80(24): 5243-5246.
- [8] Dorey P, Dunning C, Tateo R. Spectral equivalences, Bethe ansatz equations, and reality properties in  $\mathcal{PT}$ -symmetric quantum mechanics[J]. Journal of Physics A: Mathematical and General, 2001, 34(28): 5679-5704.
- [9] Assaworarith S, Yu Xiaofang, Fan Shanhui. Robust wireless power transfer using a nonlinear parity-time-symmetric circuit[J]. Nature, 2017, 546(7658): 387-390.
- [10] Zhou Jiali, Zhang Bo, Xiao Wenxun, et al. Nonlinear parity-time-symmetric model for constant efficiency wireless power transfer: application to a drone-in-flight wireless charging platform[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 4097-4107.
- [11] 赵志友. 基于宇称时间对称的无线电能传输系统电路模型及分析[D]. 广州: 华南理工大学, 2018.  
Zhao Zhiyou. Circuit model and analysis of wireless power transmission system based on parity time symmetry[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2018.
- [12] 张波, 疏许健, 吴理豪, 等. 无线电能传输技术亟待解决的问题及对策[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(18): 1-12.  
Zhang Bo, Shu Xujian, Wu Lihao, et al. Problems of wireless power transmission technology urgent to be solved and corresponding countermeasures[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(18): 1-12.
- [13] Rong Chao, Zhang Bo, Wei Zhihao, et al. A wireless power transfer system for spinal cord stimulation based on generalized parity-time symmetry condition[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(1): 1330-1339.
- [14] Chen P Y, Sakhdari M, Hajizadegan M, et al. Generalized parity-time symmetry condition for enhanced sensor telemetry[J]. Nature Electronics, 2018, 1: 297-304.
- [15] Wu Jiayang, Li Kerui, Zeng Junming, et al. On the limitations of the coupled mode theory and parity-time symmetry for near-field wireless power transfer research[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(5): 6433-6441.
- [16] Zhang Zheng, Zhang Bo. Omnidirectional and efficient wireless power transfer system for logistic robots[J]. IEEE Access, 2020, 8: 13683-13693.
- [17] 何德宇, 肖文勋. 具有高抗偏移特性的 PT 对称无线电能传输技术[J]. 电力电子技术, 2023, 57(9): 54-57, 78.  
He Deyu, Xiao Wenxun. PT symmetric wireless power transmission technology with high anti-misalignment characteristics[J]. Power Electronics, 2023, 57(9): 54-57, 78.
- [18] Sun Shubin, Zhang Bo, Rong Chao, et al. A multireceiver wireless power transfer system using self-oscillating source composed of zero-voltage switching full-bridge inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 2885-2895.
- [19] 贾亚辉, 王智慧, 肖静, 等. 磁耦合无线电能传输系统宽范围零电压开关实现方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(22): 6952-6964.  
Jia Yahui, Wang Zhihui, Xiao Jing, et al. Implementation method of wide range zero voltage switching in magnetic coupling wireless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(22): 6952-6964.
- [20] 李争, 于治昊, 高世豪, 等. 基于有源整流的无线电能传输系统双边 LCL 零电压软开关控制策略[J]. 电工技术学报, 2025, 40(8): 2380-2392.  
Li Zheng, Yu Zhihao, Gao Shihao, et al. Two-sided LCL zero voltage switching control strategy based on active rectifier for wireless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(8): 2380-2392.
- [21] Wu Lihao, Zhang Bo, Jiang Yanwei. Robust parity-time-symmetric WPT system with reduced switching-frequency and improved step-down conversion ratio[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2090-2103.
- [22] Assaworarith S, Fan Shanhui. Robust and efficient wireless power transfer using a switch-mode implementation of a nonlinear parity-time symmetric circuit[J]. Nature Electronics, 2020, 3: 273-279.
- [23] He Liangzong, Huang Xiayi, Cheng Bing. Robust class E2 wireless power transfer system based on parity-time symmetry[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 4279-4288.

