

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2021.07.009

面向低压输入 MC-WPT 系统高增益桥式补偿网络研究

尚捷¹, 贾建波¹, 戴欣², 黄俊心²

(1. 中海油田服务股份有限公司, 北京 065201; 2. 重庆大学自动化学院, 重庆 400044)

摘要: 由于无线电能传输系统松耦合特性, 传统无线电能传输系统的输入输出增益普遍较低。这在光伏类型的低压输入高压输出应用中面临增益不足难题。提出一种基于桥式补偿网络的新型电能变换拓扑, 研究基于桥式补偿网络的 MC-WPT 系统的阻抗特性以及能量传输特性, 给出改进型桥式补偿网络方案。在此基础上, 提出桥式补偿网络的参数设计方法。最后, 本文通过实验验证所提出方法的正确性, 可实现 2~9 倍的输入输出增益。

关键词: 桥式网络; 补偿网络; 无线电能传输; 增益

中图分类号: TM315

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2021)07-082-17

Research on high gain bridge compensation network for low voltage input MC-WPT system

SHANG Jie¹, JIA Jianbo¹, DAI Xin², HUANG Junxin²

(1. China Oilfield Services Limit Company Beijing 065201, P. R. China;

2. School of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: Due to the loosely coupled characteristics of wireless power transfer (WPT) systems, the gain from input voltage to output voltage of traditional WPT systems are generally low. This is the problem of insufficient gain in the application of low voltage input and high voltage output of photovoltaic. In this paper, a new power conversion topology based on bridge compensation network is proposed. The impedance characteristics and energy transmission characteristics of the system based on bridge compensation network are studied, and an improved bridge compensation network scheme is given. On this basis, the parameter design method of bridge compensation network is proposed. Finally, the validity of the proposed method is verified by experiments, which can achieve 2-9 times gain from input voltage to output voltage.

Keywords: bridge network; compensation network; wireless power transfer; gain

近年来, 电动汽车光伏充电站作为光伏能源就地消纳对象具有布置灵活、充电效率高等突出优势。但传统电动汽车直接电缆式充电方式存在着接入不灵活、操作复杂、不能适应于复杂恶劣环境等弱点。电磁耦合

收稿日期: 2020-11-15

基金项目: 中国科学院战略性先导科技专项(XDA14030502); 国家自然科学基金面上项目(51777022)。

Supported by the Chinese Academy of Sciences Strategic Leading Science and Technology Project (XDA14030502) and National Natural Science Foundation of China(51777022).

作者简介: 尚捷(1977—), 男, 高级工程师, 主要从事旋转导向钻井技术、随钻电缆测井技术和无线电能传输技术方向研究, (Email)shangjie2@cosl.com.cn。

无线电能传输技术(MC-WPT)为其提供一种灵活、安全、高环境适应性的电能补给方式,近年来已成为电动汽车领域研究的热点之一。

传统光伏发电输入的 MC-WPT 系统与一般的 WPT 系统相比,输入电压很低,目前的光伏发电系统输出电压需要经过高增益的 DC-DC 变换才能用于电动汽车充电输出,如图 1 所示。

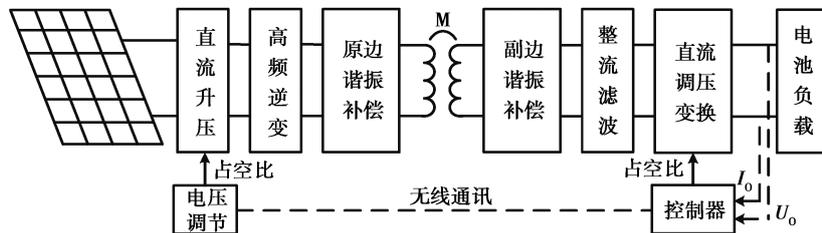


图 1 增加升压环节的光伏发电 MC-WPT 系统结构

Fig. 1 MC-WPT System Structure of photovoltaic power generation with boost link

图 1 中,MC-WPT 系统在原边增加了用于电压调节的直流升压环节,以满足锂电池在不同充电阶段的功率需求,其中锂电池的充电电压、电流是由电池管理系统(BMS)参数。在锂电池充电过程中,电池在各个阶段所需的功率相差很大,因此该结构的 MC-WPT 系统面临以下问题:

- 1)原级升压环节增加原级电能损耗与体积重要,导致效率与功率密度下降;
- 2)多级级联系统会导致系统的出现较为复杂的纹波特性,影响系统稳定性。

从国内外现状来看,目前围绕 MC-WPT 系统补偿网络拓扑设计与优化这一研究内容,目前已有一定数量的研究成果主要体现为:

文献[1]主要研究无线电能传输系统的 LCC 三阶补偿网络,在实现发射端线圈电流恒定的基础上,提出了一种 LCC 参数设计方法,在高频逆变器开关时刻减小通过电流的瞬时值,实现了高频逆变器的零电流关断,减小了开关管的开关损耗和开关应力,提高了无线电能传输系统的整体效率。文献[2]对发射端 LCL-T 及 CLC-T 这两种 TS-S 型补偿网络进行了建模与分析。这两者补偿网络均是在 SS 补偿网络的基础上串联 T 型谐振环节,并且具有相似的传输特性。同时,对这两种补偿网络的设计方法进行了研究,分析了其效率与增益特性,为补偿网络的设计提供了参考。文献[3]结合谐振无线电能传输系统的特点,指出了高频逆变器的设计难点,对应用于 MCR-WPT 系统的高频逆变器类型进行了系统的梳理和归纳,分析了它们的工作特性,论述了它们的控制技术,并提出了高频逆变器参数设计和元件选型方法,为谐振无线电能传输技术的发展提供技术依据。文献[4]提出一种一次侧失谐的补偿拓扑,分析在一次侧失谐情况下的系统传输功率特性,结果表明该拓扑具有较强的抗偏移能力,且不存在轻载安全问题。考虑额定功率和功率波动程度 2 个约束条件,对补偿拓扑的相关参数进行设计,并对全谐振拓扑和失谐拓扑进行补偿电容容值及电池荷电状态(SOC)的敏感性对比,讨论一次侧失谐设计对谐振腔效率的影响。文献[5]提出并设计一种新型的补偿网络。该新型的补偿网络可使得系统的电压增益仅与耦合变压器的耦合系数成正比,而与负载值无关。文献[6]提出了利用磁场和电场的新型无线能量传输耦合器结构。文献[7]提出了一种新的 WPT 系统补偿拓扑,即 LC/S,以提供良好的补偿特性。LC/S 补偿拓扑不受松耦合机构参数的约束,不需要更换松耦合机构就可以方便地改变系统的输出功率。文献[8]提出了一种新的 WPT 系统补偿拓扑——S/CLC,大大简化控制电路的设计。当负载下降 25.2%时,在补偿参数不准确的情况下,输出电压只下降 4.6%。文献[9]基于一个变压器的电桥模型,给出了 4 种拓扑结构及其输入输出相关性。通过有限元分析结果支持分析建模预测,为该技术的概念发现提供依据。详细介绍了 4 种结构的设计过程。对每种配置的优缺点进行了比较研究,以帮助确定每种变压器配置对特定应用的适用性。文献[10]提出了一种基于 Z 阻抗补偿网络的 CPT 系统,该系统具有开路 and 短路抗扰度并且还具有作为 Z 源逆变器的升压能力。

从目前的研究现状,虽然针对系统谐振补偿拓扑设计已有相关文献报道,但围绕低压输入高增值输出的研究仍相对较为薄弱^[10-15]。针对这一问题,以面向低压输入的高增益输出为主要研究目标,提出无直流变换环节的高增益 MC-WPT 系统架构,如图 2 所示。

