

# 二端口网络模型及其在 s/p 补偿 WPT 系统中的应用

Two-Port Network Model and its application  
in s/p compensated WPT system

辛平平<sup>1</sup>, 陈乾宏<sup>1</sup>

<sup>1</sup>南京航空航天大学, 江苏南京 211100

**摘要:** 无线电能传输(WPT)系统常用的等效模型有耦合模模型, 互感模型和二/多端口网络模型。基于这些模型, 学者对WPT系统的工作特性, 如传输效率, 传输功率, 最优负载等进行了研究。本文研究了无线电能传输系统的二端口网络模型的T参数, 包括利用T参数模型对系统工作特性进行分析, 以及T参数的获取。在利用模型进行特性分析部分, 给出了系统达到最大传输功率和最大传输效率时的负载满足的条件, 即最优负载与T参数之间的关系。在T参数模型的获取部分, 将WPT系统的发射线圈和接受线圈以及相应的补偿网络, 抽象成一个二端口网络。然后在两个端口分别接不同负载情况下, 对二端口网络的电压增益的波特图进行测量。根据测量结果, 计算系统的二端口网络的T参数, 然后分别对达到最大传输功率、最大传输效率的负载阻值进行计算。研究发现, 在阻性负载条件下, 当负载满足二端口网络的输出阻抗和本文所提到的效率最优负载时, 可以分别达到传输功率和传输效率的最大值。须指出, 本文对WPT的T参数模型的测算方法, 无关无线电能的传输方式, 无关补偿单元和整流网络, 只要WPT系统能抽象成线性二端口网络, 因而具有一定范围的适用性。

**关键词:** 无线电能传输, 二端口网络, 最优负载

## 0 引言

无线电能传输 (Wireless Power Transmission, WPT) 的原理实验, 可以追溯到特斯拉于 1890 年的演示<sup>[1]</sup>。不过受限于当时的条件, 实验未能深入。但是, 特别是在最近的 10 几年, 半导体技术以及电力电子技术的蓬勃发展, 使得无线电能传输技术得到很大的发展, 在人体植入医疗, 手机充电器和电动汽车领域得到了应用。特别的, 麻省理工学院 MIT 的科研小组于 2007 年, 成功实现了点亮距离 2m 的 60W 电灯泡<sup>[2]</sup>, 掀起了无线电能传输技术的研究的新纪元。

无线电能传输系统的典型结构组成如图 1 所示。根据能量耦合方式的不同, 无线电能传输可以分为如图 2 所示的四种方式, 即电磁辐射式<sup>[3]</sup>、电场耦合式<sup>[4][5]</sup>、磁场耦合式<sup>[6][7][8]</sup>和超声波<sup>[9][10][11]</sup>。

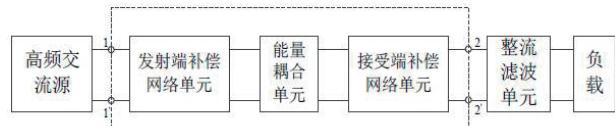


图 1 WPT 系统典型结构

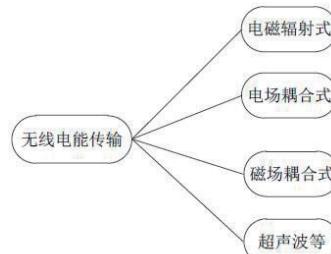


图 2 无线电能传输方式分类

对于能量传输方式的模型建立, 目前主要有耦合模模型<sup>[12][13]</sup>、互感模型<sup>[14][15]</sup>以及二/多端口网络模型<sup>[16][17]</sup>。文献 [12] 通过耦合模模型建立磁场耦合式 WPT 系统的高阶数学模型, 研究得出不同工况下谐振角频率的变化规律; 文献 [14] 利用互感模型, 建立磁场耦合式 WPT 系统的等效电路模型, 利用矩量法计算发射接收线圈的结构参数; 文献 [16] 利用二端口网络对磁场耦合式 WPT 建模, 并通过阻抗匹配技术, 对 WPT 系统进行了优化; 文献 [18] 则是比较了互感理论模型和耦合模理论的差异和相同点。