- [24] 张波, 赖立, 林靖扬, 等. 基于量子力学的 PT 对称无铁芯变压器机理提出及研究进展[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(18): 7479-7491.
- Zhang Bo, Lai Li, Lin Jingyang, et al. Mechanism proposal and research progress of PT-symmetric coreless transformers based on quantum mechanics[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(18): 7479-7491.
- [25] Wei Zhihao, Zhang Bo. Transmission range extension of PT-symmetry-based wireless power transfer system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11135-11147.
- [26] Qu Yuhu, Zhang Bo, Gu Wenchao, et al. Distance extension of S-PS wireless power transfer system based on parity-time symmetry[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(8): 2954-2958.
- [27] Gu Yu, Wang Jiang, Liang Zhenyan, et al. A wireless in-flight charging range extended PT-WPT system using S/single-inductor- double-capacitor compensation network for drones[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 11847-11858.
- [28] Hamam R E, Karalis A, Joannopoulos J D, et al. Efficient weakly-radiative wireless energy transfer: an EIT-like approach[J]. Annals of Physics, 2009, 324(8): 1783-1795.
- [29] Sakhdari M, Hajizadegan M, Chen P Y. Robust extended-range wireless power transfer using a higher-order PT-symmetric platform[J]. Physical Review Research, 2020, 2: 013152.
- [30] Zeng Chao, Sun Yong, Li Guo, et al. High-order parity-time symmetric model for stable three-coil wireless power transfer[J]. Physical Review Applied, 2020, 13(3): 034054.
- [31] Zeng Chao, Guo Zhiwei, Zhu Kejia, et al. Efficient and stable wireless power transfer based on the non-Hermitian physics[J]. Chinese Physics B, 2022, 31(1): 010307.
- [32] Shu Xujian, Zhang Bo, Wei Zhihao, et al. Extended-distance wireless power transfer system with constant output power and transfer efficiency based on parity-time-symmetric principle[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 8861-8871.
- [33] Zhang Li, Yang Yihao, Jiang Zhao, et al. Demonstration of topological wireless power transfer[J]. Science Bulletin, 2021, 66(10): 974-980.
- [34] Qu Yuhu, Zhang Bo, Gu Wenchao, et al. Wireless power transfer system with high-order compensation network based on parity-time-symmetric principle and relay coil[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 1314-1323.
- [35] 王兆延, 丘东元, 张波, 等. 具有恒功率恒效率输出特性的三线圈 WPT 系统[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7332-7342.
- Wang Zhaoyan, Qiu Dongyuan, Zhang Bo, et al. Three-coil wireless power transfer system with constant output power and constant transfer efficiency characteristics[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7332-7342.
- [36] 罗成鑫, 丘东元, 张波, 等. 多负载无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2020, 35(12): 2499-2516.
- Luo Chengxin, Qiu Dongyuan, Zhang Bo, et al. Wireless power transfer system for multiple loads[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(12): 2499-2516.
- [37] Zheng Weibin, Xie Fan, Xiao Wenxun, et al. Plane-omnidirectional wireless power transfer system based on vector-controlled flux linkage[J]. IEEE Access, 2021, 9: 105651-105666.
- [38] Chen Hao, Qiu Dongyuan, Rong Chao, et al. A double-transmitting coil wireless power transfer system based on parity time symmetry principle[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(11): 13396-13404.
- [39] 徐兴鹏, 郭锋, 何禧煜. 基于线圈切换的 PT 对称空间无线电能传输系统[J/OL]. 电源学报, 2024: 1-13. [2024-04-26]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20240426.1422.081.html>.
- Xu Xingpeng, Guo Feng, He Xiyu. PT symmetric space wireless power transmission system based on coil switching[J/OL]. Journal of Power Supply, 2024: 1-13. [2024-04-26]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20240426.1422.081.html>.
- [40] Wu Lihao, Zhang Bo, Zhou Jiali. Efficiency improvement of the parity-time-symmetric wireless power transfer system for electric vehicle charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020,