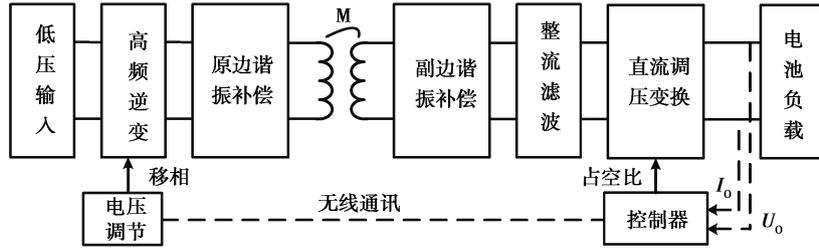


图 2 没有升压环节的光伏发电 MC-WPT 系统结构

Fig. 2 MC-WPT System Structure of photovoltaic power generation without boost link

图 2 所示的低压大电流 MC-WPT 系统原边没有 DC-DC 环节,采用高频逆变环节的移相控制进行功率调节,而移相控制只能减小逆变器的输出电压,因此需要谐振补偿网络具有较大的电压增益以补偿原高频逆变环节的电压放大倍数。

1 桥式补偿网络拓扑

为实现高增益输出,提出一种桥式补偿网络的新型拓扑。基于桥式补偿网络的 MC-WPT 系统基本拓扑结构如图 3 示。

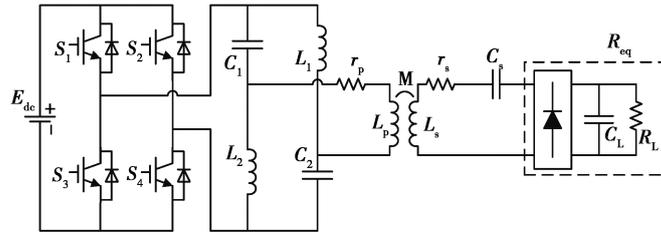


图 3 桥式补偿网络 MC-WPT 系统拓扑图

Fig. 3 Topology of bridge compensation network MC-WPT system

该系统拓扑主要包括直流电源(E_{dc})、全桥逆变(S_1, S_2, S_3, S_4)、原边桥式补偿网络(L_1, L_2, C_1, C_2)、耦合线圈(L_p, L_s)、副边串联补偿电容(C_s)、整流桥、滤波电容(C_L)以及负载电阻(R_L)。图 3 中,原边线圈的补偿电路为电感 L_1, L_2 与电容 C_1, C_2 组成的桥式补偿网络,其中电感的感值 $L_1 = L_2 = L$ (内阻为 r),电容的容值 $C_1 = C_2 = C$ 。系统的工作频率与副边的固有频率一致,即 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$,通过原边补偿电路的参数设计可以使得系统的固有频率为 ω_0 ,并通过采集逆变器输出电流实现 ZCS 软开关(零电流开关)。

1.1 桥式补偿网络 MC-WPT 系统分析

为了便于分析,将副边电路折射到原边进行等效变换,并通过三角形-星型等效变换将拓扑进一步简化,原拓扑可等效为图 4 示的拓扑。

图 4 中原边等效为原边线圈上串联一个反射阻抗 Z_r ,其中

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + r_s + R_{eq}} \quad (1)$$

再通过三角形-星型变换之后可以得到

$$Z_1 = \frac{(j\omega L + r) \frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + r + j\omega L_p + r_p + Z_r}$$

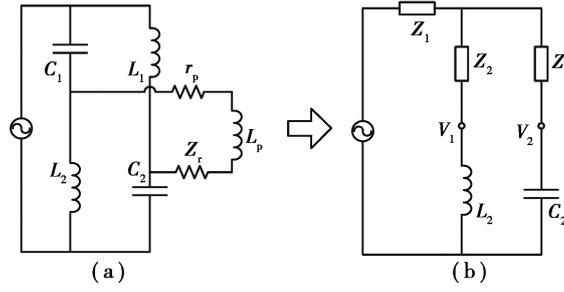


图4 桥式补偿网络等效拓扑图

Fig. 4 Equivalent topology of bridge compensation network

$$Z_2 = \frac{\frac{1}{j\omega C} (j\omega L_p + r_p + Z_r)}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + r + j\omega L_p + r_p + Z_r},$$

$$Z_3 = \frac{(j\omega L + r)(j\omega L_p + r_p + Z_r)}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + r + j\omega L_p + r_p + Z_r}, \quad (2)$$

通过分析等效拓扑的系统特性,就可以得到桥式补偿网络的系统特性。

1.2 阻抗特性研究

由式(2)可知,当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$ 时,反射阻抗 $Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{r_s + R_{eq}}$,其虚部为0,令桥式补偿网络中有 $L_1 =$

$L_2 = L, C_1 = C_2 = C$,则

$$Z_L = Z_{L_1} = Z_{L_2} = j\omega L + r,$$

$$Z_C = Z_{C_1} = Z_{C_2} = \frac{1}{j\omega C},$$

$$Z_{L_p} = j\omega L_p, \quad (3)$$

其中, r 为电感 L_1, L_2 的内阻。那么可以求出副边反射到原边之后原边的总阻抗为

$$Z_p = Z_1 + \frac{(Z_2 + Z_L)(Z_3 + Z_C)}{Z_2 + Z_L + Z_3 + Z_C}, \quad (4)$$

联立式(3)、(4)可得

$$Z_p = \frac{(2Z_L + Z_{L_p} + Z_r + r_p)Z_C + Z_L(Z_{L_p} + r_p + Z_r)}{Z_C + Z_L + 2(Z_{L_p} + r_p + Z_r)}, \quad (5)$$

进一步将式(1)、(2)带入式(5)中,可得到 Z_p 的实部和虚部。

1.3 频率特性研究

由式(5)已求得系统的总阻抗,在副边反射阻抗 Z_r 较小时,忽略 Z_r 及原边线圈内阻 r_p 有

$$\text{Re}(Z_p) = \frac{2r(\omega^2 CL_p - 1)^2}{1 + \omega^2 C^2((L + 2L_p)^2 \omega^2 + r^2) - 2C\omega^2(L + 2L_p)},$$

$$\text{Im}(Z_p) = \frac{\omega(\omega^2 C^2 L_p(L(L + 2L_p)\omega^2 + r^2) + C((-2L^2 - 6LL_p - 2L_p^2)\omega^2 - 2r^2) + 2L + L_p)}{1 + \omega^2 C^2((L + 2L_p)^2 \omega^2 + r^2) - 2\omega^2 C(L + 2L_p)}, \quad (6)$$

令 $\text{Im}(Z_p) = 0$,可求的系统的谐振点

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{2L_p^2 + (-Cr^2 + 6L_p)L_p + 2L^2 + \sqrt{4L^4 + 16L_pL^3 + 4L_pL^2(Cr^2 + 6L_p) + 4L_p^2L(Cr^2 + 4L_p) + L_p^2(Cr^2 - 2L_p)^2}}{CL_pL(L + 2L_p)}};$$

$$\omega_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{2L_p^2 + (-Cr^2 + 6L_p)L_p + 2L^2 - \sqrt{4L^4 + 16L_pL^3 + 4L_pL^2(Cr^2 + 6L_p) + 4L_p^2L(Cr^2 + 4L_p) + L_p^2(Cr^2 - 2L_p)^2}}{CL_pL(L + 2L_p)}}, \quad (7)$$

在实际运用中,可以进一步忽略谐振补偿网络中的电感内阻来较为简单地求取系统的谐振点或者设计谐振电容及电感的大小,即令 $r=0$ 有

$$\begin{aligned}\omega_1 &\approx \sqrt{\frac{L_p + 2L}{CL_p L}}, \\ \omega_2 &\approx \frac{1}{\sqrt{C(2L_p + L)}}.\end{aligned}\quad (8)$$

在已知谐振网络的参数情况下,可绘制出不同工作频率下的频率-阻抗特性曲线($C=157.6\text{ nF}$, $L=10\text{ uH}$, $L_p=50\text{ uH}$, $r=0.1\text{ }\Omega$)

