

电动汽车双向无线充电系统谐振拓扑分析

陈凯楠, 赵争鸣, 刘方, 袁立强

(电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室, 清华大学, 北京市 100084)

摘要: 针对双向电动汽车无线充电系统, 对应用于双向无线电能传输的三种谐振拓扑进行了深入研究, 在对其进行建模分析的基础上, 结合电动汽车无线充电应用的需求特征, 从对参数变化与系统故障的鲁棒性、特定工况下的最大传输功率以及谐振电容电压等方面进行了对比分析。研究表明, 双边 LCC 谐振拓扑在继承了双边 LCL 优势的同时, 亦解决了双边 LCL 传输功率偏小和直流磁化等问题, 在双向电动汽车无线充电应用中具有较强的适用性。同时, 搭建了相关实验平台对上述分析进行了验证。

关键词: 无线电能传输; 电动汽车; 双向无线充电; 谐振拓扑

0 引言

随着近年来无线电能传输技术的飞速发展, 加上电动汽车行业的全面铺开, 电动汽车无线充电技术成为学术界和工业界的研究热点^[1]。在这一领域, 目前大部分研究主要面向单向传输系统, 即电能只能由电网向车载电池流动^[2-6]。而随着能源互联网概念的提出以及智能配电网相关技术的发展, 双向无线充电系统逐渐开始展现出其独特的优势^[7-9]。借由能量双向流动的能力, 车载电池中的电能亦可以流向电网, 再经过能量路由器等智能电力变换设备的调控, 可以实现有序充电、削峰填谷等优化运行功能。而无线充电系统所提供的便利性使得用户更加乐意参与这一调控行为, 最终在形成规模化之后, 电动汽车将作为智能配电网中的一类分布式储能系统, 对提升未来能源互联网的稳定性和智能性起到重要作用。

另一方面, 在磁耦合谐振式无线电能传输中, 谐振拓扑直接影响到传输系统的性能特征。目前较为常用的谐振拓扑包括 SS(series-series), SP(series-parallel), PS (parallel-series), PP (parallel-parallel), 双边 LCL(以下简称 LCL), 以及近年来新出现的双边 LCC(以下简称 LCC)等。其中在双向传输中, 为保证系统的对称性, 选择 SS, PP 以及 LCL 和 LCC 较为适合。而 PP 型谐振通常需要通

过电流源型变换器来进行驱动, 考虑到电压源型变换器在实际应用中较为常见, 本文暂不将 PP 型谐振纳入研究范围。

SS 型谐振拓扑作为最基本的传输谐振方式, 现已有诸多文献对其进行了深入分析^[6]。对于 LCL 和 LCC 型谐振拓扑亦有相关研究和应用^[10-13], 但上述研究都是基于单向传输系统。文献[8]对采用 LCL 谐振的双向传输系统进行了研究, 但其重点在于基本分析模型和控制方法, 而并未考虑电动汽车充电应用中的特定问题, 亦没有给出各类谐振拓扑的优劣所在。

本文针对双向电动汽车无线充电系统, 对 SS, LCL 和 LCC 三种谐振拓扑在双向传输中的特性进行了建模研究, 并且考虑应用中的特定需求和限制, 对三种谐振拓扑进行了对比分析, 结论表明 LCC 谐振拓扑在传输功率、电容承压以及可靠性等方面均具有优势。相关实验结果验证了理论分析的正确性。

1 传输框架与基本假设

图 1(a)所示为双向无线电能传输的通用简化传输结构图。为保证系统双向可控和拓扑的对称性, 原副边采用完全一致的谐振网络, 且高频变换环节均采用全控 H 桥实现。图中: U_{dc1} 为网侧经 AC-DC 变换(亦可加入 DC-DC 变换)而得到的直流母线电压; U_{dc2} 为副边全控桥的输出直流母线电压, 该电压可经过滤波之后直接与车载电池相连, 也可通过 DC-DC 变换器与电池连接。

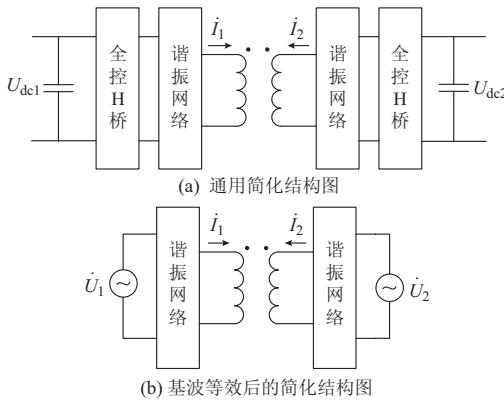


图 1 双向无线电能传输系统简化结构图

Fig.1 Simplified schematic diagram of bi-directional wireless power transfer system

