

基于电容阵列的磁共振式无线电能传输系统的优化调谐

蒋燕,周洪,胡文山,高星冉

(武汉大学 动力与机械学院,湖北 武汉 430072)

摘要: 在实际运行时,由于高频电路杂散电感、电容与环境变化等因素的影响,磁共振式无线电能传输系统的传输线圈参数常会发生漂移,从而影响系统的传输效率和传输功率。首先根据系统模型的仿真分析得到发射端电流峰值与系统对称度的关系,以此设计一种优化匹配的方法和电路,使得发射端电流峰值自适应跟踪调节,使系统性能达到优化匹配。实验验证了该方法的有效性,相比于失谐状态,所提方法可以大幅度提高传输效率,同时降低了系统对杂散电感、电容、环境变化等因素的敏感性。

关键词: 参数自适应优化匹配; 无线电能传输; 电容阵列; 磁共振

中图分类号: TM 13; TM 72

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.11.020

1 无线电能传输系统固有频率失谐分析

随着磁共振式无线电能传输技术和感应式无线电能传输技术的进一步发展^[1-11],国内外基于该技术的各项实际应用已经涉及电动汽车无线充放电与电网互动^[6]、“无尾”智能家居、植入式医疗设备供电^[12]以及特定工业场合的设备供电^[13]等多个领域。然而由于系统的工作频率对系统传输线圈的电感等参数的变化十分敏感,系统传输效率对频率选择性较强,传输效率很容易受固有频率变化的影响。因此研究系统的稳定性已成为该技术应用研究中的一个热点问题^[14-15]。

本文在前期的研究工作中,为了分析传输线圈参数漂移的程度,对同一批次生产的 15 套共计 30 个传输线圈与电容组成谐振电路的固有频率进行了统计,固有频率偏差如图 1 所示。

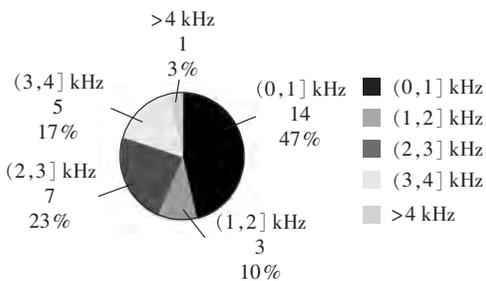


图 1 固有频率变化分布

Fig.1 Distribution of resonance frequency deviation

容易看出,30 组样品参数均存在一定的偏差,且偏移量超过 1 kHz 的比例超过 50%。实际的应用中,由于线圈制作工艺、环境变化、安装条件的限制以及高频电路杂散电感和电容等因素的影响,线圈参

数偏移情况时有发生^[16]。系统实际工作时传输线圈参数的变化,常导致发射和接收线圈的固有频率不能完全匹配。系统传输效率与线圈品质因数关系紧密^[1,5,12],因此即使是在传输距离固定、接收端获取的电能向固定负载供电的应用中,较小的线圈参数变化,也有可能明显降低系统的传输效率和稳定性。

为了提高系统稳定性,文献^[17-18]将调谐电容同时并入系统的发射和接收线圈回路,前者将传输效率稳定在 60% 的情况下,将传输距离增加了 0.4 m;后者则用来减少线圈之间的临界耦合距离,所述系统采用 75 pF 电容后,临界耦合距离由 55 cm 缩短为 40 cm。为进一步提高系统的传输效率,文献^[19]分别就系统负载侧引入感性负载和容性负载时效率下降的情况,对负载侧进行电容和电感补偿。

本文的研究主要面向恶劣电磁环境下的无线电能传输工程应用,如输配电线路在线监测装置无线供电系统。这种系统的无线发射端长期工作在高电压大电流的输配电线路上,电磁环境恶劣,为了避免发生高压放电现象,发射端的控制电路必须安装在特制的屏蔽盒中。在这种情况下,很难实现接收端与发射端之间的可靠无线通信。

除此之外,考虑到传输效率较低、接收端电能较小的情况下,接收端的电能很可能不足以完成校正调节,且在接收端进行监测或调谐时始终需要占用负载用户侧获取的宝贵电能,对负载的稳定工作造成影响。

为了解决这些问题,本文提出的算法不需要无线通信,仅仅依靠发射端的测量数据就可以完成两端谐振参数的匹配。为了实现这个目标,本文分析了无线电能传输系统中发射端与接收端参数匹配情况,系统传输效率、发射功率和频率与发射端电流的相互关系;在发射端通过设计电容阵列和调谐电感进行系统参数的调节,并采用寻优的方法快速实现系统参数优化匹配。实验结果表明,该方法有助于提高系统实际应用中的稳定性和可控性。

收稿日期:2015-04-23;修回日期:2015-09-11

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61374064);南方电网公司科技项目(K-GX2012-034)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(61374064) and China Southern Power Grid Science and Technology Project(K-GX2012-034)

2 电容阵列优化调谐

2.1 调谐目标

磁共振式无线电能传输系统需要合理设置参数,使得发射端与接收端的固有频率相同,即系统工作在“电谐振”状态^[2,7],此时系统两端的对称度将有助于提升系统的传输性能。本文采用两线圈磁共振式无线电能传输系统,其等效电路原理图如图 2 所示。

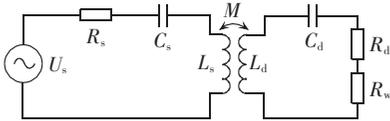


图 2 磁共振式无线电能传输系统电路图
Fig.2 Circuit diagram of magnetically-resonant wireless power transfer system

