



Alessio De ANGELIS¹ Marco DIONIGI¹ Paolo CARBONE¹ Mauro MONGIARDO¹
 车文荃² 王清华² Franco MASTRI³ Giuseppina MONTI⁴

中等传输距离下的无线功率传输链路 第1部分:实现工作状态最优化

摘要

中程无线功率传输(WPT)可以采用几种不同的方式实现,如通过电感或电容耦合、谐振或非谐振网络实现.本文主要研究了通过感应耦合谐振器实现的WPT链路,而且只着重研究了利用2个谐振器的链路(直接链路)并工作在主谐振频率下的情况.研究表明,当工作在主谐振频率下,可以根据网络参数来对传输效率或负载功率进行优化.

关键词

中等传输距离;无线功率传输链路;电感耦合;谐振/非谐振网络;最优化

中图分类号 TN01

文献标志码 A

收稿日期 2016-11-28

作者简介

Mauro Mongiardo, 男, 博士, 教授, IEEE Fellow, 研究方向为无线能量传输和计算电磁学. mauro.mongiardo@unipg.it

Giuseppina Monti, 女, 博士, 讲师, 研究方向为无线能量传输. giuseppina.monti@unisalento.it

1 DE, University of Perugia, Perugia 06123, Italy

2 南京理工大学 电子工程与光电技术学院, 南京, 210094

3 DEI, School of Information Technology, University of Bologna, Bologna 40126, Italy

4 DII, University of Salento, Lecce 73100, Italy

0 引言

第一次无线功率传输(WPT)的演示可追溯到1891年,是特斯拉开发电容耦合的一个实验.近年来,WPT技术获得了新的关注,其中采用电感耦合系统谐振器以实现中程无线功率传输(WPT)^[1-10]也得到了特别的关注.一般来说,不同的应用场合具有不同的要求,如在传输距离、效率和负载功率方面.因此,已有文献提出并研究了不同的架构和操作方式.例如,研究使用附加谐振器的间接耦合方案,不直接将发射端连接到负载端,以延长整个链路的传输距离^[11-12].在这些方案中,同步谐振器(中继元素)被添加在发送谐振器和接收谐振器之间^[13-18].

针对使用直接方案谐振的WPT链路情况(即对于只有2个谐振器的情况),研究者讨论了实现最大化负载功率或传输效率的可能性,该问题已经在文献[19-20]中解决.需要特别指出的是,在文献[19]中已经证明,对于给定的WPT链路,不可能同时获得最大化负载功率和效率,也就是说,最大化负载功率和最大化效率对应着不同的负载.另一方面,在文献[20]中已经表明,当设计的WPT链路必须用于实现特定输入阻抗和负载并使其性能最优化时,仅存在一个最优设计,能够同时允许最大化传输效率和负载功率.值得强调的是,在文献[19-20]中,假定WPT链路的2个谐振器具有相同频率的谐振 ω_0 ,简称为主谐振,同时假定其为工作频率.根据文献[19-21]的理论分析,这种工作方式导致了系统的性能由磁耦合系数决定.因此,采用耦合独立的工作方式是一个极具吸引力的选择.文献[21]提出的负载功率和传输效率是磁耦合独立的.这种工作方式可以采用强耦合的WPT链路,通过调节使其工作在2个次级谐振频率上来实现.更具体地说,次谐振频率仅仅只是在耦合系数高于某个阈值时才存在.

人们对用来分析基于电感/电容耦合的WPT链路的方法也进行了一些研究.在早期的研究中,使用谐振方案来最大化感应/电容WPT链路的效率,都是基于耦合模式理论^[1,22]的.但是,最近发表的论文已经表明,对于在工作频率低于几百兆赫的系统,可以通过使用集总电路理论进行建模,将WPT链路作为集总元件的二端口网络^[19,23],从而可以得到准确的结果.

本文的贡献为,使用集总电路理论讨论分析工作在主谐振频率(即作为发射器和接收器的2个同步谐振器的谐振频率)处谐振感应式WPT链路的性能.下面将会给出具体的分析并予以讨论,以获得实现最大化负载功率或效率的相关公式.

文本结构如下:在第1节介绍WPT链路的网络表示式;在第2节讨论2种工作方式的谐振感应链路;第3节给出能实现最优化WPT链路性能的表达式.最后,对谐振感应WPT链路的性能进行实验测试及相关分析.

