

DOI:10.16356/j.1005-2615.2015.01.018

无接触供电系统功率和效率的分析与优化

张 炯 钱晓明 楼佩煌 武 星

(南京航空航天大学机电学院,南京,210016)

摘要:为解决在无接触供电系统中,传统的互感耦合系数无法提供原副边独立设计,造成系统功率和效率设计困难的问题,提出一种新的能效计算方法。基于新的耦合系数定义,推导了副边串并联补偿功率和效率,实现了磁感应结构能效设计解耦。通过分析副边绕组匝数、品质因数、截面积等磁耦合结构参数与能效的关系,发现了能效与副边匝数无关的特性,并给出了无接触供电系统的原、副边参数设计流程,提出了功率和效率优化原则和方法,达到了优化磁芯结构、提高系统功效的目的。最后,开发了实验样机,通过实验和仿真验证了理论分析的正确性。

关键词:无接触供电;互感耦合系数;效率;解耦;品质因数

中图分类号:TM131 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-2615(2015)01-0125-07

Analysis and Optimization of Transmission Power and Efficiency for Contactless Power Transfer System

Zhang Jiong, Qian Xiaoming, Lou Peihuang, Wu Xing

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,
Nanjing, 210016, China)

Abstract: In a contactless power transfer (CPT) system, it is impossible to accomplish primary and secondary part design independently by the traditional mutual inductance coefficient, which results in design difficulty of system power and efficiency. Therefore, a new method is proposed to calculate power and efficiency. Based on a new definition of mutual inductance coefficient, power and efficiency of the secondary part which is compensated in both series and parallel circuit are inferred, and the design of magnetic structure is decoupled. By analyzing the relation of power and magnetic parameter, such as winding number, quality factor and sectional area of secondary coil, it is found that the transmission power and the efficiency of the secondary part are independent of the number of the secondary winding. Moreover, the primary and secondary parameter design flow is given, and the optimization principle and method for transmission power and efficiency are presented, which are beneficial to the size reduction of magnetic core and the increasement of transmission power and efficiency. Finally, the prototype is developed and the validity of the optimization method is verified by the simulation and the experiment.

Key words: contactless power transfer; mutual inductance coefficient; efficiency; decoupling; quality factor

基金项目:国家自然科学基金(61105114)资助项目;江苏省科技支撑计划(BE2010189)资助项目;江苏省六大人才高峰(A类)资助项目。

收稿日期:2014-01-16;**修订日期:**2014-03-31

通信作者:张炯,男,博士研究生,E-mail:john1225cn@126.com。

无接触供电(Contactless power transfer, CPT)系统由原边和副边两部分组成^[1],作为一种新的供电方式,CPT实现了供电设备的物理分离,增加了设备的灵活性,弥补了传统移动供电中存在的磨损、积碳、电火花等缺陷^[2-3]。

为了分析系统的传输功效特性,需要对系统的磁路进行分析。通常采用的方法为互感模型^[4],其互感参数由互感耦合系数与原边副边的电感决定。目前,在CPT系统应用场合,通常是一个或多个副边拾取线圈与同一个原边线圈耦合,形成一个分布式系统,例如导轨式CPT系统。由于传统的互感系数考虑的是系统总的磁感应效率,不能提供每个不同结构的副边拾电器参数,不能将拾电器独立于系统考虑,无法实现拾电器和原边电缆的分开独立设计,造成系统分析设计困难。

针对上述问题,文献[5]中提出了一种新的磁感应系数和基于恒流源电路的互感模型。采用该模型实现了原副边磁感应结构设计的解耦。文献[4]基于这种新的磁感应系数,分析了系统整体特性,但未独立分析原副边各自能效特性,同时引入的导体间互感耦合系数(Inter conductor coupling factor, ICCF)和磁阻难以理论计算,具有一定的局限性。

为了实现磁感应结构能效设计,提供功率和效率在磁耦合结构上的优化原则和方法,本文提出了一种适用于分布式CPT系统能效计算的新方法,完成了原、副边解耦和独立的能效设计。全面分析了绕组匝数、品质因数、截面积等磁耦合结构参数与功率和效率的关系,给出了原副边参数设计流程和能效优化设计方法。最后,以E型磁耦合结构为例,通过实验和仿真验证了理论分析的结果。

