

## 感应电能传输系统耦合机构输出功率的分析和控制

姜龙斌<sup>1,2,3</sup>, 史黎明<sup>1,2</sup>, 范满义<sup>1,2</sup>, 张发聪<sup>1,2,3</sup>, 殷正刚<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室, 北京 100190;

2. 中国科学院电工研究所, 北京 100190;

3. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:** 由于制造工艺等原因, 感应电能传输系统(IPT)耦合机构的原边和副边线圈的自谐振频率可能不同, 通常在耦合机构的副边采用可控整流器通过实施阻抗变换使耦合机构工作于高效率状态。但是当耦合机构工作于原边或副边线圈自谐振频率时, 耦合机构保持高效率运行时的最大输出功率将受到严重制约。本文提出将耦合机构工作频率设置在原边线圈和副边线圈自谐振频率之间的一个最佳频率点, 可有效提高耦合机构保持高效率运行时的最大输出功率。首先推导了耦合机构原、副边线圈自谐振频率相同和不同时耦合机构高效率运行时的最大输出功率表达式, 分析了耦合机构输出功率较低的原因。然后, 分析了提高耦合机构输出功率的方法, 推导出了耦合机构高效率运行时获得最大输出功率的工作频率点。结果表明, 与原边谐振相比, 采用本文所提出的开关频率计算方法, 耦合机构的最大输出功率提升了 92.5%。

**关键词:** 感应电能传输; 非同时谐振; 提升功率; 效率优化

**DOI:** 10.12067/ATEEE1911014

**文章编号:** 1003-3076(2020)05-0001-09

**中图分类号:** TM724

### 1 引言

感应电能传输(Inductive Power Transfer, IPT)系统利用电磁感应原理, 以高频交流电磁场作为传输介质, 通过原边线圈和副边线圈间的非接触耦合实现电能的无线传输<sup>[1]</sup>。IPT 系统能够克服传统滑动接触供电方式存在的磨损、火花以及漏电等问题, 同时具有便捷、美观和安全等优点。许多学者对 IPT 系统进行了多方面的研究<sup>[2-8]</sup>。

IPT 系统包括原边逆变器、原边补偿网络、原边线圈、副边线圈、副边补偿网络和副边整流器。由原边线圈和副边线圈所构成的耦合机构的传输功率和能量传输效率<sup>[9-12]</sup>是 IPT 系统的两个重要性能指标。当原、副边线圈谐振频率相等时, 通过负载阻抗变换的方法将耦合机构的等效负载电阻变换为耦合机构的效率最优负载电阻, 可使耦合机构在全负载范围内工作在最高效率状态<sup>[1,13]</sup>。实现负载阻抗变换的途径主要有两种: ①利用副边的 DC/DC 变换

器进行负载阻抗变换; ②利用副边的可控整流器实现负载阻抗变换。文献[13]在 IPT 系统的输出端级联 DC/DC 变换器进行负载阻抗变换, 使耦合机构的等效负载始终等于效率最优负载, 耦合机构工作于最高效率状态。但 DC/DC 变换器增加了系统的体积和重量, 降低了系统的效率。文献[1]在 IPT 系统的副边采用半控整流桥, 通过控制副边整流桥的导通角, 使耦合机构的等效负载始终等于效率最优负载, 耦合机构工作于最高效率状态。

上述方法在进行负载阻抗变换控制时, 均假设耦合机构原边线圈和副边线圈的谐振频率相等。实际应用中, 由于工艺和器件参数的离散性等原因, 耦合机构原、副边线圈电感量和补偿电容值与设计值存在偏差, 导致耦合机构原、副边线圈的谐振频率不完全相等, 使得耦合机构的实际工作效率有所下降。文献[14]通过原、副边变流器的移相角来调节输出功率, 通过调节系统工作频率和原、副边变流器输出电压的相角差来优化系统效率, 可使系统工作在最

**收稿日期:** 2019-11-07

**基金项目:** 国家重点研发计划项目(2017YFB1201003-09)、北京市自然科学基金项目(3184060)

**作者简介:** 姜龙斌(1988-), 男, 黑龙江籍, 博士研究生, 研究方向为无线电能传输技术;

史黎明(1964-), 男, 河南籍, 研究员, 博导, 博士, 研究方向为无线电能传输技术。

优效率点。文献[15]提出, IPT 系统的输出端级联 DC/DC 变换器调节系统的输出直流电压, 原边逆变器采用最大功率点搜索的方法使 IPT 系统工作在最高效率状态。文献[14, 15]考虑了耦合机构原、副边线圈的谐振频率不完全相等的情况, 但未分析 IPT 系统的输出功率和效率与原、副边变流器的移相角, 以及相位角和开关频率之间的定量关系, 在 IPT 系统的理论分析和设计阶段缺乏理论指导意义。文献[16]指出, 在耦合机构原、副边线圈的谐振频率不完全相等的情况下, 将原边逆变器的开关频率设置为原边线圈的自谐振频率, 副边可控整流器进行阻抗变换, 使得从副边变流器输入侧向后级看的等效电阻等于耦合机构的效率最优电阻、等效电抗抵消副边线圈和副边补偿电容的总电抗, 从而使副边线圈所在回路的总电抗为 0, 耦合机构的能量传输效率达到最大。但副边变流器需要提供一定的无功功率。在原、副边直流电压恒定的场合下, 副边变流器输出的功率因数较低, 耦合机构保持最高效率时的最大输出功率有所降低。

