

doi:10.16055/j.issn.1672-058X.2020.0001.001

MRC-WTP 系统的滤波器等效模型与阻抗匹配优化*

严文俊, 邢丽坤

(安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001)

摘要:针对传统电路模型中复杂负载的磁耦合谐振式无线电能传输系统分析过于复杂,在实际应用中很难达到最优阻抗匹配而影响电能传输效率的问题,提出一种基于带通滤波器理论的阻抗匹配优化方法。首先,建立一种磁耦合谐振式无线电能传输系统的带通滤波器等效模型,通过建立模型简化分析过程并得到无线电能传输系统阻抗匹配的直接表达式;然后,根据阻抗匹配对电能传输效率影响的分析,得到复杂负载下的理论最优阻抗匹配,并且揭示了在低品质因数耦合谐振系统中优化电能传输效率的实际设计约束;最后,通过仿真和实验证明本文提出的最优阻抗匹配设计使系统具有更强的适应能力。

关键词:阻抗匹配;带通滤波器;一般耦合矩阵;阻抗逆变器;无线电能传输

中图分类号:TM724 **文献标志码:**A **文章编号:**1672-058X(2020)01-0001-07

0 引言

磁谐振耦合无线电能传输 MRC-WPT(Magnetic Coupled Resonant Wireless Power Transfer)系统是利用收发线圈产生自谐振,使回路等效阻抗最小,进而使电能由电源经谐振线圈最大限度地传递到负载的一种电能传输方式^[1]。

传统的四线圈系统对磁谐振耦合系统的分析十分复杂,需要求解一个偏微分方程组,这不利于优化电能传输效率 PTE(Power-Transfer Efficiency)^[2]。文献[3]引入了带通滤波器 BPF(Band-Pass Filter)分析,证明了四线圈系统与谐振耦合 BPF 的等效性,有效降低了系统分析的复杂性;文献[4]将阻抗匹配 IM(Impedance Matching),通过阻抗逆变器引入 BPF 分析中,得到的 WPT 系统更加实用;文献[5]对 WPT 系统 BPF 的合成方法要求设计者精确地控制各种参数,现实中无法按照这些理想方式进行设

计;文献[6]中最佳的 PTE 是通过在有效距离内设计临界耦合来实现的,却没有探究临界耦合的限制因素。此外,理想条件下的 IM 合成方法无法适应复杂负载的 WPT 系统。

针对双线圈系统建立 MRC-WPT 系统的 BPF 等效模型,得到该模型的一般耦合矩阵,借用滤波器分析中的异步调谐振腔的概念,仅使用一个阻抗逆变器来匹配复杂负载阻抗,通过这种方法直接合成最优 IM;在理论分析的基础上,证明有效距离上的临界耦合设计方法实际上会导致次优 PTE 的产生,特别是对于低 Q 系统和弱谐振耦合;在 13.56 MHz 的频率下对模型进行了实验验证。

1 MRC-BPF 模型的建立

1.1 MRC-WPT 系统

传统 MRC 是通过四线圈系统实现的,为了简化

收稿日期:2019-07-23;修回日期:2019-09-24.

* 基金项目:安徽省教育厅重点项目(KJ2019A0106);安徽省高校自然科学研究重点项目(KJ2017A458).

作者简介:严文俊(1994—),男,安徽安庆人,硕士研究生,从事无线电能传输研究.