1 二端口网络表示式

此处针对一个用于无线功率传输的从发射端到负载的线性互易链路进行分析.采用网络形式,将WPT链路表示成一个互易的二端口网络.为了引入关键的变量,假设电源在端口1上,负载在端口2上, $Z_L = R_L + jX_L$.根据图1,从电源端传输到二端口网络的有功输入功率 P_{in} 可以表示为

$$P_{in} = \frac{1}{2} V_1 I_1^*, \quad (1)$$

其中“*”表示复数共轭.类似地,负载上的有功功率 P_L 可以表示为

$$P_L = \frac{1}{2} V_2 I_2^*, \quad (2)$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}}. \quad (3)$$

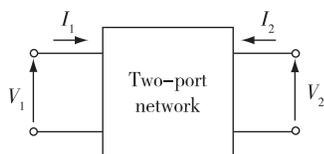


图1 二端口网络模型

Fig. 1 Two-port network modeling a WPT link

假设二端口网络用阻抗矩阵来表示.根据阻抗矩阵的定义,二端口网络的响应可以表示如下:

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I}, \quad (4)$$

其中 \mathbf{V} 是端口矢量电压, \mathbf{I} 是端口的矢量电流, \mathbf{Z} 是网络的阻抗矩阵:

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}, \quad (5)$$

元素 $Z_{ij} = R_{ij} + jX_{ij}, i, j = 1, 2$, 并且假设网络互易, $Z_{12} = Z_{21}$.如图2所示,通过用 Z_{in} 表示端口1处的输入阻抗:

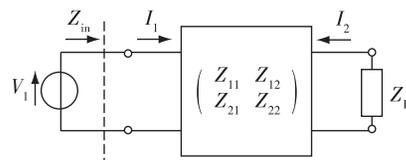


图2 WPT链路的阻抗矩阵建模:假设端口1连接到电压源,并且负载阻抗 Z_L 连接在端口2上

Fig. 2 Impedance matrix modeling a WPT link: it is assumed that port 1 is connected to a voltage generator, and that a load impedance Z_L is on port 2

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_L}. \quad (6)$$

由电压发生器输送到网络的有功功率可以表示为

$$P_{in} = \frac{R_{in}}{2 |Z_{in}|^2} |V_1|^2. \quad (7)$$

类似地,传输到负载的有功功率是

$$P_L = \frac{R_L}{2 |Z_L|^2} |V_2|^2. \quad (8)$$

2 工作模式的分类

到目前为止,已经考虑了通用的双端口网络的情况.在WPT中,最常用的一种结构是耦合电感器和适当的补偿电容,如图3所示.所谓的补偿电容是指在所选择的工作频率 $f_0 = \omega_0 / (2\pi)$ 下实现串联谐振.这有助于考虑对于给定情况下的输入阻抗特性.下面给出一个例子,表1中列出了相关参数值,其输入阻抗与归一化频率 $u = \omega / \omega_0$ 的关系如图4所示.注意到,当输入电抗 X_{in} 在 $u = 1$ 时,即在主谐振频率下总是为零.对于高耦合系数 k 的情况,除了上述的频率外,输入电抗还在其他2个频率处为零,称之为次级谐振频率.

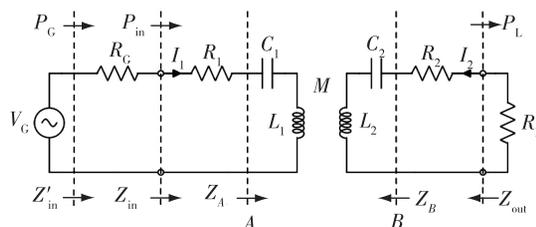


图3 使用耦合电感实现WPT链路示意

Fig. 3 Schematic of the WPT link realized with coupled inductors

因此,存在一个 k 值,使得输入电抗介于具有1个和3个零点之间,称这个 k 值为分叉耦合系数,用 k_b 表示,这将在论文的第2部分中进行探讨.

表 1 谐振器的参数值

Table 1 Values of the coils

f_{01}/MHz	f_{02}/MHz	R_1/Ω	R_2/Ω	Q_1	Q_2	R_L/Ω	n	k_b	$L_1/\mu\text{H}$	$L_2/\mu\text{H}$	C_1/pF	C_2/pF
13.56	13.56	2.62	2.92	100	100	50	0.95	0.2	3.07	3.43	45	40

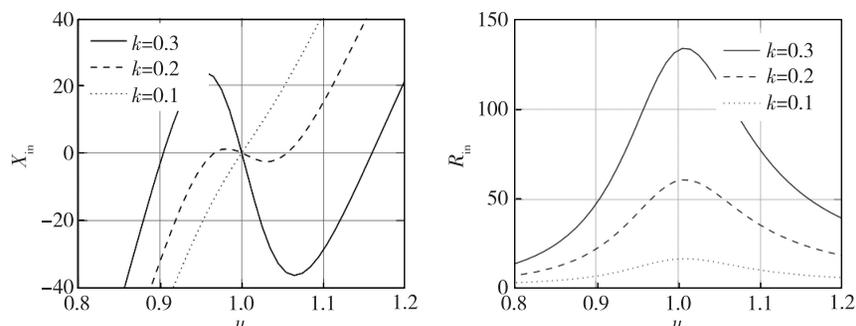


图 4 不同耦合系数 k 时输入阻抗特性与归一化频率 $u=\omega/\omega_0$ 的关系。 $u=1$ 时, 对应于主谐振频率, 输入电抗 X_{in} 总是为零。对于高 k 值, 除主谐振频率外, 还有其他 2 个零点出现, 并对应于次级谐振频率

Fig. 4 Input impedance behavior for different values of the coupling coefficient k as a function of the normalized frequency $u=\omega/\omega_0$.