本文针对耦合机构原、副边线圈的谐振频率不相等工况, 副边可控整流器采用阻抗变换的方法使耦合机构保持最高效率运行。解决当原、副边直流电压恒定时, 耦合机构输出最大功率较低的问题; 提出将原边逆变器的开关频率设置为原边线圈自谐振频率和副边线圈自谐振频率之间的一个最优频率点, 提高副边变流器输出的功率因数, 从而提高耦合机构保持高效率时的最大输出功率。

## 2 原、副边线圈自谐振频率相同时耦合机构的输出功率和效率

副边采用可控整流器的串联补偿型 IPT 系统如图 1 所示。该系统包括输入直流电压源  $U_{in}$ , 原边 H 桥变流器 ( $S_1 \sim S_4$ ), 原边线圈补偿电容  $C_p$ , 耦合机构, 副边线圈补偿电容  $C_s$ , 副边 H 桥变流器 ( $S_5 \sim S_8$ ), 负载  $R_L$ 。耦合机构包括原边线圈  $L_p$  和副边线圈  $L_s$ , 原、副边线圈间的互感为  $M$ , 副边变流器的输出直流电压为  $U_o$ 。

原、副边变流器采用移相控制时, 其输出电压和电流波形如图 2 所示。原边变流器的移相角为  $\alpha$ , 副边的移相角为  $\beta$ 。  $U_{p1}$ 、 $I_{p1}$  为原边变流器输出电压和电流,  $U_{p1}$  与  $I_{p1}$  的相位差为  $\varphi_p$ 。  $U_{s1}$ 、 $I_{s1}$  为副边变流器输出电压和电流,  $U_{s1}$  与  $I_{s1}$  的相位差为  $\varphi_s$ 。  $U_{s1}$  超前  $U_{p1}$  的相位角为  $\theta$ 。

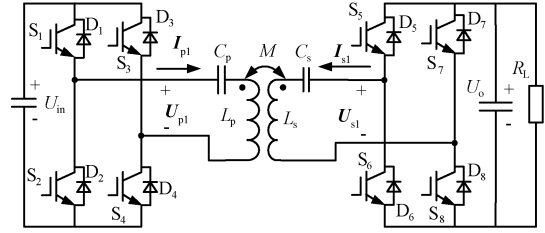


图 1 副边采用可控整流器的串联补偿型 IPT 系统  
Fig.1 Topology of SS-type IPT system with dual side controllable converters

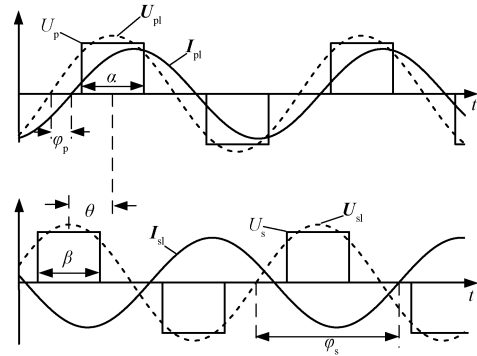


图 2 原、副边变流器输出电压电流波形  
Fig.2 Waveforms of current and voltage of IPT system

当原、副边直流电压恒定的情况下,  $U_{p1}$  的最大值为  $U_{p1\_max}$ ,  $U_{s1}$  的最大值为  $U_{s1\_max}$ 。分析可知, 在原、副边线圈的自谐振频率相同, 原边逆变器的输出电压频率等于原、副边线圈的自谐振频率<sup>[17]</sup>,  $\theta = 90^\circ$  的情况下, 当原、副边变流器输出交流电压同时达到最大时, 耦合机构输出的有功功率最大。耦合机构输出的有功功率最大值  $-P_{s1\_max}$  ( $f_{pr} = f_{sr}$ ) 为:

$$\begin{aligned} & -P_{s1\_max} \Big|_{f_{pr}=f_{sr}, \theta=+90^\circ} \\ &= \frac{U_{s1\_max}(\omega M U_{p1\_max} - R_p U_{s1\_max})}{(\omega M)^2 + R_p R_s} \end{aligned} \quad (1)$$

式中,  $f_{pr}$  为原边线圈的自谐振频率;  $f_{sr}$  为副边线圈的自谐振频率;  $\omega$  为耦合机构的工作角频率;  $R_p$  为原边线圈电阻;  $R_s$  为副边线圈电阻。

耦合机构的能量传输效率  $\eta_1$  为<sup>[17]</sup>:

$$\eta_1 = \frac{\xi(\omega M - R_p \xi)}{\omega M \xi + R_s} \quad (2)$$

式中,  $\xi$  为副边变流器输出交流电压  $U_{s1}$  有效值  $U_{s1}$  与原边变流器输出交流电压  $U_{p1}$  有效值  $U_{p1}$  之比, 即电压比  $\xi = U_{s1}/U_{p1}$ 。