针对无线电能的传输距离, 文献 [15] 提出了有效距离的概念, 并给出了有效距离的影响因素以及相应的线圈优

化措施。此外，为提高传输距离，文献[19]对带中继线圈的WPT系统进行了建模，分析了其谐振频率点，文献[20]进一步分析了中继线圈下，发射线圈和接受线圈的交叉耦合对系统的效率和功率传输的影响，给出了交叉耦合忽略的条件以及相应的补偿条件。

设计WPT系统，首先根据性能指标，进行初步的设计。然后需要对电压增益，传输功率，传输效率等指标进行测试，检验设计的合理性。常见的计算方式主要是利用电路模型及其元件参数进行仿真计算，来对WPT系统的性能进行近似的估计。比如文献[21]通过电路理论获得s/p结构WPT系统的模型，对于元件参数如谐振电感、谐振电容和互感值，采用理论数值计算方式对传输效率和传输功率等进行理论研究。理论分析和仿真计算的精确性依赖于电路模型或电磁场模型的精确度以及元件参数的准确性。

有学者也从二端口网络的特性去计算WPT系统工作性能。文献[17]研究了传输效率和散射参数的关系，然后通过矢量分析仪(VNA)测量散射参数，再根据传输效率和散射参数的关系，计算出传输效率。

本文将先对二端口网络的特性进行研究，得到传输效率和传输功率和端口网络的参数之间的关系。然后介绍测算二端口网络的方法。最后以s/p结构的WPT系统为例，进行应用。

## 1 二端口网络T参数模型

### 1.1 二端口网络简介

对于系统中，有一个输入和一个输出的电路结构，可以用二端口网络来描述。这种端口网络的性质可以用多组自变量和因变量表示。根据自变量和因变量的选择，电路中描述二端口参数模型有Z参数，Y参数，T参数和S参数<sup>[22]</sup>等。

Z参数是以 $I_1, I_2$ 为自变量， $U_1, U_2$ 为因变量，适合用于网络的串联；Y参数是以 $U_1, U_2$ 为自变量， $I_1, I_2$ 为因变量，适合用于网络的并联。T参数是以 $U_2, I_2$ 为自变量， $U_1, I_1$ 为因变量，适合于网络的级联。S参数，也叫散射参数，以 $U_2, I_2$ 的线性组合为因变量，以 $U_1, I_1$ 的线性组合为因变量，合适的线性组合，两个因变量或自变量的差值为端口的输出能量或输入能量，在微波以及射频设计领域，S参数得到了广泛的应用，VNA可以直接对S参数测量。

考虑到网络之间经常以级联而相互关联，因而本文以T参数模型进行分析。

对于电场和磁场耦合的WPT系统，可以将图1的虚线方框，看成图3的二端口网络。



图3 WPT系统的二端口网络模型

如图3所示的WPT系统的T参数模型为：

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

上述参数在已知网络拓扑和元器件参数的情况下，通过理论计算来得到，也可以通过下面的测试测得。

$$T_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{I_2=0} \quad T_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right|_{U_2=0} \quad (2-1)$$

$$T_{21} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{I_2=0} \quad T_{22} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} \right|_{U_2=0} \quad (2-2)$$

### 1.2 T参数模型表示二端口网络工作特性

常见的工作特性有传输功率，传输效率等。一个端口的视在功率为：

$$S = \frac{1}{2} (UI^* + U^*I) \quad (3)$$

得到有功功率为：

$$P = \text{Re}(UI^*) \quad (4)$$

假设负载为阻性，此时端口2的电压电流满足下式：

$$U_2 = -I_2 R_L \quad (5)$$

根据端口的参数形式式(1)以及式(5)，可以得到式(6)。

$$U_1 I_1^* = (T_{11} R_L + T_{12}) I_2 (T_{21} R_L + T_{22})^* I_2^* = \frac{(T_{11} R_L + T_{12})(T_{21} R_L + T_{22})^*}{R_L} R_L I_2 I_2^* \quad (6)$$

联立式(6)–式(4)可以得到，效率表达式如下：

$$\eta = \frac{1}{\text{Re}\left[T_{11} T_{21}^* R_L + \frac{T_{12} T_{22}^*}{R_L} + (T_{11} T_{22}^* + T_{12} T_{21}^*)\right]} \quad (7)$$