It is noted that the input reactance X_{in} always present at $u=1$ a zero corresponding at the main resonant frequency. For higher values of k , in addition to the latter frequency, other two zeroes appears and are denotes as the secondary resonant frequencies

对所选例子, 只考虑负载上的功率和传输效率也同样具有指导意义。从图 5 可以看出, 效率 η 随着耦合系数的增大而增加。但是, 与直觉相反的是功率的变化, 随着耦合系数的减小而增大。下面将会看到, 这种现象与负载电阻 R_L 的选择紧密相关。对于一个给定的负载电阻, 存在一个 k 值, 称作临界耦合 k_c , 能够实现最大化的负载功率。或者, 相反地, 对于给定耦合系数 k 值, 存在优化的电阻值以实现最佳负载功率和最佳效率。

完全同步的谐振器是纯理想的。实际上, 2 个谐振器的谐振频率 (ω_1 和 ω_2) 总会有所不同。通过引入参数 $a=\omega_1/\omega_2$, 可以描绘出不同 a 值下输入电抗的

变化。图 6 给出了不同 a 值时的情况。我们注意到, 当 a 减小时, 主谐振频率增加, 但是, 当 a 值超过某个值之后, 这种情况将不再存在, 如观察到的 $a=0.96$ 的情况。上述的这种 a 值下, 仍然会存在一个频率值使得电抗部分消失, 但是这个频率对应于分叉频率 u_1 , 这种情况将在论文第 2 部分中讨论。

对于 $a>1$, 情况也是类似的, 如图 7 所示。在这种情况下, 随着 a 增加, 电抗曲线下移。对于 $a=1.02$, 仅存在上部谐振频率, 对应于上部分叉频率 u_2 , 使得电抗部分消失。

通过理论分析可知, 输入电阻和二端口网络的输入功率不随 a 参数的变化而变化。相反, 效率和负

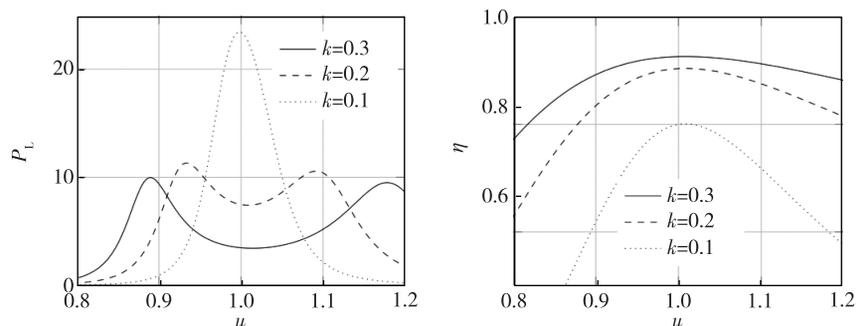


图 5 不同的耦合系数 k 时负载功率和传输效率与归一化频率 $u=\omega/\omega_0$ 的关系

Fig. 5 Power on the load and efficiency for different values of the coupling coefficient k as a function of the normalized frequency $u=\omega/\omega_0$

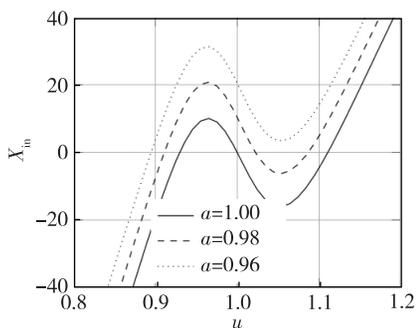


图6 在不同 $a=\omega_1/\omega_2$ 值下输入电抗特性与归一化频率 $u=\omega/\omega_0$ 的关系($k=0.25$)

Fig. 6 Input reactance behavior for $k=0.25$ as a function of the normalized frequency $u=\omega/\omega_0$ and of the parameter $a=\omega_1/\omega_2$

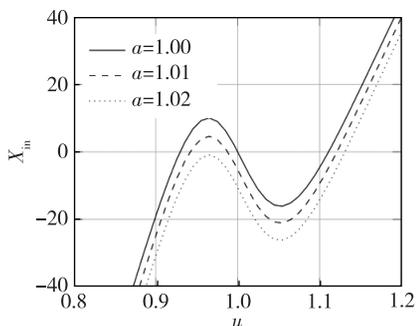


图7 与图6相似情况, $a>1$

Fig. 7 As in the previous figure but for $a > 1$

载功率取决于 a ,如图8所示.

3 WPT Link 的优化设计

在本节中,通过回顾文献[19-20]中的结果,对在主谐振频率下工作的谐振感应 WPT 链路的优化设计进行了探讨.最优化性能设计的表达式是基于

最大化负载功率(传输到负载的最大功率 MPDL 的解决方案)或效率(最大功率传递效率 MPTE 的解决方案)2种情况.考虑2个不同的问题:

1)对于给定 WPT 链路,找到对应的负载值,使传输到负载的功率最大化或效率最大化^[19];

2)对于给定的负载,找到最佳参数,以实现特定输入阻抗及最佳性能^[20].