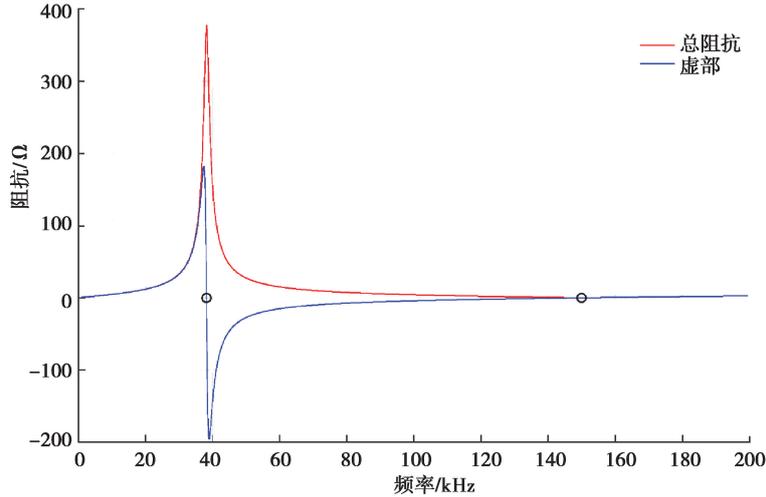


图 5 桥式补偿网络频率-阻抗特性曲线

Fig. 5 Frequency-impedanc curve of bridge compensation network

图 5 中, $\omega_1=2\pi\times 150\ 000$, $\omega_2=2\pi\times 38\ 200$ 。可以看出在谐振点 $\omega=\omega_1$ (频率 $f=150\text{ kHz}$) 处,总阻抗最小,阻抗虚部为 0;谐振点 $\omega=\omega_2$ (频率 $f=38.2\text{ kHz}$) 处,总阻抗最大,阻抗虚部为 0。系统的软开关谐振点在 $\omega=\omega_1$ 处,在实际应用中可以通过逆变桥输出电流采样控制使系统工作在 ZCS 软开关状态。

考虑反射阻抗对谐振点的影响则有

$$\begin{aligned}\omega'_1 &= \sqrt{\frac{L_p^2 + (-CZ_{r1}^2 + 3L_p)L_p + L^2 + \sqrt{L^4 + (-2CZ_{r1}^2 + 4L_p)L^3 + (C^2Z_{r1}^2 - 4CZ_{r1}^2L_p + 6L_p^2)L^2 + 2L_p^3L(CZ_{r1}^2 + 2L_p) + L_p^4}}{CL_pL(L + 2L_p)}}, \\ \omega'_2 &= \sqrt{\frac{L_p^2 + (-CZ_{r1}^2 + 3L_p)L_p + L^2 - \sqrt{L^4 + (-2CZ_{r1}^2 + 4L_p)L^3 + (C^2Z_{r1}^2 - 4CZ_{r1}^2L_p + 6L_p^2)L^2 + 2L_p^3L(CZ_{r1}^2 + 2L_p) + L_p^4}}{CL_pL(L + 2L_p)}}.\end{aligned}\quad (9)$$

其中 $Z_{r1}=Z_r+r_p$, r_p 为原边线圈的内阻。

在以下参数下反射阻抗与谐振频率之间的关系如图 6 所示($C=157.6\text{ nF}$, $L=10\text{ uH}$, $r_p=0.2\text{ }\Omega$, $\omega_1=2\pi\times 150\ 000\text{ rad/s}$)

由图 6 可以看出,在副边反射到原边阻抗的大小对系统的谐振频率有一定的影响,当反射阻抗较小的时候,谐振频率与忽略反射阻抗计算出的频率差别较小,因而在参数设计的时候要注意反射阻抗对谐振频率的影响。

若考虑反射阻抗对系统总阻抗的影响,令 $\omega=\omega_1=\sqrt{\frac{L_p+2L}{CL_pL}}$ 根据式(6)有

$$\begin{aligned}\text{Re}(Z_p) &= \frac{(L + L_p)^2 (Z_r + r_p) L^2}{L^4 + 4L_p L^3 + 2(3L_p + C(Z_r + r_p)^2) L_p L^2 + (4L_p + C(Z_r + r_p)^2) L_p^2 L + 4L_p^4}, \\ \text{Im}(Z_p) &= \frac{(Z_r + r_p)^2 L^2 \sqrt{CL_p L (L_p + 2L)}}{L^4 + 4L_p L^3 + 2(3L_p + C(Z_r + r_p)^2) L_p L^2 + (4L_p + C(Z_r + r_p)^2) L_p^2 L + 4L_p^4},\end{aligned}\quad (10)$$

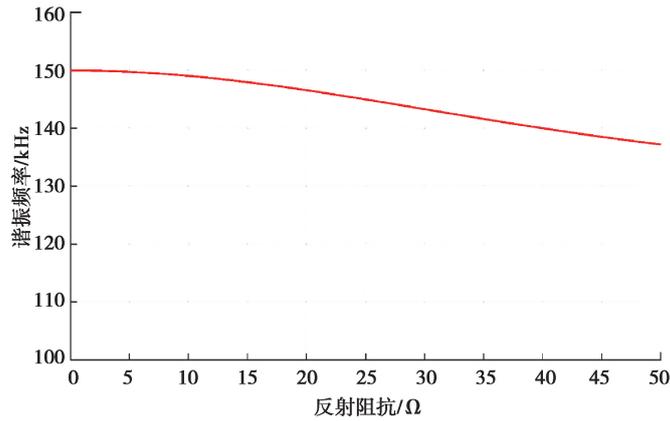


图 6 反射阻抗—谐振频率特性曲线

Fig. 6 Reflection impedance-resonant frequency characteristic curve

系统工作在谐振频率 $\omega = \omega_1$ 处时,反射阻抗对系统的总阻抗影响如图 7 所示。

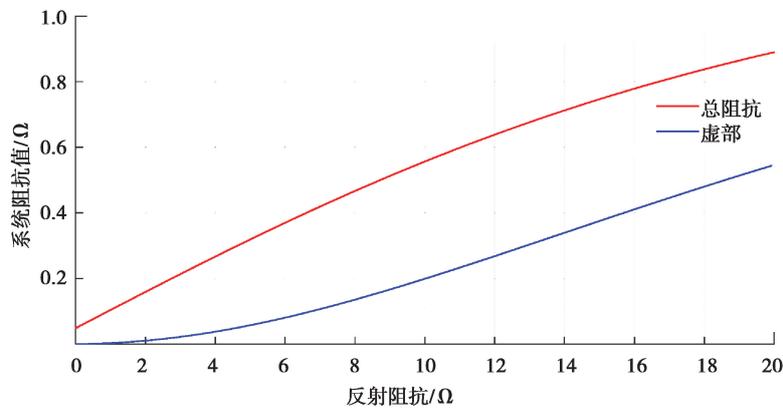


图 7 反射阻抗对系统总阻抗的影响

Fig. 7 Influence of reflected impedance on total impedance of system

1.4 输出特性研究

系统的去耦等效电路如图 8 所示,通过分析去耦等效电路可以得出系统的输出特性

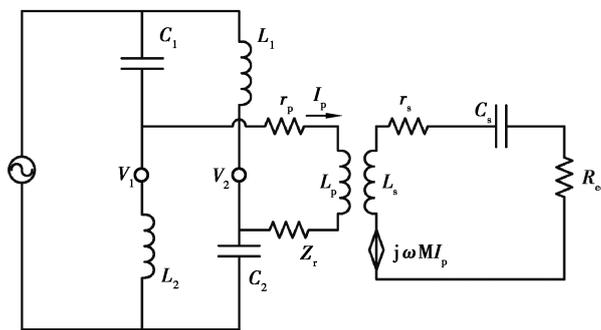


图 8 桥式补偿网络 MC-WPT 系统去耦等效电路

Fig. 8 Decoupling equivalent circuit of bridge compensation network mc-wpt system