1 考虑内阻的副边能效

在CPT系统副边电路中,采用串联或并联电容的方式对副边线圈电感进行补偿^[6],可有效提高系统的电能输出能力和效率。为了准确分析系统能效,考虑副边线圈内阻,并对系统做如下近似:(1)忽略磁芯材料的非线性特性;(2)忽略绕组内外圈差异;(3)忽略趋肤阻抗的动态变化。

副边分别采用串联和并联补偿的等效电路如图1所示。考虑线圈内阻后,串联补偿电路仍然可以等效为串联谐振,而并联补偿电路难以简单等效为并联谐振电路。

设副边线圈感应的交流电压有效值为 U_i 。 I_p 为原边电流,原、副边互感为 M ,频率为 ω ,副边自

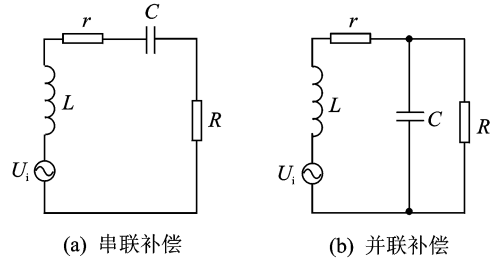


图1 副边补偿等效电路

Fig. 1 Simplified equivalent circuits for secondary side

感为 L ,其等效串联阻抗为 r ,负载电阻为 R ,副边总阻抗为 Z_2 ,则有 $U_i = |jM\omega I_p|$ 。根据阻抗反射原理^[1-2],副边反射到原边的阻抗为

$$Z_{21} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (1)$$

通常原边采用恒流模式,为了使传递功率最大,则要求 $\text{Re}[Z_{21}]$ 最大。对于串联补偿,不难发现当 $C = \frac{1}{L\omega^2}$, $\text{Re}[Z_{21}]$ 可以获得最大值。对于并联补偿,有

$$\text{Re}[Z_{21}] = \frac{\omega^2 M^2 (r + R + rR^2 \omega^2 C^2)}{r^2 + 2rR + R^2 (L\omega^2 C - 1)^2 + L^2 \omega^2 + r^2 R^2 \omega^2 C^2} \quad (2)$$

对式(2)关于电容 C 求导,求解极大值。可以求得并联时,补偿电容计算公式为

$$C = \frac{1}{L\omega^2} + \frac{r}{L\omega^2 R} \quad (3)$$

使用品质因数有助于分析电路特性。由于考虑了线圈内阻,对于串联补偿,其电路可以等效为基本的串联谐振电路,则品质因数为

$$Q = \frac{\omega L}{r + R} \quad (4)$$

设电感 L 和负载 R 的电流分别为 I_r 和 I_R ,电容电压为 U_C ,对于并联补偿,考虑式(3),有

$$I_r = |U_i (\frac{R + r}{r^2 + Rr + L^2 \omega^2} - j \frac{L\omega}{r^2 + Rr + L^2 \omega^2})| \quad (5)$$

$$U_C = |-j \frac{U_i L\omega R}{r^2 + Rr + L^2 \omega^2}| \quad (6)$$

$$I_R = |-j \frac{U_i L\omega}{r^2 + Rr + L^2 \omega^2}| \quad (7)$$

根据品质因数的定义,可知

$$Q = \frac{2\pi \cdot CU_C^2}{T \cdot (rI_r^2 + RI_R^2)} = \frac{L\omega R}{r^2 + Rr + L^2 \omega^2} \quad (8)$$

因此,考虑副边线圈内阻时,串、并联补偿电路的品质因数计算汇总如下

$$Q = \begin{cases} \frac{\omega L}{r+R} & \text{串联补偿} \\ \frac{L\omega R}{r^2 + Rr + L^2\omega^2} & \text{并联补偿} \end{cases} \quad (9)$$

考虑式(9),可以计算负载电阻 R 的功率和副边电路效率分别如下

$$P_R = \begin{cases} \omega^2 M^2 I_p^2 \frac{Q(\omega L - Qr)}{L^2 \omega^2} & \text{串联补偿} \\ \omega^2 M^2 I_p^2 \frac{Q(\omega L - Qr)}{r^2 + L^2 \omega^2} & \text{并联补偿} \end{cases} \quad (10)$$

$$\eta = \begin{cases} 1 - \frac{Qr}{\omega L} & \text{串联补偿} \\ 1 - \frac{r(1+Q^2)}{\omega L Q + r} & \text{并联补偿} \end{cases} \quad (11)$$