对于这2个问题的分析,相关公式将在以下部分给出.

3.1 最优化负载

参考图2,考虑利用阻抗矩阵描述的二端口网络,本文解决了其最优网络配置(即实现最优化性能的源和负载)问题.为了简化表达式,引入以下参数:

$$\chi_z^2 = \frac{X_{12}^2}{R_{11}R_{22}}, \quad (9)$$

$$\xi_z^2 = \frac{R_{12}^2}{R_{11}R_{22}}, \quad (10)$$

$$\theta_{r,z} = \sqrt{1 + \chi_z^2} \sqrt{1 - \xi_z^2}, \quad (11)$$

$$\theta_{x,z} = \chi_z \xi_z, \quad (12)$$

通过使用在式(9)~(12)中定义的参数,二端口网络的阻抗矩阵可以表示为

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} j\mu_z + 1 & \xi_z + \chi_z \\ \xi_z + \chi_z & j\nu_z + 1 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

对于最大功率传递理论,实现最大化负载功率的优化负载,即负载实现 MPDL 解,是通过戴维南定理所计算出的输入阻抗(即当端口1短路,在端口2看到的阻抗)的复共轭.对于 MPTE 解决方案,它可以通过使效率表达式对负载阻抗的实部(R_L)和虚部(X_L)的偏导数等于零来计算.2个解决方案已在文献[19]中计算,相关公式列在表2中.文献[19]表明,需要使用不同的复数负载来实现 MPDL 或 MPTE

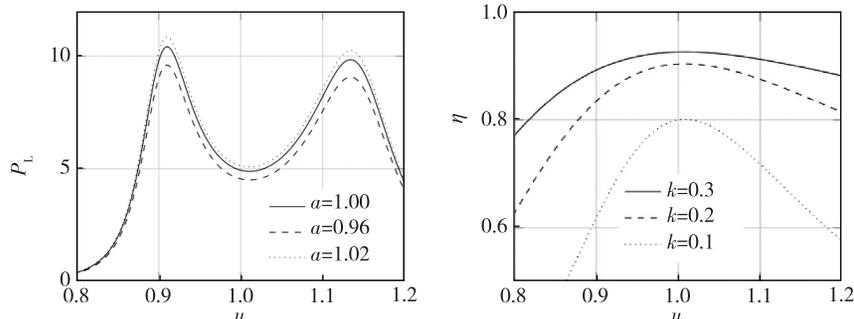


图8 在不同 $a=\omega_1/\omega_2$ 值下功率特性与归一化频率 u 的关系($k=0.25$)

Fig. 8 Power on the load for coupling coefficient $k=0.25$ as a function of the normalized frequency $u=\omega/\omega_0$ and of the parameter a

方案. 另外, 文献[19]中的结果证明, 2 种方案均需要在端口 1 上串联同一补偿电抗 X_{c1} , 以实现最大的功率传递. 相应的优化设计如图 9 所示. 从表 2 中可以看出, 当网络参数给定时, 可以有 2 种不同的最优解决方案, 即 MPDL 和 MPTE. 这意味着, 对于给定的网络, 不可能同时在负载上获得最大化的功率和传输效率.

表 2 实现最大效率或最大功率所对应的参数值

Table 2 A summary of the parameters' values for the approaches that maximize efficiency and power

参数	最大效率 MPTE	最大功率 MPDL
R_L	$R_{22}\theta_{r,z}$	$R_{22}\theta_{r,z}^2/(\theta_{x,z}^2+1)$
X_L	$R_{22}\theta_{x,z}-X_{22}$	$-X_{22}+R_{22}\theta_{x,z}+R_{22}\theta_{x,z}\theta_{r,z}^2/(\theta_{x,z}^2+1)$
R_{c1}	0	0
X_{c1}	$X_{12}R_{12}/R_{22}-X_{11}$	$X_{12}R_{12}/R_{22}-X_{11}$
R_{in}	$R_{11}\theta_{r,z}$	$2R_{11}\theta_{r,z}^2/(1+\theta_{r,z}^2+\theta_{x,z}^2)$
X_{in}	0	0
P_{in}	$4/\theta_{r,z}$	$2(1+\theta_{r,z}^2+\theta_{x,z}^2)/\theta_{r,z}^2$
P_L	$4\eta^e/\theta_{r,z}$	$(\xi_z^2+\chi_z^2)/\theta_{r,z}^2$
η	$\eta^e = (\xi_z^2+\chi_z^2)/((1+\theta_{r,z})^2+\theta_{x,z}^2)$	$(\xi_z^2+\chi_z^2)/(2(1+\theta_{r,z}^2+\theta_{x,z}^2))$