图中 R_s 、 L_s 、 C_s 分别为发射端的等效电阻、等效电感和电容; R_d 、 L_d 、 C_d 分别为接收端的等效电阻、等效电感和电容; U_s 为发射端的电源; 输电线路在线监测装置无线供电系统的应用中设备类型基本固定,为便于研究, R_w 均考虑为纯阻性负载; 发射线圈和接收线圈之间的耦合用互感进行等效,互感为 M 。系统工作角频率记作 ω , 发射端阻抗 Z_s 和接收端阻抗 Z_d 分别为:

$$Z_s = R_s + j\omega L_s + 1/(j\omega C_s) \quad (1)$$

$$Z_d = R_w + R_d + j\omega L_d + 1/(j\omega C_d) \quad (2)$$

若令接收端映射到发射端的阻抗为 Z_r , 则:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_d} \quad (3)$$

根据 KVL 方程得到接收端和发射端电流 I_d 、 I_s 为:

$$I_d = -\frac{j\omega M}{Z_d} I_s \quad (4)$$

$$I_s = \frac{U_s}{Z_s + (\omega M)^2 / Z_d} = \frac{U_s}{Z_s + Z_r} \quad (5)$$

系统接收端的负载功率 P_o 和发射端功率 P_s 为:

$$P_o = |I_d|^2 R_w \quad (6)$$

$$P_s = |I_s|^2 [R_s + \text{Re}(Z_r)] \quad (7)$$

接收端在发射端的映射阻抗消耗的功率与接收端自身消耗的功率成共轭关系, 即:

$$|I_s|^2 Z_r = |I_d|^2 Z_d \quad (8)$$

由式(8)可得,对接收端有功功率的计算可等效为映射阻抗 Z_r 有功功率的计算,可得传输效率 η 为:

$$\eta = \frac{P_o}{P_s} = \frac{|I_d|^2 R_w}{|I_s|^2 [R_s + \text{Re}(Z_r)]} = \frac{\text{Re}(Z_r)}{\text{Re}(Z_s) + \text{Re}(Z_r)} \frac{R_w}{R_d + R_w} \quad (9)$$

式中, Z_r 的实部为:

$$\text{Re}(Z_r) = \text{Re} \left\{ \frac{\omega^2 M^2}{(R_s + R_w) + j[\omega L_d - 1/(\omega C_d)]} \right\} \quad (10)$$

可以看出,系统的传输效率 η 不受发射端固有频

率变化的影响,仅与系统工作频率与接收端固有频率 f_d 的差值有关,且在 $\text{Re}(Z_r)$ 最大时,系统传输效率最大。 $\text{Re}(Z_r)$ 对 ω 求导可得当式(11)成立时,系统传输效率 η 达到最大。

$$\omega^2 = \frac{1}{C_d^2 [(L_d/C_d) - 0.5(R_d + R_w)^2]} \quad (11)$$

式(11)中, L_d/C_d 的值远大于 $0.5(R_d + R_w)^2$ (约为 10^6 倍),若忽略 $0.5(R_d + R_w)^2$ 项,则 ω 为接收端的固有角频率。

系统耦合系数 k 的表达式为:

$$k = M / \sqrt{L_s L_d} \quad (12)$$

M 随线圈间距变化,线圈轴向中心点间距分别为 1 m、1.6 m、1.8 m 时,利用椭圆积分可计算出相应的互感 M ,结合式(12),得到相应的耦合系数分别为 $k = 0.0185$, $k = 0.0056$ 和 $k = 0.0041$ 。 $R_w = 6.6 \Omega$ 时,上述 3 种不同耦合关系对应的效率 η 随系统工作频率 f 变化的情况如图 3 所示。系统处于 3 种不同的耦合关系时, η 均随 f 增大先增大后减小,并在 f 接近接收端固有频率(302.8 kHz)处达到峰值。当系统工作在接收端固有频率时,由式(10)、(11)得:

$$\eta = \frac{\omega_d^2 M^2 / (R_w + R_d)}{R_s + \omega_d^2 M^2 / (R_w + R_d)} \frac{R_w}{R_d + R_w} \quad (13)$$

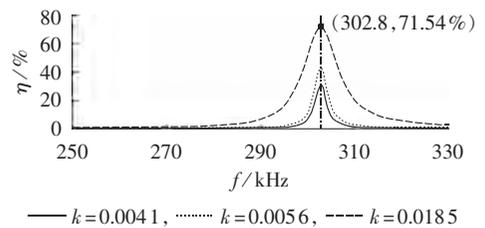


图 3 η - f 变化曲线

Fig.3 η - f curves

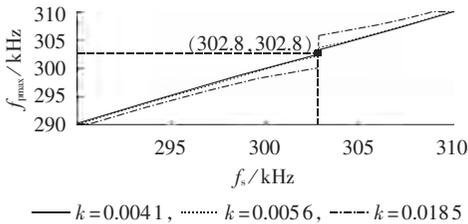
当系统工作频率满足式(11)时,发射端总阻抗 Z_{ss} 为:

$$Z_{ss} = R_s + j[\omega_d L_s - 1/(\omega_d C_s)] + \omega_d^2 M^2 / (R_w + R_d) \quad (14)$$

当 $L_s C_s$ 与 $L_d C_d$ 的值相等即系统两端固有频率匹配时,式(14)中的虚部为零,则此频率处的功率也会较其他 L_s 、 C_s 时更大。当系统的工作频率等于接收端的固有频率时,系统的传输效率也接近峰值;若进一步调节发射端的固有频率使系统两端匹配,则相对于不匹配状态的情况,系统发射端输出功率更大。

相应地,系统负载固定时,系统两端处在几种不同匹配状态下,最大发射功率处的传输效率变化情况,可通过系统发射端最大输出功率对应的工作频率点 f_{pmax} 与发射端固有频率 f_s 的关系进行比较,如图 4 所示。图中不同耦合状态下, f_{pmax} 均随着 f_s 的增大而增大。当 $k = 0.0041$ 、系统未发生频率分裂时^[15],如实线曲线所示,当 $f_s = f_d$ 时, $f_{pmax} \approx f_d$,即最大功率处对应的频率点同时也是最大效率处对应的频率点,