由于谐振网络自身具有带通滤波的特性,在该系统中可以仅考虑基波成分,从而将用于激励谐振网络的方波或准方波电压等效为交流电压源,如图 1(b)所示。全控 H 桥可以通过调节桥臂间的相位差,控制其输出电压的等效幅值;而改变原副边 H 桥之间的参考相位差,可以调节原副边激励电压的相位差。反映到图 1(b)中,即 \dot{U}_1 和 \dot{U}_2 的幅值及相位差可控,这是双向无线传输区别于单向传输最大的特点之一。定义

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = U_1 \angle 0^\circ \\ \dot{U}_2 = U_2 \angle \theta \end{cases} \quad (1)$$

$$G_U = \frac{U_2}{U_1} \quad (2)$$

显然,当 H 桥内移相角为 180° 时,其输出为方波,此时 \dot{U}_1 和 \dot{U}_2 的幅值 $U_{1\max}$ 和 $U_{2\max}$ 达到最大,即

$$\begin{cases} U_{1\max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{dc1} \\ U_{2\max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{dc2} \end{cases} \quad (3)$$

此外,为简化分析,本文假定系统无损且完全谐振,原副边的线圈以及谐振网络参数完全对称。

在电动汽车无线充电系统中,对参数变化和系统故障的容错能力直接影响到装置的可靠性和保护系统的复杂度。由于用户停车位置的不确定性,线圈间的互感是该系统中最为容易出现偏差的参数之一。由于实际系统通常会基于线圈完全正对时的参数进行设计,使得实际运行中互感降低的可能性要远高于互感升高。而互感降低的极致,即等同于原边线圈单独工作的工况。此外,副边线圈开路故障同样会导致这类工况。因此,在互感降低乃至副边

完全消失的情况下,仍能保障系统安全,是电动汽车无线充电系统的一项重要指标。另一方面,副边短路是实际中较为常见的严重故障之一,电池故障、变换器直通、电容击穿等都会造成这一情况。若传输系统自身具有在副边短路情况下工作的能力,则相关的故障保护系统将大大简化。后续的对比研究将会有对上述特性进行考察。

此外,传输结构在特定工况下的最大传输功率及传输特定功率时谐振电容的电压,同样属于谐振拓扑需要评估的重要性能。这两方面同样将在下文进行重点分析。

2 双向谐振拓扑对比研究

下面分别对双向无线传输的三种谐振拓扑进行建模分析,并针对实际应用需求对其进行对比研究。

2.1 SS 谐振拓扑

SS 谐振拓扑是无线电能传输中最为经典的谐振方式,其原副边均采用串联谐振,如图 2 所示。图中: M 为互感。

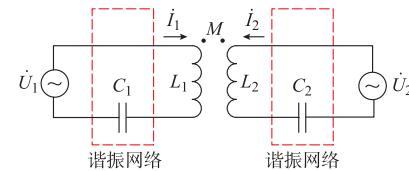


图 2 SS 谐振拓扑简化电路图

Fig.2 Simplified circuit of SS resonant topology

考虑完全谐振的系统,则电压激励角频率为:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4)$$

分别列写原副边的 KVL 方程,有

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 = j\omega M \dot{I}_2 \\ \dot{U}_2 = \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1 = j\omega M \dot{I}_1 \end{cases} \quad (5)$$

即

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_2}{j\omega M} \\ \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_1}{j\omega M} \end{cases} \quad (6)$$

系统传输功率为:

$$P = \text{Re}(\dot{U}_1 \dot{I}_1^*) = \frac{U_1 U_2 \sin \theta}{\omega M} \quad (7)$$