考虑效率的非负性，因而负载的阻值满足下式时，可以取得效率的最大值。记此为效率最优负载。

$$R_L = \sqrt{\frac{\text{Re}(T_{12} T_{22}^*)}{\text{Re}(T_{11} T_{21}^*)}} \quad (8)$$

此时效率最大值为：

$$\eta_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{\operatorname{Re}(T_{11}T_{21}^*)\operatorname{Re}(T_{12}T_{22}^*) + \operatorname{Re}(T_{11}T_{22} + T_{12}T_{21}^*)}} \quad (9)$$

对于传输功率，根据 T 参数模型，可以得到二端口网络的戴维南等效图，如图 4 所示。

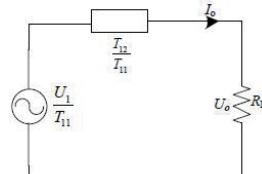


图 4 二端口网络的戴维南等效图

显然，系统的输出功率为：

$$P_o = \frac{U_1^2 R_L}{|T_{12} + T_{11} R_L|^2} \quad (10)$$

显然，在阻性负载条件，当满足下式(11)时，即负载为端口网络的输出阻抗的幅值时，可以输出最大功率。

$$R_L = \left| \frac{T_{12}}{T_{11}} \right| \quad (11)$$

此时的最大功率为：

$$P_{o\max} = \frac{U_1^2}{2|T_{11}T_{12}| + 2\operatorname{Re}(T_{11}T_{12}^*)} \quad (12)$$

通过上面的分析，可以看到，在阻性负载条件下，负载满足式(8)和式(11)时，传输效率和传输功率分别取得最大值，即式(9)和式(12)。

## 2 二端口网络的 T 参数的获取

二端口网络的 T 参数可以基于电路网络拓扑和已知元件参数条件下得到。此时，T 参数的精度取决于电路模型和元器件参数的精确度。

T 参数模型也可以通过测量获得。测量方法有直接测量和间接测量。直接测量，可以根据式(2-1)和式(2-2)，在端口 2 用开路短路法，测量端口 1 对端口 2 的各个增益，获得其参数。间接测量法有多种。一种是利用阻抗分析仪，在某一端口开路或短路，在另一个端口测其输入阻抗，这样就有四个阻抗参数，利用阻抗参数和 T 参数间的关系，可以获得二端口网络的参数。

此外，间接测量还有一种负载推移法，即通过在端口 1 和端口 2 接不同的负载，根据端口的电压增益特性对 T 参数模型的参数进行求解，下面以此为例，说明二端口网络的 T 参数的获取。

在端口 2 接不同的负载  $R_{L1}, R_{L2}$ ，可以测得端口 2 对端口

1 不同的电压增益  $G_{21}, G_{22}$ ，即式(13)和式(14)。

$$\frac{1}{G_{21}} = T_{11} + \frac{T_{12}}{R_{L1}} \quad (13)$$

$$\frac{1}{G_{22}} = T_{11} + \frac{T_{12}}{R_{L2}} \quad (14)$$

同样在端口 1 接不同负载  $R_{L1}$  和  $R_{L2}$ ，分别可以测得两个端口 1 对端口 2 的增益  $G_{11}, G_{12}$ ，即式(15)和式(16)。

$$\frac{1}{G_{11}} = \frac{1}{T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}} \left( T_{22} - \frac{T_{12}}{R_{L1}} \right) \quad (15)$$

$$\frac{1}{G_{12}} = \frac{1}{T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}} \left( T_{22} - \frac{T_{12}}{R_{L2}} \right) \quad (16)$$

其中  $G_{ij}$  的第一个下标  $i$  表示  $i$  端口对对应的另一端口，第二下标  $j$  表示不同的负载。

根据上述(13)–(16)式可以得到 T 参数模型，即式(17)和式(18)。

$$T_{12} = \frac{\left( \frac{1}{G_{21}} - \frac{1}{G_{22}} \right)}{\left( \frac{1}{R_{L1}} - \frac{1}{R_{L2}} \right)} \quad T_{11} = \frac{1}{G_{21}} - \frac{T_{12}}{R_{L1}} \quad (17)$$

$$T_{22} = \frac{\frac{G_{12}}{R_{L2}} - \frac{G_{11}}{R_{L1}}}{G_{11} - G_{12}} T_{12} \quad T_{21} = \frac{T_{11}T_{22} - G_{11}\left( T_{22} + \frac{T_{12}}{R_{L1}} \right)}{T_{12}} \quad (18)$$