系统结构,本文采用如图 1 所示的双线圈系统进行理论分析与实验设计。

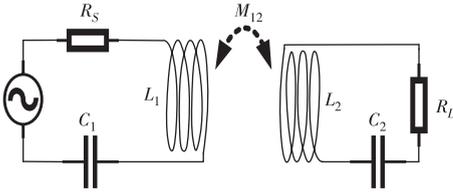


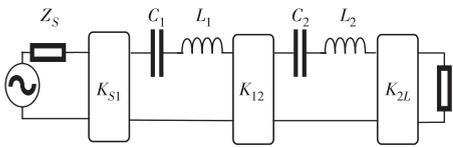
图 1 双线圈 MRC-WPT 系统模型

Fig. 1 Two-coil MRC-WPT system model

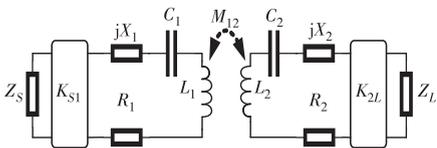
1.2 MRC-WPT 系统的 BPF 等效模型

用等效的阻抗逆变器替代磁耦合线圈,并在源端口和负载端口各加入一个阻抗逆变器来进行阻抗匹配,从而将一个双线圈 MRC-WPT 系统建模为谐振耦合的 BPF,如图 2(a)所示。阻抗逆变器是任意具有特征阻抗 K 且满足输入阻抗 $Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L}$ 的双端口网络(其中 Z_L 为负载阻抗),如四分之一波变压器^[7]。该电路模型可以很好地利用滤波器设计中常用的一般耦合矩阵进行建模。

基于 WPT 设计的考虑,本文对电路模型进行了重构,提出图 2(a)中模型修改后的电路,如图 2(b)所示。在图 2(a)的模型中加入串联电抗来达到异步谐振腔的调优,借此可以使系统适应复杂的负载。 R_1 和 R_2 表示谐振腔的寄生电阻,从而等效了具有有限品质因素 Q 的谐振腔^[8]。



(a) MRC-WPT 系统的 BPF 等效模型



(b) 体现 MRC-WPT 系统特征的 BPF 等效模型

图 2 MRC-WPT 系统

Fig. 2 MRC-WPT system

2 一般耦合矩阵的合成与分析

首先,定义图 2(b)中电路的阻抗矩阵,定义为

$$\mathbf{Z} * \mathbf{i} = \mathbf{v} \quad (1)$$

式(1)中: \mathbf{Z} 为阻抗矩阵, \mathbf{i} 和 \mathbf{v} 分别为各谐振腔或端口电流和电压对应的矢量。

利用初等行变换对阻抗矩阵进行归一化,得到归一化阻抗矩阵 $\bar{\mathbf{Z}}$,变换关系如图 3 所示,图 3 中 \mathbf{Z} 边缘处为归一化因子,此变换在窄带近似($\omega/\omega_0 \approx 1$)的条件下成立。

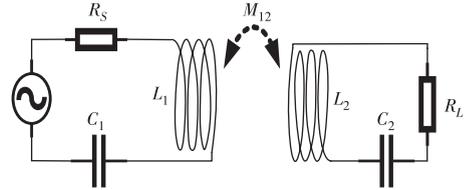


图 3 \mathbf{Z} 到 $\bar{\mathbf{Z}}$ 的变换关系

Fig. 3 Transformation of \mathbf{Z} to $\bar{\mathbf{Z}}$

为了方便分析,定义了各种无量纲的术语,这些术语在 WPT 设计中很常见。无论是如图 2(b)所示的串联谐振系统还是并联谐振系统,这些无量纲都是适用的。这些变量分别列于表 1。

表 1 归一化耦合矩阵参数

Table 1 Normalized coupling matrix parameters

参 数	参数表达式
腔内耦合系数	$k_{12} = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}$
谐振腔空载品质因素	$Q_{oi} = \frac{\omega L_i}{R_i}$
谐振腔失谐因子	$D_i = \frac{X_i}{\omega_0 L_i}$
外部耦合系数	$E_{ij} = \frac{K_{ij}}{\sqrt{\omega_0 L_i R_j}}$
归一化端口负载	$q_j = \frac{X_j}{R_j}$
归一化频率变量	$\alpha = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$