当电压比  $\xi$  等于效率最优电压比时, 耦合机构的效率最高<sup>[17]</sup>。正向能量传输, 耦合机构效率最优电压比的实际值  $\xi_{for\_opt}$  为:

$$\xi_{\text{for\_opt}} = \frac{-R_p R_s + \sqrt{(R_p R_s)^2 + R_p R_s (\omega M)^2}}{R_p \omega M} \quad (3)$$

在对 IPT 系统进行设计时, 通常使耦合机构输出最大功率时能量传输效率最高, 即耦合机构输出最大功率时的电压比等于正向能量传输耦合机构效率最优电压比的设计值, 可得:

$$U_{s1\_max}/U_{p1\_max} = \xi_{\text{for\_opt}_0} \quad (4)$$

式中,  $\xi_{\text{for\_opt}_0}$  为正向能量传输耦合机构效率最优电压比的设计值。

结合式(1)和式(4), 耦合机构输出的有功功率最大值的设计值  $-P_{s1\_max\_0}(f_{pr}=f_{sr})$  可表示为:

$$-P_{s1\_max\_0} \Big|_{f_{pr}=f_{sr}, \theta=+90^\circ} = \frac{U_{s1\_max}^2 (\omega_0 M_0 / \xi_{\text{for\_opt}_0} - R_{p\_0})}{(\omega_0 M_0)^2 + R_{p\_0} R_{s\_0}} \quad (5)$$

式中,  $-P_{s1\_max\_0}$  中的“ $-$ ”代表能量传输的方向, 表示耦合机构的副边线圈向副边变流器输出功率;  $\omega_0$  为耦合机构工作角频率的设计值;  $M_0$  为互感的设计值;  $R_{p\_0}$  为原边线圈电阻的设计值;  $R_{s\_0}$  为副边线圈电阻的设计值。

### 3 原、副边线圈自谐振频率不同时耦合机构的效率分析

当耦合机构加工制造出来后, 由于耦合机构原、副边线圈电感量和补偿电容的实际值与设计值存在偏差, 导致耦合机构原、副边线圈的谐振频率不完全相等。本节分析在保持耦合机构高效率运行时, 耦合机构输出的功率。

首先, 将原边逆变器的开关频率设置为原边线圈的自谐振频率  $f_{pr}$ , 副边可控整流器进行阻抗变换<sup>[16]</sup>, 使得从副边变流器交流输入侧向后级看的等效电阻  $R_{Leq}$  等于耦合机构效率最优电阻  $R_{Leq}^{\text{opt}}$ , 即  $R_{Leq} = R_{Leq}^{\text{opt}}$ , 从副边变流器交流输入侧向后级看的等效电抗  $X_{Leq}$  抵消副边线圈和副边补偿电容的总电抗  $X_s$ , 即  $X_{Leq} = -X_s$ , 从而使副边线圈所在回路的总电抗为 0, 耦合机构的能量传输效率达到最大。

将从副边变流器交流侧向后级看的电路用等效负载阻抗 ( $R_{Leq} + X_{Leq}$ ) 代替, IPT 系统的交流等效电路如图 3 所示。

图 3 中, 将等效负载电阻  $R_{Leq}$  用电压源  $U_{s1\_a}$  等效, 其中  $U_{s1\_a}$  为副边变流器输出交流电压的有功电压。副边变流器输出的有功电压有效值  $U_{s1\_a}$  为:

$$U_{s1\_a} = U_{s1} \cos(\varphi_s - 180^\circ) \quad (6)$$

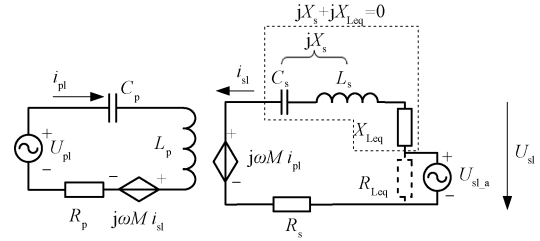


图 3 串串补偿型感应电能传输系统的交流等效电路图

Fig.3 Equivalent circuit diagram of SS-type IPT system

式中,  $\varphi_s - 180^\circ$  表示等效负载阻抗的功率因数角。

等效负载阻抗的功率因数角满足如下关系:

$$\varphi_s - 180^\circ = \arctan \frac{X_{Leq}}{R_{Leq}} = \arctan \frac{-X_s}{R_{Leq}^{\text{opt}}} \quad (7)$$