式中: $*$ 表示共轭。

其一般情况下的相量图如图 3(a)所示。

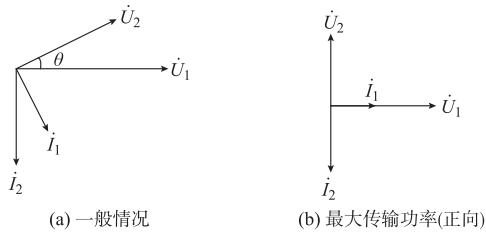


图 3 SS 谐振拓扑下的相量图

Fig.3 Phasor diagram of SS resonant topology

由式(7)和图 3 可见,当 \dot{U}_2 领先 \dot{U}_1 时,功率正向传输,反之则反向传输。在系统参数(谐振频率、互感、原副边直流电压等)已确定的情况下,当原副边 H 桥均输出最大等效电压且 $\theta = \pm\pi/2$ 时,传输功率得到最大值,即

$$|P_{\max}| = \frac{U_1 U_2}{\omega M} = \frac{U_1 U_2}{\omega k \sqrt{L_1 L_2}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{\text{de1}} U_{\text{de2}}}{\omega M} \quad (8)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (9)$$

式中: k 为传输线圈间的耦合系数。

由图 3(b)可以看出,此时原副边均为单位功率因数,由于消除了无功损耗,系统可以得到更高的传输效率。因此,在不考虑变换器自身损耗的情况下,保持原副边等效激励电压相位差为 $\pi/2$,通过调节 H 桥的内移相角进而调节等效激励电压幅值来改变传输功率,在双向无线电能传输中是一种较优的功率控制方式。

1) 互感降低工况

由式(6)可以看出,当互感降低时,线圈电流将随之升高,在极限情况下,当副边消失时,原边线圈电流将增至无穷大,当然在实际系统中,由于存在线圈电阻,实际的原边电流为:

$$\dot{I}_{1\text{noRX}} = \frac{\dot{U}_1}{r_1} \quad (10)$$

式中: r_1 为原边谐振回路的等效电阻。但由于该阻值通常较小,因此依旧容易造成线圈过流的情况。

2) 副边短路工况

副边短路即意味着 \dot{U}_2 降为零。若不考虑车载电池的反灌电流问题,则副边线圈电流将保持不变,而原边线圈电流将降为零(实际系统中考虑到副边的短路电阻,将维持在一个较小的值)。该工况属于安全工况。

2.2 LCL 谐振拓扑

LCL 谐振拓扑在并联谐振的基础上加入了额外的谐振电感 L_{f1} 和 L_{f2} ,并使其与 L_1 和 L_2 相等,

在完全谐振的情况下,有

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{fn}} C_n}} \quad n=1,2 \quad (11)$$

其等效电路如图 4 所示。

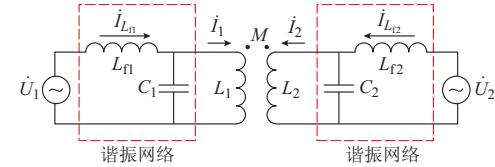


图 4 LCL 谐振拓扑简化电路图

Fig.4 Simplified circuit of LCL resonant topology

分别列写原副边的 KVL 方程,有

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_1 = j\omega L_{\text{f1}} \dot{I}_{L_{\text{f1}}} + j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 \\ j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 = \frac{1}{j\omega C_1} (\dot{I}_{L_{\text{f1}}} - \dot{I}_1) \\ \dot{U}_2 = j\omega L_{\text{f2}} \dot{I}_{L_{\text{f2}}} + j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1 \\ j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1 = \frac{1}{j\omega C_2} (\dot{I}_{L_{\text{f2}}} - \dot{I}_2) \end{array} \right. \quad (12)$$

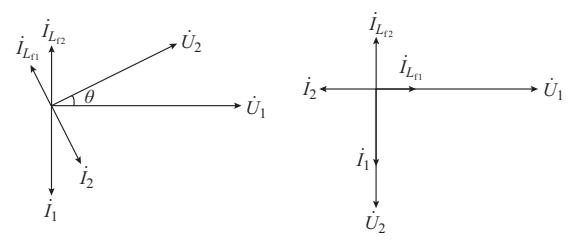
化简得到:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{j\omega L_1} \\ \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_2}{j\omega L_2} \\ \dot{I}_{L_{\text{f1}}} = j \frac{M}{\omega L_1 L_2} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_{L_{\text{f2}}} = j \frac{M}{\omega L_1 L_2} \dot{U}_1 \end{array} \right. \quad (13)$$

系统传输功率为:

$$P = \text{Re}(\dot{U}_1 \dot{I}_{L_{\text{f1}}}^*) = - \frac{M}{\omega L_1 L_2} U_1 U_2 \sin \theta \quad (14)$$