实际应用中,线圈内阻一般很小,由于无接触供电频率通常为 $5 \sim 50$ kHz,因此 L 与 ω 乘积较大; Q 一般为 $2 \sim 10$ 之间,因此可对并联补偿功率公式作如下近似(式(12,13)),使串、并联补偿能效公式得到统一。

$$P_R \approx \omega^2 M^2 I_p^2 \frac{Q(\omega L - Qr)}{\omega^2 L^2} = M^2 I_p^2 \frac{Q(\omega L - Qr)}{L^2} \quad (12)$$

$$\eta = 1 - \frac{r(1+Q^2)}{\omega L Q + r} \approx 1 - \frac{rQ^2}{\omega L Q} = 1 - \frac{Qr}{\omega L} \quad (13)$$

由以上分析可以看出,原副边互感 M 和原边电流 I_p 越大,则功率越高。在其他参数不变的情况下,增大 Q ,在一定范围内可以提高功率,但是却降低了效率。

传统的互感耦合系数考虑的是系统总的磁感应效率,在式(12)中, M 受原副边结构参数影响,不能将拾电器独立于原边系统考虑,在多个副边时,无法提供每个不同结构的副边互感 M 参数,无法实现拾电器和原边电缆的分开独立设计;此外 M, L, r 互相耦合,均受副边匝数影响,造成系统分析设计困难。

2 分布式 CPT 副边能效分析

2.1 原副边互感解耦原理

典型的分布式 CPT 系统磁耦合结构,如图 2 所示。原边为通以大电流的轨道式长电缆构成,副边线圈绕组和磁芯共同构成副边磁耦合结构。副边拾电器磁芯可以是 U, Z, E, S 型等形状。忽略磁芯材料的非线性和磁饱和影响,忽略绕组的内外圈差异,根据电感与匝数的平方成正比,可知副边磁耦合结构的电感为

$$L = \mu N_2^2 \quad (14)$$

式中: N_2 副边线圈匝数; μ 为电感系数,与气隙、磁

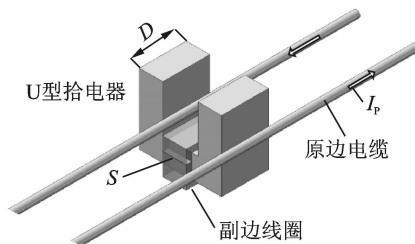


图 2 CPT 系统磁耦合结构

Fig. 2 Magnetically coupled structure of CPT system

芯的截面积、磁路长度和整个磁路环路上的磁导率有关。当然,磁芯材质导致磁导率又和频率有关系。对于特定的副边磁耦合结构, μ 的大小可以通过电感测量法获得。

为了给多个副边拾电器互不影响的供电,原边通常采用交流恒流激励方式^[7]。为了使副边独立于原边磁耦合参数,将互感模型由传统的 T 型等效电路转变为基于恒流方式的等效电路,如图 3 所示。

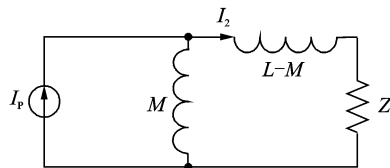


图 3 基于恒流方式的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of CPT using constant current

设 N_1 为原边线圈匝数,根据电感定义,有

$$L = \frac{N_2 \Phi_2}{I_2}, M = \frac{N_1 \Phi_M}{I_2} \quad (15)$$

将原边总磁通量的对副边线圈激励的一部分磁通量(互感磁通量) Φ_M 与副边线圈总磁通量 Φ_2 的比例^[8]定义为 k_Φ ,有

$$k_\Phi = \left(\frac{MI_2}{N_1} / \frac{LI_2}{N_2} \right) = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{M}{L} \quad (16)$$

将式(14)代入式(16),有

$$M = k_\Phi \mu N_1 N_2 \quad (17)$$

根据互感定义, M 与匝数 N_1, N_2 成正比,而 L 与 N_2 的平方成正比,设 $M = k_0 N_1 N_2$,代入式(16),可得 $k_\Phi = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{k_0 N_1 N_2}{\mu N_2^2} = \frac{k_0}{\mu}$,因此 k_Φ 与原、副边匝数无关,只由磁芯的结构决定。应用中磁芯的 k_Φ 可通过短路电流测试法获得。采用上述模型实现原副边磁感应结构设计的解耦,即可单独分析副边功效特性。通常副边拾电器匝数越多,则互感、自感越大,从而副边拾取功率也越大;但匝数过多又

