

高偏移阈值的感应电能传输系统补偿拓扑

廖颜华^{1,2}, 袁学庆¹, 王侃^{1,2}

(1.中国科学沈阳自动化研究所, 辽宁 沈阳 110016; 2.中国科学院大学, 北京 100049)

摘要:感应电能传输(IPT)技术可用于各种设备的电能补充。尽管这项技术发展迅速,但 IPT 仍然存在一些问题。在 IPT 系统中,输出功率很容易受到耦合线圈之间耦合状态的影响。当两个耦合线圈没有精确对准时,输出功率会大幅下降。这里提出了一种新的补偿拓扑用于减小耦合系数对输出功率的影响。该拓扑能够在耦合系数偏离额定值很大时,仍然保持输出功率额定。这里对此进行了理论分析,计算机仿真及实验。

关键词:感应电能传输; 补偿拓扑; 高偏移量

中图分类号:TM72

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2015)10-0076-02

Compensation Topology With High Misalignment Tolerant for Inductive Power Transfer Systems

LIAO Yan-hua^{1,2}, YUAN Xue-qing¹, WANG Kan^{1,2}

(1.Shenyang Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang 110016, China)

Abstract: Inductive power transfer(IPT) technology is used to provide power to all kinds of devices.Despite the rapid development of power electronics,IPT technology still has some drawbacks.The output power is vulnerable to the magnetic coupling of two coils.When misalignment and displacement of the coils happen,the output power may drops sharply.A new compensation topology that can transfer rated voltage with high variation of coefficient of coupling is proposed.The characteristics of the proposed topology are discussed.The theoretical,emulation and experimental results are also presented.

Keywords: inductive power transfer; compensation topology; high misalignment

Foundation Project: Supported by National Natural Science Foundation of China(No.51279195)

1 引言

IPT是非接触电能传输技术的一种。IPT 系统使用松耦合变压器。松耦合变压器的初级和次级之间是完全的电气隔离,提高了在恶劣环境下的安全性和可维护性,且由于初级可相对移动,系统具有较高的灵活性与移动性,得到了广泛应用^[1]。

线圈式松耦合器系统初级与次级位置固定,且只有当两耦合线圈位置精确对齐、耦合器之间有足够高的耦合系数时,电能才从初级传输到次级。故耦合器位置的变化会造成输出功率的不稳定。为减少次级线圈位置变化对输出功率的影响,文献[2]提出一些方法但均有不足。这里采用一种新型补偿拓扑,用于提高圆盘形耦合器的偏移阈值,使得耦合系数在一定区域变化时,系统的输出电压保持在特定区间内。该方法省去了耦合器特殊设计的高成本及复杂的频率跟踪控制系统。

2 系统原理与补偿结构分析

IPT系统一般分为发射端和接收端两部分。典型发射端包括逆变拓扑、初级补偿及初级耦合器。接收端包括次级耦合器、次级补偿、整流滤波电路及负载。系统结构如图 1 所示。

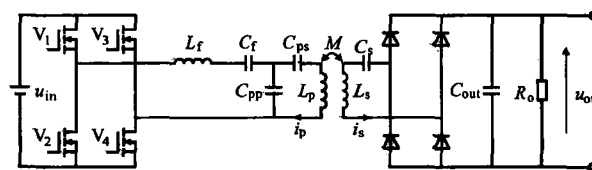


图 1 系统结构

Fig. 1 System structure

初级耦合器与次级耦合器是系统中两个非常重要的电磁单元,它们之间的耦合特性对系统特性有非常大的影响,两元件之间耦合的松紧程度由耦合系数 k 来表示^[3]:

$$k = M / \sqrt{L_p L_s} \quad (1)$$

式中: M 为初级线圈与次级线圈之间的互感; L_p, L_s 分别为初级线圈和次级线圈之间的自感。

系统对耦合系数的变化非常敏感。当初级耦

基金项目:国家自然科学基金(51279195)