表 1 中及正文各个变量的表达式中下标 $i=1,2$ 表示发射端谐振腔和接收端谐振腔,下标 $j=S,L$ 表示源端口和负载端口。

在滤波器分析中,将归一化阻抗矩阵表示为其他 3 个矩阵相加。

$$\bar{Z} = jM + q + j\alpha U \quad (2)$$

其中一般耦合矩阵 M 、端口矩阵 q 、谐振腔矩阵 U 、 q 的元素 $q_{11} = q_{44} = 1$, 其余均为 0, U 的元素 $U_{22} = U_{33} = 1$ 其余为 0^[8]。

$$M = \begin{bmatrix} q_s & E_{S1} & 0 & 0 \\ E_{S1} & D_1 - \frac{j}{Q_{01}} & k_{12} & 0 \\ 0 & k_{12} & D_2 - \frac{j}{Q_{02}} & E_{2L} \\ 0 & 0 & E_{2L} & q_l \end{bmatrix} \quad (3)$$

由归一化阻抗矩阵, 可以利用耦合谐振系统的一般散射参数中的正向传输系数 S_{21} 定义 PTE(η)^[7]。

$$\eta = |S_{21}|^2 = |2\bar{Z}_{41}^{-1}|^2 = 4|\bar{Z}_{41}^{-1}|^2 \quad (4)$$

对于双端口网络的 3 种增益, 式(4)描述了当输入输出匹配为零反射时网络的传输功率增益。假设频率不变, 通过优化式(4), 可以使系统达到最优的电能传输效果。

3 MRC-WPT 的阻抗匹配

3.1 耦合系数选优

在图 4 中, 将式(4)绘制为给定设计参数为 $f_0 = 13.56$ MHz、 $L_1 = 1\ 000$ nF、 $L_2 = 300$ nF、 $Q_{01} = 200$ 、 $Q_{02} = 200$ 、 $k_{12} = 0.01$ 、源阻抗 $Z_s = Z_L = 50\ \Omega$ 的外部耦合函数图像, 表明 PTE 存在一个全局最大值。将阻抗匹配问题简化为只优化两个变量, 即表 1 中定义的两个外部耦合系数 (E_{S1} 和 E_{2L})。

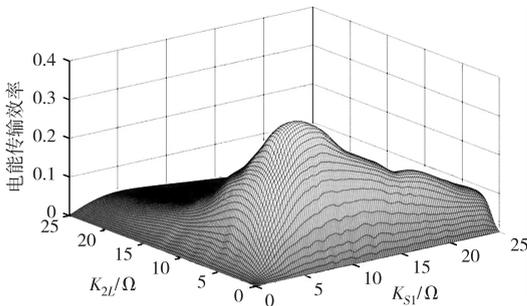


图 4 K_{S1} 和 K_{2L} 对电能传输效率 (PTE) 的影响

Fig. 4 Influence of K_{S1} and K_{2L} on power transmission efficiency (PTE)

在 $\omega = \omega_0$ ($\alpha = 0$) 时, 对 η 求 E_{S1} 和 E_{2L} 的偏导数,

并令表达式值为零, 可以得到两个方程: $\partial\eta/\partial E_{S1} = 0$ 和 $\partial\eta/\partial E_{2L} = 0$ 。满足这两个方程的外部耦合系数可以使得 η 达到最大值, 为最优外部耦合系数, 命名为 $E_{S1_{opt}}$ 和 $E_{2L_{opt}}$ 。因为这些外部耦合系数当设定 $k_{12} = k_{12_{opt}}$ 时是最优的, 用 $k_{12_{opt}}$ 替换 k_{12} 。求解 $E_{S1_{opt}}$ 和 $E_{2L_{opt}}$ 如下:

$$E_{S1_{opt}} = (1 + k_{12_{opt}}^2 Q_{01} Q_{02})^{\frac{1}{4}} \sqrt{\frac{1 + q_s^2}{Q_{01}}} \quad (5)$$

$$E_{2L_{opt}} = (1 + k_{12_{opt}}^2 Q_{01} Q_{02})^{\frac{1}{4}} \sqrt{\frac{1 + q_l^2}{Q_{02}}} \quad (6)$$

在当 $\omega = \omega_0$ 处计算式(4), 用 $E_{S1_{opt}}$ 和 $E_{2L_{opt}}$ 代替 E_{S1} 和 E_{2L} 得

$$\eta_{opt} |_{\omega=\omega_0} = \frac{4k_{12}^2 Q_{01} Q_{02} (1 + k_{12_{opt}}^2 Q_{01} Q_{02})}{k_{12}^2 Q_{01} Q_{02} + (1 + \sqrt{1 + k_{12_{opt}}^2 Q_{01} Q_{02}})^2} \quad (7)$$