下面给出一个简单的应用例子, 考虑 2 个耦合电感器 L_1, L_2 的情况. 假设阻抗矩阵的项是 $Z_{11} = R_1 + j\omega L_1$, $Z_{12} = j\omega M$ 和 $Z_{22} = R_2 + j\omega L_2$. 在这种情况下, 通过使用表 2 中的公式, 不难验证: 串联到端口 1 和端口 2 的补偿电抗 X_{c1} 和 X_{c2} 的表达式在 MPDL 和 MPTE 2 种方案中是相同的. 特殊情况, 假设 X_{c1} 和 X_{c2} 为

$$X_{c1} = -X_{11} = -j\omega L_1, \quad (14)$$

$$X_{c2} = -X_{22} = -j\omega L_2. \quad (15)$$

根据式(14)–(15), 串联到端口 1 和端口 2 的补偿电抗是电容器, 它可以使发射器和接收器谐振在工作频率 ω_0 处. 用于实现 MPDL (R_L^e) 和 MPTE (R_L^e) 的负载电阻的表达式为

$$R_L^e = R_{22}(1 + \chi_z^2), \quad (16)$$

$$R_L^e = R_{22}\sqrt{1 + \chi_z^2}. \quad (17)$$

对于一般的二端口情况, 公式已经罗列在表 2 中, 显然, 用以实现 MPDL 方案和 MPTE 方案所需要的电阻负载不同.

3.2 在特定的源和负载时的最优化

在大多数 WPT 实际应用中, 电源是给定的, 并希望连接输入阻抗 Z_{in} 的网络工作在最优状态. 另外, 在大多数情况下, 负载也是指定的. 因此, 感兴趣的问题是找到最优 WPT 链路设计, 实现特定的输入阻抗 Z_{in} 和给定电阻性负载 R_L 下实现最优化性能,

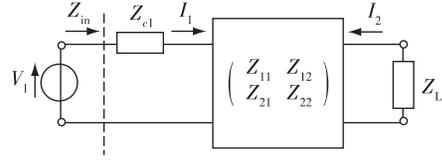


图 9 带有附加阻抗 $Z_{c1} = R_{c1} + jX_{c1}$ 的二端口网络

(X_{c1} 和 $Z_L = R_L + jX_L$ 的值在表 2 中给出,

而对于最大效率和最大功率传输条件下, $R_{c1} = 0$)

Fig. 9 Two-port network with added impedance $Z_{c1} = R_{c1} + jX_{c1}$.

The values of X_{c1} and $Z_L = R_L + jX_L$ are given in Table II, while $R_{c1} = 0$ for both the maximum efficiency and maximum power transfer approach

这个问题已经在文献[20]中得到解决. 研究表明, 当给定负载 R_0 , 对输入阻抗为 Z_{in} 的 WPT 链路进行设计时, 只有一个最优化设计可以同时实现最大负载功率和效率. 事实上, 从式(7)可以看出, 指定输入阻抗 Z_{in} 的值, 则相当于指定有效输入功率 P_{in} . 因此, 从式(3)可以看到, 在这种情况下, 最大化效率 η 等效于最大化负载功率 P_L . 最优化参数设计可以根据二端口网络的共轭镜像阻抗的定义获得.

1) 双端口网络的共轭镜像阻抗: 共轭镜像阻抗^[23-24]是如图 10 所示定义的网络的固有属性, 可以如文献[24]中所阐述的进行计算. 对于一个二端口网络, 利用阻抗矩阵定义, 共轭镜像阻抗 Z_{ci} 可以表示为(参见文献[24]中的等式(6b)):

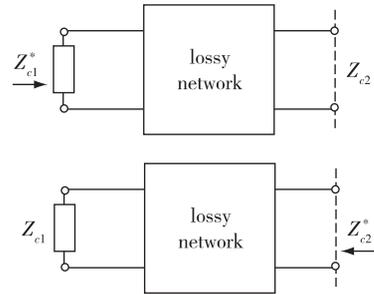


图 10 文献[24]中定义的共轭镜像阻抗. 上图:

当端口 2 接 Z_{c2} 时, 从端口 1 看到的输入阻抗为 Z_{c1}^* (星号表示复共轭). 同样, 在下图中, 当端口 1 接 Z_{c1} 时, 从端口 2 看到的输入阻抗为 Z_{c2}^*

Fig. 10 Conjugate image impedances as defined in [24].

Upper figure: when port 2 is terminated on Z_{c2} , the input impedance seen from port 1 is Z_{c1}^* (the asterisk denotes the complex conjugate). Similarly, in the lower figure, when port 1 is terminated on Z_{c1} , the input impedance seen from port 2 is Z_{c2}^*

$$Z_{c1} = R_{c1} + jX_{c1} = r_{11}(\theta_{r,z} + j\theta_{x,z}) - jx_{11}, \quad (18)$$

$$Z_{c2} = R_{c2} + jX_{c2} = r_{22}(\theta_{r,z} + j\theta_{x,z}) - jx_{22}. \quad (19)$$