定稿日期:2015-03-12

作者简介:廖颜华(1991-),男,湖南郴州人,硕士研究生,研究方向为感应电能传输技术。

合线圈与次级耦合线圈之间存在很大气隙时,会造成非常大的初次级漏感,从而导致较大的激励电流和损耗。较大的漏感也会引起电磁兼容问题。

2.1 补偿拓扑

所提电路拓扑等效电路图如图 2 所示。

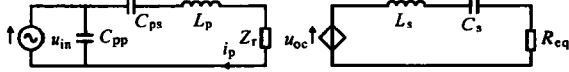


图 2 补偿电路原理图

Fig. 2 Principle diagram of proposed compensation topology

选取 C_s 使得次级处于谐振状态,电感和电容的总电抗为零。从而可得 $C_s=1/(\omega_0^2 L_s)$,其中, ω_0 为系统所取的谐振角频率, $\omega_0=2\pi f_0$, f_0 为谐振频率。

C_{ps} 采用部分补偿的原则进行选择,则:

$$C_{ps}=1/[(1-a)L_p\omega_0^2] \quad (2)$$

式中: a 为辅助参数, $0 < a < 1$ 。

设电源所见电抗为 Z_s , 则:

$$Z_s=(Z_p+Z_r)/[1+(Z_p+Z_r)jC_{ps}\omega_0] \quad (3)$$

式中: Z_p 为经过补偿后初级支路的总电抗, $Z_p=j\omega_0 a L_p$; Z_r 为次级反映到初级的电抗值, $Z_r=\omega_0^2 M^2/R_{eq}$, $R_{eq}=8R_0/\pi^2$, M 为线圈之间的互感, $M=k\sqrt{L_p L_s}$ 。

为使电路在耦合器对齐 (k 最大) 时处于 ZPA 状态,则需要使得此时电源所视的整个电路电抗为纯电阻性。由此可得:

$$C_{pp}=aL_p/[(a\omega L_p)^2-(\omega_0^2 M_{max}^2/R_{eq})^2] \quad (4)$$

式中: M_{max} 为耦合器对齐状态时的互感值。

2.2 补偿拓扑特性

由图 2 可求得输出电压为:

$$u_{out}=j\omega_0 M u_{in}/(\omega_0^2 M^2/R_{eq}+j\omega_0 L_p a) \quad (5)$$

则可求得系统输出电压与输入电压比 $G(k)=|u_{out}/u_{in}|=1/\sqrt{[(\alpha^2 L_p^2/L_s)(1/k)^2+(\omega_0 \sqrt{L_p L_s} k/R_{eq})^2]}$ 。

将 $G(k)$ 化简可得:

$$G(k)=1/\sqrt{(qk)^2+(b/k)^2} \quad (6)$$

式中: $q=\omega_0 \sqrt{L_p L_s}/R_{eq}$; $b=\sqrt{\alpha^2 L_p^2/L_s}$ 。

对 $G(k)$ 求导可得:

$$g=dG/dk=(\alpha^2/k^3-kq^2)/\sqrt{[(b/k)^2+(qk)^2]^{3/2}} \quad (7)$$

显然,当 $g=0$ 时, $G(k)$ 取极大值,可得:

$$k_0=\sqrt{b/q}=\alpha R_{eq}/(\omega_0 L_s) \quad (8)$$

将式(8)代入式(6)得电压传输的极大值为:

$$G(k)|_{max}=1/\sqrt{2bq}=\sqrt{R_{eq}/(2\alpha\omega_0 L_p)} \quad (9)$$

当 u_{in} 固定不变时, u_{out} 与 $G(k)$ 成比例, k 变化时, u_{out} 与其最大值的比例 $H(k)=u_{out}G(k)/[u_{out}|_{max} \cdot G(k)|_{max}] = \sqrt{2k^2}/\sqrt{k^2+k_0^4/k^2}$ 。

不同 k_0 时, $H(k)$ 的变化曲线如图 3 所示。

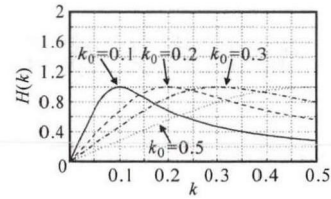


图 3 输出电压波动与 k 的关系

Fig. 3 Output voltage fluctuation and k

由图 3 可知, $H(k)$ 在 $k < k_0$ 时迅速上升,在 k_0 附近时变化放缓且在 k_0 时达到最大值,当 k_0 进一步增大时, $H(k)$ 缓慢下降。

