Vol.44 No.4 Apr. 2024

# 考虑整流性负载特性的LCC-S型无线电能 传输系统优化设计

李笑娜,吴学智,续文政,祁静静,荆 龙 (北京交通大学 国家能源主动配电网技术研发中心,北京 100044)

摘要:无线电能传输系统中的整流性负载具有非线性特征,而对系统传输特性分析和谐振参数设计时常采用 基波分析法,将整流性负载等效为纯电阻,导致理论分析与实际存在一定偏差、系统偏离谐振状态。针对该 问题,以LCC-S型无线电能传输系统为研究对象,考虑谐波以及整流性负载的非线性,对系统传输特性进行 分析,进而提出基于整流性负载补偿的负载阻抗和接收端串联谐振电容参数的计算方法,并对逆变电路开关 特性进行分析验证。所提接收端谐振参数设计方法能够使系统接收端回路谐振,提高系统的输出功率;降低 逆变电路开关管的关断电流,提升系统的传输效率。搭建了一套2.5 kW的LCC-S型无线电能传输实验平台, 验证了理论分析与所提参数设计方法的有效性和正确性。

DOI:10.16081/j.epae.202303012

## 0 引言

无线电能传输(wireless power transfer,WPT)技 术实现了电能从供电电源到用电负载的无电缆连接 传输,具有安全可靠、供电灵活等优势,在电动汽车、 便携式电子设备等领域具有广阔的应用前景,已经 成为国内外近几年研究的热点<sup>[1-2]</sup>。WPT系统中的 谐振补偿网络对补偿系统无功功率、提升系统传输 效率有重要作用,其中LCC-S型补偿网络因具有发 射线圈电流恒定、系统输出电压可调、易于实现软开 关等优点而得到了广泛应用<sup>[34]</sup>。为使系统具有较 高的输出功率和传输效率,常通过补偿网络中各谐 振元件参数的设计使系统处于谐振状态<sup>[5-6]</sup>。

为了给系统的直流侧负载供电,直流侧负载前 端需要加入整流滤波电路,整流滤波电路和直流侧 负载可等效为整流性负载<sup>[7]</sup>。传统的谐振元件参数 设计方法为基于基波分析法(fundamental harmonic approximation,FHA)将整流性负载等效成阻值为直 流侧负载的 8/π<sup>2</sup>的纯电阻<sup>[8]</sup>。文献[9]基于FHA 对 系统基波输入阻抗角表达式进行推导,通过优化发 射端串联谐振电感、电容参数实现开关管的零电压 开通(zero voltage switching, ZVS)。文献[10]在 FHA 的基础上考虑逆变电路输出电流谐波的影响对 发射端串联谐振电容参数进行优化,使开关管实现 ZVS。上述参数设计方法均基于FHA 将整流性负载

收稿日期:2022-10-25;修回日期:2023-02-17 在线出版日期:2023-03-09

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 (2021RC227)

Project supported by the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2021RC227) 等效为纯电阻,使接收端串联谐振电容补偿接收线 圈自感,以期实现接收端回路谐振。然而,整流性负 载具有非线性特征<sup>[11-12]</sup>,上述接收端串联谐振电容 设计可能会导致接收端回路偏离谐振点,使得系统 传输特性分析和无功补偿出现一定偏差。

针对整流性负载的非线性特征,文献[13]通过 传感器测量 SS型 WPT系统整流性负载的电压电流, 采用傅里叶变换提取基波成分并计算整流性负载基 波阻抗值,发现整流性负载基波阻抗呈阻感性;进而 对其进行动态补偿使接收端回路谐振,提高了系统 的传输功率。但是该文献未建立理论计算模型,且 测量电路不可避免地存在测量误差。文献[14]通过 分析整流性负载的非线性特征,得出其感性特征不 能忽略的结论,据此优化T型阻抗匹配网络的设计 方法以补偿整流性负载,使系统阻抗呈纯阻性。但 该文献需要通过大量仿真对阻抗匹配网络参数进行 优化,并未推导出整流性负载的数学表达式。文献 [15]考虑整流性负载非线性的影响,基于串/串并 (series / series-parallel, S / SP)型 WPT 系统提出了 一种基于迭代法的整流性负载基波及各次谐波阻抗 的精确计算方法,进而优化接收端并联补偿电容以 降低逆变电路开关管的关断电流。但该文献未考虑 对整流性负载进行补偿,接收端回路并未谐振,且电 容优化计算求解过程比较复杂。综上,WPT系统中 整流性负载并非纯阻性负载,现有的谐振参数设计 方法缺少关于整流性负载阻抗的精确计算并对其进 行补偿的相关研究。

本文以LCC-S型WPT系统为研究对象,考虑系 统谐波和整流性负载的非线性特征对系统传输特性 的影响,提出一种基于整流性负载补偿使接收端回 路谐振的整流性负载阻抗的计算方法和谐振参数设 计方法。在此基础上对系统进行数学建模,并分析 逆变电路的开关特性。