## 3 T 参数模型在 s/p 补偿 WPT 系统中的应用

下面以 s/p 补偿 WPT 系统为例，对 T 参数模型的具体应用进行介绍。

### 3.1 s/p 补偿 WPT 系统

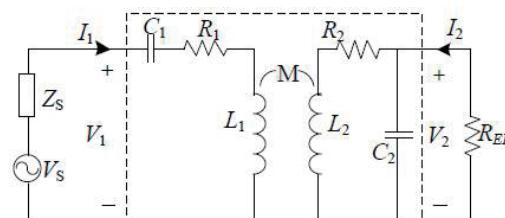


图 5 s/p 补偿 WPT 系统

图 5 中： $R_i$ 、 $L_i$  和  $C_i$  分别为发射线圈、接受线圈的内阻，自感以及谐振补偿电容。 $M$  是发射线圈与接受线圈之间的互感。

图 5 中的虚线框部分即为本文所研究的 WPT 的二端口网络。它由发射端补偿电容、能量耦合单元和接受端补

偿网络组成。一方面，二端口网络的级联参数矩阵可以用这三个部分的级联参数矩阵相乘得到：

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{jwM} \begin{bmatrix} jwC_2(Z_1Z_2 + w^2M^2) & Z_1(R_2 + jwL_2) + w^2M^2 \\ Z_2jwC_2 & R_2 + jwL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中  $Z_i = R_i + jwL_i + \frac{1}{jwC_i}$ , ( $i=1,2$ )。

当发射端补偿电容  $C_1$  补偿  $L_1$ , 接受端补偿电容  $C_2$  和负载  $R_L$  并联后的等效电容补偿  $L_2$ , 即满足式 (20)。

$$\frac{1}{jwC_1} = jwL_1, \frac{jwC_2R_{EL}}{1+w^2C_2R_{EL}} = jwL_2 \quad (20)$$

根据式 (7) 可以算得这种补偿条件下的效率：

$$\eta = \frac{w^2M^2R_{EL}}{\frac{R_{EL}^2R_1}{1+w^2C_2R_{EL}^2} + \frac{R_1R_2^2 + R_2w^2M^2}{R_{EL}}(1+w^2C_2R_{EL}^2) + 2R_2R_1 + w^2M^2} \quad (21)$$

可以证明式 (21) 与文献 [23] 给出此种补偿情况下的效率是相同。进一步, 可以证明基于式 (19) 计算出传输功率和传输效率表达式与文献 [21] 给出公式相同。

需要注意, 式 (19) 中的元件参数因为是元件标识读出的, 元件参数, 如线圈自阻, 自感, 电容是随频率的变化也会变化, 所以在变频控制中, 需要考虑频率变化对元件参数变化带来的影响。

### 3.2 实验条件

为表明本文的方法准确性, 以小型感应耦合式 s/p 结构的 WPT 系统为例, 搭建了实验系统, 如图 6 所示。直流源 Agilent N8957 和逆变电路组成高频交流发射源。功率分析仪测量的是二端口网络的传输功率和传输效率。

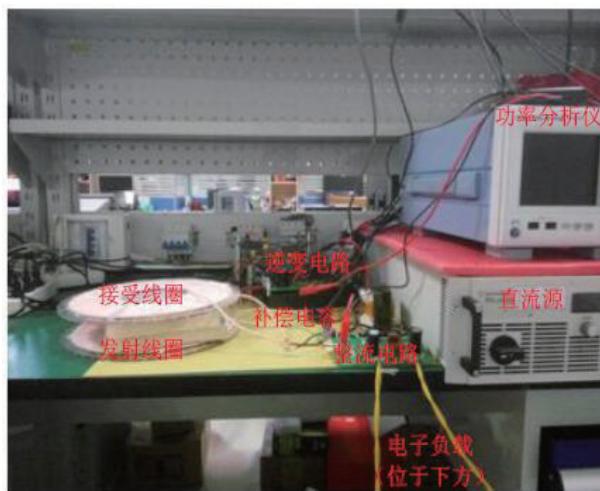


图 6 WPT 实验图

利用 LCR 测试仪, 在 85kHz 时测得发射线圈自感  $L_1$  为  $99.39\mu H$ , 接收线圈的自感  $L_2$  为  $99.75\mu H$ , 互感  $M$