由式(5)可以得到系统的输入阻抗,那么输入电流为

$$I_{in} = \frac{U_{in}}{Z_p}, \tag{11}$$

其中 $U_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_{dc}$ 。

由图 4 所示等效电路可得, 电容 C_2 与电感 L_2 上的电流分别为

$$I_C = \frac{I_{in}(Z_2 + j\omega L_2)}{Z_2 + j\omega L_2 + Z_3 + \frac{1}{j\omega C_2}},$$

$$I_L = \frac{I_{in}\left(Z_3 + \frac{1}{j\omega C_2}\right)}{Z_2 + j\omega L_2 + Z_3 + \frac{1}{j\omega C_2}}, \quad (12)$$

那么电感 L_2 与电容 C_2 上的电压分别为

$$V_1 = I_C \frac{1}{j\omega C_2},$$

$$V_2 = I_L j\omega L_2, \quad (13)$$

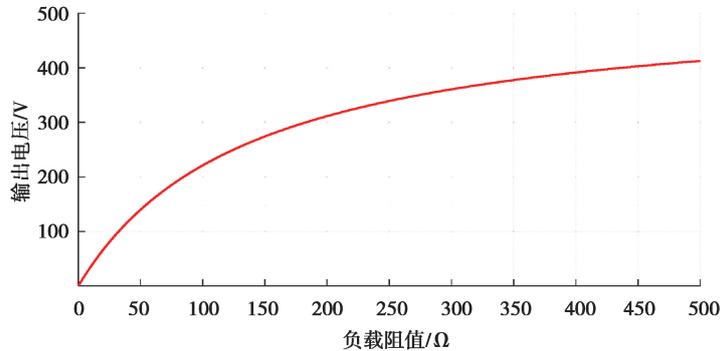
则原边线圈上的电流为

$$I_p = \frac{V_1 - V_2}{j\omega L_p + r_p + Z_r}, \quad (14)$$

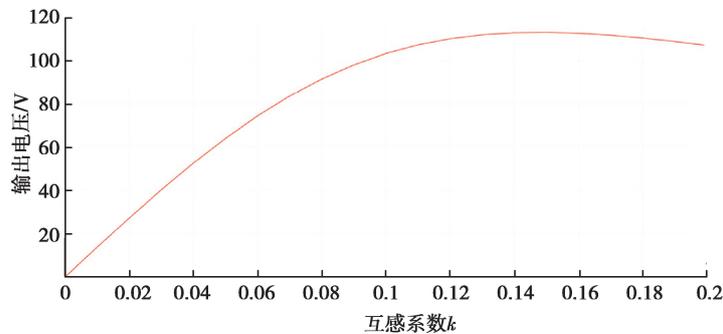
等效到副边的受控电压源为 $j\omega M I_p$, 则输出电压为

$$U_o = \frac{j\omega M I_p R_{eq}}{j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + r_s + R_{eq}}, \quad (15)$$

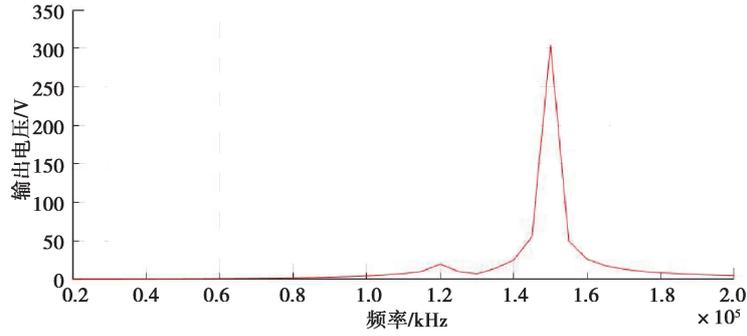
在以下的参数中, 输出电压 U_o 与负载电阻的阻值 R_{eq} 的关系如图 9 所示 ($U_{in} = 11.1 \text{ V}$, $f = 150 \text{ kHz}$, $C = 157.6 \text{ nF}$, $C_s = 22.5 \text{ nF}$, $L = 10 \text{ uH}$, $r = 0.1 \Omega$, $L_p = L_s = 60 \text{ uH}$, $M = 15 \text{ uH}$, $r_p = r_s = 0.2 \Omega$)



(a) 输出电压与负载阻值关系曲线



(b) 输出电压与互感系数关系曲线



(c) 输出电压与频率关系曲线

图 9 输出电压分别与负载阻值、互感系数和频率的关系图

Fig. 9 The relationship between output voltage and load resistance, mutual inductance and frequency

由图 9 可以看出,桥式补偿网络 MC-WPT 系统的输出电压随着负载电阻的增加而增加,这与 SS 拓扑的 MC-WPT 系统类似,但是相同参数,在负载阻值不是很大的情况下,桥式补偿网络 MC-WPT 系统的输出电压比 SS 结构高出数倍。同时可以看到,互感系数 k 在 0.14 左右输出电压达到最大值,谐振频率为 150 kHz。耦合机构及副边参数相同,SS 结构与桥式补偿网络输出电压比较图如图 10 所示。

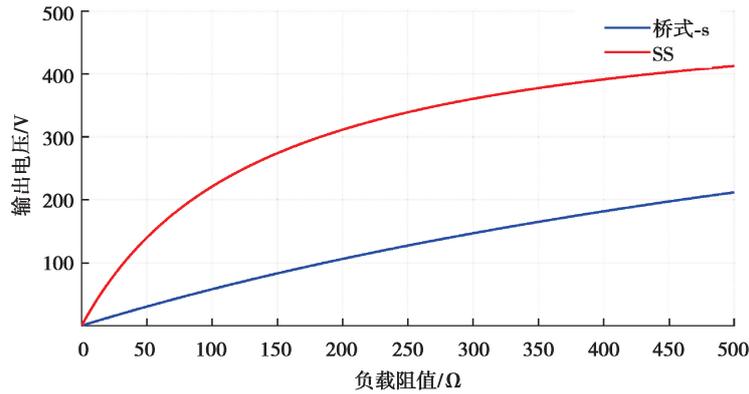


图 10 SS 拓扑与桥式拓扑输出特性曲线

Fig. 10 Output characteristic curve of SS topology and bridge topology

1.5 功率及效率特性研究

由式(11)及式(15)可知输入电流 I_{in} 及输出电压 U_o , 那么输入功率及输出功率为

$$P_{in} = U_{in} I_{in} \cos(\varphi),$$

$$P_o = \frac{U_o^2}{R_{eq}}, \quad (16)$$

其中 φ 为电流的相位角, $\varphi = \arctan\left(\frac{\text{Im}(I_{in})}{\text{Re}(I_{in})}\right)$ 。

系统效率为

$$\eta = \frac{P_{in}}{P_o}, \quad (17)$$

系统的功率及效率特性曲线如图 11 所示 ($U_{in} = 10 \text{ V}$, $f = 150 \text{ kHz}$, $C = 157.6 \text{ nF}$, $C_s = 22.5 \text{ nF}$, $L = 10 \text{ uH}$, $r = 0.1 \text{ } \Omega$, $L_p = L_s = 60 \text{ uH}$, $M = 15 \text{ uH}$, $r_p = r_s = 0.2 \text{ } \Omega$)

由图 11 可知桥式补偿网络 MC-WPT 系统的功率随着负载阻值的增大先增加,后减小,在负载阻值为 138 Ω 的时候达到最大输出功率为 502 W,效率在 50% 左右。在负载阻值为 7.4 Ω 的时候系统达到最大效率

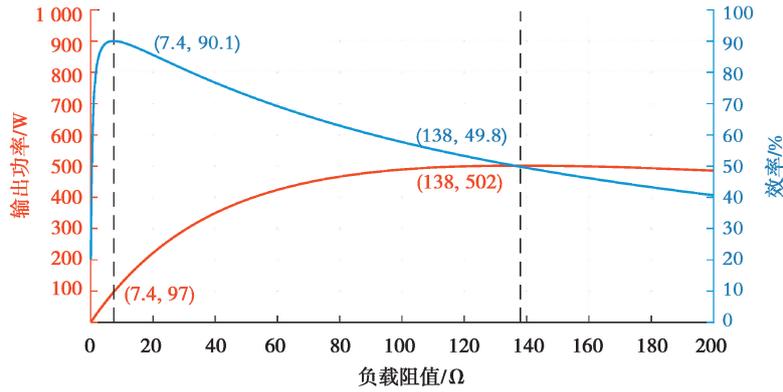


图 11 桥式补偿网络 MC-WPT 系统的功率及效率特性曲线

Fig. 11 Power and efficiency characteristic curve of mc-wpt system with bridge compensation network