求式(7)在 $k_{12} = k_{12_{opt}}$ 处的值为

$$\eta_{opt} |_{\omega=\omega_0}^{k_{12}=k_{12_{opt}}} = \frac{k_{12_{opt}}^2 Q_{01} Q_{02}}{(1 + \sqrt{1 + k_{12_{opt}}^2 Q_{01} Q_{02}})^2} \quad (8)$$

式(8)定义了如图 2(b) 所示的网络最优传输功率增益, 即最优 PTE。

3.2 阻抗匹配的实现

因为当电容与电感的值都较小时, 电容通常比电感具有更高的 Q 值, 所以将网络严格限制为容性的^[9]。该网络如图 5 所示。

根据阻抗逆变器的定义, 得到其输入阻抗为

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{Z_L} + j\omega_0 C_p \right)^{-1} + \frac{1}{j\omega_0 (-C_s)} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (9)$$

取式(9)的实部和虚部得到两个含有两个未知数 C_s 和 C_p 的方程, 求得 C_s 和 C_p 的表达式为

$$-C_s = \frac{|Z_L|^2}{\omega_0 K (\sqrt{|Z_L|^4 - K^2 R_L^2} - K X_L)} \quad (10)$$

$$C_p = \frac{K X_L + \sqrt{|Z_L|^4 - K^2 R_L^2}}{\omega_0 K |Z_L|^2} \quad (11)$$

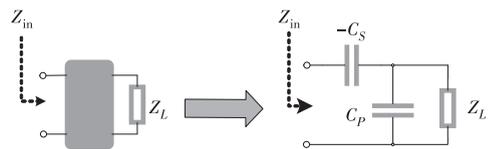


图 5 阻抗逆变器的结构

Fig. 5 The structure of impedance inverter

对特征阻抗进行优化并不足以对复杂负载进行最优阻抗匹配。这是因为任何复杂负载都会在阻抗逆变器的另一端产生复杂的输入阻抗,输入阻抗的虚部分会改变谐振器的谐振频率,这导致在设计的工作频率下 PTE 不理想。为了实现重新调谐,必须求解最优归一化失谐,即表 1 中的 D ,并用另一个串联电容得到串联电抗。这个电容可以是正的,也可以是负的,只要电路中参与 LC 谐振的总电容为正。

考虑 Z_m ,为了实现阻抗匹配,设 X_2 使得 Z_{in} 的虚部与 X_2 之和为零,即 $\text{Im}(Z_{in}) + X_{2_{opt}} = 0$ 。由阻抗逆变器的定义可得:

$$X_{2_{opt}} = -\text{Im}\left(\frac{K_{2L}^2}{Z_L}\right) = \frac{K_{2L}^2 X_L}{R_L^2 + X_L^2} \quad (12)$$

式(12)两边同时除以 $\omega_0 L$,得到 D 的最优值表达式,从而可以将失谐整合到耦合矩阵得到 $D_{2_{opt}} = E_{2L}^2 \frac{qL}{1+qL^2}$,为优化后的 D_2 。

这种失谐是由串联寄生电容导致的,在图 6 中表示为 C_X 。与式(10)中的 C_s 一样,该电容也参与 LC 谐振。

$$C_{Xi} = -\frac{1}{\omega_0 X_i} = -\frac{1}{\omega_0^2 L_i D_i} \quad (13)$$

最后,将串联电容组合成单个电容表示为

$$C'_i = \left(\frac{1}{C_i} + \frac{1}{C_{Xi}} + \frac{1}{-C_{Si}}\right)^{-1} \quad (14)$$