## 1 LCC-S型WPT系统传输特性分析

LCC-S型WPT系统模型如图1所示。图中:开 关管T<sub>1</sub>—T<sub>4</sub>组成全桥逆变电路; $L_r$ 、 $C_r$ 、 $C_1$ 分别为发射 端的串联谐振电感、并联谐振电容、串联谐振电容;  $L_1 和 L_2$ 分别为发射线圈和接收线圈自感;M为两线 圈互感; $C_2$ 为接收端串联谐振电容;二极管D<sub>1</sub>—D<sub>4</sub> 组成不控整流电路; $C_d$ 为直流输出滤波电容;R为直 流侧负载电阻; $Z_a$ 为整流性负载的等效阻抗; $U_{in,de}$ 、  $U_{out,de}$ 和 $I_{out,de}$ 分别为系统电路的直流输入电压、直流 输出电压和直流输出电流; $u_{in}$ 和 $u_{out}$ 分别为逆变电路 输出方波电压和整流桥输入电压; $i_{in}$ 、 $i_1$ 和 $i_2$ 分别为逆 变电路输出电流、发射线圈电流和接收线圈电流;  $u_{c2}$ 为接收端串联谐振电容电压。



Fig.1 Model of LCC-S WPT system

基于 FHA 的谐振参数计算公式如式(1)所示, 假设 $L_i$ 和 $C_i$ 始终满足谐振公式(1),则 $i_i$ 基波分量 $I_{1,1}$ 恒定,如式(2)所示。

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega C_{\rm f}} = \omega L_{\rm f} \\ \frac{1}{\omega C_{\rm 1}} = \omega L_{\rm 1} - \frac{1}{\omega C_{\rm f}} \\ \frac{1}{\omega C_{\rm 2}} = \omega L_{\rm 2} \end{cases}$$

$$I = - U_{\rm in_{\rm 1}}$$
(1)

$$I_{1_{-1}} = \frac{\sigma_{\text{in}-1}}{j\omega L_{\text{f}}}$$
(2)

式中: $\omega$ 为系统开关角频率; $U_{in_1}$ 为 $u_{in}$ 的基波分量。 接收端回路基波阻抗 $Z_{2,1}$ 为:

$$Z_{2_{-1}} = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + Z_{0_{-1}}$$
(3)

式中:Z<sub>0.1</sub>为整流性负载基波阻抗,可表示为式(4)。

$$Z_{o_{-1}} = |Z_{o_{-1}}| \cos \varphi_{Z_{o_{-1}}} + j |Z_{o_{-1}}| \sin \varphi_{Z_{o_{-1}}}$$
(4)

式中: \varphi\_{Z\_{0\_1}}为整流性负载基波阻抗的阻抗角。

接收线圈电流 $i_2$ 基波分量 $I_{2,1}$ 为:

$${}_{2_{-1}} = \frac{j\omega M I_{1_{-1}}}{Z_{2_{-1}}}$$
(5)

接收端串联谐振电容电压uc2基波分量Uc21为:

$$U_{C2_{-1}} = \frac{I_{2_{-1}}}{j\omega C_2}$$
(6)

结合式(5)、(6)可知, $I_{1,1}$ 与 $U_{C2,1}$ 的相位差为接 收端回路基波阻抗 $Z_{2,1}$ 的阻抗角。

$$u_{\text{out}}$$
基波分量 $U_{\text{out}_1}$ 为:

$$U_{\text{out}_{-1}} = I_{2_{-1}} Z_{o_{-1}} = \frac{M U_{\text{in}_{-1}} Z_{o_{-1}}}{L_{\text{f}} (j\gamma + |Z_{o_{-1}}| \cos \varphi_{Z_{0_{-1}}})}$$
(7)

式中:
$$\gamma = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} + |Z_{o_1}| \sin \varphi_{Z_{o_1}}$$
  
系统输出功率 $P_{out\_dc}$ 为:  
 $P_{out\_dc} = \frac{U_{out\_dc}^2}{R}$  (8)

逆变电路输出电压*u*<sub>in</sub>和整流桥输入电压*u*<sub>out</sub>均可近似等效为方波电压<sup>[16]</sup>,若忽略开关管和二极管的导通压降,则对应基波幅值分别为:

$$\begin{cases} U_{\text{in_l}} = \frac{4U_{\text{in_dc}}}{\pi} \\ U_{\text{out_l}} = \frac{4U_{\text{out_dc}}}{\pi} \end{cases}$$
(9)

当 $\gamma=0$ 时,即电容 $C_2$ 满足:

$$\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} + \left| Z_{o_1} \right| \sin \varphi_{Zo_1} = 0 \tag{10}$$

接收端回路在开关频率下完全谐振, $Z_{2_1}$ 为纯电 阻, $I_{1_1} = U_{c2_1}$ 同相位;整流桥输入电压基波幅值最 大,则系统直流输出电压 $U_{out_{dc}}$ 最大,系统输出功率  $P_{out_{dc}}$ 最大。上述传输特性分析体现出补偿整流性 负载基波阻抗的重要性,即在 $C_2$ 的参数设计中,应对 接收线圈自感 $L_2$ 和整流性负载基波阻抗 $Z_{o_1}$ 同时进 行补偿,使接收端回路谐振。

## 2 整流性负载阻抗计算和参数设计

由式(10)可知,为保证接收端回路谐振,对C<sub>2</sub>进 行参数设计时需要首先得到此时的整流性负载基波 阻抗值。因此,下面对接收端回路谐振时的整流性 负载阻抗值进行计算,进而设计C<sub>2</sub>参数值。