图 3 所示的电路可以看作原、副边线圈同时处于谐振状态且原、副边线圈分别由电压源  $U_{p1}$  和  $U_{s1\_a}$  激励的 IPT 系统。

副边变流器输出的有功电压有效值的最大值  $U_{s1\_a\_max}$  为:

$$U_{s1\_a\_max} = U_{s1\_max} \cos(\varphi_s - 180^\circ) \quad (8)$$

根据第 2 节的分析, 可得原、副边线圈自谐振频率不同且耦合机构高效率运行时, 耦合机构输出的最大有功功率为:

$$-P_{s1\_max} \Big|_{f_{sw}=f_{pr} \neq f_{sr}, \eta=\eta_{\text{for\_max}}} = \frac{U_{s1\_a\_max}^2 (\omega M / \xi_{\text{for\_opt}} - R_p)}{(\omega M)^2 + R_p R_s} = \frac{U_{s1\_max}^2 \cos^2[\varphi_s(\omega_{pr}) - 180^\circ] (\omega M / \xi_{\text{for\_opt}} - R_p)}{(\omega M)^2 + R_p R_s} \quad (9)$$

式中,  $f_{sw}$  为开关频率。

当耦合机构的实际参数与设计值近似时, 式(9)可近似为:

$$-P_{s1\_max} \Big|_{f_{sw}=f_{pr} \neq f_{sr}, \eta=\eta_{\text{for\_max}}} \approx \frac{U_{s1\_max}^2 \cos^2[\varphi_s(\omega_{pr}) - 180^\circ] (\omega_0 M_0 / \xi_{\text{for\_opt}_0} - R_{p\_0})}{(\omega_0 M_0)^2 + R_{p\_0} R_{s\_0}} \quad (10)$$

由式(5)和式(10)可知, 当耦合机构原、副边线圈的实际自谐振频率不相等时, 耦合机构保持高效率运行时的最大输出功率(式(10))低于设计值(式(5))。其原因是副边变流器输出电压中的一部分电压用于提供有功功率, 另一部分电压用于提供无功功率, 副边变流器输出的功率因数较低, 导致耦合机构保持最高效率运行时的最大输出功率低于设计值。



#### 4 优化开关频率计算方法

下面分析耦合机构以最高效率运行时其输出最大有功功率达到最大值的条件。

从式(10)可以看出,  $\cos(\varphi_s - 180^\circ)$  越大, 副边变流器接收到的最大有功功率  $-P_{s1\_max}$  越大。

式(10)需满足下面的约束条件:

$$U_{p1} = \frac{U_{p1\_a}}{\cos\varphi_p} = \frac{U_{s1\_a\_max}/\xi_{for\_opt}}{\cos\varphi_p} = \frac{U_{s1\_max}\cos(\varphi_s - 180^\circ)}{\xi_{for\_opt}\cos\varphi_p} \leq U_{p1\_max} \quad (11)$$

当耦合机构以最高效率运行时,  $X_{Leq} + X_s = 0$ ,  $R_{Leq} = R_{Leq}^{opt}$ , 原边变流器输出电压和电流的功率因数角  $\varphi_p$  为:

$$\varphi_p = \arctan \frac{X_p}{Z_r + R_p} \quad (12)$$

式中,  $X_p$  为原边线圈电感  $L_p$  和原边线圈补偿电容  $C_p$  的电抗之和;  $Z_r$  为副边线圈到原边线圈的反射阻抗,  $Z_r = (\omega M)^2 / (R_s + R_{Leq}^{opt})$ 。

当耦合机构的最优效率电压比  $\xi_{opt}$  与设计值  $\xi_{opt\_0}$  近似时, 由式(4)和式(11)可得:

$$\cos(\varphi_s - 180^\circ) \leq \cos\varphi_p \quad (13)$$

当开关频率  $f_{sw}$  介于原边线圈的自谐振频率  $f_{pr}$  和副边线圈的自谐振频率  $f_{sr}$  之间时,  $\cos(\varphi_s - 180^\circ)$  随开关频率的递增近似递增,  $\cos\varphi_p$  随开关频率的递增近似递减。因此, 由式(13)可知, 以开关频率为变量, 当  $\cos(\varphi_s - 180^\circ) = \cos\varphi_p$  时,  $\cos(\varphi_s - 180^\circ)$  取最大值。由式(10)可知, 此时耦合机构输出的最大有功功率达到最大值。

求解  $\cos(\varphi_s - 180^\circ) = \cos\varphi_p$  可得耦合机构输出的最大有功功率  $-P_{s1\_max}$  达到最大值时的工作角频率  $\omega_{psr}$  为:

$$\omega_{psr} = 2\pi f_{psr} = \sqrt{\frac{C_p R_p + C_s R_s}{L_s C_s C_p R_p + L_p C_p C_s R_s}} \quad (14)$$

式中,  $f_{psr}$  为本文所提出的耦合机构的工作频率。

耦合机构保持最高效率运行, 工作角频率为  $\omega_{psr}$ , 耦合机构输出的最大有功功率为:

$$\begin{aligned} -P_{s1\_max} \Big|_{f_{sw}=f_{psr}, \eta=\eta_{for\_max}} &= \frac{U_{s1\_max}^2 \cos^2[\varphi_s(\omega_{psr}) - 180^\circ] (\omega_{psr} M / \xi_{for\_opt} - R_p)}{(\omega_{psr} M)^2 + R_p R_s} \\ &\approx \frac{U_{s1\_max}^2 \cos^2[\varphi_s(\omega_{psr}) - 180^\circ] (\omega_0 M_0 / \xi_{for\_opt\_0} - R_{p\_0})}{(\omega_0 M_0)^2 + R_{p\_0} R_{s\_0}} \end{aligned} \quad (15)$$