导致内阻损耗加大,制约功率提升。因此需要建立各结构参数方程分析副边功率。

在CPT系统中,副边拾电器电路的功率损耗主要来自绕组内阻损耗^[9]。如图2所示,副边线圈的横截面积为 S ,设 L_h 为副边线圈总长度, L_{h0} 为副边线圈单匝长度, r 线圈总内阻, ρ 为线圈材料的电阻率, S_0 为单股导线截面积。根据欧姆定律有 $r = \rho N_2 L_{h0} / S_0$,考虑式(14,17),则式(12,13)副边拾电器的功率和效率化简如下

$$P_R = QI_P^2 k_\Phi^2 N_1^2 (\omega\mu - \frac{Q_0 L_{h0}}{S}) \quad (18)$$

$$\eta = 1 - \frac{Q_0 L_{h0}}{S\omega\mu} \quad (19)$$

由式(18,19),可知

$$P_R = QI_P^2 k_\Phi^2 N_1^2 \omega\mu (1 - \frac{Q_0 L_{h0}}{S\omega\mu}) = QI_P^2 k_\Phi^2 N_1^2 \omega\mu \cdot \eta \quad (20)$$

通过综合分析绕组内阻、匝数、截面积等磁耦合结构参数与功率和效率的关系,式(18~20)给出的CPT系统副边的拾取功率和效率表达式,各参数相互独立,实现了能效设计解耦。如采用测量法确定 μ 和 k_Φ 后,只要给出效率等设计指标,就可以独立完成副边拾电器参数设计,无需考虑原边对互感的影响,简化了设计。

2.2 副边功率分析

为了分析 Q 和 S 对功率的影响,由表1确定的参数,根据式(18)得到功率二维曲面如图4所示。由图4可知:

(1)副边负载输出功率与原边参数 I_P 、 N_1 以及互感耦合系数 k_Φ 的平方成正比;频率越高,则输出功率越大;输出功率受副边参数 S 、 L_{h0} 影响,与副边匝数 N_2 无关。在一定范围内提高 Q ,可以提高功率,但是降低了效率。受实际电路参数影响, Q 满足公式 $Q \leq \frac{S\omega\mu}{\rho L_{h0}}$ 。

(2)副边系统的理论功率容量的存在极大值。

表1 系统电路参数

Tab. 1 Parameters of CPT system

名称	符号	参数
工作频率/kHz	ω	20
原边电流有效值/A	I_P	70
磁感应系数	k_Φ	0.35
电感系数/H	μ	0.32×10^{-6}
副边绕组电阻率/ $(\Omega \cdot \text{m}^2 \cdot \text{m}^{-1})$	ρ	1.75×10^{-8}
副边绕组每匝长度/m	L_{h0}	0.08
原边匝数	N_1	1

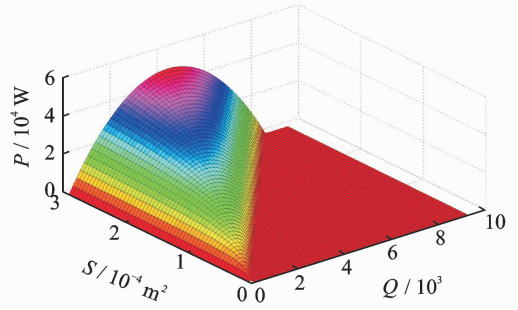


图4 副边负载功率三维图

Fig. 4 3D graph of load power in secondary side of CPT system

当 S 无穷大,系统获得理论最大拾取功率为: $P_e = QI_P^2 k_\Phi^2 N_1^2 \omega\mu$,此时线圈内阻为0, P_e 为副边拾取的全部最大有功功率。并由此可以给出原边参数 I_P 大小需求设计。

(3)对于给定的线圈截面积 S ,副边输出功率与匝数无关,在谐振时,存在极大值 $P_{\max} = 0.5QI_P^2 k_\Phi^2 N_1^2 \omega\mu$ 。此时,有 $Q = \frac{S\omega\mu}{2\rho L_{h0}}$, $r = R$,系统效率为50%。