点,此时输出功率为 97 W,系统效率为 90.1%。在输入电压为 10V 的情况下,桥式补偿网络 MC-WPT 系统在最大效率点的输出功率可达 97 W,可见这种拓扑能够在较低输入电压的情况下具有较强的功率输出能力。

LCL-S 及 LCC-LCC 拓扑 MC-WPT 系统较基本拓扑也能提高输出功率,桥式补偿网络补偿拓扑与以上两种拓扑在功率及效率特性上也有区别。在耦合机构参数及谐振网络电感 L 的参数完全相同的情况下 ($L_p=L_s=50\ \mu\text{H}, r_p=r_s=0.2\ \Omega, L=10\ \mu\text{H}, r=0.1\ \Omega$), 3 种拓扑的功率及效率特性曲线如图 12 所示。

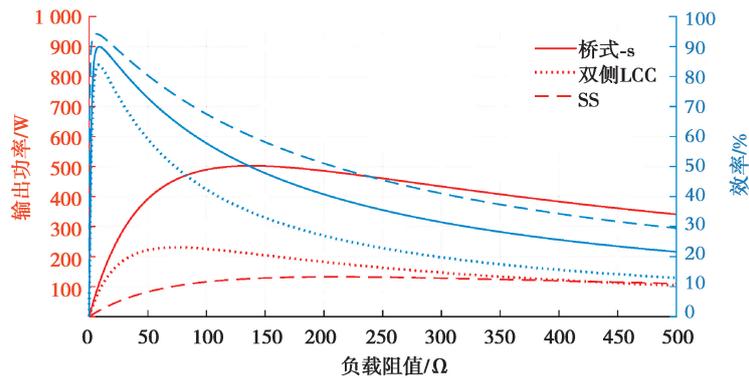


图 12 三种拓扑 MC-WPT 系统的功率及效率特性曲线比较

Fig. 12 Comparison of power and efficiency characteristic curves of mc-wpt systems with three topologies

由图 12 可以看出在相同耦合机构参数及谐振网络电感参数的情况下,桥式补偿网络 MC-WPT 系统的功率传输能力较 LCL-S、LCC-LCC 两种拓扑的 MC-WPT 系统要强,在一定的负载范围内,系统效率也比较高,同时还能保证超过 LCL-S、LCC-LCC 两种拓扑在其最大功率点的传输功率,因此桥式补偿网络这种拓扑在低压大功率传输上具有传输效率高、传输功率大的特点,非常适合运用于机器人无线充电等领域。

1.6 桥式补偿网络结构改进

桥式补偿网络由电容 C_1 、 C_2 和电感 L_1 、 L_2 构成,由于 C_1 、 C_2 容值相同, L_1 、 L_2 感值相同,因此桥式网络的结构完全对称,电感 L_1 、 L_2 中电流 i_{L1} 、 i_{L2} 相位、大小都相同,因此电感 L_1 、 L_2 可由一组耦合电感 L_3 、 L_4 等效代替,耦合电感 L_3 、 L_4 的感值与 L_1 、 L_2 的感值的关系为

$$\begin{aligned} L_1 &= L_2 = L, \\ L_3 &= L_4 = \frac{L}{1+k}, \end{aligned} \quad (18)$$

其中, k 为 L_3 、 L_4 的耦合系数。等效的桥式补偿网络拓扑如图 13 所示。

图 13 所示的改进型结构通过耦合电感替代原电感,可以降低补偿网络中的电感感值,减小电感内阻,并

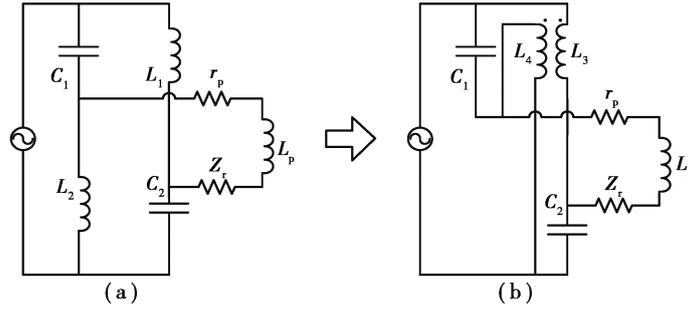


图 13 改进型桥式补偿网络

Fig. 13 Improved bridge compensation network

通过电感之间的互感补偿使之等效电感与原结构相同,可以降低补偿网络中电感上的电能损耗,提高系统的传输效率。

2 系统参数设计方法

对 MC-WPT 系统进行参数设计时,需明确系统的各项指标。以表 1 所示的设计指标为例,对所提出的系统参数设计方法进行说明。

表 1 系统设计指标
Table 1 System design index

名称	参数	数值	单位
输入电压	E_{dc}	10	V
输出电压	V_o	80	V
负载阻值	R_{eq}	30—35	Ω
线圈耦合系数	k	0.3~0.4	/
工作频率	F	150	kHz
原副边线圈最大电流	I_{pm}, I_{sm}	10	A
线匝比	n	1	/
系统效率	η	75%	/

2.1 谐振线圈设计

依据设计指标,系统输出额定电压(80 V)时,输出功率最大可达 $P_m = 213$ W。在参数设计中,会将原副边谐振频率与系统工作频率一致,则

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{R_{eq} + r_s}, \tag{19}$$

考虑到最大输出功率 $P_m = 213$ W,则当原边电流 $I_p = I_{pm} = 10$ A,有 I

$$I_p^2 Z_r \frac{R_{eq}}{R_{eq} + r_s} \geq 213 \text{ W}, \tag{20}$$

稳压输出时,负载阻值 R_{eq} 为 30 Ω 达到最大输出功率,副边线圈内阻一般在 $m\Omega$ 级别,因此在设计线圈感值时可以忽略副边内阻近似计算,则式(20)可近似等效为

$$I_{pm}^2 \frac{\omega^2 M^2}{R_{eq}} \geq 213 \text{ W}, \tag{21}$$

其中 $M = k\sqrt{L_p L_s}$ ($k = 0.3 \sim 0.4$), 而原副边匝数比 $n = 1$, 固可认为原边线圈感值等于副边线圈, 即 $L_p = L_s$, 可以计算出在满足输出功率的约束条件下, 原副边线圈的取值范围

$$L_p = L_s > 42.4 \mu\text{H}, \quad (22)$$

考虑完功率的约束条件, 还需考虑效率约束条件。耦合机构的效率为

$$\eta_1 = \frac{R_{\text{eq}} \omega^2 M^2}{r_p (R_{\text{eq}} + r_s)^2 + (R_{\text{eq}} + r_s) \omega^2 M^2}, \quad (23)$$

在满足功率需求的线圈感值范围中, 内阻及耦合机构效率的关系如图 14 所示

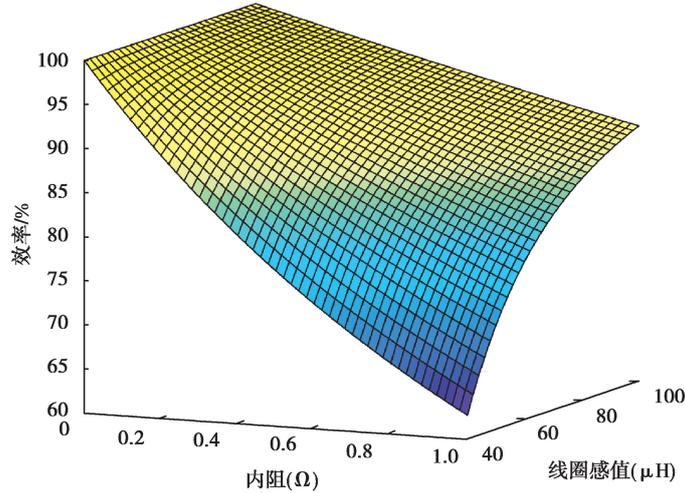


图 14 耦合机构效率 η_1 关于线圈感值及内阻关系图

Fig. 14 Coupling mechanism efficiency η_1 on the relationship between coil inductance and internal resistance