为  $39.9\mu H$ 。原边串联补偿电容  $C_1=34.0nF$ , 副边并联电容  $C_2=34.0nF$ 。上面仅为说明一下实验条件。

在副边并联补偿中, 基于基波等效的方法, 图 5 的等效负载  $R_{EL}$  和电子负载阻值  $R_L$  之间关系为 :

$$R_{EL} = \frac{\pi^2}{8} R_L \quad (22)$$

### 3.3 T 参数模型的获取

根据前面的方法, 分别在端口 1 和端口 2 接上电阻负载  $R_{L1}=75\Omega$  和  $R_{L2}=15\Omega$ 。测量电压增益的仪器为 E5061B。于是得到如下的电压增益的波特图。

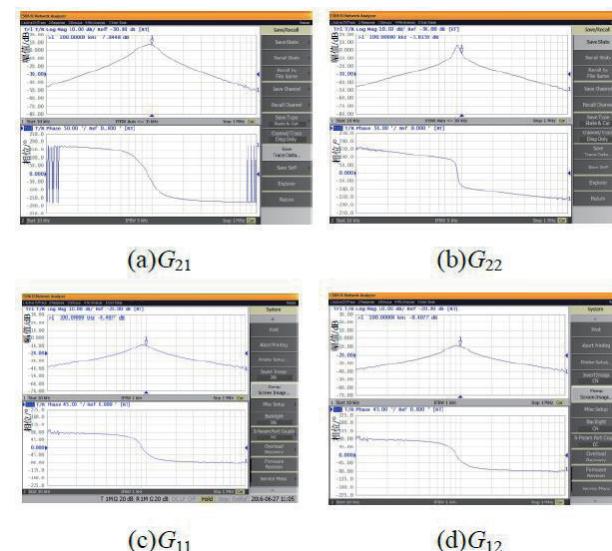


图 7 测得的电压增益波特图

根据式 (17) 和 (18), 可以得到二端口网络 T 参数模型的各个参数的波特图。

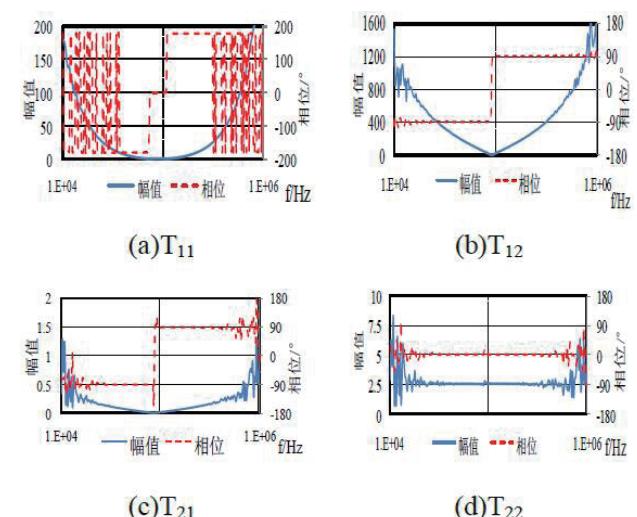


图 8 s/p 补偿 WPT 的 T 参数模型

T 参数模型各个参数的波特图可以进一步由式(8)和(11)计算获得最优负载的频率特性。

### 3.4 本文 T 参数模型计算与直接测量的对比

以下分别用两种方法得到 WPT 系统的取得传输功率和传输效率时的最大值的负载阻值。一是利用本文的测算方法，即仅根据算出的 T 参数模型进行计算；二是通过实验进行测量来得到。二者的相近性，说明了本文的参数获取方法是有效的。