因此当系统两端固有频率一致时,最大发射功率处的效率值高于其他不匹配状态。而在另外 2 种过耦合状态下,系统的发射功率会随频率的增加先后出现 2 个峰值点。如虚线和点划线曲线所示,当 $f_s < f_d$ 时,系统最大功率处为发射端功率-频率的第一个峰值点对应的频率, f_{pmax} 随 f_s 上升而上升并在 $f_s = f_d$ 时最接近 f_d , 当 $f_s > f_d$ 时, f_{pmax} 为第二个峰值点对应的频率, 并随 f_s 的增大而逐渐偏离 f_d , 由效率-频率曲线可知, 当 f_{pmax} 最接近 f_d 时, 即当 f_s 最接近 f_d 时, 也有 f_{pmax} 最接近 f_d , 从而匹配状态下系统最大传输功率处的效率也比不匹配时更高。

图 4 $f_{pmax}-f_s$ 变化曲线Fig.4 $f_{pmax}-f_s$ curves

因此, 相比于其他匹配状态, 系统两端固有频率处于匹配状态下系统将获得较优的传输性质。以系统耦合系数 $k=0.0056$, 包括系统两端互感在内的其他参数不变, 仅发射端固有频率变化的情况为例, 具体说明如下。发射端固有频率偏移范围为 ± 4 kHz, 为便于观察, 发射端的等效电容值 C_s 在系统两端匹配值 (458 pF) 附近以 4 pF 等值变化, 可得 $R_w=6.6 \Omega$ 时, 系统发射端输出功率与工作频率关系曲线 P_s-f_s 、传输效率与工作频率关系曲线 $\eta-f_s$ 如图 5 所示。

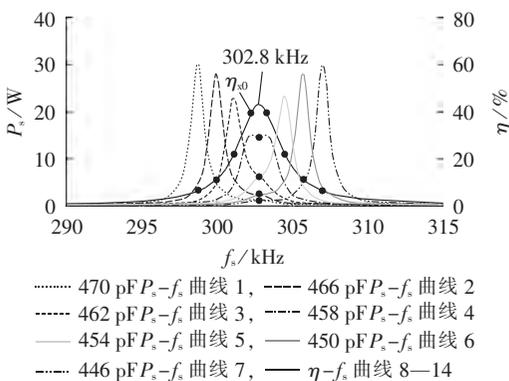
图 5 不同匹配状态下, 系统 P_s-f_s 曲线和 $\eta-f_s$ 曲线Fig.5 P_s-f_s and $\eta-f_s$ curves for different matching conditions

图 5 中 7 条功率曲线各不相同, 而 7 条效率曲线重合为一条。当工作频率为 302.8 kHz (等于接收端固有频率) 时, 不同匹配状态下发射功率不同, 如图中该频率所对应各曲线上圆点所标注。系统两端固有频率接近时, 接收端固有频率处的发射功率逐渐增大, 并在 P_s-f_s 曲线 4 (即完全匹配状态) 得到最

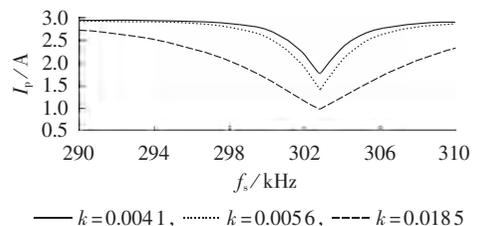
大发射功率, 即最大效率处, 系统两端匹配状态下的发射功率最大。

与图 4 趋势一致, 图 5 中 7 条 P_s-f_s 曲线均随系统电源工作频率的增大先后出现 2 个峰值点。发射端固有频率小于接收端时, 最大发射功率为第一峰值点, 如图中 P_s-f_s 曲线 1、2、3, 第一峰值点对应的系统工作频率随着发射端固有频率的增大越来越接近接收端的固有频率。 P_s-f_s 曲线 5、6、7 中系统发射端的固有频率大于接收端, 最大发射功率出现在第二峰值点, 第二峰值点对应的系统工作频率随着发射端固有频率增大逐渐偏离接收端固有频率。容易看出, 相对于不匹配的情况, 两端匹配条件下 P_s-f_s 曲线 4 上发射端最大功率处对应的频率点更靠近接收端固有频率点, 最大功率处的效率也相应提高, 如图中该曲线上圆点所示。考虑到系统实际工作频率点的选取, 将系统两端完全匹配时最大发射功率处的传输效率记作 η_0 , 即 P_s-f_s 曲线 4 最大峰值点处频率对应的传输效率值, 且明显高于其他情况的效率值。

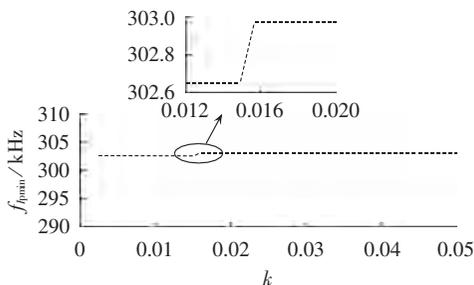
系统两端固有频率偏差较大时, 会导致系统即使获得最大的传输效率也没有足够的输出功率, 或较大的发射功率但传输效率较低; 而系统两端固有频率匹配时, 系统可达到相对较优的传输效率和发射功率。因此本文的调谐目标即通过电容阵列调节发射端的固有频率, 使其与接收端固有频率一致, 从而使系统重新回到匹配状态。