系统相量图如图 5(a)所示。



(a) 一般情况

(b) 最大传输功率(正向)

图 5 LCL 谐振拓扑下的相量图

Fig.5 Phasor diagram of LCL resonant topology

可见,与 SS 谐振拓扑相反,在 LCL 结构中,当 \dot{U}_2 落后 \dot{U}_1 时,功率正向传输。但在不考虑传输方向的情况下,其取得最大传输功率的条件与 SS 结

构相同,传输功率最大值为:

$$|P_{\max}| = \frac{MU_1 U_2}{\omega L_1 L_2} = \frac{k U_1 U_2}{\omega \sqrt{L_1 L_2}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{MU_{\text{dc1}} U_{\text{dc2}}}{\omega L_1 L_2} \quad (15)$$

1)互感降低工况

由式(13)可以看出,由于线圈电流只与本侧的激励电压有关,表现为独立电流源特性,因此在互感降低乃至另一侧完全消失的情况下,线圈电流都将维持不变。而变换器输出电流 $\dot{I}_{L_{f1}}$ 和 $\dot{I}_{L_{f2}}$ 则随互感的降低而减小。这是 LCL 结构优于 SS 结构的一个重要特征。

2)副边短路工况

在副边出现短路时, \dot{I}_1 和 $\dot{I}_{L_{f2}}$ 将保持不变, \dot{I}_2 和 $\dot{I}_{L_{f1}}$ 归零, 同样属于安全工况。

由此可见,对于上述特殊工况,LCL 拓扑具有很好的鲁棒性。但对比式(8)和式(15)可以发现,在相同的系统参数下,LCL 结构的最大传输功率为 SS 结构的 k^2 倍。考虑到电动汽车无线充电多采用弱耦合,耦合系数通常小于 0.3,这意味着相同参数下 LCL 结构的最大传输功率会大大降低。

若要保证 LCL 结构与 SS 结构具有相同的最大传输功率,则可以考虑以下几种方式。

1)增加直流电压。考虑原副边完全对称的情况,则需要将原副边电压各增加为原来的 $1/k$ 倍。但对于电动汽车充电应用,这意味着增加额外的高变比 DC-DC 变换器,从而造成系统的成本、体积、复杂度的增加以及效率和可靠性的降低。此外,增加原副边电压等级也意味着增加器件的耐压等级。

2)增加耦合系数。但要使得两种拓扑最大传输功率相同,需要使 $k_{\text{LCL}}=1/k_{\text{SS}}$ (SS,LCL 等字母下标表示相应谐振拓扑中的参数,下同),显然这会造成 LCL 中耦合系数大于 1,是无法实现的。

3)改变谐振频率,即 ω 。但在电动汽车无线充电应用中,系统工作频率受相关标准所限,无法进行大范围改动。

4)保持耦合系数不变,减小线圈电感为 SS 结构的 k^2 倍。但此时有(依旧考虑完全对称系统):

$$\dot{I}_{\text{LCL}} = \frac{\dot{U}_1}{j\omega L_{\text{LCL}}} = \frac{\dot{U}_1}{j\omega k^2 L_{\text{SS}}} = \frac{\dot{U}_1}{j\omega k M_{\text{SS}}} = \frac{1}{k} \dot{I}_{\text{SS}} \quad (16)$$

即线圈电流会大大增加,这不仅会显著增加线圈损耗进而降低传输效率,还将导致线圈制造难度和成本的提升。

综上所述,LCL 结构虽然在部分特殊工况下具有优势,但其最大传输功率偏低,在大功率无线充电应用中有所限制。此外,该拓扑还存在着直流磁化的问题,当激励电压中包含微弱直流分量时会导致直流偏置电流的累积。下面将要进行分析的 LCC 谐振拓扑即可以解决该问题,同时在传输功率上亦有较大改观。

2.3 LCC 谐振拓扑

LCC 谐振拓扑来源于 LCL 拓扑,如图 6 所示,在线圈支路上串入隔直电容 C_{p1} 和 C_{p2} ,并让其也参与谐振,使得线圈电感与隔直电容串联之后等效于 LCL 拓扑中的线圈电感。即

$$\begin{cases} \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_{p1}} = \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_{f1} \\ \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{p2}} = \frac{1}{\omega C_2} = \omega L_{f2} \end{cases} \quad (17)$$