在图1所示系统模型中,*u*<sub>in</sub>和*u*<sub>out</sub>近似为方波,将 其等效为方波电压源,可得到LCC-S型WPT系统的 等效电路如附录A图A1所示。

对方波电压 $u_{in}$ 和 $u_{out}$ 傅里叶级数分解,依据谐波 分析法得到系统第n次等效电路,如图2所示。图 中: $I_{2,n}$ 为接收线圈电流 $i_2$ 的第n次谐波分量; $U_{in,n}$ 为 逆变电路输出电压 $u_{in}$ 的第n次谐波分量, $U_{out,n}$ 为整 流桥输入电压 $u_{out}$ 的第n次谐波分量,其幅值如式 (11)所示。



图 2 LCC-S型WPT系统第n次等效电路 Fig.2 nth-order equivalent circuit of LCC-S WPT system

$$\begin{cases} U_{\text{in}_n} = \frac{4U_{\text{in}_{\underline{d}c}}}{\pi n} \\ U_{\text{out}_n} = \frac{4U_{\text{out}_{\underline{d}c}}}{\pi n} \end{cases}$$
(11)

整流性负载第n次谐波阻抗Z。"为:

$$Z_{o_n} = \frac{U_{out_n}}{I_{2n}} \tag{12}$$

依据叠加定理, $I_{2,n}$ 可由 $U_{out,n}$ 单独作用下的接收 线圈电流谐波分量与 $U_{in,n}$ 单独作用下的接收线圈 电流谐波分量叠加得到,表达式如附录A式(A1) 所示。

当接收端回路在开关频率下谐振时,由式(7)可得整流桥输入电压 *u*<sub>out</sub> 基波分量为:

$$U_{\text{out}_{-1}} = \frac{MZ_{\text{o}_{-1}}U_{\text{in}_{-1}}}{L_{\text{f}}|Z_{\text{o}_{-1}}|\cos\varphi_{Z_{\text{o}_{-1}}}}$$
(13)

此时 $U_{out_1}$ 超前 $U_{in_1}$ 的相位角为整流性负载基波 阻抗角 $\varphi_{Z_{0,1}}$ ,则 $U_{out_n}$ 超前 $U_{in_n}$ 的相位角为n倍的  $\varphi_{Z_{0,1}}$ ,同时结合式(9)与式(11)可得幅值关系为:

$$\frac{U_{\text{out\_n}}}{U_{\text{in\_n}}} = \frac{U_{\text{out\_dc}}}{U_{\text{in\_dc}}} = \frac{M}{L_{\text{f}} \cos \varphi_{Z_{\text{o}\_1}}}$$
(14)

因此可得U<sub>in\_n</sub>与U<sub>out\_n</sub>之间的矢量关系为:

$$U_{in_n} = U_{out_n} \frac{L_f \cos \varphi_{Z_{0,1}}}{M} \Big[ \cos (n\varphi_{Z_{0,1}}) - j \sin (n\varphi_{Z_{0,1}}) \Big] (15)$$
  
将式(15)代人式(A1),则Z<sub>n</sub>可表示为:

$$- ab$$

$$Z_{\circ\_n} = \frac{ab}{a+b} \tag{16}$$

式中:a和b的表达式如附录A式(A2)所示。

由式(2)和式(5)可知,当接收端回路谐振时,  $I_{2_1} 与 U_{in_1} 同相位。同时,整流桥电路中<math>i_2 = u_{out}$ 的过 零点相同<sup>[15]</sup>。设逆变电路输出电压基波分量 $U_{in_1}$ 的 相位角为0°,则对应相位关系如图3所示。图中: $i_{2_1}$ 为 $I_{2_1}$ 相应的时域瞬时值; $t_p$ 满足 $\varphi_{z_01} = \omega t_p$ 。



图 3  $i_2$ 、 $u_{in}$ 和 $u_{out}$ 相位关系图 Fig.3 Phase diagram of  $i_2$ , $u_{in}$  and  $u_{out}$ 

由此可列出附录A式(A3)所示方程式。整流桥电路中直流输出电流 *I*<sub>out\_dc</sub>与*i*<sub>2</sub>基波幅值的关系可近似表示为:

$$I_{\text{out\_dc}} \approx \frac{2}{\pi} I_{2\_1} \cos \varphi_{Z_{0\_1}}$$
(17)

式中: $I_2$ ,为 $I_2$ ,的幅值。

联合求解式(A3)和式(17)可得:

$$\begin{cases} \varphi_{Z_{0_{-}1}} = -\arctan\left(\frac{8R}{\pi^2} \sum_{n} \frac{\sin \varphi_{Z_{0_{-}n}}}{n \left| Z_{0_{-}n} \right|}\right) & n = 3, 5, \cdots \\ \left| Z_{0_{-}1} \right| = \frac{8R}{\pi^2} \cos \varphi_{Z_{0_{-}1}} \end{cases}$$
(18)