2.2 调谐特征量

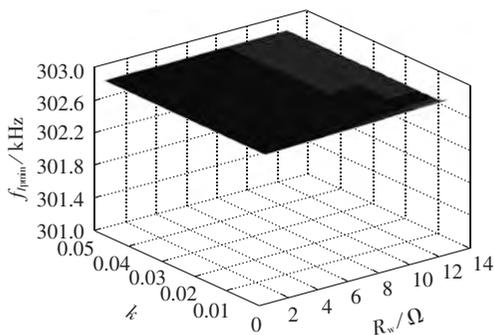
本文研究了发射端电流峰值随固有频率变化的规律, 并以发射端电流峰值的最小值作为特征量实现系统频率匹配的参数调谐。系统两端固有频率不变时, 发射端电流会随着系统频率的变化而变化, 将此变化过程中发射端电流的最大值记为 I_p , 3 种不同的耦合状态下 I_p 与 f_s 的关系如图 6 所示。随 f_s 的增大, I_p 先减小后增大; 并在 f_s 接近 f_d (302.8 kHz) 时, I_p 达到最小值, 这是由于当系统两端固有频率一致时, 接收端对发射端的反作用力最强, 从而导致 I_p 最小。

图 6 $k=0.0041, 0.0056, 0.0185$ 时 I_p-f_s 关系曲线Fig.6 I_p-f_s curve for $k=0.0041, 0.0056$ and 0.0185

将 I_p 最小值对应的发射端固有频率记作 f_{pmin} , 则该频率点与 k 的关系曲线如图 7 所示。可以看出, 当 k 值从 0 变化到 0.05 时, 频率点几乎没有变化, 仅在 k 增大至 0.015 左右, f_{pmin} 增大了约 400 Hz, 而后又恢

图 7 $f_{l_{min}}-k$ 关系曲线Fig.7 $f_{l_{min}}-k$ curve

复平稳,未随 k 变化,可见 k 值对频率点 $f_{l_{min}}$ 影响很小,即当系统的传输距离变化时, I_p 的最小值对应的 f_s 始终非常接近 f_d 。在此基础上,若阻性负载值 R_w 也发生变化,以 0.6Ω 到 12.6Ω 等值递增变化为例,绘制 $R_w-k-f_{l_{min}}$ 关系如图 8 所示,容易看出 $f_{l_{min}}$ 均分布在 f_d (302.8 kHz) 附近,波动在 50 Hz 以内,即其分布受 R_w 值的变化影响也较小。

图 8 $R_w-k-f_{l_{min}}$ 关系曲面图Fig.8 Relationship among R_w, k and $f_{l_{min}}$

利用上述变化中,发射端电流峰值的最小值与系统固有频率匹配的关系,本文基于发射端电流峰值的最小值来调节发射端的固有频率,使系统两端达到匹配状态,实现系统性能的优化。

3 调谐设计

3.1 调谐电路

在接收端进行调谐势必耗费接收端的电能,且参数漂移时系统传输效率可能大幅下降,接收端不一定有足够的电能完成调谐控制,同时考虑到本研究的具体应用环境,因此本文在发射端使用多级电容阵列组合电感双向调谐,实现系统两端的再匹配。

调谐电路图如图 9 所示,图中虚线框内的每一个调谐器件均单独采用一个继电器 KM 控制其接入和退出。其中 $C_{a1}-C_{an}$ 为电容阵列,其电容值按等比递减选取,使每一级电容串入后发射端固有频率变化量成倍增加,调谐量组合出 2^n 组变化量,逐级增大发射端固有频率; L_a 为偏置调谐电感,可给发射端固有频率提供一个较大的负偏移量;利用电容阵列

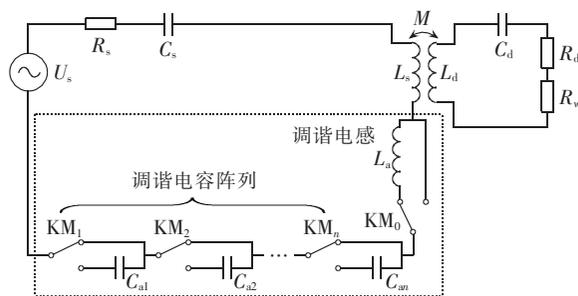


图 9 调谐电路图

Fig.9 Tuning circuit

与电感共同组合实现系统发射端固有频率的双向调节。当发射端固有频率偏小时,使用多级电容阵列正偏移调谐,将发射端调谐后的电容记作 C_x ,则:

$$C_x = \frac{C_s}{1 + C_s/C_a} \quad (15)$$

相应地,发射端阻抗 Z_s 为:

$$Z_s = R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_x} \quad (16)$$

此时发射端固有频率为:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\omega_s} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_x}} \quad (17)$$

当线圈参数漂移使发射端固有频率偏大时,先利用偏置调谐电感 L_a 做负偏移调整,若调整过量则同时组合多级电容阵列进行正偏移调谐。为了获得最优的传输效率 η ,只需将多种组合中发射端电流峰值 I_p 最小值对应的发射端固有频率点作为调谐后系统发射端的固有频率。

3.2 调谐量

将图 9 虚线框内电容阵列串入调谐电路的等效值记作 C_a ,发射端与接收端固有频率的偏移量记作 Δf 。当线圈参数漂移使发射端固有频率小于接收端固有频率时,仅采用调谐电容阵列进行调谐时有:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s[C_s C_a / (C_s + C_a)]}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (18)$$

可由式(18)确定电容调谐量 C_a 。图 1 中可以看出,30 组样品中参数导致的线圈固有频率偏移量多分布在 4 kHz 内(即 $\Delta f_{\max} = 4$ kHz),由式(18)即可求得此偏差范围内 n 个调谐电容串联之和的最大值。

当发射端的固有频率大于接收端的固有频率 f_d 时,则先补偿一个偏置调谐电感 L_a ,以平衡负偏差量,再由电容阵列进行调谐,从而实现双向的频率偏移调整。此时可由下式求得 L_a 的值。