由于  $|\omega_{psr} - \omega_{sr}| < |\omega_{pr} - \omega_{sr}|$ , 可知, 耦合机构保持最高效率运行, 工作角频率为  $\omega_{psr}$ , 耦合机构输出的最大有功功率(式(15))高于耦合机构保持最高效率运行, 工作角频率为  $\omega_{pr}$ , 耦合机构输出最大有功功率(式(10))。

系统的控制策略如下<sup>[16]</sup>: 按式(14)设置原边逆变器的开关频率, 副边可控整流器进行阻抗变换, 使得从副边变流器输入侧向后级看的等效电阻  $R_{Leq}$  等于耦合机构的效率最优电阻  $R_{Leq}^{opt}$ , 即  $R_{Leq} = R_{Leq}^{opt}$ , 从副边变流器输入侧向后级看的等效电抗  $X_{Leq}$  抵消副边线圈和副边补偿电容的总电抗  $X_s$ , 即  $X_{Leq} = -X_s$ , 从而使副边线圈所在回路的总电抗为 0, 耦合机构的能量传输效率达到最大。

#### 5 仿真验证

本节分别采用所提工作频率计算方法、原边谐振频率和副边谐振频率, 对耦合机构保持高效运行的最大输出功率进行对比。系统参数如表 1 所示。

表 1 系统参数

Tab.1 Circuit parameters

参数	数值
耦合机构输入端电压幅值/V	30
输出直流电压/V	114
原边线圈电感/ $\mu\text{H}$	22.4731
原边线圈电阻/ $\Omega$	0.06539
原边线圈补偿电容/ $\mu\text{F}$	1.2320
互感/ $\mu\text{H}$	14.2001
副边线圈电感/ $\mu\text{H}$	1029.222
副边线圈电阻/ $\Omega$	0.4920
副边线圈补偿电容/ $\mu\text{F}$	0.0290
原边线圈自谐振频率/kHz	30.248
本文提出开关频率/kHz	29.274
效率最优电压比	2.567

采用本文所提算法时, 耦合机构输入端的电压和电流波形如图 4 所示, 输出端的电压和电流波形如图 5 所示, 输入功率为 712.3W, 输出功率为 613.1W。

图 6 为原边线圈电压波形, 有效值为 116.3V。图 7 为补偿电容电压波形, 有效值为 119.8V。

图 8 为副边线圈电压波形, 有效值为 1.78kV。图 9 为副边线圈补偿电容的电压波形, 有效值为 1.75kV。

原边谐振时, 耦合机构输入端的电压和电流波形如图 10 所示, 输出端的电压和电流波形如图 11

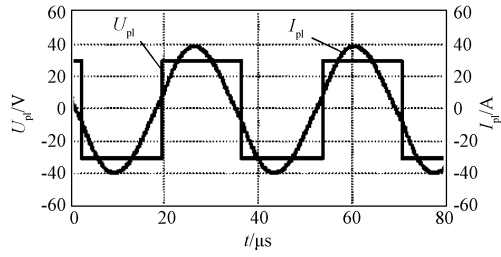


图4 耦合机构的输入端电压和电流波形(所提算法)

Fig.4 Simulated voltage and current of input side of coupling mechanism with proposed switching frequency calculation method

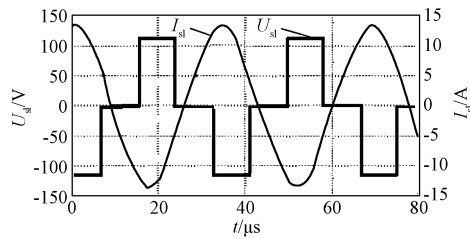


图5 耦合机构的输出端电压和电流波形(所提算法)

Fig.5 Simulated voltage and current of output side of coupling mechanism with proposed switching frequency calculation method