式中: $\varphi_{Z_{0_n}}$ 为 $Z_{o_n}$ 的阻抗角。

由式(16)、(18)和式(A2)可知,整流性负载谐 波阻抗与基波阻抗相互影响,直接求解比较困难。 本文采用迭代法进行计算,首先设整流性负载基波 阻抗角初始值为0°,依据式(10)计算得到C<sub>2</sub>值,依 据式(16)、(A2)求得各次谐波阻抗,将谐波阻抗代 人式(18)求得基波阻抗值,判断基波阻抗角迭代误 差是否满足误差精度要求,本文设置迭代误差上限 值为1%。若满足,结束迭代计算获得整流性负载 阻抗值和C<sub>2</sub>值,否则继续上述迭代流程。具体迭代 流程如附录A图A2所示,在第19次迭代计算中谐 波阻抗的结果满足精度要求。

若系统中谐振参数 $L_r$ 、 $C_r$ 、 $C_1$ 通过谐振公式(1)计算得出, $C_2$ 通过图A2所示迭代流程计算得出,则在不同线圈间距d下电路谐振参数如附录A表A1所示,其中逆变器开关频率f为85kHz。

为了验证上述整流性负载阻抗计算方法的准确 性,在MATLAB/Simulink中按照图1所示的电路搭 建仿真模型,电路参数按照表A1设置。测量在不同 线圈间距d下接收端回路谐振时的整流性负载阻抗 值。将其与依据图A2所示迭代流程计算得到的整 流性负载阻抗进行对比,如表1所示。由表可知:整 流性负载阻抗理论计算值与仿真测量值基本一致; 系统中整流性负载基波阻抗 $Z_{o1}$ 呈阻感性,谐波阻抗  $Z_{o2}$ 接近容性。

表1 整流性负载阻抗理论计算值与仿真值

 Table 1
 Theoretical calculation values and simulation

 values of rectifier load impedance

关粉	理论值			仿真值		
参叙	<i>d</i> =2 cm	d=4 cm	<i>d</i> =6 cm	<i>d</i> =2 cm	d=4  cm	d=6  cm
$\left Z_{\circ_{-1}}\right /\Omega$	5.95	6.18	6.23	6.00	6.19	6.3
$\varphi_{Z_{0}\_1} / (^{\circ})$	23.40	17.70	16.20	23.80	18.70	17.4
$\left Z_{_{\mathrm{o}_{-}3}}\right /\Omega$	8.05	11.46	12.76	8.05	11.50	12.8
$\varphi_{Z_{0}\_3} / (^{\circ})$	-85.70	-85.90	-86.00	-86.10	-85.90	-86.9
$\left Z_{_{\mathrm{o}_{5}}}\right /\Omega$	18.33	23.45	25.40	18.44	23.97	25.3
$\varphi_{Z_05}/(°)$	-88.70	-88.30	-88.30	-90.10	-89.70	-89.6

测量系统的输出电压 U<sub>out\_de</sub>和输出功率 P<sub>out\_de</sub>,将 其与基于 FHA 的仿真结果进行对比,如表 2 所示。 由表可知,相比于 FHA 中 C<sub>2</sub>只对 L<sub>2</sub>进行补偿,本文 方法 C<sub>2</sub>对 L<sub>2</sub>和整流性负载基波阻抗 Z<sub>o\_1</sub>均进行补 偿,以增大系统的输出电压和输出功率。 214

表2 2种参数设计方法下系统输出电压及功率仿真值 Table 2 Simulation values of system output voltage and power under two parameter design methods

	~			1	-	(	
d / am	$C_2$	$C_2$ / nF		$U_{\rm out\_dc}$ / V		$P_{\rm out\_dc}$ / W	
<i>u /</i> cm -	FHA	本文方法	FHA	本文方法	FHA	本文方法	
2	288	210	128.80	141.00	2071	2488	
4	313	233	76.81	81.28	736	825	
6	322	248	48.64	51.12	295	326	

### 3 逆变电路开关特性分析

本文实验样机中逆变电路的开关管采用SiC MOSFET,其开通损耗大于关断损耗<sup>[6]</sup>,所以希望开 关管能够实现ZVS。下面将对2种参数设计方法下 的逆变电路开关特性进行对比,以验证本文参数设 计方法对逆变电路开关特性的影响。

求得整流性负载阻抗后,依据图2所示电路可得系统第n次谐波输入阻抗Z<sub>in</sub>,为:

$$Z_{\text{in}_n} = jn\omega L_{\text{f}} + \frac{1}{jn\omega C_{\text{f}}} // \left(\frac{1}{jn\omega C_1} + jn\omega L_1 + \frac{n^2\omega^2 M^2}{Z_{2_n}}\right) (19)$$

式中:Z2,为接收端回路第n次谐波阻抗。

$$Z_{2_n} = j\omega n L_2 + \frac{1}{j\omega n C_2} + Z_{o_n}$$
(20)

逆变电路输出电流 i<sub>n</sub> 第 n 次谐波分量 I<sub>in</sub> 为:

$$I_{\text{in}_n} = \frac{U_{\text{in}_n}}{Z_{\text{in}_n}} \tag{21}$$

逆变电路输出电流 im的时域表达式为:

$$i_{in}(t) = \sum_{n} i_{in_n}(t) = \sum_{n} I_{in_n} \sin(n\omega t - \varphi_{Zin_n})$$