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L_a) C_s}} \quad (19)$$

3.3 调谐精度

为了保证较好的调谐效果,需合理设置调谐电容阵列每一级的电容值,使调谐后的电容变化间隔即发射端固有频率的变化量足够小,以保证调谐精度。

结合工程实际应用的需求,在没有双边通信的情况下,为使接收端得到足够的功率,宜选取具有明显判别特征的最大发射功率处的频率作为系统工作频率。在选取工作频率点的情况下,将系统两端完全匹配时最大发射功率处的传输效率记作 η_{x0} ,作为调谐基准值。具体设计时,不妨假设发射端与接收端等效电感值相同,并将接收端的电容值等效为 C_d 。对发射端固有频率进行调节时,若发射端等效电容 C_x 以 ΔC_x 进行变化,则按照发射端峰值电流最小时最接近匹配状态的调谐原则,发射端等效电容 C_x 将最终落在 $[C_d - \Delta C_x, C_d + \Delta C_x]$ 这一区间,但并不能保证系统两端固有频率完全一致。若进一步假设发射端调谐后等效电容值 $C_x = C_d - \Delta C_x$,同时根据系统其他的实测电感、电容参数,计算此条件下发射端 $P_s - f_s$ 曲线最大峰值时的频率对应的效率 η_x ,并使其达到完全匹配时发射端最大功率处对应效率的理论计算值 η_{x0} 的 90%(可按具体应用需求调整),从而确定发射端电容的变化间隔 ΔC_x 。这里 ΔC_x 即为满足调谐精度的最大间隔量。

不同应用中,传输距离的要求也有所变化。以本文系统为例,传输距离在 0.8~2 m 变化时,耦合系数 k 相应地在 0.002~0.05 范围。此范围内 k 与 ΔC_x 关系见图 10,容易看出,满足调谐精度的最大间隔量 ΔC_x 随 k 的增大先减小后增大, k 约为 0.0044 时, ΔC_x 有最小值,约为 1.28 pF,据此为满足系统在上述传输距离内的调谐精度,需将调谐电容每一级串入后整体电容值的变化量控制在 1.28 pF 以内。

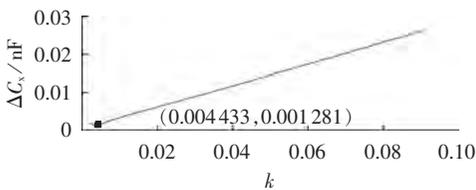


图 10 ΔC_x 与 k 的关系曲线
Fig.10 $\Delta C_x - k$ curve

3.4 调谐算法

本文以发射端电流峰值最小值作为系统优化匹配的调谐特征量,按照发射端固有频率依次增大的顺序,将 n 组调谐量变化范围设定为 $S_0 \sim S_{n-1}$ 。其中前 $n/2$ 组与后 $n/2$ 组调谐电容变化相同,区别仅在于前者串入偏置调谐电感,而后者没有。当某个调谐量 S_i 确定后,扫频过程中,系统电源从 f_{\min} 到 f_{\max} 以足够小的等步长增大,测量并记录调谐量 S_i 对应的发射端电流峰值 $I_{p,i}$ (频率分裂时为多个峰值中的最大峰值点)及峰值点的系统工作频率 f_i ,则完成一次扫频分析。将如下过程作为一个判定过程:依次设定调谐量为 S_i, S_{i+1} ,并扫频得到对应的 $I_{p,i}, f_i$ 及 $I_{p,i+1}, f_{i+1}$;若 $I_{p,i} > I_{p,i+1}$,则调谐量 S_i 偏小;若 $I_{p,i} < I_{p,i+1}$,则调谐量

S_i 过大。具体设计流程如下。

- a. 赋值 $a = n/2, b = n/2 + 1$,作为起始状态。
- b. 依次设定调谐量为 S_a, S_b ,扫频得到 $I_{p,a}$ 和 $I_{p,b}$,比较二者大小,以确定调谐方向:若 $I_{p,a} < I_{p,b}$,则 $a = 0$,并进入步骤 c;否则 $b = n/2$ 并进入步骤 e。
- c. 判定 S_a :若 S_a 偏小,则 $a = a + 1$,并进入步骤 d;否则系统调谐量 S 设为 S_a ,工作频率 f 设为 f_a 。
- d. 若 $a < n/2$,则循环进入步骤 c;否则系统调谐量 S 设为 S_a ,工作频率 f 设为 f_a 。
- e. 判定 S_b :若 S_b 偏小,则 $b = b + 1$,并进入步骤 f;否则系统调谐量 S 设为 S_b ,工作频率 f 设为 f_b 。
- f. 若 $b < n - 1$,则循环进入步骤 e;否则系统调谐量 S 设为 S_b ,工作频率 f 设为 f_b 。

4 实验验证

为验证本文方法的有效性和可行性,搭建了实验平台,见图 11,该图为表 1 中组序 0 的调谐组合状态。系统实验平台主要由发射端电路、调谐电路、传输线圈、接收端电路及纯阻性负载组成。其中传输线圈采用 18 匝半径为 0.4 m 同轴等径密绕利兹线线圈,线圈中心轴向间距分别设置为 1 m (较强过耦合 $k = 0.0185$)、1.6 m (弱耦合 $k = 0.0056$)和 1.8 m (欠耦合 $k = 0.0041$)。用美国安捷伦阻抗分析仪 E4980AL 测得系统电容、等效电阻、负载电阻等参数,见表 2。

如图 11 所示,发射端由控制单元(MCU)控制直接数字式频率发生器(DDS)模块产生精确的方波激励信号;栅极驱动模块再将频率信号放大且驱动一个 MOSFET H 桥以生成高频交流电压源,给发射线圈供电,通过设定 DDS 控制字,调节系统工作频率;电流传感器采集发射端逆变前的直流电流滤波后送至 MCU。