在文献[19]中已经表明,对于一个互易的二端口网络,负载为纯阻性阻抗.当工作在 MPTE 条件下,那么其输入电阻和负载电阻与共轭镜像阻抗一致.因此,用于设计实现 WPT 链路的输入阻抗 $Z_{in} = R_0$ 并且使效率最大化的负载 R_L 是

$$Z_{c1} = R_L, \quad (20)$$

$$Z_{c2} = R_0, \quad (21)$$

从式(20)–(21)可以看出,必须要实现端口阻值为共轭镜像阻抗的纯电阻值.此外,从(18)–(19)可以得出,对于一般的二端口网络,必须增加 2 个串联补偿电抗 X_{c1} 和 X_{c2} :

$$X_{c1} = r_{11}\theta_x - x_{11}, \quad (22)$$

$$X_{c2} = r_{22}\theta_x - x_{22}. \quad (23)$$

一旦补偿电抗被添加到网络中,可以根据以下关系设置网络参数,以实现最优设计:

$$R_{c1} = r_{11}\theta_r = R_0, \quad (24)$$

$$R_{c2} = r_{22}\theta_r = R_L. \quad (25)$$

2) 2 个磁耦合串联谐振器的情况:作为示例,考虑由串联补偿电容器加载的 2 个耦合电感器的情况(参见图 3 所示的等效电路).

可以用以下阻抗矩阵计算二端口网络:

$$Z_{ss} = \begin{pmatrix} \frac{1}{Q_1} & \frac{jk}{n} \\ \frac{jk}{n} & \frac{1}{Q_2 n^2} \end{pmatrix} X_0, \quad (26)$$

其中, $Q_i (i = 1, 2)$ 为谐振器的品质因数,与电阻 R_i 关系为 $Q_i = \omega_0 L_i / R_i$. 参数 X_0 为初级谐振器的电抗斜率参数, $X_0 = \text{sqrt}(L_1 / C_1)$, n 是转换系数,定义为 $n =$

$\text{sqrt}(L_1 / L_2)$. 因此,共轭阻抗的表达式是

$$Z_{c1,ss} = \sqrt{\frac{Q_1 Q_2 k^2 + 1}{Q_1}} X_0, \quad (27)$$

$$Z_{c2,ss} = \sqrt{\frac{Q_1 Q_2 k^2 + 1}{Q_2 n^2}} X_0, \quad (28)$$

可以看出, $Z_{c1,ss}$ 和 $Z_{c2,ss}$ 是纯电阻,因此不需要补偿电抗.在这种情况下,可以通过设置电感器 L_1 和 L_2 的值,以便满足在(24)–(25)中表示的条件,实现最佳设计.进一步说,实现最佳设计的电感值为

$$L_{1,ss} = \frac{Q_1 R_0}{\omega_0 \sqrt{Q_1 Q_2 k^2 + 1}}, \quad (29)$$

$$L_{2,ss} = \frac{Q_2 R_L}{\omega_0 \sqrt{Q_1 Q_2 k^2 + 1}}. \quad (30)$$

一旦根据(29)–(30)确定电感值,串联电容器的值则可通过以下关系确定:使工作频率在谐振条件下 $C_1 = 1/(\omega_{02} L_1)$, $C_2 = 1/(\omega_{02} L_2)$.

4 实验设计

为了实验测定 WPT 链路的性能,在文献[25]中已经搭建了测量系统.如图 11 所示,这种系统的测量对象为初级有效功率、负载有效功率和效率.为此,在所考虑的电路中获得 3 个节点处的正弦电压,表示为 V_1, V_2 和 V_L . 间接利用分流电阻器 R_{shunt} 两端的电压降来测量输入电流 I_1 ,以进行能量传输的性能评估.分流电阻的值应该尽可能低,以避免对效率产生负面影响,从而影响测量精度.考虑到负载为纯电阻,通过测量负载两端的电压降,就可以测量输出电流.

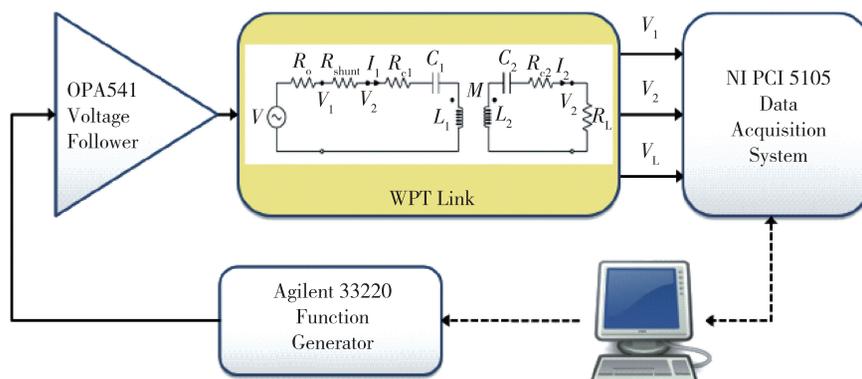


图 11 测试系统框图

Fig. 11 Diagram of the measurement system setup

在输入端, 信号是由函数发生器产生的具有振幅 $0.5V_{pp}$ 的正弦信号, 频率范围设置为 $[15 \text{ kHz} \ 35 \text{ kHz}]$, 500 Hz 步长, 并通过缓冲器连接到 WPT 电路中. A NI PCI-5105 数据采集板 (DAQ) 用于数字化 3 个考虑的电压 V_1 , V_2 和 V_L . 在电路中, 每个相应节点连接到 DAQ 通道中. 3 个通道为同步采样 1 MSa/s , 分辨率为 12 位, 范围为 6 V . 对于每个频率, 数据存储时间为 10 ms . 在 PC 上使用正弦拟合算法来数字处理样本. 通过上述方法获得其相量, 并用于 WPT 参数估计.