在已知耦合机构效率时, 由式(21)可知, 耦合机构感值与其内阻之间的关系为

$$L_p = L_s = \frac{\sqrt{(R_{\text{eq}} - \eta_1 R_{\text{eq}} - \eta_1 r) \eta r (R_{\text{eq}} + r)}}{(R_{\text{eq}} - \eta_1 R_{\text{eq}} - \eta_1 r) \omega k}, \quad (24)$$

其中 L_p, L_s 为原副边谐振线圈的感值, r 为其内阻值。

由于系统效率至少为 75%, 固设计耦合机构效率不低于 80%, 将 $\eta_1 = 0.8$ 代入式(24)中, 那么耦合机构感值与其满足条件的最大内阻之间的关系如图 15 所示。

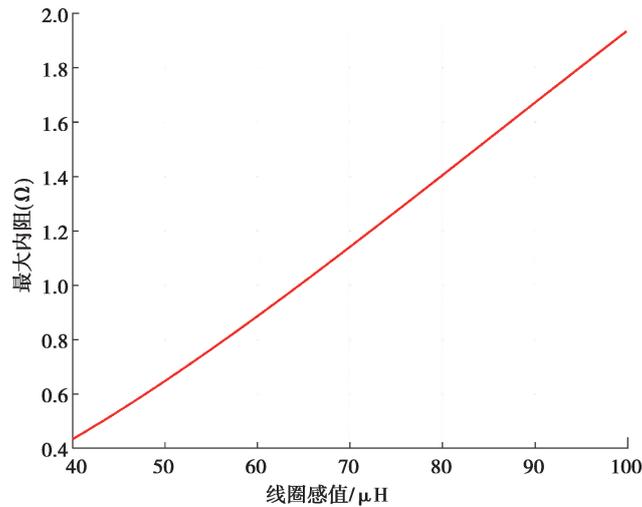


图 15 线圈感值及最大内阻关系图

Fig. 15 Relationship between coil inductance and maximum internal resistance

由图6可知,反射阻抗会对系统的谐振频率造成影响,反射阻抗越大,谐振频率偏移越大,那么在参数设计中,需要尽量使得反射阻抗较小,在同样的耦合系数下,原副边线圈的感值越小则反射阻抗越小,那么在满足功率及效率的约束条件下,设计耦合机构感值较小以满足频率需求,则取原副边谐振线圈感值为 $50\ \mu\text{H}$ 可以较好地满足需求。在系统工作频率已知的情况下,线圈内阻由所选用绕制线圈的材料决定,实际应用中,选用直径为 $2\ \text{mm}$ 的利兹线绕制 $50\ \mu\text{H}$ 线圈在 $150\ \text{kHz}$ 的频率下,内阻为 $200\ \text{m}\Omega$ 左右,在此参数下,耦合机构的效率为 93% 。

2.2 补偿网络参数设计

在设计了谐振线圈的参数之后,需要对原副边补偿网络的参数进行设计。副边为串联补偿结构,则

$$C_s = \frac{1}{\omega^2 L_s}, \quad (25)$$

原边桥式补偿网络的参数设计影响到整个系统的输出功率及效率,桥式补偿网络中电感 L_1 、 L_2 的感值为 L ,设

$$n_1 = \frac{L_p}{L}, \quad (26)$$

则

$$\omega_1 \approx \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{4L_p^2 + 10L_p L + 4L^2}{CL_p L (2L_p + L)}} = \sqrt{\frac{n_1 + 2}{CL_p}}, \quad (27)$$

则

$$C = \frac{n_1 + 2}{\omega^2 L_p}, \quad (28)$$

因此,确定合适的参数 n_1 就可以完成桥式补偿网络的参数设计。确定了全副边谐振线圈感值及内阻,则可以求出在最大功率输出时其反射阻抗的值,只要满足在此反射阻抗下的输出功率,系统的输出功率就可以满足。

输入功率与参数 n_1 之间的关系可以由公式(5)、(10)推导出来,即

$$P_{in} = U_{in} I_{in} \cos(\varphi),$$

$$Z_p = \frac{(2Z_L + Z_{L_p} + Z_r + r_p)Z_C + Z_L(Z_{L_p} + r_p + Z_r)}{Z_C + Z_L + 2(Z_{L_p} + r_p + Z_r)}, \quad (29)$$

将式(26)、(28)代入式(29)有

$$P_{in} = \frac{U_{in}^2 (n_1^2 (r + Z_{L_p} + r_p + Z_r) + 2n_1 (r + 2Z_{L_p} + 2r_p + 2Z_r) + 2Z_{L_p})}{r \cdot n_1^2 (Z_{L_p} + r_p + Z_r) + 2(r \cdot n_1 + Z_{L_p}) (r_p + Z_r)} \cos(\varphi), \quad (30)$$

参数 n_1 与输入功率的关系如图16所示。

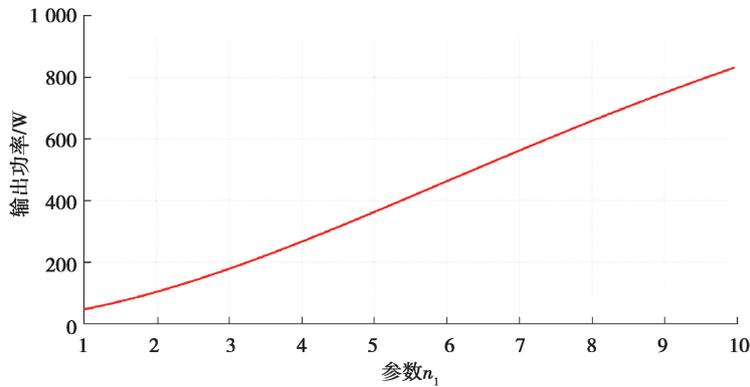


图16 参数 n_1 与输入功率关系曲线

Fig. 16 Relation curve between parameter n_1 and input power

满足指标的最大输出功率为 $213\ \text{W}$,则选取的 n_1 需满足对应的输入功率有

$$P_{in} > \frac{P_o}{\eta} = \frac{213}{0.75} = 284 \text{ W}, \quad (31)$$

由图 16 可知,当 $n_1 \geq 4$ 时,输入功率满足设计需求,进一步考虑电感内阻($r = 0.1 \Omega$),结合式(14)、(16)可以得出 n_1 与输出功率、效率之间的关系,如图 17 所示

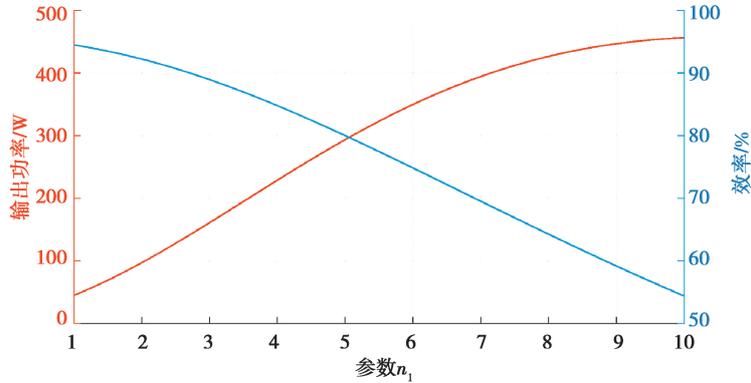


图 17 参数 n_1 与输出功率、效率关系曲线

Fig. 17 The relationship curve between parameter n_1 and output power and efficiency