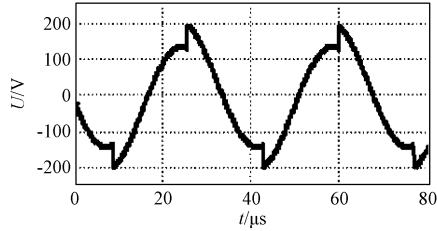


图6 原边线圈电压波形

Fig.6 Simulated voltage of primary coil

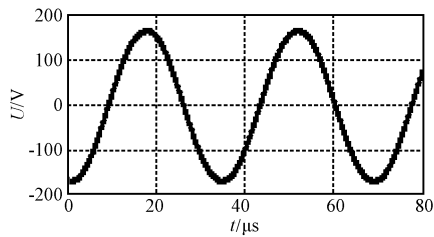


图7 原边补偿电容电压波形

Fig.7 Simulated voltage of primary compensation capacitor

所示。耦合机构的输入功率为 335.2W,输出功率为 290W。

副边谐振时,耦合机构输入端的电压和电流波形如图 12 所示,输出端的电压和电流波形如图 13

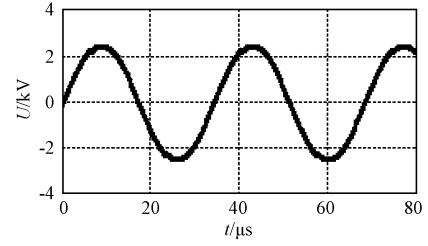


图8 副边线圈电压波形

Fig.8 Simulated voltage of secondary coil

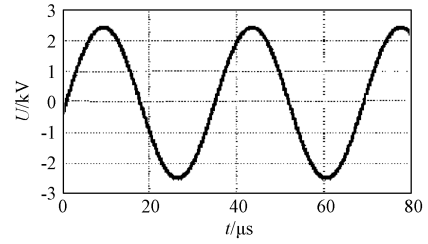


图9 副边线圈补偿电容电压波形

Fig.9 Simulated voltage of secondary compensation capacitor

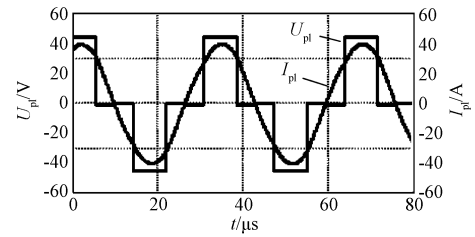


图10 耦合机构的输入端电压和电流波形(原边谐振)

Fig.10 Simulated voltage and current of input side of coupling mechanism with primary resonant frequency

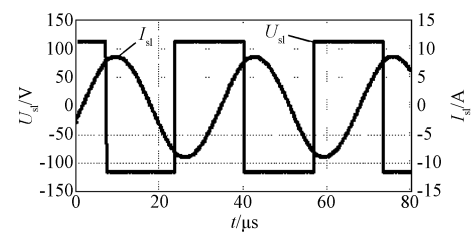


图11 耦合机构的输出端电压和电流波形(原边谐振)

Fig.11 Simulated voltage and current of output side of coupling mechanism with primary resonant frequency

所示。耦合机构的输入功率为 703W,输出功率为 601W。

采用所提工作频率计算方法、原边谐振频率和副边谐振频率的仿真结果如表 2 所示。由结果可知,与原边谐振相比,采用所提算法,耦合机构保持高效运行时最大输出功率提升 111%。与副边谐振相比,耦合机构保持高效运行时的最大输出功率提升 2%。

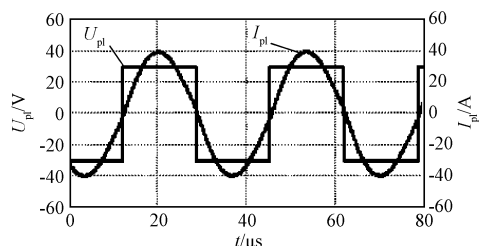


图12 耦合机构的输入端电压和电流波形(副边谐振)

Fig.12 Simulated voltage and current of input side of coupling mechanism with secondary resonant frequency

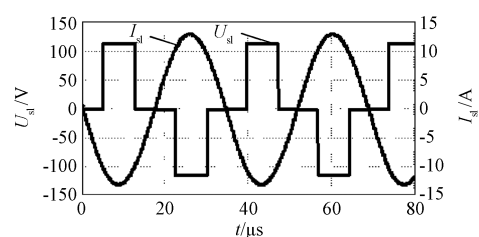


图13 耦合机构的输出端电压和电流波形(副边谐振)

Fig.13 Simulated voltage and current of output side of coupling mechanism with secondary resonant frequency

表2 仿真结果

Tab.2 Simulated results

耦合机构	输入功率/W	输出功率/W	效率(%)	所提方法的功率提升率(%)
所提算法 (29.274kHz)	712.3	613.1	86.1	-
原边谐振 (30.248kHz)	335.2	290	86.5	111
副边谐振 (29.116kHz)	703	601	85.5	2

## 6 实验验证

实验平台如图14所示。参数如表1所示。



图14 实验样机图

Fig.14 Prototype of IPT system

当耦合机构工作频率等于原边线圈自谐振频率30.248kHz、耦合机构工作于最高效率状态,输出功率达到最大时,原、副边变流器输出电压和电流波形

如图15所示。可以看出,原边变流器输出电压的移相角为85.26°,其移相角未达到最大移相角,原因是副边变流器输出的交流有功电压未达到最大值。原边逆变器输出电压和输出电流的功率因数角为0。副边变流器的输出电压移相角达到最大移相角180°。副边变流器输出交流电压与输出交流电流的功率因数角为118.04°(180°-61.96°),等效负载的功率因数为0.47。耦合机构的输入功率为369W、输出功率为306W,耦合机构的效率为82.93%。