#### (1) 取得功率最大值时的负载阻值

图 9(a), (b) 分别是工作频率为 86.2kHz 和 100kHz 时，端口传输功率和负载变化关系。其中直流输入电压为 20V。

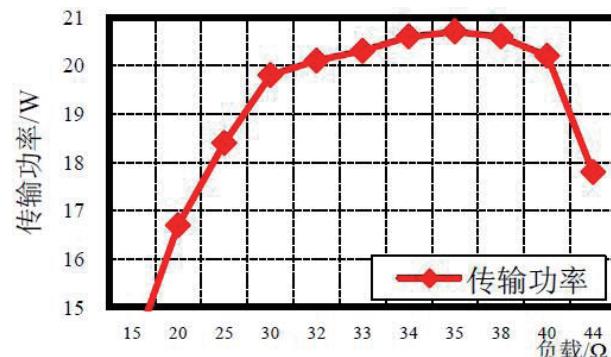


图 9 (a) 86.2kHz 时，传输功率随负载变化

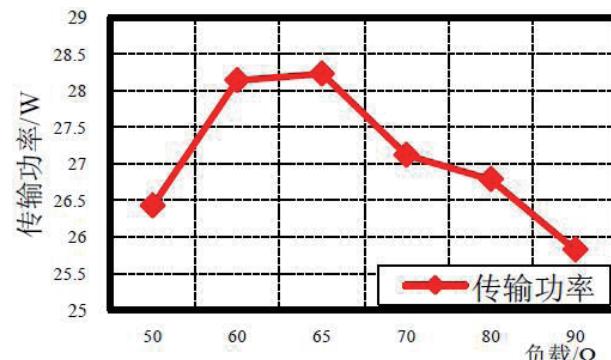
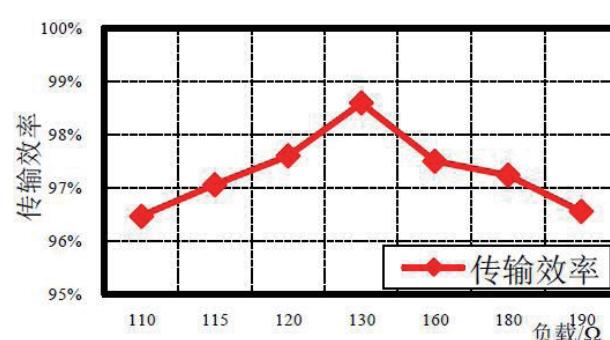
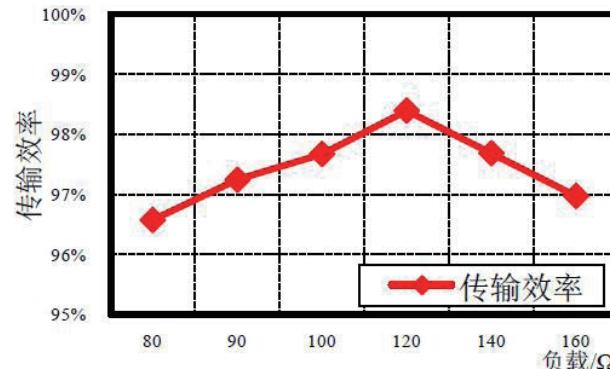


图 9 (b) 100.0kHz 时，传输功率随负载变化

利用前文提到的公式，所算出在 86.2kHz 和 100.0kHz 时，取得传输功率最大的阻值分别为  $42.1\Omega$  和  $79.5\Omega$ 。根据实验测出的，取得传输功率最大的负载阻值为  $35\Omega$  和  $65\Omega$  左右。由于并联补偿时，等效负载和实验时的负载关系，如式(22)所示。所以其等效的负载为  $43.18\Omega$  和  $80.2\Omega$ 。发现实验与测算结果基本相同。

#### (2) 取得效率最大值时的负载阻值

图 10(a), (b) 分别是工作频率为 86.2kHz 和 100kHz 时，二端口传输效率和负载变化关系。



利用前文提到的公式，所算出在 86.2kHz 和 100.0kHz 时，取得传输功率最大的阻值分别为  $153\Omega$  和  $158\Omega$ 。根据实验测出的，取得传输功率最大的负载阻值为  $120\Omega$  和  $130\Omega$ 。由于并联补偿时，等效负载和实验时的负载关系，如式(22)所示。所以其等效的负载为  $148.0\Omega$  和  $160.3\Omega$ 。