 $n = 1, 3, \cdots \qquad (22)$ 

式中: $I_{in_n}$ 为 $I_{in_n}$ 的幅值; $\varphi_{Zin_n}$ 为 $Z_{in_n}$ 的阻抗角。 当 $L_r$ 、 $C_r$ 、 $C_r$ 满足谐振公式(1)时,由于整流性负 载谐调阻抗 Z 接近突性 则 Z 将接近属性 逆变

载谐波阻抗 Z<sub>0.</sub>接近容性,则 Z<sub>in.</sub>将接近感性,逆变 电路输出电流谐波分量 I<sub>in.</sub>滞后于逆变电路输出电 压谐波分量 U<sub>in.</sub>约90°。

若采用FHA设计 C<sub>2</sub>,由于整流性负载基波阻抗 Z<sub>0.1</sub>为阻感性,则系统基波输入阻抗 Z<sub>in.1</sub>为阻感性, 逆变电路输出电流基波 I<sub>in.1</sub>滞后于逆变电路输出电 压基波 U<sub>in.1</sub>;若采用本文方法设计 C<sub>2</sub>,则系统基波输 入阻抗 Z<sub>in.1</sub>为纯阻性,逆变电路输出电流基波 I<sub>in.1</sub>与 逆变电路输出电压基波 U<sub>in.1</sub>同相位。因此,2种参数 设计方法下逆变电路输出电流 i<sub>in</sub>均会畸变且滞后于 逆变电路输出电压 u<sub>in</sub>。这有利于逆变电路开关管实 现 ZVS,但采用本文方法设计 C<sub>2</sub>可以减小逆变电路 输出电流在半周期时刻的电流值,即减小逆变电路 开关管的关断电流,从而降低开关管的关断损耗,提 高系统传输效率。

若采用本文方法设计 C<sub>2</sub>,依据式(22)理论计算 得到在 d=2 cm 处逆变电路输出电流 i<sub>in</sub> 及其基波、谐 波的时域波形如附录 A 图 A3 所示。电压、电流的相 位关系与上文分析一致。

逆变电路中开关管能够实现ZVS的条件为[17]:

$$\begin{cases} i_{in}(t_0) + i_{in}(t_0 + t_d) \ge \frac{4C_{oss}U_{in\_dc}}{t_d} \\ i_{in}(t_0 + t_d) \ge 0 \end{cases}$$
(23)

式中: $i_{in}(t_0)$ 为逆变电路开关管关断电流, $t_0=1/(2f)$ , f为系统开关频率; $i_{in}(t_0+t_d)$ 为逆变电路开关管死区 结束时刻电流, $t_d$ 为死区时间; $C_{oss}$ 为开关管的结 电容。

由于开关管结电容较小(本文样机使用的开关 管结电容 *C*<sub>oss</sub>为 144 pF,死区时间设为 300 ns),式 (23)中的第一个约束条件容易满足。为验证式(23) 中第二个约束条件是否成立,对2种参数设计方法 下逆变电路开关管的死区结束时刻电流值进行仿真 测量,如附录A表A2所示。根据表中数据,*i*<sub>in</sub>(*t*<sub>0</sub>+*t*<sub>d</sub>) 均大于0。因此,2种参数设计方法下逆变电路开关 管均能实现ZVS。

2种参数设计方法下逆变电路开关管的关断电流仿真测量值如附录A表A3所示。仿真结果表明,与FHA相比,采用本文方法设计C<sub>2</sub>能够有效降低逆变电路开关管的关断电流。

#### 4 实验验证

为了验证上述理论分析结果,依据图1电路搭建 2.5 kW的LCC-S型WPT系统实验平台,见附录A图 A4。其中,直流电源型号为ITECHIT6536C,在实验 中提供300 V直流电压。电子负载型号为Chroma 63211,开关管采用SiC MOSFET C3M0030090K, 二极管型号采用肖特基C3D30065D。发射线圈的 尺寸为155 mm×155 mm,匝数为20,利兹线线径为 3.3 mm。接收线圈尺寸为155 mm×155 mm,匝数为6, 利兹线线径为5 mm。具体电路参数如附录A表A4 所示。