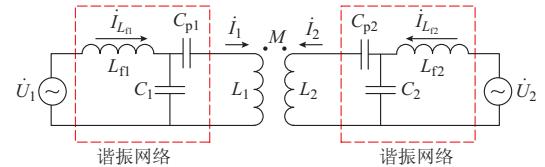


图 6 LCC 谐振拓扑简化电路图
Fig.6 Simplified circuit of LCC resonant topology

在该谐振拓扑中,若将 L_1 和 C_{p1} 、 L_2 和 C_{p2} 串联后各自看作整体,则该拓扑的相关电流和功率公式可类比 LCL 结构中的结论,不再重新推导。但需要说明的是,类比之后该拓扑最大传输功率为:

$$|P_{\max}| = \frac{MU_1 U_2}{\omega L_{f1} L_{f2}} = \frac{k \sqrt{L_1 L_2}}{\omega L_{f1} L_{f2}} U_1 U_2 \quad (18)$$

在 LCL 拓扑中,因为 $L_{f1}=L_1$, $L_{f2}=L_2$,于是上述公式演变为式(15)。而对于 LCC,由于势必有 $L_{f1}<L_1$, $L_{f2}<L_2$,因此可以在保持线圈电感和耦合系数不变的情况下,增加最大传输功率。

更进一步分析,考虑将 LCC 等效为 LCL,则等效之后的线圈电感为:

$$\begin{cases} L_1' = \frac{1}{\omega} \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_{p1}} \right) = L_{f1} < L_1 \\ L_2' = \frac{1}{\omega} \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{p2}} \right) = L_{f2} < L_2 \end{cases} \quad (19)$$

定义等效耦合系数为:

$$k' = \frac{M}{\sqrt{L_1' L_2'}} = \frac{M}{\sqrt{L_{f1} L_{f2}}} \quad (20)$$

则

$$|P_{\max}| = \frac{k'}{\omega \sqrt{L_1' L_2'}} U_1 U_2 \quad (21)$$

可见,将 LCL 改进为 LCC,可以在保持传输线圈和耦合系数不变的情况下,减小等效线圈电感并增大等效耦合系数,进而从两方面增大传输功率。

更进一步,考虑双边完全对称系统,对比在相同线圈电感、耦合系数、谐振频率和电源电压的情况下,SS,LCL 和 LCC 的最大传输功率 P_{SSmax} , P_{LCLmax} 和 P_{LCCmax} ,可得:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{LCLmax} = k^2 P_{SSmax} \\ P_{LCCmax} = \frac{L_1 L_2}{L_{f1} L_{f2}} P_{LCLmax} = \frac{L_1 L_2}{L_{f1} L_{f2} L_1 L_2} M^2 P_{SSmax} = \\ (k')^2 P_{SSmax} \end{array} \right. \quad (22)$$

此处 L_{f1} 和 L_{f2} 为 LCC 拓扑中的参数(下同)。由式(9)、式(17)和式(20)可知,通过合理选取隔直电容参数,可以使 $k' > 1$,因此 LCC 拓扑的最大传输功率甚至有可能大于 SS 拓扑。同时,对比其线圈电流,可得:

$$I_{1LCC} = \frac{\dot{U}_1}{j\omega L_{f1}} = \frac{M \dot{U}_1}{L_{f1} \dot{U}_2} I_{1SS} = k' I_{1SS} \quad (23)$$

可见,在保证相同的最大传输功率,即 $k' = 1$ 时,LCC 与 SS 的线圈电流相等。由于在无线电能传输系统中,电能损耗很大程度上来源于线圈等效电阻,因此上述特性可以定性说明两种谐振拓扑在传输效率性能上没有显著差异。

更进一步,在谐振式无线电能传输中,谐振电容电压通常较高,因此也是限制系统容量和成本的关键因素之一。继续沿用上述参数对称的假设,可以进一步推出在参数一致的条件下各结构中谐振电容电压为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_{C_1SS} = -\frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \dot{U}_2 = -\frac{1}{k} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_{C_1LCL} = \frac{i_{L_{f1}LCL} - i_{1LCL}}{j\omega C_1} = (1+k) \dot{U}_1 \\ \dot{U}_{C_1LCC} = \frac{i_{L_{f1}LCC} - i_{1LCC}}{j\omega C_1} = (1+k') \dot{U}_1 \\ \dot{U}_{C_{p1}LCC} = \frac{i_{1LCC}}{j\omega C_{p1}} = \left(1 - \frac{k'}{k}\right) \dot{U}_1 \end{array} \right. \quad (24)$$