系统调谐电路由 4 级电容阵列和 1 个偏置调谐电感及其控制继电器组成,可组合 32 组变化量,详

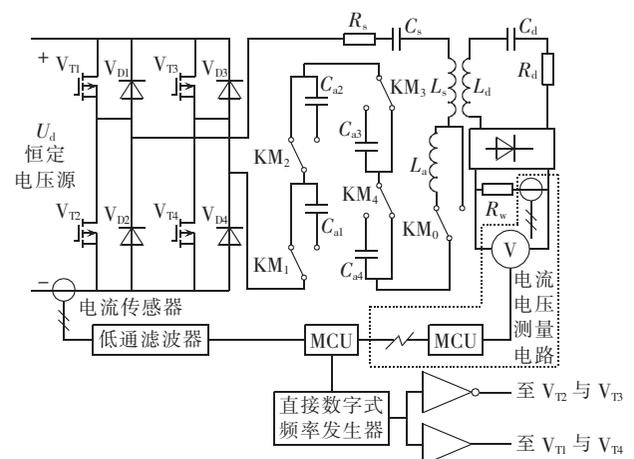


图 11 无线电能传输系统实际实现示意图
Fig.11 Schematic diagram of experimental wireless power transfer system

表 1 调谐元件组合状态及其对应的 f_s
Table 1 Combination states of tuning components
and corresponding f_s

开关状态				$C_x/$ pF	补偿 L_a 的 f_c/Hz , 组序	未补偿 L_a 的 f_s/Hz , 组序
C_{a1} (0.2 μF)	C_{a2} (0.1 μF)	C_{a3} (0.055 μF)	C_{a4} (0.026 μF)			
off	off	off	off	468	295 340, 0	299 590, 16
on	off	off	off	467	295 640, 1	299 860, 17
off	on	off	off	466	295 990, 2	300 200, 18
on	on	off	off	465	296 260, 3	300 470, 19
off	off	on	off	464	296 660, 4	300 850, 20
on	off	on	off	463	296 910, 5	301 100, 21
off	on	on	off	462	297 270, 6	301 490, 22
on	on	on	off	461	297 530, 7	301 730, 23
off	off	off	on	460	297 900, 8	302 070, 24
on	off	off	on	459	298 140, 9	302 320, 25
off	on	off	on	458	298 500, 10	302 680, 26
on	on	off	on	457	298 780, 11	302 920, 27
off	off	on	on	456	299 160, 12	303 330, 28
on	off	on	on	455	299 410, 13	303 590, 29
off	on	on	on	454	299 740, 14	303 920, 30
on	on	on	on	453	300 010, 15	304 180, 31

注:开关状态中 on、off 分别表示电容并入、未并入电路。

表 2 系统参数
Table 2 System parameters

参数	实测值	参数	实测值
R_s	3.8 Ω	L_d	601.1 μH
R_d	2 Ω	C_s	468 pF
R_w	6.6 Ω	C_d	460 pF
L_s	603.4 μH		

见表 1;电容值从 468 pF 逐级减小至 453 pF,调节精度设为 1 pF(小于预设精度 1.28 pF),第四级电容由 2 个电容并联组成一个整体后,再与其他 3 级电容进行组合;调谐电感按照 3.2 节的方法设置为 17.5 μH ;每一级调谐元件均单独配备一个继电器开关控制;调谐量的状态信号经继电器输出至发射端 MCU。例如图 11 中即为表 1 中组序 0 调谐量的设置。

电能传输至接收端后,如图 11 所示,经高速桥式整流器整流后,通过电容器滤波处理后,输出直流电驱动负载。为验证调谐方法的有效性和可行性,实验中,接收端专门增加了图中虚线框内的设备,运算放大器及其外围电路用于测量整流稳压后的负载直流电压,整流稳压后的直流电流则通过霍尔电流传感器采集,数据采集后送至 MCU。

图 11 虚线框内,系统两端信号的采集和同步由系统两端的串口模块和无线通信模块实现。发射端的 MCU 将包括电流及其对应频率、调谐电路开关状态在内的系统数据通过串口模块上传到 PC 端进行保存;与此同时每次发射端 MCU 改变系统工作频率后,则利用无线通信模块将工作频率、调节电路开关状态打包发送给接收端,并通知接收端允许采样;接收端在延时 100 ms 之后进行采样,接收端 MCU 将采集的电流、电压值和对应的工作频率及调节电路

开关状态(由发射端设定并通知)经串口上传到另一台 PC 端保存。

实际调谐过程中,仅在发射端即可完成系统的优化调谐过程。实验时为了对控制策略进行验证,除增加了图 11 中虚线框内设计外,还对 32 组调谐量对应的实验数据全部进行了采集;每一组调谐量均完成了电源激励频率从 285 kHz 至 315 kHz,步长为 50 Hz 变化扫频,并对 601 个不同工作频率点进行了发射端电流 I_s 、接收端电流和电压的测量;共计 32 \times 601 个采样点。发射端与接收端的通信装置使用 nRF24L01 模块,自带应答机制,并设置屏蔽以保证正常通信。实验中 19232 个采样点对应的通信,除接收端 4 个频率点缺失外,其余采样点均正常采样。

从采集到的数据中,选取 I_s 的最大值 I_p ,可得 I_p 与 f_s 的关系如图 12(a)所示。 η_{\max} 处工作频率点对应的发射功率 $P_{\eta_{\max}}$ 、 P_{\max} 对应的工作频率 f_{pmax} 与 f_s 的关系分别如图 12(b)、(c)所示。以 f_{pmax} 为系统工作频率时的传输效率 η 、接收端负载功率 P_o 与 f_s 的关系则依次如图 12(d)、(e)所示。

从图 12(a)可以看出,3 种不同传输距离情况下,当发射端电流峰值 I_p 达到最小值时,发射端固有频率均接近接收端的固有频率,仅在 $k=0.0185$ 时, f_{pmin} 略有变化(从图中的组序 26 变化到组序 27)的情况下,仍然与接收端固有频率(实测 $f_d=302680$ Hz)最接近,与图 6 中仿真结果一致,验证了以 I_p 最小值作为调谐特征量的可行性。