这使得能够实现的阻抗逆变器如图 6 所示。

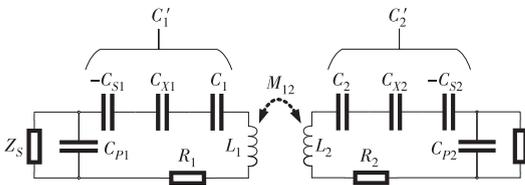


图 6 实现阻抗匹配后的系统电路结构

Fig. 6 The system circuit structure after impedance matching

3.3 临界耦合的局限性

由式(5)和式(6)所描述的优化,可知在耦合系数的一个特定值上进行 PTE 优化,可能会使具有有限品质因素 Q 的系统不在唯一的频率点上出现临

界耦合。临界耦合点为系统中 PTE 最大时 k_{12} 的值,即 $k_{12} = k_{12_{crit}}$,过了这一点,我们观察到过度耦合,导致系统出现频率分裂现象^[10]。

对式(7)关于 k_{12} 求导,并使其满足 $\partial\eta/\partial k_{12} = 0$,解出 $k_{12_{crit}}$,作为优化耦合点和谐振腔品质因素 Q 的函数。

$$k_{12_{crit}} = \frac{1 + \sqrt{1 + k_{12_{opt}}^2 Q_{01} Q_{02}}}{\sqrt{Q_{01} Q_{02}}} \quad (15)$$

如果将阻抗匹配设计为 $k_{12_{opt}} = k_{12_{crit}}$,那么得到的 PTE 将不是最优的。这个表达式也体现了任意两个谐振腔的临界耦合能力。通过将式(15)中的 $k_{12_{opt}}$ 设置为 0,可以得到两个有限 Q 谐振腔临界耦合时 k_{12} 的最小值 $k_{12_{min}} = \frac{2}{\sqrt{Q_{01} Q_{02}}}$ 。

$k_{12_{min}}$ 的表达式可以用来测量它们离过耦合状态有多近,但对于具有大距离要求的低 Q 系统,没有实现临界耦合的现实意义,从而使通过频率跟踪解决频率分裂的方案无效。临界耦合的边界如图 7 所示。由图 7 可知,当 $k_{12_{opt}}$ 较大时, $k_{12_{opt}}$ 与 $k_{12_{crit}}$ 的关系接近于线性($k_{12_{crit}} = k_{12_{opt}}$),当 $k_{12_{opt}}$ 较小时, $k_{12_{crit}}$ 渐近于 $k_{12_{min}}$,并且系统 Q 值越低, $k_{12_{min}}$ 值越高。

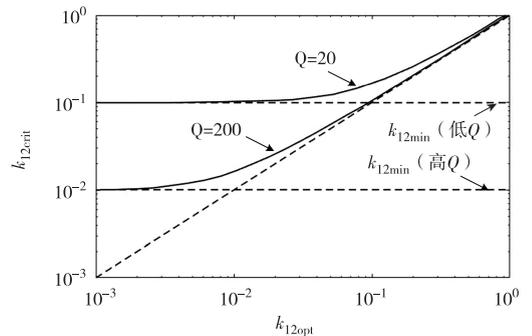


图 7 MRC-WPT 系统的临界耦合边界

Fig. 7 The critical coupling boundary of MRC-WPT system

4 仿真及实验结果分析

为了验证上述理论分析的最优阻抗匹配的正确性,本文进行了电路模拟仿真及实验测量。所有的 s 参数测量值都来自 Agilent E5072A 50- Ω 双端口矢量网络分析仪(VNA),所有元器件参数的测量值都来自固纬 LCR-8101G 高精度 LCR 测试仪。

4.1 谐振腔参数的实验设置和测量

从线圈的单端口测量中,可以直接得到 L_1 和 L_2 ,通过设定 C_1 和 C_2 可以在期望的 f_0 处产生共振。 f_0 设置为 13.56 MHz,这是近场 WPT 系统中常见的工业、科学和医疗频段。

实验使用的两个线圈 (T_X 和 R_X) 用 2.5 cm 绝缘铜线制作,两圈,绕组间距为 1 cm,直径分别为 16 cm 和 8 cm。测量到系统具体参数 $f_0 = 13.56$ MHz、 $L_1 = 1\ 261$ nH、 $L_2 = 481$ nH、 $Q_1 = 430$ 、 $Q_2 = 300$ 。