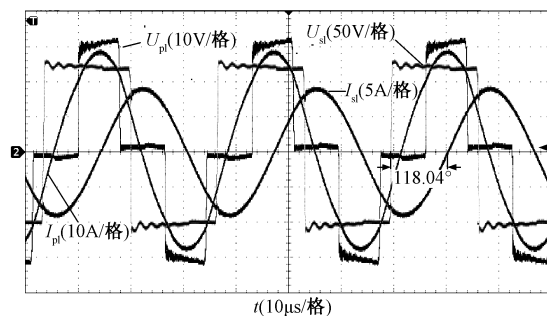


图15 现有耦合机构效率优化方法时耦合机构的电压和电流

Fig.15 Measured voltage and current with existing efficiency optimization method

图16为原、副边变流器输出电压和电流波形。采用了本文所提出的开关频率设置方法,耦合机构工作频率等于29.274kHz,且耦合机构工作于最高效率状态,耦合机构输出功率达到最大。从图16中可以看出,原边变流器输出电压的移相角为180°。原边逆变器输出电压和输出电流的功率因数角为-16.23°,这是由于耦合机构的工作频率低于原边线圈的自谐振频率导致的,原边逆变器工作于略呈容性的状态。

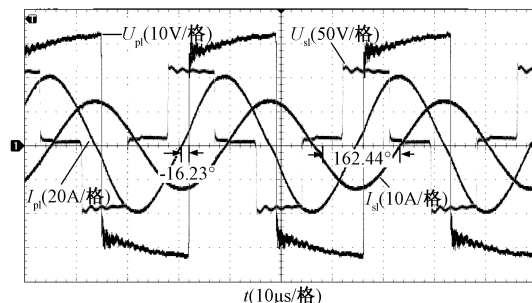


图16 本文的开关频率设置方法时耦合机构的电压和电流

Fig.16 Measured voltage and current with proposed switching frequency calculation method

副边变流器输出电压的移相角为  $84.75^\circ$ 。副边变流器输出电压的移相角未达到最大值,原因是由于耦合机构参数的偏差导致耦合机构实际效率最优电压比明显低于耦合机构设计效率最优电压比。副边变流器输出交流电压与交流电流的功率因数角为  $162.44^\circ (180^\circ - 17.56^\circ)$ ,等效负载的功率因数为 0.95。耦合机构的输入功率为 723W,输出功率为 589W,效率为 81.47%。

上述实验结果表明,采用本文所提出的开关频率设置方法,尽管耦合机构的最高效率下降了 1.46%,但是当耦合机构保持最高效率运行时,耦合机构的最大输出功率提升了 92.5%  $\{[(589-306)/306] \times 100\%\}$ 。

图 17 为采用现有的方法和采用本文所提出的开关频率设置方法时耦合机构保持最高效率工作时的效率曲线。可以看出,现有方法和本文所提出的开关频率设置方法均能使耦合机构在宽输出功率范围内保持较高的能量传输效率;采用本文所提出的开关频率设置方法时耦合机构的最大输出功率明显高于现有方法的最大输出功率。

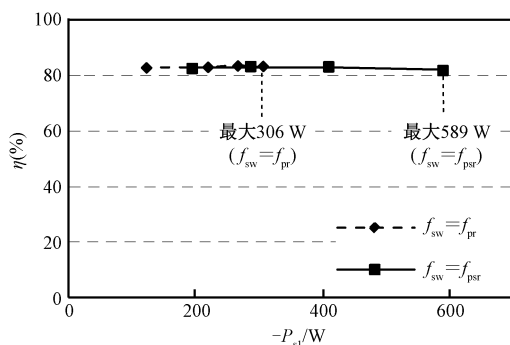


图 17 现有方法和本文所提方法的耦合机构效率曲线

Fig.17 Efficiency of coupling mechanism with existing efficiency optimization method and proposed switching frequency calculation method

## 7 结论

在耦合机构工作于原边线圈自谐振频率条件下,分别推导了耦合机构原、副边线圈自谐振频率相同和不同时,耦合机构保持高效率运行时的最大输出功率表达式,计算出了耦合机构保持高效率运行时获得最大输出功率的频率表达式。采用移相的调制方式对所提出的开关频率计算方法进行了验证。结论如下:副边变流器输出的功率因数较低是影响耦合机构高效率运行时最大输出功率的主要原因;

在耦合机构原、副边线圈自谐振频率不同的情况下,将耦合机构工作在原、副边线圈自谐振频率之间的一个频率点,可以得到最大功率输出。与原边谐振情况相比,采用本文所提出的开关频率设置方法,耦合机构的最高效率下降了 1.46%,但是最大输出功率提升了 92.5%;与副边谐振情况相比,最大输出功率提升了 2%。