由式(11)所得当系统工作频率接近接收端固有频率点时系统能获得最大的传输效率,则取扫频中最接近 f_d 的工作频率点 302.7 kHz 所对应的发射功率即为最大传输效率处的发射功率 $P_{\eta_{\max}}$ 。如图 12(b)所示, k 为 0.0185 时接收端对发射端的强烈反作用使其功率很小,无法准确采样,但从其他耦合情况能明显看出 $f_s=f_d$ 时, $P_{\eta_{\max}}$ 达到最大值,即系统传输效率最大的情况下,匹配状态时发射功率相对其他匹配情况达到最大。图 12(c)中,随着 f_s 的增大 f_{pmax} 逐渐增大,组序 26、27 数据 f_s 与 f_d 最接近,此时相应的 f_{pmax} 对应的频率点也最接近 f_d (图中点划线所示),随后 f_s 继续增大逐渐偏离 f_d , f_{pmax} 也逐渐偏离 f_d 。即当系统两端固有频率匹配时,与不匹配状态相比,在最大发射功率对应的频率点时传输效率最优,如图 12(d)所示,与 3.1 节所述系统匹配特点相符。

由实测数据中 f_{pmax} 为工作频率时的接收端负载功率 P_o 与 f_s 绘制的关系曲线如图 12(e)所示。可以看出系统两端固有频率匹配时,过耦合状态下,未在系统两端完全对称时获得最大输出功率,这是因为 f_{pmax} 和最大接收功率对应的频率点不一致,随着对称

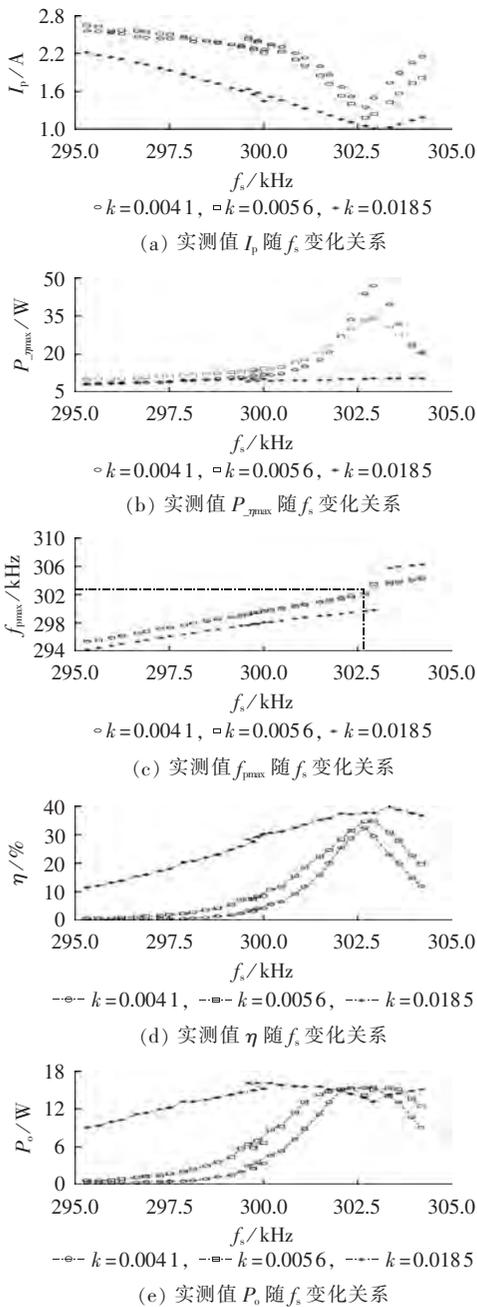


图 12 $k=0.0041, 0.0056, 0.0185$ 时实测值 I_p 、 P_{\max} 、 f_{\max} 、 η 及 P_o 随 f_s 变化关系
 Fig.12 Curves of I_p - f_s , P_{\max} - f_s , f_{\max} - f_s , η - f_s and P_o - f_s for $k=0.0041, 0.0056$, and 0.0185

度的提高和耦合系数的增大, f_{\max} 和最大接收功率对应的频率点的差值逐渐增大,但在 f_{\max} 点接收端也有较充足的功率保证接收端正常工作。图 12 中组序 13~15 与组序 16~18 数据略有重复,这是因为在组序 16 时断掉偏置电感并将电容组合逐级串入。而由于偏置电感比预设值偏小,造成了发射端固有频率在调节过程中的小范围重复。应用程序中可只取其中 3 组数据,不影响整体趋势或调谐效果。从表 1 不难看出,相比于其他组,组序 26 调谐组合使系统两端固有频率最为匹配。

5 结论

本文对系统运行中,由于线圈参数不匹配导致的频率漂移问题展开了研究,并在发射端补偿偏置电感组合电容阵列自适应参数优化,双向提高系统的传输性能。由分析结果得出,发射端电流峰值与系统两端线圈固有频率的匹配程度密切相关。为此本文设计并制作了参数自适应优化电路,通过扫频跟踪发射端电流峰值,来完成系统的自动匹配寻优。仿真及实验结果一致,证明了本文调谐方法的有效性。 k 为 0.0041、0.0056 和 0.0185 时,经优化调谐的组序 26 实验数据与失谐状态下的组序 0 相比效率增加了 31.9%、33.7% 和 25.8%,与组序 16 未补偿调谐元件相比,传输效率分别增加了约 28.8%、26.8% 和 9.3%,表现出较明显的调谐效果。在后续研究中,进一步优化电路的设计,如采用电容串并等多种组合优化调谐以及考虑负载对系统的调谐影响,将系统应用于自谐振式无线能量传输系统中。

参考文献:

- [1] JONAH O, GEORGAKOPOULOS S V. Wireless power transfer in concrete via strongly coupled magnetic resonance[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(3):1378-1384.
- [2] 赵争鸣, 张艺明, 陈凯楠. 磁耦合谐振式无线电能传输技术新进展[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3):1-13.
 ZHAO Zhengming, ZHANG Yiming, CHEN Kainan. New progress of magnetically-coupled resonant wireless power transfer technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3):1-13.
- [3] 杨民生, 王耀南, 欧阳红. 无接触电能传输系统的补偿及性能分析[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(9):15-19.
 YANG Minsheng, WANG Yaonan, OUYANG Hong. Compensation of contactless power transfer system and performance analysis [J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(9):15-19.
- [4] 高奇峰, 杨兆建, 何吉利. 分离式变压器电磁结构与参数分析[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(9):141-144.
 GAO Qifeng, YANG Zhaojian, HE Jili. Electromagnetic structure and parameter analysis of separated transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(9):141-144.
- [5] 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.
- [6] 孙跃, 夏晨阳, 戴欣, 等. 感应耦合电能传输系统互感耦合参数的分析与优化[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33):44-50.
 SUN Yue, XIA Chenyang, DAO Xin, et al. Analysis and optimization of mutual inductance for inductively coupled power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33):44-50.
- [7] 黄学良, 谭林林, 陈中, 等. 无线电能传输技术研究与综述[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.

- [8] 朱春波,于春来,毛银花,等. 磁共振无线能量传输系统损耗分析[J]. 电工技术学报,2012,27(4):13-17.
ZHU Chunbo,YU Chunlai,MAO Yinhua,et al. Analysis of the loss of magnetic resonant wireless power transfer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(4):13-17.
- [9] 傅文珍,张波,丘东元,等. 自谐振线圈耦合式电能无线传输的最大效率分析与设计[J]. 中国电机工程学报,2009,29(18):21-26.
FU Wenzhen,ZHANG Bo,QIU Dongyuan,et al. Maximum efficiency analysis and design of self-resonance coupling coils for wireless power transmission system[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(18):21-26.
- [10] IMURA T,OKABE H,UCHIDA T,et al. Study of magnetic and electric coupling for contactless power transfer using equivalent circuits[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2010,130(1):84-92.
- [11] 王建军,秦琴. 随机负载条件下非接触供电系统的自适应调谐方法[J]. 电力自动化设备,2012,32(10):142-145.
WANG Jianjun,QIN Qin. Adaptive tuning of contactless power transfer system with random loads[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(10):142-145.
- [12] RAMRAKHYANI A K,MIRABBASI S,CHIAO M. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems,2011,5(1):48-63.
- [13] LI Zesong,LI Dejun,LIN Lin,et al. Design considerations for electromagnetic couplers in contactless power transmission systems for deep-sea applications[J]. Journal of Zhejiang University Science C,2010,11(10):824-834.
- [14] 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.
- [15] KIM N Y,KIM K Y,KIM C W. Automated frequency tracking system for efficient mid-range magnetic resonance wireless power transfer[J]. Microwave and Optical Technology Letters,2012,54(6):1423-1426.
- [16] 严茂水,廖承林,陶成轩,等. 无线电能传输系统线圈偏移研究综述:分析,效率提升与定位[J]. 电工技术学报,2013,28(增刊2):1-6.
YAN Maoshui,LIAO Chenglin,TAO Chengxuan,et al. A review on wireless power transfer coil misalignment:analysis,efficiency improvement and positioning[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(Supplement 2):1-6.
- [17] 谭林林,黄学良,黄辉,等. 基于频率控制的磁耦合共振式无线电力传输系统传输效率优化控制[J]. 中国科学,2011,41(1):913-919.
TAN Linlin,HUANG Xueliang,HUANG Hui,et al. Transfer efficiency optimal control of magnetic resonance coupled system of wireless power transfer based on frequency control[J]. Science China,2011,41(1):913-919.
- [18] 苑舜,贾红光,刘劲松,等. 并联谐振电容对电磁谐振耦合无线电能传输系统的影响[J]. 电工技术学报,2013,28(增刊2):51-54.
YUAN Shun,JIA Hongguang,LIU Jinsong,et al. The impact of the parallel resonant capacitance to the magnetic resonance coupling wireless power transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(Supplement 2):51-54.
- [19] 薛明,杨庆新,李阳,等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统负载特性研究[J]. 电工技术学报,2013,28(增刊2):28-34.
XUE Ming,YANG Qingxin,LI Yang,et al. The study of load characteristic in wireless energy transfer system based on EM coupling resonance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(Supplement 2):28-34.
- [20] 褚强,李刚,张建成. 一种基于超级电容的输电线路在线监测系统电源设计[J]. 电力自动化设备,2013,33(3):152-157.
CHU Qiang,LI Gang,ZHANG Jiancheng. Power supply of transmission line online monitoring system based on super-capacitor[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(3):152-157.

作者简介:



蒋燕

蒋燕(1982—),女,江苏南京人,博士研究生,研究方向为无线电能传输技术、电磁场分析(E-mail:13897653@qq.com);

周洪(1962—),男,湖南株洲人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为无线电能传输技术、电网智能化、复杂网络控制系统等。

Optimal parameter matching based on capacitor array for magnetically-resonant wireless power transfer system

JIANG Yan,ZHOU Hong,HU Wenshan,GAO Xingran

(School of Power and Mechanical Engineering,Wuhan University,Wuhan 430072,China)

Abstract: Because of different influencing factors in practical operation,such as the stray inductance and capacitance of high-frequency circuit and the environmental variation,the transmission coil parameters of magnetically-resonant wireless power transfer system often drift,impacting the transmission efficiency and power. The relationship between the peak current at transmitting terminal and the symmetry of system is obtained by the simulative analysis based on system model and an optimal matching method with corresponding circuit is designed to track and adaptively tune the peak current at transmitting terminal for the optimal matching of system performance. Experiment verifies the effectiveness of the proposed method. Compared with the mismatched conditions,the proposed method can significantly improve the transmission efficiency and decrease the system sensitivity to stray inductance,capacitance and environmental variation.

Key words: adaptive optimal parameter matching; wireless power transfer; capacitor array; magnetic resonance