5 实验结果

5.1 试验装置

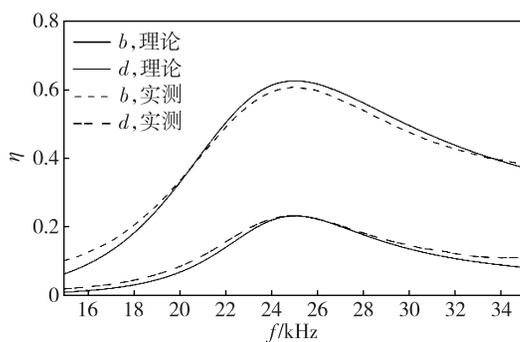
试验中使用的是 2 个空心圆形线圈, 如图 12 所示, 直径为 140 mm , 20 圈. 线圈的标准电感为 $128 \mu\text{H}$. 基于这种线圈, 为了实现 2 个谐振器具有相同的标称谐振频率 24.48 kHz , 可以将标称值为 330 nF 的离散电容器与线圈串联.



图 12 其中一个空心电感的图片

Fig. 12 Picture of one of the realized air-core inductors

分流电阻的标称值为 $R_{\text{shunt}} = 1 \Omega$, 而负载电阻的标称值为 $R_L = 5 \Omega$. 分流电阻和负载电阻在进行 WPT 系统试验前, 先使用万用表的四线电阻测量模式来



测量其电阻值.

如图 11 的框图所示, OPA541 功率运算放大器作为单位增益电压缓冲器. 这种器件提供了所需的低阻抗电源, 以便更好地表征 WPT 系统. 需要注意的是, 标准的 50Ω 网络分析仪不能用于这种特定的电路测量, 因为它会影响功率传输能力.

5.2 试验结果

本试验在不同的距离进行了数据采集, 以分析谐振器之间的传输耦合系数的变化对负载功率的影响. 测量的传输效率 η 随频率变化的关系如图 13 的左图所示. 此外, 负载功率 P_L 的测量结果说明, 随着距离增加, 2 个共振合并为一个, 符合耦合谐振器理论, 如图 13 的右图所示.

最后, 互感 M 可以基于测量数据进行估计. 在线圈中心距离取不同值的情况下, 在表 3 中列出了 M 的估计值, 并与测量结果进行比较. 后者是通过断开测量系统测试获得的, 利用 LCR 仪表, 信号发生器和负载均从 WPT 系统中断开. 估计值和测量值的结果比较表明, 在所有的距离情况下, 误差不高于 9% . 这种差异可能是由线圈的对位和距离测量的不精确性所造成的.

表 3 在 4 个不同距离下的互感值: 估计值和测量值

Table 3 Mutual inductance at different distances: estimated and measured values

距离/ mm	估计值 M / μH	测量值 M / μH	相对误差/ %	耦合系 数 k
16	53.4	55.8	4.5	0.44
33	36.2	34.1	5.8	0.27
54	22.6	20.6	8.8	0.16
75	14.6	13.3	8.9	0.10

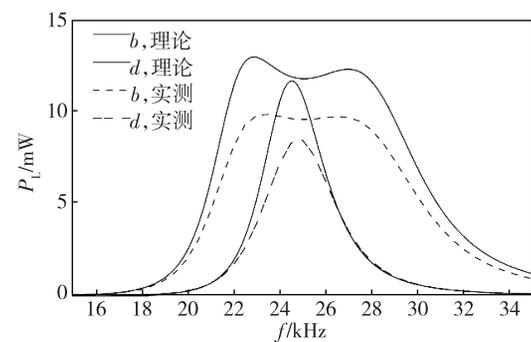


图 13 线圈放置在不同位置下, 传输效率与频率的关系 (左图), 负载功率与频率的关系 (右图)

图中实线表示理论值, 虚线表示测量值. 所采用的负载阻值为 5Ω . 图中给出了距离为 b : 33 mm 和 d : 75 mm 的两种情况

Fig. 13 Power transfer efficiency vs frequency with coils placed at different distances. Continuous lines refer to theoretical values while dashed lines refer to measurements. A load impedance of 5Ω has been used. The considered distances are b : 33 mm ; d : 75 mm

6 总结

本文采用等效二端口网络的方法对一个谐振感应 WPT 链路进行了分析.链路工作在主谐振频率下,考虑并解决了 2 个重要的问题:1) 在链路固定的情况下,找到最优源阻抗和负载阻抗;2) 给定源和负载,目标是找到最优设计的 WPT 链路.研究已经表明,对于给定的链路,不可能同时实现最大化负载功率和传输效率.对于一个给定的电阻性负载,如果想要涉及一个优化的链路,以实现特定的输入阻抗值并获得优化的性能,只有一种可能的设计能同时实现最大效率和最大功率传输.我们搭建了实验装置,用以估测 WPT 链路的性能,并对上述的研究结果进行了有效的验证.