利用测量到的谐振腔参数,在线圈之间可实现的 k_{12} 范围内选取 $k_{12, \text{opt}}$ 点,分别通过式(5)和式(6)计算 $E_{S1, \text{opt}}$ 和 $E_{S2, \text{opt}}$ 。将 E_{opt} 的值转换为 K_{opt} ,计算出对应的外部耦合电容值,采用式(10)、式(13)和式(14)计算了考虑复杂负载的总串联电容。

4.2 调节复杂负载阻抗

在 WPT 实际应用中,负载阻抗一般不是纯电阻性的,整流和电能管理系统的输入阻抗往往是复杂的。本文实验设定输入功率为 40 dBm,工作频率为 13.56 MHz,测量输入阻抗为 $(43.2 - j111.2)\ \Omega$ 的负载来模拟复杂负载场景。使用 $k_{12, \text{opt}} = 0.01$ 设计点来演示复杂负载阻抗调节。源阻抗主要保持在 $50\ \Omega$ ($D_1 = 0$)。为两个系统构建了阻抗逆变器: $50\ \Omega$ 负载和优化的复杂负载。匹配电容列于表 2。

表 2 系统匹配电容

Table 2 System matching capacitance

参数类型	阻性负载	复杂负载优化	复杂负载未优化
Z_L/Ω	50	43.2-j111.2	43.2-j111.2
C_{p1}/pF	1 706.98	1 706.98	1 706.98
C_{s1}/pF	117.03	117.03	117.03
C_{p2}/pF	2 312.14	811.89	2 312.14
C_{s2}/pF	326.21	418.16	326.21

两个系统 $|S_{21}|$ 的最大值 $|S_{21}|_{\text{max}}$ 随 k_{12} 的变化如图 8 所示,实验表明:具有复杂负载的系统优化后的 $|S_{21}|_{\text{max}}$ 要明显高于未优化的系统。图 9 展示了 $k_{12} = 0.01$ 时的 $|S_{21}|$ 随频率的变化,谐振频率在实验抗性参数误差的影响下略微下降^[11]。

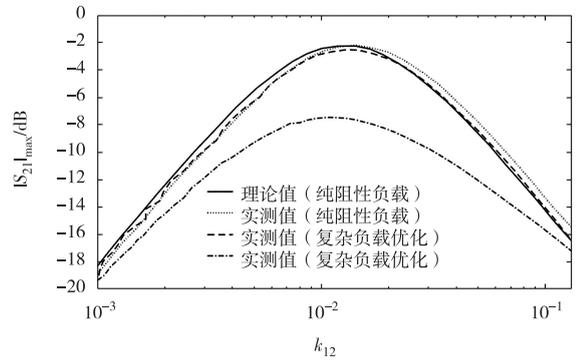


图 8 不同条件下 $|S_{21}|_{\text{max}}$ 随 k_{12} 的变化关系

Fig. 8 The varying relation of $|S_{21}|_{\text{max}}$ with k_{12} under different conditions

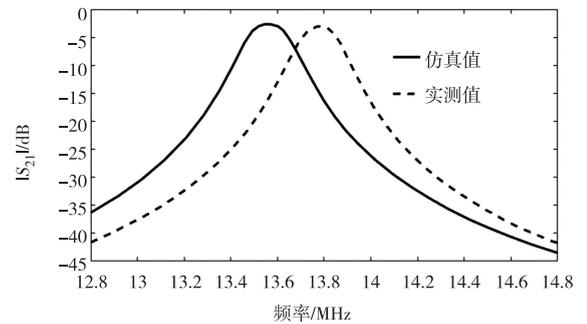


图 9 $k_{12} = 0.01$ 时的 $|S_{21}|$ 随频率变化关系

Fig. 9 The changes of $|S_{21}|$ with frequency when $k_{12} = 0.01$

4.3 预测低 Q 和弱谐振腔耦合系统的 PTE 响应和临界耦合

如式(15)所述,优化耦合系数与临界耦合之间始终存在差异,其大小取决于品质因数 Q 和两个谐振腔的优化耦合系数。在图 10 中,展示了 5 种不同优化方案的 PTE 和 k_{12} 的特性。所有给定的场景预测和度量临界耦合的结果见表 3。