3 实验验证

为了验证提出的桥式补偿网络 MC-WPT 系统的理论正确性,利用 Matlab/Simulink 仿真平台,搭建仿真模型进行仿真。并依据表 2 的参数搭建实验平台,测试系统的各个指标。最后结合理论、仿真及实验的数据,对所提出的理论及系统特性分析进行论证。

表 2 系统参数表

Table 2 System parameters

名称	参数	数值	单位
输入电压	E_{dc}	10	V
系统频率	f	150	kHz
负载阻值	R_L	5—30	Ω
原边线圈感值	L_p	50	μH
原边线圈内阻	r_p	0.2	Ω
副边线圈感值	L_s	50	μH
副边线圈内阻	r_s	0.2	Ω
耦合系数	k	0.3	/
桥式补偿网络电感值	L	10	μH
补偿网络电感内阻	r	0.1	Ω
桥式补偿网络电容值	C	157.6	nF
副边谐振电容值	C_s	22.2	nF

根据表 2 中的系统参数,搭建试验装置如图 18 所示。图 18 中,高频逆变器中采用了英飞凌公司的 IPB015N04NGATMA1 型场效应管作为开关器件,它的的导通内阻最大只有 $1.5 \text{ m}\Omega$,最大电流可以达到

120 A,耗散功率高达 250 W,可以很好地满足桥式补偿网络拓扑的大输入电流的需求性。驱动芯片采用 L6387ED013TR,其最大开关频率可以达到 400 kHz,在 150 kHz 的开关频率下,精度高、反应快,可以使开关管在电流过零点精确切换,损耗很小。谐振网络的 2 个电感采用利兹线绕制在同一个铁氧体磁环上,两个电感值之间的耦合系数近似为 1,每个电感在 150 kHz 的频率下的自感为 $5.1 \mu\text{H}$ 左右,等效解耦感值约为 $10 \mu\text{H}$,内阻约为 $90 \text{ m}\Omega$ 。补偿网络中的电容采用贴片电容阵列,每 6 个电容串并组成谐振网络中的一个电容,每个电容阵列在 150 kHz 的频率下的容值约为 $152 \mu\text{F}$,串联内阻约为 $12 \text{ m}\Omega$ 。整流桥采用了 4 个 HBR20100U-220 肖特基二极管,这种二极管具有 100 V 耐压,管压降为 730 mV,平均整流电流可达 10 A。

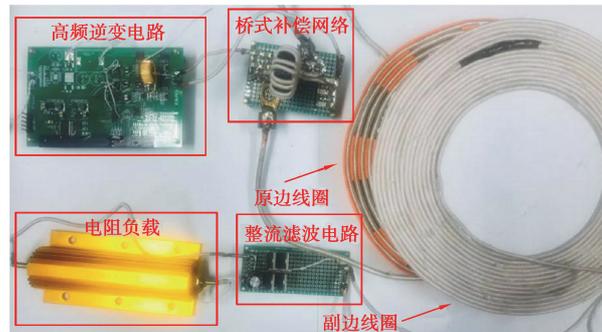


图 18 实验装置图

Fig. 18 Experimental set-up

在表 2 所示的参数下,负载阻值为 30Ω 时,高频逆变电路输出的电压 U_{in} 、电流 I_{in} 波形如图 19 所示。其中,1 通道的波形为逆变器输出电压 U_{in} 波形;2 通道的波形为电流 I_{in} 波形。

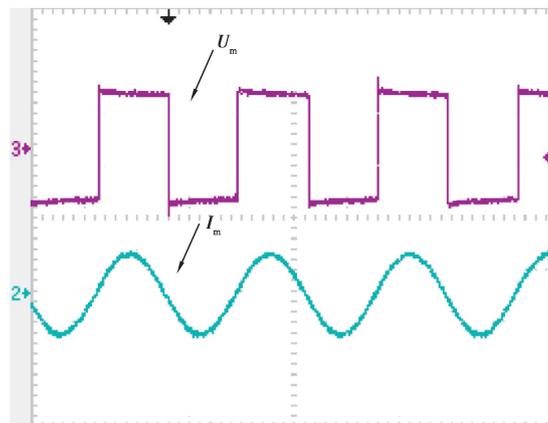


图 19 逆变器输出波形

Fig. 19 Inverter output waveform

图 19 中可以看出,逆变电压的切换在电流的过零点进行,达到 ZCS 软开关效果。逆变输出电压、电流相位相同,电压有效值为 10.4 V,电流有效值为 27 A,可近似计算逆变器输出的功率为 280 W。从图中可以看出,系统的软开关频率为 150 kHz 左右,与通过参数计算得出的频率一致。

系统原副边线圈的电流波形如图 20 所示。图中,4 通道的波形为原边电流 I_p 波形;2 通道的波形为副边线圈上的电流 I_s 波形。

从图 20 可以看出,原副边电流相位相差 90° ,原边电流波形呈正弦波形,副边电流波形由于副边整流桥存在略有畸变。原边电流的有效值为 6.28 A,副边电流有效值为 3.26 A,与仿真结果和理论推导相差较小。

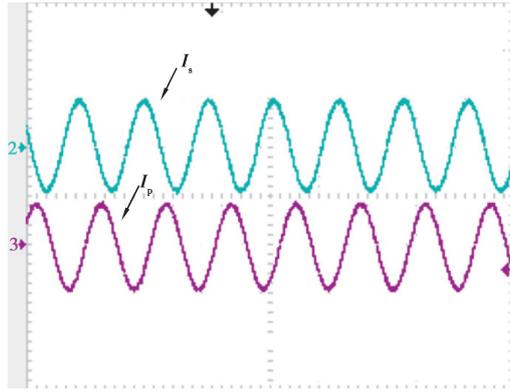


图 20 原副边线圈电流波形

Fig. 20 Current waveform of primary and secondary coils

输出电压 U_o 波形如图 21 所示, 输出电压是经过整流滤波的直流电压。在 $30\ \Omega$ 负载的条件下, 输出电压幅值为 $84.5\ \text{V}$, 易计算出系统的输出功率为 $235\ \text{W}$ 。已经提到高频逆变器输出的功率为 $280\ \text{W}$, 可以计算出谐振网络、耦合机构、整流滤波部分的效率为 84% , 损耗功率为 $45\ \text{W}$ 。损耗的功率主要几种在谐振网络 and 原副边谐振线圈上。其中, 谐振网络上流过电感的电流约为 $11\ \text{A}$, 因此每个电感约消耗 $11\ \text{W}$ 的功率; 原边的电流有效值为 $6.28\ \text{A}$, 损耗约为 $8\ \text{W}$; 副边线圈电流为 $3.26\ \text{A}$, 约消耗 $2\ \text{W}$; 整流桥约消耗 $8\ \text{W}$ 。

分析了 $30\ \Omega$ 负载下的输入输出波形, 并计算了在 $30\ \Omega$ 负载下的输出效率及功率。在从 $5\ \Omega \sim 30\ \Omega$ 不同负载下, 测得实验数据如表 3 所示。

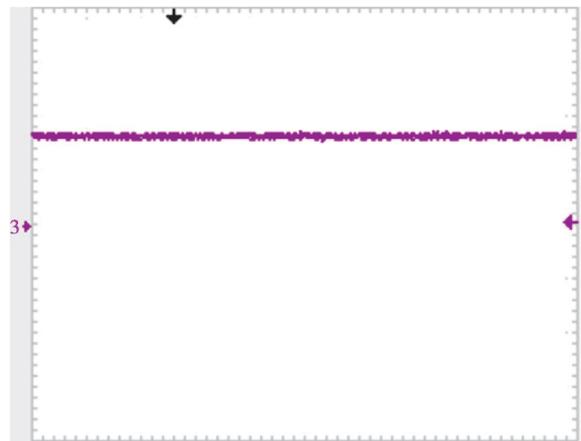


图 21 输出电压波形

Fig. 21 Output voltage waveform

表 3 变负载下桥式补偿网络 MC-WPT 系统实验数据

Table 3 Experimental data of bridge compensation network mc-wpt system under variable load