- 35(11): 12497-12508.
- [41] Luo Chengxin, Qiu Dongyuan, Gu Wenchao, et al. Multiload wireless power transfer system with constant output power and efficiency[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2022, 58(1): 1101-1114.
- [42] 李小飞, 蒋光利, 李志恒, 等. 基于互感与负载识别的 AGV 无线电能传输系统闭环恒流与效率优化控制方法[J/OL]. *电工技术学报*, 1-13 [2025-01-07]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240790>.
- Li Xiaofei, Jiang Guangli, Li Zhiheng, et al. A closed-loop constant current and efficiency optimization control method for AGV wireless power transfer system based on mutual inductance and load identification[J/OL]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 1-13 [2025-01-07]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240790>.
- [43] Chen Jintao, Xie Fan, Zhang Bo, et al. Transmission range extension strategy of parity-time-symmetry-based wireless power transfer system by a Boost converter[J]. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2023, 51(2): 510-524.
- [44] Zhu Huanjie, Zhang Bo, Wu Lihao. Output power stabilization for wireless power transfer system employing primary-side-only control[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 63735-63747.
- [45] Wu Lihao, Zhang Bo, Jiang Yanwei, et al. A robust parity-time-symmetric WPT system with extended constant-power range for cordless kitchen appliances[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2022, 58(1): 1179-1189.
- [46] Wu Ziliang, Huang Jiasheng, Wang Pinhe, et al. Parity-time-symmetry-based WPT systems with homogenous transmitter coils for drone applications[C]//2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2024: 2933-2939.
- [47] 李中启, 张晨曦, 王建斌, 等. 基于变频重构 S/SP 拓扑的无线电能传输系统恒流恒压研究[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(15): 4718-4732.
- Li Zhongqi, Zhang Chenxi, Wang Jianbin, et al. Research on constant current and constant voltage of WPT system based on variable frequency reconfiguration S/SP topology[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(15): 4718-4732.
- [48] 陈永洪, 黎祎阳, 杨斌, 等. 基于多中继线圈结构的无线电能传输系统恒流/恒压输出方法[J]. *电力系统自动化*, 2022, 46(20): 147-154.
- Chen Yonghong, Li Yiyang, Yang Bin, et al. Constant-current/constant-voltage output method for wireless power transfer system based on multi-relay coil structure[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2022, 46(20): 147-154.
- [49] Wu Lihao, Zhang Bo, Jiang Yanwei. Position-independent constant current or constant voltage wireless electric vehicles charging system without dual-side communication and DC-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(8): 7930-7939.
- [50] Liu Jinghang, Qu Xiaohui, Li Yundi, et al. Investigation of PT-symmetric frequency and compensation for IPT coupling-independent CC/CV and efficiency in wide load range[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(11): 13353-13362.
- [51] Dong Wenjie, Li Changsheng, Zhang He, et al. Wireless power transfer based on current non-linear PT-symmetry principle[J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(7): 1783-1791.
- [52] Hao Xianglin, Yin Ke, Zou Jianlong, et al. Frequency-stable robust wireless power transfer based on high-order pseudo-Hermitian physics[J]. *Physical Review Letters*, 2023, 130(7): 077202.
- [53] Cui Hongjian, Dong Zhenya, Kim H J, et al. High-efficiency selective wireless power transfer with a bistable parity-time-symmetric circuit[J]. *Physical Review Applied*, 2022, 18(4): 044076.
- [54] Rong Chao, Zhang Bo. A robust simultaneous wireless power and information transfer system for charging battery with wide charging region[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, 12(4): 3302-3314.
- [55] Ying Yue, Yu Yanlan, Dong Shurong, et al. A flexible wireless sacral nerve stimulator based on parity-time symmetry condition[J]. *Electronics*, 2024, 13(2): 292.
- 
- 作者简介  
王思睿 女, 2001 年生, 硕士研究生, 研究方向为无线电能传输机理及应用。

E-mail: 202321014728@mail.scut.edu.cn

子变换器拓扑构造与设计、无线电能传输机理及应用等。

丘东元 女, 1972 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电

E-mail: epdyqiu@scut.edu.cn (通信作者)

## A Review of Parity-Time Symmetric Magnetic Coupling Wireless Power Transfer Technology

Wang Sirui Qiu Dongyuan Zhang Bo Chen Yanfeng Xie Fan

(School of Electric Power South China University of Technology Guangzhou 510641 China)

**Abstract** Magnetically coupled resonant wireless power transfer (MCR-WPT) technology has received significant attention due to its ability to realize mid-range power transfer. However, the transmission characteristics of MCR-WPT systems are susceptible to variations in coupling coefficients and loads. Parity-time (PT) symmetry has been introduced into the WPT system (PT-WPT) to achieve constant power and high-efficiency transmission over medium distances. This paper provides a comprehensive review of the PT-WPT technology.

First, the paper introduces the PT-WPT system's basic structure and operating mechanism. It analyzes how the system balances energy gain and loss through the nonlinear saturated negative resistor, allowing it to maintain stable power transmission under varying coupling conditions. Coupled-mode and circuit models are used to construct the PT-WPT system. The two models' similarities and differences in the energy transmission mechanism, PT symmetry conditions, and system characteristics are described. In addition, PT-WPT can be considered a novel wireless power transfer technology.

Next, the paper discusses the construction methods of nonlinear saturated negative resistors, which can be divided into two categories based on the components used: operational amplifiers and power converters. While operational amplifiers provide a simple and low-cost solution, they are limited in power output. In contrast, power converters, such as half-bridge, full-bridge, and class E inverters, enable higher power output and efficiency but require more complex control strategies. Then, the advantages and disadvantages of these methods are discussed, and directions for improving the design of negative resistors are given.

This paper introduces the different types of coupling mechanisms and the implementation of charging functions. Among the topologies of PT-WPT systems, single-transmitter-single-receiver is the most basic structure; high-order compensation networks and the introduction of relay coils are commonly used to extend the transmission distance of the PT-WPT system. Multi-transmitter/multi-receiver can also improve the system's reliability and realize stable power transmission in multi-load systems. Furthermore, the charging control strategies are investigated to realize the constant power and constant current/voltage functions independent of the coupling coefficient and load variation, further promoting the practicalization of PT-WPT systems.

Finally, this paper summarizes the existing research on PT-WPT systems and future research issues. PT-WPT technology is expected to find broader applications in the future and promote the development of wireless charging technology.

**Keywords:** Wireless power transfer, magnetic coupling, parity-time symmetry, nonlinear saturated negative resistor

(编辑 陈 诚)