当已知 k 的变化范围时,可选择合适的 k_0 ,使得 k 在 k_0 附近变化时,电压变动在特定范围之内。

取参数 $0 < \zeta < 1$,使得 k 在区间 $[k_{min}, k_{max}]$ 时 u_{out} 恒大于 $\zeta u_{out}|_{max}$,此时 $\zeta < \sqrt{2k_0^2/(k^2+k_0^4/k^2)}$,解得:

$$k_{min}=k_0 \zeta / \sqrt{1+\sqrt{1-\zeta^4}}, k_{max}=k_0 \zeta / \sqrt{1-\sqrt{1-\zeta^4}} \quad (10)$$

则 k 允许的变化比率为:

$$\delta_k=(k_{min}-k_{max})/k_{max}=1-\sqrt{(1-\sqrt{1-\zeta^4})/(1+\sqrt{1-\zeta^4})} \quad (11)$$

取 $k_0=0.2$, $\zeta=0.95$ 为例,可得 $k_{min}=0.1588$, $k_{max}=0.2518$,即在保证输出电压变化小于 5% 时, k 变化范围为 $[0.1588, 0.2518]$ 。则当 k 在 $0.1588 \sim 0.2518$ 之间变化时,电压增益 $G(k)$ 始终保持在最大电压增益的 95% 以内。如果 $k_{max}=0.2518$,则 k 最大变化区间占总变化区间的 36.93%。 k_0 确定后,通过选取不同的 b, q 可得相应的目标输出电压。 $k_0=0.2$ 和 $k_0=0.4$ 时, a 与 q 对 G 的影响如图 4 所示。

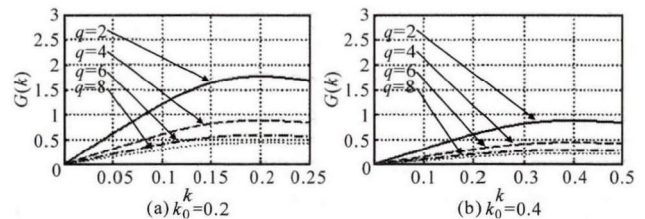


图 4 k 与 $G(k)$ 的关系

Fig. 4 Voltage transfer ratio $G(k)$ and k

3 实验

为验证所提拓扑的有效性,在图 1 的基础上搭建了 IPT 系统的验证系统,由逆变电路、补偿电路、耦合器等构成。

系统电路的关键参数为: $u_{in}=24$ V, $L_p=96$ μ H, $C_{ps}=35.2$ nF, $C_{pp}=30.9$ nF, $L_s=95.8$ μ H, $C_s=26.4$ nF, $R=12.4$ Ω , $f_0=100$ kHz。线圈外径 $D_{out}=140$ mm,线圈内径 $D_{in}=40$ mm,线圈厚度 $D_{th}=2$ mm,线圈匝数 $N=34$ 。实验波形如图 5 所示。

(下转第 82 页)

可知,要进行新的频率匹配,必须改变发射线圈和中继线圈的固有谐振频率,即改变两个线圈的谐振电容,将发射线圈和中继线圈的谐振电容降低 $1+k_{12}$ 倍。由式(1)可算得此时的耦合系数 $k_{12}=0.7$,因此算得新的谐振电容值为 $C_1=11.8\text{ nF}$, $C_3=9.8\text{ nF}$ 。由图 4b 可知,进行频率匹配之后,系统输出电压、电流大大增加。由于频率分裂对系统输出功率的影响基本可以消除。并且通过进一步实验可知,相比于传统两线圈结构,其传输效率进一步提高,这与理论结果分析一致。