## 参考文献 (References):

- [1] 麦瑞坤,刘野然,陈阳 (Mai Ruikun, Liu Yeran, Chen Yang). 基于最优等效负载控制的感应电能传输系统效率优化方法研究 (Study of efficiency optimization method based on optimal equivalent load control in IPT systems) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (23): 6468-6475, 6613.
- [2] 赵靖英,赵纪新,邢英翔,等 (Zhao Jingying, Zhao Jixin, Xing Yingxiang, et al.). 多初级绕组串联的动态无线电能传输系统设计与特性分析 (Design and characteristics analysis on dynamic wireless power transfer system with multi-serial primary coils) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (7): 67-74.
- [3] 侯春,朱旺,水恒琪,等 (Hou Chun, Zhu Wang, Shui Hengqi, et al.). 基于 LCL-LC/LCL 混合补偿的多电动汽车恒流恒压无线充电系统特性分析 (Characteristic analysis of constant current and voltage wireless charging system for multi-electric vehicles based on LCL-LC/LCL hybrid compensation) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (11): 58-68.
- [4] 司马昆,吴松荣,张欣,等 (Sima Kun, Wu Songrong, Zhang Xin, et al.). LCL 型感应耦合电能传输并联系统研究 (Research on parallel system of inductively coupled power transfer based on LCL compensation) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (4): 6-11.
- [5] 范兴明,莫小勇,张鑫 (Fan Xingming, Mo Xiaoyong, Zhang Xin). 无线电能传输技术的研究现状与应用 (Research status and application of wireless power transmission technology) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (10): 2584-2600.
- [6] 张波,疏许健,黄润鸿 (Zhang Bo, Shu Xujian, Huang Runhong). 感应和谐振无线电能传输技术的发展 (The development of inductive and resonant wireless power transfer technology) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (18): 3-17.



- [7] 赵争鸣, 刘方, 陈凯楠 (Zhao Zhengming, Liu Fang, Chen Kainan). 电动汽车无线充电技术研究综述 (New progress of wireless charging technology for electric vehicles) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (20): 30-40.
- [8] 辛平平, 周冀松, 丰骏, 等 (Xin Pingping, Zhou Jisong, Feng Jun, et al.). T 参数模型及其在 S/P 补偿 WPT 系统中的应用 (T parameter model and its application in S/P compensated WPT system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (4): 42-48.
- [9] 耿宇宇, 杨中平, 林飞, 等 (Geng Yuyu, Yang Zhongping, Lin Fei, et al.). 用于混合储能系统供电的无线电能传输技术效率优化策略研究 (Efficiency optimization strategy for wireless power transfer used in hybrid energy storage system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2019, 34 (S1): 424-432.
- [10] Fu M, Tang Zefan, Liu M, et al. Full-bridge rectifier input reactance compensation in Megahertz wireless power transfer systems [A]. 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (2015 WoW) [C]. 2015. 1-5.
- [11] Zhang W, Wong S, Tse C K, et al. Design for efficiency optimization and voltage controllability of series-series compensated inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (1): 191-200.
- [12] 严茂水, 廖承林, 陶成轩, 等 (Yan Maoshui, Liao Chenglin, Tao Chengxuan). 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 (英文) (A review on wireless power transfer coil misalignment: Analysis, efficiency improvement and positioning) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2013, 28 (S2): 1-6.
- [13] Berger A, Agostinelli M, Vesti S, et al. A wireless charging system applying phase-shift and amplitude control to maximize efficiency and extractable power [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (11): 6338-6348.
- [14] Zhao Lei, Thrimawithana D J, Madawala U K, et al. Performance optimization of LC bi-directional inductive power transfer system [A]. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC) [C]. 2015. 1-6.
- [15] Zhong W X, Hui S Y R. Maximum energy efficiency tracking for wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (7): 4025-4034.
- [16] Mai R, Liu Y, Li Y, et al. An active rectifier based maximum efficiency tracking method using an additional measurement coil for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33 (1): 716-728.
- [17] Nguyen B X, Vilathgamuwa D M, Foo G H B, et al. An efficiency optimization scheme for bidirectional inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (11): 6310-6319.

## Analysis and control of output power of coupling mechanism of inductive power transfer system

JIANG Long-bin<sup>1,2,3</sup>, SHI Li-ming<sup>1,2</sup>, FAN Man-yi<sup>1,2</sup>,  
ZHANG Fa-cong<sup>1,2,3</sup>, YIN Zheng-gang<sup>1,2</sup>

- (1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;  
2. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;  
3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Due to manufacturing process and the diversity of device parameters, etc., the self-resonant frequencies of the primary and secondary coils of the inductive power transfer system (IPT) may be different. Usually, a controllable rectifier is used on the secondary side of the coupling mechanism to perform the impedance transformation to make the coupling mechanism operate at high efficiency condition. However, the maximum output power of the coupling mechanism will be severely restricted when the coupling mechanism operates at the primary or secondary coil self-resonant frequency. This paper proposes to set the switching frequency to a specific frequency point be-



tween the self-resonant frequencies of the primary and secondary coil to improve the maximum output power of the coupling mechanism while maintaining the highest efficiency. Firstly, the expressions of the maximum output power of the coupling mechanism with the same and different self-resonant frequencies of the primary and secondary coils are deduced. The reason why the maximum output power of the coupling mechanism is low is analyzed. Then, the maximum output power of the coupling mechanism maintaining the highest efficiency is improved by setting the switching frequency to a specific frequency point between the self-resonant frequencies of the primary and secondary coil. The experimental results show that, compared with using primary resonant frequency, the maximum output power of the coupling mechanism is increased by 92.5% using the switching frequency setting method proposed in this paper.

**Key words:** inductive power transfer; non simultaneous resonance; power improvement; efficiency optimization