2.3 副边效率分析

由式(19)看出,副边电路效率受 Q ,工作频率 ω ,以及副边结构参数决定,与副边匝数无关。增大电路的品质因数 Q ,会降低副边效率,但提升了功率,因此在实际中需要综合考虑品质因数的选择。提高工作频率 ω 或副边线圈截面 S ,则效率越高。需要注意的是,公式给出的是副边拾电器的效率,整个CPT系统综合效率还应考虑原边部分。

3 CPT主参数设计与副边优化

3.1 CPT主参数设计

由以上分析可知,在给出负载功率需求后,进行CPT系统的各主要参数设计流程如下:

(1)提出设计指标:负载额定功率 P_R 、额定功率时的副边系统的效率 η 。

(2)给出副边磁芯结构和电磁参数,通过有限元仿真或实验法计算,获得 k_Φ 值;给出电路的品质因数 Q ,在满足功率的前提下,尽量降低 Q 值,提高系统效率。

(3)将以上参数代入式(19),完成副边线圈截面参数设计。

(4)根据式(20),由额定功率、副边效率。完成原边系统主要参数 I_P 、 N_1 设计。

(5)从副边磁饱和、工作电压、线圈结构等方面

验证各参数的可实现性,否则重新调整 Q 或磁芯几何结构来改变 k_ϕ ,再次计算,直到设计符合要求。

3.2 副边优化设计方法

3.2.1 品质因数 Q 的选择与优化

系统的有功功率与谐振电路的品质因素 Q 成正比。设计中, Q 的选择十分关键。CPT 系统中, Q 过大导致多零相位解,使调谐非常困难,而且系统对器件参数的变化过于敏感,具体表现为非阻元件电压电流过大,无功分量过大。因此,在实际电路中, Q 一般为 2~10 之间^[10-12]。

由式(6,9)发现,无论串联还是并联,品质因数 Q 还可以表示电压放大率,即电容上电压与副边电感线圈开路电压之比,则实际系统中普通电容元件的耐压限值影响 Q 的提高。因此,设计完成后,需要对电容耐压做可实现性验证。在满足功率的前提下,较低的 Q 值,可以提高系统效率。此外,某些特殊工艺的电容由于耐压极高,则可采用高 Q 值电路,增强功率传输能力。例如 MIT 的无线供电^[13],采用金属平板电容,其电路 Q 可以高达 2 500。

3.2.2 副边的磁芯选择与优化

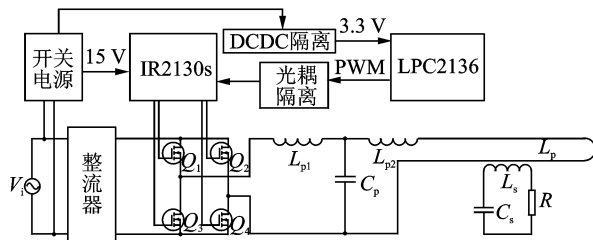
由以上分析可知,满足副边额定功率的条件下,提高副边 Q 可以降低 k_ϕ ,从而减小副边系统磁芯体积和质量。因此,在原边参数确定的情况下,副边系统的设计可以通过逐步增加磁芯沿原边电路方向的宽度,多次计算求得副边磁芯结构的优化解。实现在给定原边参数的情况下,副边磁芯的优化设计,从而减小副边结构大小和质量。

另外,也可以寻求在不改变磁芯结构的条件下,通过调整磁耦合原边电缆走线、位置等,达到提高 k_ϕ 的目的。

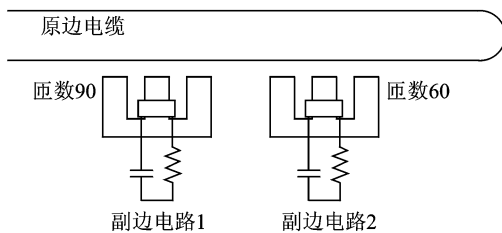
4 系统实验与分析

为了验证本文公式的推导,以及匝数对副边功率、效率无影响的推断,选择两套副边电路进行实验。如图 1(a)所示串联补偿,采用相同的 E 型磁芯,选择不同的副边匝数。将实验电路置于开发的具有原边恒流的无接触供电系统^[14]进行实验,如图 5 所示。