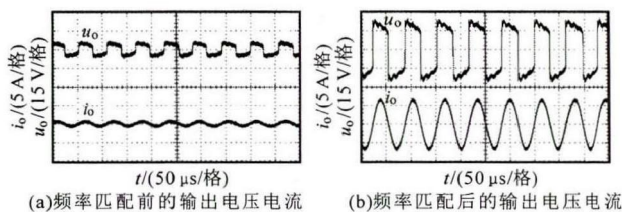


图 4 实验波形

Fig. 4 Experimental waveforms

5 结论

针对偏置线圈距离太近产生频率分裂从而影响系统传输功率的问题,通过改变偏置线圈的谐

振电容来进行新的频率匹配,避免了频率分裂对功率传输的影响。所提方法简单易于操作,无需外接电路。最后验证了所提方法的可行性和正确性。

参考文献

- [1] Dukju Ahn, Songcheol Hong. A Study on Magnetic Field Repeater in Wireless Power Transfer[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 360-371.
- [2] Thuc P D, Jong-Wook L. Experimental Results of High Efficiency Resonant Coupling Wireless Power Transfer Using a Variable Coupling Method[J]. IEEE Trans. on Microwave and Wireless Components Letters, 2011, 21(8): 442-444.
- [3] 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.
- [4] Teck C B, Imura T, Kato M, et al. Basic Study of Improving Efficiency of Wireless Power Transfer Via Magnetic Resonance Coupling Based on Impedance Matching [J]. IEEE Trans. on International Symposium on Industrial Electronics, 2010, 32(6): 2011-2016.
- [5] 生茂棠. 基于磁谐振耦合无线功率传输的中继接力系统的研究[D]. 南昌: 南昌大学, 2013.

(上接第 77 页)

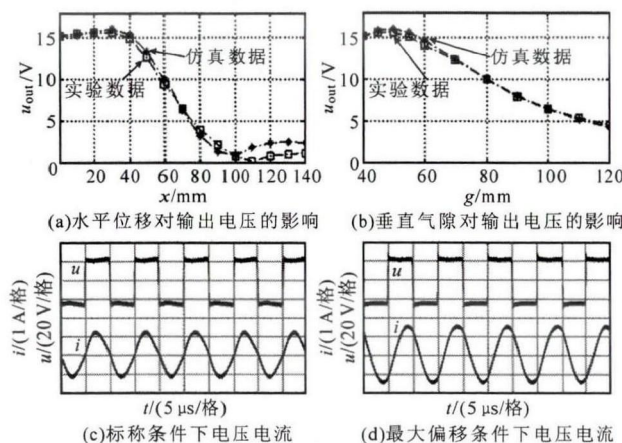


图 5 实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms

由图 5a 可知,当两线圈在标称位置开始水平移动时,输出电压开始缓慢增加,在水平偏移量达到 40 mm 左右时达到最大值,之后再急速下降。最大电压变动为 5% 的情况下,最大水平偏移量可达 40 mm,为线圈外径的 30% 左右。由图 5b 可知,随着垂直位移变大,输出电压首先稍微上升,然后近于线性下降。图 5c, 5d 分别为标称条件 ($x=0\text{ mm}$) 和最大偏移下 ($x=40\text{ mm}$) 的电压电流波形。

该拓扑对水平偏移容忍度较高,无其他控制策略时,最大水平偏移可达线圈外径的 30% 左右。且在最大水平偏移时,对初级主电路电流影响较小。

4 结论

此处传统补偿拓扑的基础上,提出了新型的补偿拓扑,并对其特性进行了详细的分析。该拓扑提高了圆盘形耦合器的最大偏移量,使得耦合系数在一定区域变化时,系统的输出功率能够保持在特定区间内。最后对该拓扑进行了验证。

参考文献

- [1] P Si, A P Hu, S Malpas, et al. A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices [J]. IEEE Trans. on Biomedical Circuits and Systems, 2008, 2(1): 22-29.
- [2] X Liu, S R Hui. Optimal Design of a Hybrid Winding Structure for Planar Contactless Battery Charging Platform [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23(1): 455-463.
- [3] J T Boys, G A J Elliott, G A Covic. An Appropriate Magnetic Coupling Coefficient for the Design and Comparison of Icpt Pickups [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(1): 333-335.