由此可见,模型对于强谐振腔耦合的临界耦合预测是准确的,误差随着距离的增大而增大,非常小的耦合变得难以精确测量(随收发线圈距离的变化如图 11 所示)。

表 3 理论和实测临界耦合

Table 3 Theoretical and measured critical coupling

方案	$k_{12, \text{opt}}$	$k_{12, \text{crit}}$	$k_{12, \text{crit}}$	误差/%
1	0.001	0.005 7	0.006 5	14.04%
2	0.010	0.013 1	0.014 5	10.69%
3	0.020	0.022 9	0.025 3	10.48%
4	0.050	0.053 0	0.055 8	5.28%
5	0.090	0.093 0	0.096 9	4.19%

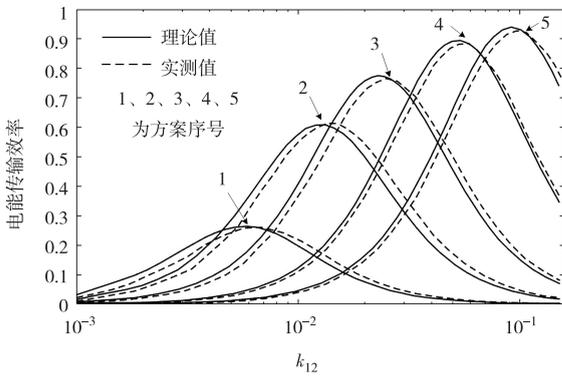


图 10 不同优化方案 PTE 和 k_{12} 的特性

Fig. 10 The characteristics of PTE and k_{12} in different optimization schemes

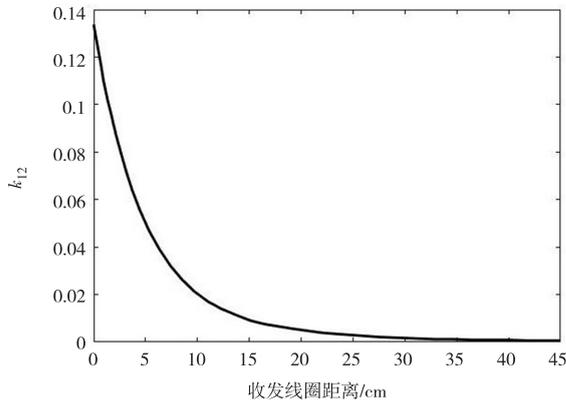


图 11 k_{12} 随收发线圈距离的变化

Fig. 11 The relationship between k_{12} and the distance between the receiving coil and the transmitting coil

5 总 结

针对具有有限品质因素 Q 和复杂载荷的 MRC-WPT 系统,提出了基于 BPF 理论的阻抗匹配优化方法,并建立了 MRC-WPT 系统的 BPF 等效模型;通过阻抗逆变电路实现了最优阻抗匹配条件,该电路的最优特性阻抗由唯一的优化函数确定;随后根据对 PTE 的最优阻抗匹配条件的分析,改进了设计方程,这使得了解谐振腔参数、谐振腔间耦合和整个系统 PTE 之间的关系变得更加便捷。实验结果表明:本文提出的最优阻抗匹配设计方法相对在临界耦合点上的设计方法具有更强的负载适应能力。

参考文献 (References):

[1] 潘超,刘凯旭,郑永健. 电磁耦合谐振式无线电能传输系统性能研究[J]. 电力电子技术, 2017(2):

113—115

PAN C, LIU K X, ZHENG Y J. Research on the Performance of Electromagnetic Coupled Resonant Wireless Power Transfer System [J]. Power Electronics, 2017(2):113—115. (in Chinese)