### 4 结语

本文研究了二端口网络 T 参数模型与二端口网络的工作特性的关系，给出了达到最大传输功率和传输效率时负载阻值的表达式。

相较于耦合模型和互感模型，对 WPT 系统的 T 参数模型的建立无需进行较多的电路原理的分析。WPT 网络的 T 参数模型的获取，包括测量和计算两个步骤。因为是在小信号时测量的，所以不存在损坏器件的危险。应用本文测算方法的几个前提是，发射电源为正弦电源（若发射电源为逆变的方波源，应保证其 3 次及以上谐波频率对二端口网络的工作特性影响不大）。本文计算二端口网络的

T 参数模型时，用到了电压增益的测量，应使用精度高的仪器进行测量。由于测量的是电压增益的波特图，因而也可以估算 WPT 系统的频率特性。需要注意的是，测量是在小信号进行的，因而在大信号应用中，会有电路参数的偏移，引入非线性误差。

在 s/p 补偿 WPT 应用中，需要注意，接受回路中整流电路后接的负载，需要进行基波等效，本文给出了副边并联结构时，等效负载与实际负载的关系。

## 参考文献

- [1] J. P. Barrett. Electricity at the Columbian exposition. Madison: R R Donnelley, 1894:168-169.
- [2] A. Kurs, A. Karakis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher and M. Soljacic. Wireless power transmission via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317 : 83 - 86
- [3] Brown W C. The history of power transmission by radiowaves[J]. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1984, 32(9) : 1230-1242.
- [4] Liu C, Hu A P, Nair N K C, et al. 2-D alignment analysis of capacitively coupled contactless power transfer systems[C]//Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta, Georgia : IEEE, 2010 : 652-657.
- [5] Xia Chenyang, Li Chaowei, Zhang Juan. Analysis of power transfer characteristic of capacitive power transfer system and inductively coupled power transfer system[C]// International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer. China : IEEE, 2011 : 1281-1285.
- [6] Fan Yang, Lijun Jin. Analysis of wireless power transmission efficiency based on electromagnetic resonance coupling mode[C]. Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Memphis, 2014.
- [7] Qiaowei Yuan, Qiang Chen, Long Li,, and Kunio Sawaya. Numerical analysis on transmission efficiency of evanescent resonant coupling wireless power transfer system[J] . IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, 58(5) : 1751-1758.
- [8] John T. Boys. Supply of power to primary conductors[P]. United States Patent: US 6,621,183 B1, 2003 - 09 - 16.
- [9] 邹玉炜, 黄学良, 柏杨, 等. 基于 PZT 的超声波无接触能量传输系统的研究 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(9) : 144-150.  
ZOU Yuwei , HUANG Xueliang , BAI Yang , et al. Research on contactless ultrasonic energy transfer system based on PZT[J] . Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 27(12) : 4906-4913.
- [10] Roes M G L, Duarte J L, Hendrix M A M, et al . Acoustic energy transfer: A review[J] . IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2013, 60(1) : 242-248.
- [11] 许康, 陈希有, 刘丹宁. 海下超声耦合无线电能传输系统电学阻抗变换技术 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17) : 4461-4467.  
XU Kang, CHEN Xiyou, LIU Danning. Electrical impedance transformation techniques for an ultrasonic coupling wireless power transfer system under sea water[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17) 4461-4467.
- [12] 张献, 杨庆新, 陈海燕等. 电磁耦合谐振式传能系统的频率分裂特性研究 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9) :167-172.
- [13] Klein, Avraham, Katz, Nadav. Strong Coupling Optimization With Planar Spiral Resonators[J]. 2011, .
- [14] Hirayama H, Okuyama Y, Kikuma N, et al. Equivalent circuit of induction fed magnetic resonant WPT system[C]. 2011 IEEE MIT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, System, and Applications(IMWS), 2011: 239-242.
- [15] 李阳, 杨庆新, 闫卓等. 无线电能有效传输距离及其影响因素分析 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(1):106-112.  
Li Yang, Yang Qingxin, Yan Zhuo, et al. Analysis on effective range of wireless power transfer and its impact factors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(1): 106-112. .
- [16] 邱利莎, 黄守道, 李中启等. 磁耦合谐振式无线输电系统的阻抗匹配研究 [J]. 电力电子技术, 2015, 49(10):86-88.  
DOI:10.3969/j.issn.1000-100X.2015 .10. 028.
- [17] 王浩, 王安娜, 赵强, 会国涛. 基于散射矩阵的无线电能传输系统电磁耦合效率测量方法的研究 [J]. 电工技术学报, 2015, 30 (14) : 463-469.  
WANG Hao, WANG Anna, ZHAO Qiang, HUI Guotao. Research on electromagnetism coupling efficiency of wireless power transmission system based on scattering matrix[J]. Transactions of China Electrotechnical Society. 2015, 30