参考文献

References

- [1] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances [J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86
- [2] Low Z N, Chinga R A, Tseng R, et al. Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1801-1812
- [3] Cannon B L, Hoburg J F, Stancil D D, et al. Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (7): 1819-1825
- [4] Sample A P, Meyer D A, Smith J R. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 (2): 544-554
- [5] Dionigi M, Costanzo A, Matri F, et al. Magnetic resonant wireless power transfer [M] // Agbinya J I. Wireless Power Transfer. Gstrup, Denmark: River Publishers, 2012: 159
- [6] Dionigi M, Mongiardo M. CAD of wireless resonant energy links (WREL) realized by coils [C] // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2010: 1760-1763
- [7] Dionigi M, Mongiardo M. CAD of efficient wireless power transmission systems [C] // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2011: 1-4
- [8] Costanzo A, Dionigi M, Masotti M, et al. Electromagnetic energy harvesting and wireless power transmission: A unified approach [J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102 (11): 1692-1711
- [9] Monti G, Arcuti P, Tarricone L. Resonant inductive link for remote powering of pacemakers [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(11): 3814-3822
- [10] Mongiardo M, Che W Q, Wang Q H, et al. Wireless power transfer between one transmitter and two receivers: Optimal analytical solution [J]. Wireless Power Transfer, 2016, 3(1): 63-73
- [11] Monti G, Tarricone L, Dionigi M, et al. Magnetically coupled resonant wireless power transmission: An artificial transmission line approach [C] // 42nd European Microwave Conference, 2012, 8267(1): 233-236
- [12] Monti G, Tarricone L, Trane C. Experimental characterization of a 434 MHz wireless energy link for medical applications [J]. Progress in Electromagnetics Research C, 2012, 30: 53-64
- [13] Sun T J, Xie X, Li G L, et al. A two-hop wireless power transfer system with an efficiency-enhanced power receiver for motion-free capsule endoscopy inspection [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2012, 59(11): 3247-3254
- [14] Zhong W X, Zhang C H, Liu X, et al. A methodology for making a three-coil wireless power transfer system more energy efficient than a two-coil counterpart for extended transfer distance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 933-942
- [15] Ahn D, Hong S. A study on magnetic field repeater in wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 360-371
- [16] Shimada A, Ito Y, Uehara H, et al. Effect of hop counts on power division ratio in multi-hop power transfer via magnetic resonance [C] // IEEE Wireless Power Transfer Conference, 2013: 179-182
- [17] Dionigi M, Mongiardo M. Magnetically coupled resonant wireless power transmission systems with relay elements [C] // IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications, 2012, 35 (8): 223-226
- [18] Narusue Y, Kawahara Y, Asami T. Impedance matching method for any-hop straight wireless power transmission using magnetic resonance [C] // IEEE Radio & Wireless Symposium, 2013: 193-195
- [19] Dionigi M, Mongiardo M, Perfetti R. Rigorous network and fullwave electromagnetic modeling of wireless power transfer links [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(1): 65-75
- [20] Monti G, Costanzo A, Matri F, et al. Rigorous design of matched wireless power transfer links based on inductive coupling [J]. Radio Science, 2016, 51(6): 858-867
- [21] Matri F, Costanzo A, Mongiardo M. Coupling-independent wireless power transfer [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 26(3): 222-224
- [22] Karalis A, Joannopoulos J D, Soljacic M. Efficient wireless nonradiative mid-range energy transfer [J]. Annals of Physics, 2008, 323(1): 34-48
- [23] Inagaki N. Theory of image impedance matching for inductively coupled power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(4): 901-908
- [24] Roberts S. Conjugate-image impedances [C] // Proceedings of the IRE, 1946, 34(4): 198-204

- [25] De Angelis A, Dionigi M, Carbone P, et al. Characterization and performance measurements of mid-range wireless power transfer links [C] // IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2016, DOI: 10.1109/I2MTC.2016.7520411

Medium range wireless power transfer links. Part 1: Optimal operating regimes

Alessio De ANGELIS¹ Marco DIONIGI¹ Paolo CARBONE¹ Mauro MONGIARDO¹
CHE Wenquan² WANG Qinghua² Franco MASTRI³ Giuseppina MONTI⁴

1 DE, University of Perugia, Perugia, Italy 06123

2 School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094

3 DEI, School of Information Technology, University of Bologna, Bologna, Italy 40126

4 DII, University of Salento, Lecce, Italy 73100

Abstract Medium-range wireless power transfer (WPT) can be realized in several different ways, e.g. by using inductive or capacitive coupling and resonant or non-resonant networks. This contribution focuses on a WPT link implemented by inductively coupled resonators. The case of a link using just two resonators (direct link) and operating at the main resonant frequency is investigated. It is shown that the operation at the main resonant frequency allows optimizing either efficiency or available power on the load, depending on the network parameterization.

Key words middle-range; wireless power transmission link; inductive coupling; resonant/non-resonant networks; optimal operation