若采用FHA设计 $C_2$ ,依据式(1)计算可得电容  $C_2$ =288 nF。依此参数进行实验,测得接收线圈电流  $i_2$ 、逆变电路输出电压 $u_{in}$ 和整流桥输入电压 $u_{out}$ 波形 如附录A图A5(a)所示,此时 $u_{in}$ 与 $u_{out}$ 基波同相位, 由式(7)可知, $C_2$ 已完全补偿 $L_2$ ,接收端回路基波阻 抗 $Z_{2,1}$ 等价于整流性负载基波阻抗 $Z_{o,1}$ 。发射线圈 电流 $i_1$ 与接收端串联谐振电容电压 $u_{c2}$ 波形如附录A 图A5(b)所示,可见 $I_{1,1}$ 超前 $U_{c2,1}$ ,接收端回路并未 谐振, $Z_{2,1}$ 呈阻感性,则 $Z_{o,1}$ 呈阻感性,并不是纯电阻。 系统直流输出电压为127.71 V,输出功率为2039 W。 开关管驱动信号 $u_{gs}$ 、开关管端电压 $u_{ds}$ 以及逆变电路 输出电流 $i_m$ 的波形如附录A图A5(c)所示,此时开关 管能够实现ZVS,关断电流为9.6 A,测得系统传输 效率为95.9%。 若采用本文方法设计 $C_2$ ,依据附录A图A2所示 迭代流程计算可得 $C_2$ =210 nF。依此参数进行实验, 测得发射线圈电流 $i_1$ 与接收端串联谐振电容电压  $u_{c2}$ 波形如图4(a)所示,可见两者基波同相位,接收 端回路处于谐振状态。接收线圈电流 $i_2$ 、逆变电路 输出电压 $u_{in}$ 和整流桥输入电压 $u_{out}$ 波形如图4(b)所 示, $u_{out}$ 超前 $u_{in}$ ,接收线圈电流基波幅值为28.8 A,整 流桥输入电压基波幅值为179.23 V。计算得到整流 性负载基波阻抗幅值为6.22  $\Omega$ ,阻抗角为21.3°,该 阻抗值与前文理论计算和仿真测量值基本一致。系 统直流输出电压为140.64 V,输出功率为2475 W。 开关管驱动信号 $u_{gs}$ 、开关管端电压 $u_{ds}$ 以及逆变电 路输出电流 $i_{in}$ 的波形如图4(c)所示,此时开关管能 够实现ZVS,关断电流为6.2 A,系统传输效率为 96.5%。



图4 采用本文方法的实验波形 Fig.4 Experimental waveforms with proposed method

因此,在其他电路参数均相同的情况下,与FHA 相比,采用本文方法设计 $C_2$ 使得系统输出功率由 2039 W提高至2475 W,系统传输效率由95.9%提 高至96.5%。

为进一步验证本文参数设计方法的有效性,在 不同线圈间距和不同直流侧负载电阻 R 下分别采用 本文方法和 FHA 方法得出相应的设计参数,并进行 了实验对比,覆盖了较宽的耦合系数与负载阻抗变 化范围。基于2种参数设计方法的系统输出功率与 传输效率实验测量值汇总如图5所示。由图可知, 与 FHA 相比,采用本文参数设计方法在不同的耦合 系数和负载阻抗下均能够有效提高系统的输出功率 和传输效率。

为模拟系统实际运行过程中系统充电电压和功



率的变化,在2、3、4、5、6 cm 这5组固定线圈间距条 件下,以直流侧负载电阻 R=8 Ω为额定工况分别采 用本文方法和FHA方法计算得到2套设计参数,在 R取值从8 Ω变为12、16 Ω时进行了多组对照实验, 系统的输出功率和传输效率如附录A图A6所示。 由图可知,在直流侧负载电阻 R变化时,相较于 FHA,采用本文方法仍然能够有效提高系统的输出 功率和传输效率。

### 5 结论

本文以LCC-S型WPT系统为研究对象,分析系 统传输特性时考虑整流性负载的非线性特征,提出 了接收端回路谐振时整流性负载阻抗的计算方法和 接收端串联谐振电容参数的设计方法,进而建立系 统的数学模型并分析逆变电路的开关特性,得出如 下结论。

1)推导了负载阻抗表达式,采用迭代法准确计 算整流性负载基波及各次谐波阻抗。理论分析和仿 真证明,整流性负载基波阻抗呈阻感性,谐波阻抗接 近容性。

2)设计接收端串联谐振电容参数时对整流性负载基波阻抗进行补偿,能够使接收端回路谐振。进 而依据原有的发射端补偿网络参数设计方法使系统 基波输入阻抗为纯阻性,可在逆变电路开关管实现 ZVS的前提下降低开关管的关断电流。

3)与FHA相比,本文参数设计方法使系统在不 同线圈间距和负载条件下具有更高的输出功率和传 输效率。

本文的结论也可为其他类型补偿拓扑的WPT 系统谐振参数设计提供参考。 附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

#### 参考文献:

216

- [1] 吴理豪,张波.电动汽车静态无线充电技术研究综述(上篇)
   [J].电工技术学报,2020,35(6):1153-1165.
   WU Lihao, ZHANG Bo. Overview of static wireless charging technology for electric vehicles: part I[J]. Transactions of
- China Electrotechnical Society,2020,35(6):1153-1165.
  [2] 李欣,徐积强. 基于混杂自动机的双向 ICPT系统建模及控制
  [J]. 电力自动化设备,2022,42(4):107-113.
  LI Xin, XU Jiqiang. Modeling and control of bidirectional ICPT system based on hybrid automata[J]. Electric Power Automation Equipment,2022,42(4):107-113.
- [3] 丰昊,蔡涛,段善旭,等.一种抗宽范围耦合系数波动的三元件 补偿型感应式能量传输系统[J].电工技术学报,2017,32(增 刊2):10-17.

FENG Hao, CAI Tao, DUAN Shanxu, et al. A three-element inductive power transfer system with high misalignment tolerance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(Supplement 2):10-17.

- [4] RAMEZANI A, FARHANGI S, IMAN-EINI H, et al. Optimized LCC-series compensated resonant network for stationary wireless EV chargers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2756-2765.
- [5]高键鑫,吴旭升,高嵬,等.一种基波电流补偿高次谐波电流的 LCCL谐振结构参数设计方法[J].电力自动化设备,2018,38
   (6):201-207.