[2] 冯帆,王俊峰,王国东. 四线圈谐振式无线电能传输系统的拓扑结构分析[J]. 电源学报, 2018, 16(6): 131—136

FENG F, WANG J F, WANG G D. Topology Analysis of Four-coil Resonant Wireless Power Transfer System [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(6): 131—136 (in Chinese)

[3] AWAI I, ISHIZAKI T. Design of “Magnetic Resonance Type” WPT Systems Based on Filter Theory [J]. Electronics & Communications in Japan, 2014, 96(10): 1—11

[4] KOH K E, BEH T C, IMURA T, et al. Impedance Matching and Power Division Using Impedance Inverter for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(3):2061—2070

[5] ZHANG J, CHENG C. Comparative Studies Between KVL and BPFT in Magnetically-Coupled Resonant Wireless Power Transfer [J]. Let Power Electronics, 2016, 9(10):2121—2129

[6] 李阳,张雅希,杨庆新,等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统最大功率效率点分析与实验验证[J]. 电工技术学报, 2016, 31(2):18—24

LI Y, ZHANG Y X, YANG Q X, et al. Analysis and Experimental Verification of Maximum Power Efficiency Point of Magnetic Coupled Resonant Wireless Power Transfer System [J]. Journal of Electrical, 2016,31(2): 18—24(in Chinese)

[7] HONG J S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications[M]. 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2011

[8] LEE J, LIM Y S, YANG W J, et al. Wireless Power Transfer System Adaptive to Change in Coil Separation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(2):889—897

[9] 李森涛,樊绍胜,李富林,等. 磁耦合谐振式电能传输系统的功率输出特性分析及其最大功率点追踪[J].

现代电子技术, 2015(12):143—145

LI S T, FAN S S, LI F L, et al. Analysis of Power Output Characteristics and Maximum Power Point Tracking of Magnetically Coupled Resonant Power Transmission System[J]. Modern Electronics Technique, 2015(12): 143—145(in Chinese)

- [10] 刘志峰, 刘瑞, 黄海鸿, 等. 磁耦合谐振串串式无线电能传输研究[J]. 现代电子技术, 2015, 38(17): 127—132

LIU Z F, LIU R, HUANG H H, et al. Study on Magnetic Coupled Resonant Serial and Serial Wireless Power Transfer [J]. Modern Electronics Technology, 2015, 38(17):127—132(in Chinese)

- [11] 张瑞成, 李玉红. C 波段微波无线电能传输发射端设计[J]. 现代电子技术, 2017(19):6—9
ZHANG R C, LI Y H. Design of Transmitting End of C-Band Microwave Wireless Power Transfer [J]. Modern Electronic Technology, 2017(19):6—9(in Chinese)

The Filter Equivalent Model and Impedance Matching Optimization for MRC-WTP Systems

YAN Wen-jun, XING Li-kun

(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Anhui Huainan 232001, China)

Abstract: An impedance matching optimization method based on BPF theory is proposed to solve the problem that the traditional magnetic coupled resonant wireless power transfer with complex loads is too complex to achieve the optimal impedance matching in practical application, which will affect the power transmission efficiency. In the first place, a model of magnetic coupled resonant wireless power transfer system which can be equivalent to a band-pass filter is established, the analysis process is simplified and the direct expression of impedance matching for wireless power transfer system is obtained; Next, based on the analysis of the effect of impedance matching on power transmission efficiency, the theoretical optimal impedance matching under complex loads is obtained, and the practical design constraints for optimizing power transmission efficiency in low quality factor coupled resonant system are revealed. Finally, simulation and experiment show that the optimal impedance matching design proposed in this paper can make the system more adaptive.

Key words: impedance matching; Bandpass filter; general coupling matrix; impedance inverter; wireless power transfer

责任编辑:李翠薇

引用本文/Cite this paper:

严文俊,邢丽坤. MRC-WTP 系统的滤波器等效模型与阻抗匹配优化[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2020, 37(1): 1—7

YAN W J, XING L K. The Filter Equivalent Model and Impedance Matching Optimization for MRC-WTP Systems[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2020, 37(1): 1—7