首先对比 SS 和 LCL,如前所述,在相同的系统参数下,LCL 的最大传输功率仅为 SS 的 k^2 倍,若提升 LCL 中的激励电压使得二者传输功率相同,例如将原副边激励电压各提升至原来的 $1/k$ 倍,则有

$$\dot{U}_{C_1LCL} = \left(\frac{1}{k} + 1\right) \dot{U}_1 \quad (25)$$

可见在此情况下,LCL 结构的谐振电容电压高于 SS 结构。

再对比 SS 和 LCC,一方面令 $k' = 1$ 使得二者传输功率相等,另一方面考虑到实际应用中 k 通常小于 0.3,因此一般来说 $\dot{U}_{C_1LCC} < \dot{U}_{C_1SS}$,且 $\dot{U}_{C_{p1}LCC}$ 也略小于 \dot{U}_{C_1SS} (相差一个 \dot{U}_1)。可见,在相同的最大传输功率下,LCC 的谐振电容电压比 SS 更低。

综上所述,LCC 结构继承了 LCL 结构的优势,同时很好地解决了 LCL 结构传输功率偏低以及直流磁化的问题,并且在谐振电容电压方面甚至比 SS 结构更具优势。

3 实验验证

本文实验平台如附录 A 图 A1 所示,其对应的电路结构示意图如附录 A 图 A2 所示。考虑到 LCL 结构容易产生直流磁化问题,本文主要针对 SS 结构和 LCC 结构进行了对比实验。在上述对比中,保持了线圈及其位置不变,即意味着线圈电感和耦合系数相同。同时在合理误差范围内,保证二者的谐振频率相同,均取为约 80 kHz。其具体系统参数见附录 A 表 A1。

附录 A 图 A3 分别展示了两种结构在副边线圈突然断开时的原副边电流的瞬态波形,其中上方为原边电流,下方为副边电流。可以看到,在 SS 结构中,副边线圈断开导致原边线圈电流大幅上升,至稳态时其电流值达到正常工作时的 17 倍以上。而对于 LCC 结构,虽然理论上其原边电流应始终保持不变,但由于电感电容及激励频率参数误差,难以达到分析中的理想状态。但相比之下,其在副边线圈断开时的电流值仅为原来的 1.7 倍左右,与 SS 结构相比优势显著。需要说明的是,由于在实验中通过在线圈上串接手动断路器以实现副边消失工况的模拟,其过零点开断的特性导致在切换过程中出现如附录 A 图 A3(b)所示的高次谐波,该现象与传输系统本身无关。

附录 A 图 A4 为 SS 结构和 LCC 结构在不同直流母线电压下的传输功率对比曲线。考虑到二者的传输功率公式中均有原副边电压乘积项,因此该图中取原副边直流母线电压的几何平均值作为统一变量。可以看出,两种结构在相同的激励电压下可以得到相近的传输功率,而这正是 LCL 结构在实际工程中难以做到的。

实验还对比了 SS 结构和 LCC 结构在特定传输功率下的谐振电容电压,如附录 A 图 A5 所示。可

见与前面的分析相一致,LCC 结构中,谐振电容(实验以 C_2 为例)电压远小于 SS 结构中的谐振电容电压;而对于 LCC 中的隔直电容(实验以 C_{p2} 为例),按照理论分析,其电容电压应略小于 SS 结构中的谐振电容电压,但由于实验参数偏差导致无法做到理想完全谐振,因此在实验结果中,二者电压值相差不大。但该结论已足以证明 LCC 结构在降低电容电压方面的优势。