GAO Jianxin, WU Xusheng, GAO Wei, et al. Design method of fundamental current compensating harmonic current parameters for LCCL resonant structure [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6); 201-207.

[6] 刘硕,苏建徽,张健,等.一种双边LCC补偿无线电能传输变换 器谐振网络设计方法[J].电力自动化设备,2022,42(6):96-102,110.

LIU Shuo, SU Jianhui, ZHANG Jian, et al. Design method of resonant network for double-sided LCC compensated wireless power transfer converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(6):96-102, 110.

- [7] GUO Y J, WANG L F, ZHANG Y W, et al. Rectifier load analysis for electric vehicle wireless charging system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9):6970-6982.
- [8] 王懿杰,陆凯兴,姚友素,等.具有强抗偏移性能的电动汽车 用无线电能传输系统[J].中国电机工程学报,2019,39(13): 3907-3917.
   WANG Yijie,LU Kaixing,YAO Yousu, et al. An electric vehi-

walke Tijle, LU Kaixing, TAO Tousu, et al. An electric venicle(EV)-oriented wireless power transfer system featuring high misalignment tolerance[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39 (13):3907-3917.

- [9] WANG Y J, WANG H Y, LIANG T, et al. Analysis and design of an LCC / S compensated resonant converter for inductively coupled power transfer [C] //2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Harbin, China: IEEE, 2017: 1-5.
- [10] 张晓明,蔡涛,胡宏晟,等. 计及谐波和死区影响的 IPT 系统时 域建模与软开关特性分析[J]. 电力系统自动化,2019,43(17): 140-146.

ZHANG Xiaoming, CAI Tao, HU Hongsheng, et al. Timedomain modeling and soft-switching characteristic analysis of inductive power transfer system considering influence of harmonics and dead time [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(17): 140-146.

- [11] CHOW J P W, CHUNG H S H, CHENG C S. Online regulation of receiver-side power and estimation of mutual inductance in wireless inductive link based on transmitterside electrical information [C] //2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Long Beach, CA, USA: IEEE, 2016:1795-1801.
- [12] 刘硕,苏建徽,张健,等.近距离下串联补偿无线电能传输变换器特性时域分析[J].电力自动化设备,2022,42(2):155-162.
   LIU Shuo,SU Jianhui,ZHANG Jian,et al. Time domain analysis of series compensated wireless power transfer converter at short range[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(2):155-162.
- [13] 何正友,李勇,麦瑞坤,等.考虑阻感性负载IPT系统的动态补偿技术[J].西南交通大学学报,2014,49(4):569-575.
  HE Zhengyou,LI Yong,MAI Ruikun, et al. Dynamic compensation strategy of inductive power transfer system with inductive-resistive load[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2014,49(4):569-575.
- [14] 李树凡,王丽芳,郭彦杰,等.基于整流性负载补偿的无线充电系统T型阻抗匹配网络设计方法的优化[J].电工技术学报,2017,32(24):9-16.
   LI Shufan, WANG Lifang, GUO Yanjie, et al. Optimization of design method of T-type impedance matching network for

wireless charging system based on rectified load compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32 (24):9-16.

- [15] 陈庆彬,范峰,汪金帅,等.基于S/SP补偿的整流性负载等效 阻抗精确计算方法及逆变器开关损耗优化[J].中国电机工程 学报,2022,42(11):4138-4151.
  CHEN Qingbin, FAN Feng, WANG Jinshuai, et al. Accurate calculation method of rectifier load equivalent impedance based on S/SP compensation and inverter switching loss optimization[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(11):4138-4151.
- [16] LI S Q, LI W H, DENG J J, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015,64(6):2261-2273.
- [17] 王付胜,郭娟娟,王文洋,等.电动汽车无线充电系统实现软开 关的参数优化设计方法[J].中国电机工程学报,2019,39(增 刊1):258-267.

WANG Fusheng, GUO Juanjuan, WANG Wenyang, et al. A method of parameter optimization design to achieve ZVS for electric vehicle wireless charging system [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(Supplement 1):258-267.

#### 作者简介:

李笑娜(1997—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电力 电子技术、无线电能传输(E-mail: 20121469@bjtu.edu.cn);

吴学智(1975—),男,教授,博士研究生导师,主要研究 方向为新能源并网技术、微电网系统及大功率电机控制技术 (E-mail:xzhwu@bjtu.edu.cn);

续文政(1992—),男,讲师,博士,通信作者,主要研究方 向为电力电子变换、无线电能传输等(E-mail:xuwenzheng@ bjtu.edu.cn)。

## Optimal design of LCC-S wireless power transfer system considering rectifier load characteristics

LI Xiaona, WU Xuezhi, XU Wenzheng, QI Jingjing, JING Long

(National Active Distribution Network Technology Research Center, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

**Abstract**: The rectifier load in the wireless power transfer (WPT) system has nonlinear characteristics. In the analysis of system transmission characteristics and the design of resonance parameters, the fundamental harmonic approximation (FHA) is often adopted which regards the rectifier load as an equivalent resistance, resulting in a certain deviation between the theoretical analysis and the actual case, and the system deviates from the resonance state. To solve this problem, the LCC-S WPT system is taken as the research target, and the transmission characteristics of the system are analyzed considering the harmonics and the nonlinearity of rectifier load. The calculation method of load impedance and the parameter of resonant capacitor in series at the receiver-side based on rectifier load compensation is proposed, and the switching characteristics of the inverter circuit are analyzed and verified. The proposed design method of receiver-side resonance parameters can make the receiver loop of the system resonant and improve the output power of the system, reduce the turn-off current of the inverter switches and improve the transmission efficiency of the system. A 2.5 kW experiment platform of LCC-S WPT system is built, which verifies the effectiveness and correctness of both theoretical analysis and the proposed parameter design method.