实验采用的副边磁芯材料为高频功率铁氧体 PC40,主要参数:饱和磁通密度 B_s 为 500 mT,矫顽力 H_c 为 16 A/m,饱和磁场强度 H 为 800 A/m。实验通过有限元仿真分析的方法,求解磁芯在原边最大电流瞬时峰值 I_p 为 12 A 的激励下的磁通密度,磁芯结构参数和仿真结果如图 6 所示。由图看出最大磁通密度约为 2 mT,远远小于材料饱



(a) 无接触供电系统样机原理图



(b) 实验副边绕组

图 5 具有原边恒流的 CPT 系统及副边绕组

Fig. 5 Prototype of CPT system and secondary coil

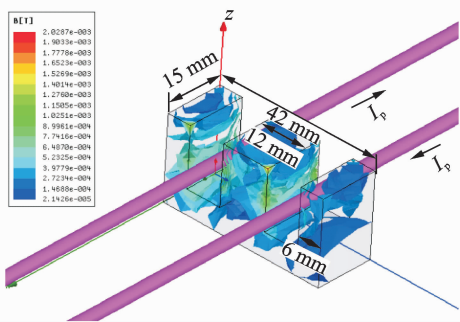


图 6 磁通密度仿真分析

Fig. 6 Simulation of magnetic flux density

和磁通密度 B_s ,满足前文的假设条件。

实验采用原边电流参数:交流正弦电流峰峰值 17 A,频率 20 kHz。副边电路参数如表 2 所示,在保持副边线圈截面积相同的情况下,调节负载电阻,测量负载电流,从而计算出品质因数和功率用于分析。

表 2 实验电路参数

Tab. 2 Parameters of experimental circuits

名称	符号	副边电路 1	副边电路 2
副边匝数	N_2	90	60
线圈静态内阻/ Ω	R	3.0	1.3
单股截面积/ mm^2	S_0	0.035 34	0.053 01
线圈总截面积/ mm^2	S	3.18	3.18
单匝绕组长度/m	L_{A0}	0.07	0.07
测试电感/mH	L	0.94	0.46
理论补偿电容/ μF	C	0.067 4	0.137 7
实际使用电容/ μF	C	0.068 6	0.131 3

实验中,为了避免趋肤效应的影响,采用开环电压和闭环电流测试法确定线圈内阻。显然,该电阻为线圈静态电阻和趋肤效应的电阻之和,从而将趋肤效应电阻等效到线圈内阻中。通过实验获得等效内阻分别为:副边电路1为 $6.2\ \Omega$,副边电路2为 $3.1\ \Omega$ 。

实验测得副边电路1电感系数 μ_1 为 $0.119 \times 10^{-6}\ \text{H}$,副边电路2的电感系数 μ_2 为 $0.127 \times 10^{-6}\ \text{H}$,取平均 $0.123 \times 10^{-6}\ \text{H}$ 。由式(16)获得E形磁芯磁感应系数为

$$k_\phi = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{M}{L} = \frac{V_{oc}}{2\pi\mu N_2 I_p f} = 0.80$$

式中, V_{oc} 为开路电压。两套电路的实验数据如图7所示。其中,理想曲线采用线圈材料的电阻率 ρ 为 $1.75 \times 10^{-8}\ \Omega \cdot \text{m}^2/\text{m}$;考虑趋肤电阻时,功率曲线采用的等效电阻率为 $3.91 \times 10^{-8}\ \Omega \cdot \text{m}^2/\text{m}$,由趋肤阻抗叠加内阻得到。

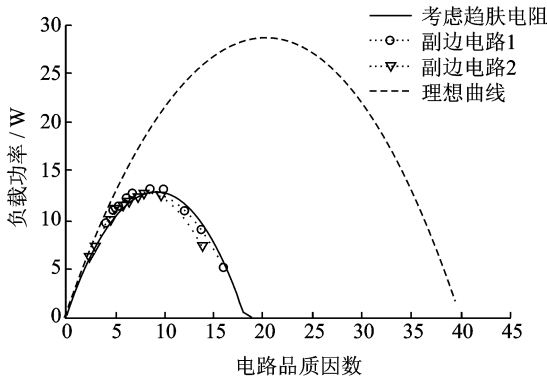


图7 实验副边功率对比

Fig. 7 Comparison of load power of secondary side

由实验结果看出,考虑趋肤电阻后理论计算的功率与实验数据非常接近,验证了副边输出功率与匝数无关的结论和关于功率和效率的推导。同时发现,不考虑趋肤阻抗的理想曲线与实际出入较大,证明实验中存在较大趋肤阻抗。另外,比较两套副边电路发现,在品质因数较低的情况下,获得的实际功率略大于等效阻抗下的理论曲线,而在品质因数较高时,获得的功率小于理论曲线,并且功率相距较远。其原因是在高品质因数时,电流较大,趋肤阻抗增加所致。