4 结语

本文从双向电动汽车无线充电应用出发,对 SS,LCL 和 LCC 三种谐振拓扑进行了理论建模和对比分析。研究表明,LCL 结构相比于 SS 结构,在一些关键性特殊工况下具有更好的鲁棒性,但在相同参数下其传输功率相对较低。LCC 结构来源于 LCL 结构,因此继承了 LCL 的鲁棒性优势,同时在保持相同线圈参数、耦合系数、谐振频率和激励电压的情况下,LCC 谐振拓扑可以通过调节谐振参数,得到与 SS 结构相等甚至更高的最大传输功率,克服了 LCL 结构传输功率偏小的弱点。更进一步,若保证相同的最大传输功率,则 LCC 结构具有和 SS 结构相等的线圈电流以及更低的谐振电容电压。因此本文认为,在双向电动汽车无线充电应用中,LCC 谐振拓扑在上述方面的优势使其具有较大的发展潜力。最后通过相关实验对上述分析进行了验证。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] LI S Q, MI C C. Wireless power transfer for electric vehicle applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 4-17.
- [2] 祝文姬,孙跃,高立克.电动汽车多导轨无线供电方法[J].电力系统自动化, 2016, 40(18): 97-101. DOI: 10.7500/AEPS20150730005.
- [3] ZHU Wenji, SUN Yue, GAO Like. Wireless power supply method for multi-rail-based electric vehicles[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(18): 97-101. DOI: 10.7500/AEPS20150730005.
- [4] LIU Fang, ZHANG Yiming, CHEN Kainan, et al. A comparative study of load characteristics of resonance types in wireless transmission systems[C]// Proceedings of 7th Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2016, Shenzhen, China: 203-206.
- [5] WANG Shuo, DORRELL D G. Loss analysis of circular wireless EV charging coupler[J]. IEEE Trans on Magnetics, 2014, 50(11): 1-4.
- [6] ZHANG Yiming, CHEN Kainan, HE Fanbo, et al. Closed-form oriented modeling and analysis of wireless power transfer system with constant-voltage source and load[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2016, 31(5): 3472-3481.
- [7] THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K. A generalized steady-state model for bidirectional IPT systems[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(10): 4681-4689.
- [8] MADAWALA U K, THRIMAWITHANA D J. Current sourced bi-directional inductive power transfer system[J]. IET Power Electronics, 2011, 4(4): 471-480.
- [9] NGUYEN B X, VILATHGAMUWA D M, FOO G H B, et al. An efficiency optimization scheme for bidirectional inductive power transfer systems[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 30(11): 6310-6319.
- [10] LI Weihan, ZHAO Han, DENG Junjun, et al. Comparison study on SS and double-sided LCC compensation topologies for EV/PHEV wireless chargers[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2016, 65(6): 4429-4439.
- [11] LIU Chuang, GE Shukun, GUO Ying, et al. Double-LCL resonant compensation network for electric vehicles wireless power transfer: experimental study and analysis[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(11): 2262-2270.
- [12] 刘闯,郭赢,葛树坤,等.基于双 LCL 谐振补偿的电动汽车无线充电系统特性分析与实验验证[J].电工技术学报, 2015, 30(15): 127-135.
- [13] LIU Chuang, GUO Ying, GE Shukun, et al. Characteristics analysis and experimental verification of the double LCL resonant compensation network for electrical vehicles wireless power transfer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(15): 127-135.
- [14] LI Siqi, LI Weihan, DENG Junjun, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2261-2273.

陈凯楠(1988—),男,通信作者,博士,助理研究员,主要研究方向:无线电能传输、电力电子技术。E-mail: chenkn@tsinghua.edu.cn

赵争鸣(1959—),男,博士,教授,主要研究方向:大容量电力电子技术。E-mail: zhaozm@tsinghua.edu.cn

刘方(1990—),男,博士研究生,主要研究方向:无线电能传输。E-mail: lfsl00@163.com

(编辑 孔丽蓓)

Analysis of Resonant Topology for Bi-directional Wireless Charging of Electric Vehicle

CHEN Kainan, ZHAO Zhengming, LIU Fang, YUAN Liqiang

(State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipments,
Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Aimed at the bi-directional wireless charging system for electric vehicles, three types of resonant topology are investigated. On the basis of modeling and analysis, the three topologies are compared with reference to the demands of electric vehicle wireless charging application, including the robustness on parameter variation and system fault, the maximum transfer power under specific operating conditions and the voltage on resonant capacitors. Studies show that LCC resonant topology while inheriting the advantages of LCL resonant topology, has also solved the problems of small transfer power and DC magnetization and so even more suitable for bi-directional wireless charging of electric vehicles. The experimental results verify the analysis.

This work is supported by the Major Program of National Natural Science Foundation of China (No. 51490683).

Key words: wireless power transfer; electric vehicles; bi-directional wireless charging; resonant topology