**Key words**: wireless power transfer; LCC-S; fundamental harmonic approximation; rectifier load; resonance parameter design

(上接第189页 continued from page 189)

systems[J]. Applied Mathematics and Computation, 2019, 354: 1-8.

- [23] PARK P, LEE W I, LEE S Y. Auxiliary function-based integral inequalities for quadratic functions and their applications to time-delay systems[J]. Journal of the Franklin Institute, 2015, 352(4):1378-1396.
- [24] PARK M, KWON O, PARK J H, et al. Stability of time-delay systems via Wirtinger-based double integral inequality [J]. Automatica, 2015, 55:204-208.

作者简介:

肖伸平(1965—),男,教授,博士,主要研究方向为电力 系统、时滞系统及鲁棒控制(E-mail:xsph\_519@163.com); 廖世英(1995—),女,硕士研究生,主要研究方向为电力 系统稳定与控制(E-mail:763566550@qq.com); 张晓虎(1978—),男,副教授,博士,主要研究方向为电 机控制和电磁兼容(E-mail:771401812@qq.com)。

(编辑 王欣竹)

### $H_{\infty}$ control of DC bus voltage in uncertain AC / DC microgrid with time delays

XIAO Shenping<sup>1,2</sup>, LIAO Shiying<sup>1,2</sup>, ZHANG Xiaohu<sup>1,2</sup>, ZHENG Xiangming<sup>3</sup>, DENG Bowen<sup>1,2</sup>

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;

2. Key Laboratory for Electric Drive Control and Intelligent Equipment of Hunan Province,

Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;

3. College of Urban and Environmental, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: Aiming at the problem of DC bus voltage stability of uncertain AC / DC microgrid with communication network delay, a method combining state space method and impedance analysis method is proposed to construct a norm-bounded uncertain AC / DC microgrid model with time delay. Based on the solution of the robust quadratic stability of the system, the conditions of the delay-independent state feedback controller satisfying the  $H_{x}$  control performance are obtained. Then, by using S-procedure theorem, a method is proposed to reduce the difficulty of functional construction of delay-dependent Lyapunov method without taking the derivative again. By citing the Wirtinger integral inequality and the free matrix integral inequality, a delaydependent  $H_{x}$  controller is obtained. Simulation analysis shows that the proposed control method can suppress the effect of uncertain parameters on DC bus voltage under certain communication delay constraints. **Key words**:  $H_{x}$  controller; AC / DC microgrid; DC bus voltage; uncertain system; time-delay system

## 附录 A



式中: $i_{2_n}(t)$ 为 $I_{2_n}$ 相应的时域瞬时值, $I_{2_1}$ 为 $I_{2_1}$ 的幅值, $|Z_{o_n}|$ 和 $\varphi_{Zo_n}$ 分别为 $Z_{o_n}$ 的幅值和阻抗角。



Fig.A2 Iterative flowchart of rectifier load impedance and C<sub>2</sub> calculation







图 A3 逆变电路输出电压、输出电流及其谐波波形

Fig.A3 Waveforms of output voltage, output current and its harmonic currents of inverter

表 A2 2 种参数设计方法下死区结束时刻电流仿真值

Table A2 Current simulation value at end of dead time under two parameter design methods

• /	$i_{\rm in}(t_0+t_{\rm d})/{ m A}$			
<i>d</i> /cm	FHA	本文方法		
2	6.1	0.8		
4	3.4	2		
6	2.8	2.1		

#### 表 A3 2 种参数设计方法下开关管关断电流仿真值

Table A3 Simulation values of switches' turn-off current under two parameter design methods

	$i_{ m in}(t_0)/{ m A}$			
<i>d</i> /cm	FHA	本文方法		
2	10.0	4.8		
4	6.3	4.9		
6	5.6	5.1		



图 A4 实验平台 Fig.A4 Experimental platform

	Table A4 Mai	n circuit para	meters
电路参数	取值	电路参数	取值
$U_{ m in\_dc}/ m V$	300	$L_{ m f}/\mu{ m H}$	36
<i>f</i> /kHz	85	$C_{\rm f}/{ m nF}$	97
$C_{\rm d}/\mu { m F}$	180	$L_1/\mu{ m H}$	56.3
$R/\Omega$	8	$L_2/\mu\mathrm{H}$	12.18
$d/\mathrm{cm}$	2	$M/\mu { m H}$	15.96
C /nE	173	$C_2/\mathrm{nF}$	288 (FHA)
$C_1/nF$			210(本文方法)

## 表 A4 主要电路参数



Fig.A6 Comparison of output power and efficiency under two parameter design methods with variable *R*