趋肤效应产生的线圈内阻影响显著,当匝数多、电流大时,趋肤电阻大。因此,系统设计中,必须采用一些降低趋肤阻抗的方法。由本文结论可知,保证线圈导线总截面积不变,采用多股导线绕制副边线圈可以降低匝数及趋肤损耗,但是匝数少

将需要更大的补偿电容,因此设计中需要做到兼顾。

5 结束语

在CPT系统中,原副边相互耦合,基于传统的互感耦合系数难以独立设计副边系统功率和效率参数,造成系统设计困难。本文提出一种适用于CPT系统能效计算的新方法,基于新的互感耦合系数给出了副边串并联补偿功效的推导,实现了CPT系统设计解耦和串、并联副边公式统一。通过详细分析副边绕组匝数、截面积等磁耦合结构参数与能效的关系,发现副边的功效与线圈截面积有关,与副边线圈匝数无关,并分析给出了基于品质因数、磁芯结构、磁耦合结构的优化设计原则和方法。最后,完成了实验样机,通过实验和仿真验证了理论分析的结果。本文提出的方法可以完成CPT系统的原副边主参数设计解耦和优化,有助于简化系统设计、降低磁芯质量、提高系统功率和效率。

参考文献:

- [1] Boys J T, Covic G A, Green A W. Stability and control of inductively coupled power transfer systems [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2000, 147(1): 37-43.
- [2] Boys J T, Green A W. Inductively coupled power transmission concept-design and application [J]. Transactions of the Institution of Professional Engineers, 1995, 22(1): 1-9.
- [3] Wu H H, Covic G A, Boys J T, et al. A 1 kW inductive charging system using AC processing pickups [C] // Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Beijing, China: [s. n.], 2011 (6): 1999-2004.
- [4] 孙跃, 夏晨阳, 苏玉刚, 等. 导轨式非接触电能传输系统功率和效率的分析与优化[J]. 华南理工大学学报:自然科学版, 2010, 38(10): 123-129.
Sun Yue, Xia Chenyang, Su Yugang, et al. Analysis and optimization of transmission power and efficiency for rail-type contactless power transfer system [J]. Journal of South China University of Technology: Natural Science Edition, 2010, 38(10): 123-129.
- [5] Elliott G A J, Covic G A, Kacprzak D, et al. A new concept: Asymmetrical pick-ups for inductively coupled power transfer monorail systems [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42 (10): 3389-3391.

- [6] 严开沁, 陈乾宏, 曹玲玲, 等. 串-串补偿与串-并补偿非接触谐振变换器特性分析与控制策略[J]. 南京航空航天大学学报, 2014, 46(1): 101-108.
Yan Kaixin, Chen Qianhong, Cao Lingling, et al. Characteristic analysis and control Strategies for SS-Type and SP-Type Contactless Resonant Converters [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2014, 46(1): 101-108.
- [7] Borage M, Tiwari S, Kotaiah S. Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(6):1547-1554.
- [8] Boys J, T, Elliott G A J, Covic G A. An appropriate magnetic coupling co-efficient for the design and comparison of ICPT pickups [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 333-335.
- [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] Boys J T, Hu A P, Covic G A. Critical Q analysis of a current-fed resonant converter for ICPT applications [J]. IEEE Power Electronics Letters, 2000, 36(17): 1440-1442.
- [11] Wang Chwei-sen, Covic G A, Stielau O H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 148-157.
- [12] Wang Chwei-sen, Stielau O H, Covic G A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(5): 1308-1314.
- [13] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances [J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.
- [14] 张炯, 楼佩煌, 钱晓明, 等. 基于双LCL补偿的无接触供电系统研究 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 19-24.
Zhang Jiong, Lou Peihuang, Qian Xiaoming, et al. Study of contactless power transfer system based on double LCL compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 19-24.