- (14) : 463-469.
- [18] 杜秀, 王健强, 程鹏天等. 磁耦合无线能量传输中耦合模理论和电路理论的对比分析 [C]. // 第十五届中国科协年会论文集. 2013: 1-9.
- [19] 罗斌, 生茂棠, 吴仕闯等. 磁谐振耦合式单中继线圈无线功率接力传输系统的建模与分析 [J]. 中国电机工程学报, 2013, (21): 170-177.
- [20] 罗斌, 刘婉, 钟晨明, 等. 磁耦合谐振三线圈无线电能传输的交叉耦合效应及电抗补偿 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39(8): 105-112.
- [21] 黄学良, 吉青晶, 谭林林等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统串并式模型研究 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 171-176, 187. DOI:10.3969/j.issn.1000-6753. 2013. 03. 024.
- [22] Robert J. Weber 著, 朱建清等译. 微波电路引论: 射频与应用设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 10-23
- [23] 卢文成, 丘小辉, 毛行奎等. 磁谐振无线电能传输串串式和串并式模型比较 [J]. 电力电子技术, 2015, 49(10): 73-75. DOI:10.3969/j.issn.1000-100X. 2015. 10. 023.

### 作者简介 :

①辛平平(1993—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 功率电子变换技术。E-mail: nuaaxpp@126.com 电话: 13914631908

②陈乾宏(1974—), 女, 通信作者, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 功率电子变换技术, 磁集成和非接触等。E-mail: chenqh@nuaa.edu.cn

### 上接127页

- interleaved bi-directional DC-DC converter. Electrical, Electronics, Signals, Communication and Optimization (EESCO). IEEE, 2015.
- [3] Jeong G Y. High efficiency asymmetrical half-bridge flyback converter using a new voltage-driven synchro-nous rectifier[J]. Proc. IET Power Electron., 2010, 3(1): 18-32.
- [4] 陆治国, 祝万平等. 一种新型交错并联双向 DC/DC 变换器 [J]. 电工技术学报, 2013, 33(12): 39-46.
- Lu Zhiguo Zhu Wanpin. A Novel Interleaved Parallel Bidirectional DC/DC Converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 33(12): 39-46(in Chinese).
- [5] K. Kroics, U. Sirmelis, L. Grigans; V. Brazis. Digitally Controlled 4-phase interleaved DC-DC Converter with Coupled Inductors for Storage Application in Microgrid[C]// the IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Aalborg, Denmark: IEEE, 2015
- [6] 杨玉岗, 李涛, 李海光. 交错并联磁耦合双向 DC-DC 变换器非对称耦合电感的研究 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 147-156.
- Yang Yugang, Li Tao, Li Haiguang. Design Criterion for Asymmetric Coupled Inductors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 147-156(in Chinese).
- [7] 杨玉岗, 马杰, 马云巧. 多相交错并联双向 DC/DC 变换器中耦合电感的通用设计规则 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(23): 6122-6133.
- Yang Yugang, Ma Jie, Ma Yunqiao. The Universal Design Criterion of Coupled Inductors in Multiphase Interleaving and Magnetically Integrated Bidirectional DC/DC Converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(23): 6122-6133(in Chinese).

### 作者简介 :

杨玉岗, 男, 1967 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究领域为电力电子技术及其磁集成技术。E-mail: yangugang21@126.com。

张书淇, (通讯作者) 女, 1992 年生, 硕士研究生, 研究领域为电力电子磁集成技术。Email: 517557022@qq.com

联系地址: 辽宁省葫芦岛市龙湾南大街 188 号, 辽宁工程技术大学, 张书淇收 电话: 18242989650