R_L/Ω	V_o/V	P_{out}/W	P_{in}/W	$\eta/\%$
5	16.4	54	66	81.8
10	31.8	101	118	85.6
15	46.2	142	166	85.5
20	59.6	177	211	83.9
25	72.2	207	252	82.1
30	84.5	235	290	81.0

从表 3 可以看出, 负载在 $5 \sim 30\ \Omega$ 范围内, 输出功率随着负载阻值的增大而增大, 系统效率随负载阻值增大先增大后减小。图 22 展示了输出功率及系统效率在理论、仿真和实验中在不同负载阻值下的变化曲线。

从图 22 可以看出, 随着负载的变化, 输出功率和系统效率在总体趋势上理论、仿真与实验结果保持一

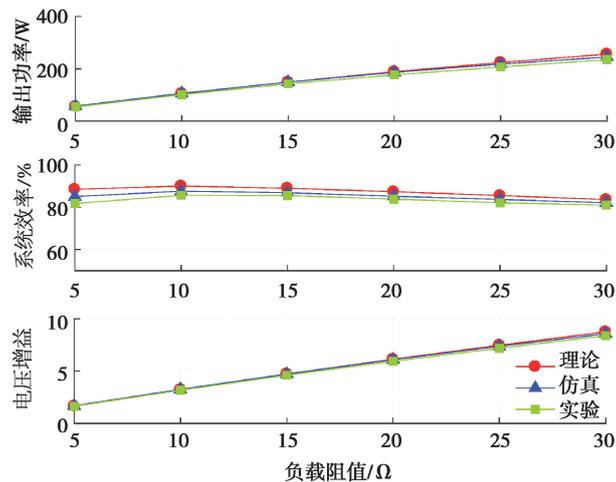


图 22 理论、仿真、实验结果对比图

Fig. 22 Comparison of theoretical, simulation and experimental results

致。但是,在负载阻值较小的情况下,系统的反射阻抗虚部较大,根据频率特性分析,系统工作频率与谐振网络的固有频率存在偏差,因此系统效率有所下降。从输入输出增益情况来看,系统从 $5\ \Omega$ 变化为 $30\ \Omega$ 的范围内,系统增益可以实现 2 至 9 倍的增益输出,满足了高增益的输出能力需求。

4 结 论

针对低压输入高增益输出的应用需求,提出一种基于桥式补偿网络的新型谐振变换拓扑。该无线充电系统拓扑具有以下 2 点优势:

- 1) 系统结构更加简单,消除了功率调节环节所带来的功率损耗和电磁干扰,同时降低了系统成本;
 - 2) 减小了高频逆变环节开关管上的电压,使得高频逆变环节的设计较为简单,安全性较高;
- 但这种系统结构也具有不足之处,在系统设计的时候需要加以考虑:

1) 电源输出电流全部流过逆变器,造成逆变器开关器件的电流应力增大,若开关器件的内阻较大还会造成较高的功率损耗;

2) 大增益的谐振补偿网络的设计上,需重点注意其电流应力和电压应力,特别是原副边线圈上的电压应力,若参数设计不合理,可能会使系统因为内部电气应力过高导致损坏

参考文献:

- [1] 高键鑫, 吴旭升, 高嵬, et al. 基于 LCC 的磁谐振无线电能传输发射端补偿技术[J]. 电工技术学报, 2016, 31(z1): 9-13.
Gao J X, Wu X S, Gao W, et al. Compensation technology of magnetic resonant wireless power transfer transmitter based on LCC[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(z1): 9-13. (in Chinese)
- [2] 林抒毅, 黄晓生. 无线电能传输 TS-S 型补偿网络的建模与设计[J]. 福建工程学院学报, 2016, 14(3): 269-273.
Lin S Y, Huang X S. Modelling and design of TS-S compensation networks for WPT system[J]. Journal of Fujian University of Technology, 2016, 14(3): 269-273. (in Chinese)
- [3] 韩冲, 张波. 谐振式无线电能传输系统中高频逆变器的特性分析和参数设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(21): 140-154.
Han C, Zhang B. Characteristics analysis and parameters design of high frequency inverters in magnetic coupling resonance wireless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society 2018, 33(21): 140-154. (in Chinese)
- [4] 胡宏晟, 蔡涛, 段善旭, et al. 用于 WPT 系统的一次侧失谐 SS 型补偿拓扑及其参数设计方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(18): 73-82.
Hu H S, Cai T, Chen S X, et al. Study of the primary side detuned series-series compensated topology and parameter design for WPT system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(18): 73-82. (in Chinese)
- [5] 黄晓生, 陈为. 用于磁感应耦合式电能传输系统的新型补偿网络[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(18): 3020-3026.
Huang X S, Chen W. A novel compensation network for ICPT systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18): 3020-3026. (in Chinese)

- [6] Lu F, Zhang H, Hofmann H, et al. An inductive and capacitive integrated coupler and its LCL compensation circuit design for wireless power transfer[C]//2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)[S. L.]: IEEE, 2016.
- [7] Wang Y, Yao Y, Liu X, et al. An LC/S Compensation topology and coil design technique for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(3):2007-2025.
- [8] Wang Y, Yao Y, Liu X, et al. S/CLC Compensation topology analysis and circular coil design for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(2):496-507.
- [9] Woronowicz K, Safaee A, Dickson T R. Single-Phase zero reactive power wireless power transfer topologies based on boucherot bridge circuit concept[J]. Canadian Journal of Electrical & Computer Engineering, 2015, 38(4):323-337.
- [10] Huang L, Hu P, Swain A, et al. Z Impedance compensation for wireless power transfer based on electric field coupling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11):4556-7563.
- [11] Zhang Z, Georgiadis A, Cecati C. Wireless power transfer for smart industrial and home applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3959-3962.
- [12] Ali R F, Shahrokh I E, Hossein B, et al. Optimized LCC-Series compensated resonant network for stationary wireless EV Chargers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2756-2765, APR. 2019.
- [13] Wang X, Wang Y, Hu Y, et al. Analysis of wireless power transfer using superconducting metamaterials[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2019, 29(2): 5500605.
- [14] Tang Y, Chen Y, Madawala U K, et al. A new controller for bi-directional wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 9076-9087.
- [15] Zhao B, Kuo N, Ali M N. A gain boosting array technique for weakly-coupled wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7130-7139.

(编辑 侯 湘)

(上接第 54 页)

- [16] Kerner, B. S, Klenov, et al. Testbed for wireless vehicle communication: a simulation approach based on three-phase traffic theory[C]//2008 IEEE Intelligent Vehicles Symposium, IEEE, 2008: 180-185.
- [17] Kim K D. Collision free autonomous ground traffic: a model predictive control approach[C]//Proceedings of the ACM/IEEE 4th International Conference on Cyber-Physical Systems, New York: ACM Press, 2013: 51-60.
- [18] Brackstone M. Driver psychological types and car following: is there a correlation? results of a pilot study[C]//Proceedings of the 2nd International Driving Symposium on Human Factors in Driver Assessment, Training and Vehicle Design: Driving Assessment 2003, Iowa: University of Iowa, 2005: 245-250.
- [19] Du R, Chen C, Yang B, et al. Effective urban traffic monitoring by vehicular sensor networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 64(1): 273-286.
- [20] Liu J, Li J T, Zhang L, et al. Secure intelligent traffic light control using fog computing[J]. Future Generation Computer Systems, 2018, 78: 817-824.
- [21] Chen Y S, Hsu C S, Cheng C H. Network mobility protocol for vehicular ad hoc networks[J]. International Journal of Communication Systems, 2014, 27(11): 3042-3063.
- [22] Li Z P, Li W Z, Xu S Z, et al. Stability analysis of an extended intelligent driver model and its simulations under open boundary condition[J]. Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications, 2015, 419: 526-536.
- [23] Zhou M F, Qu X B, Jin S. On the impact of cooperative autonomous vehicles in improving freeway merging: a modified intelligent driver model-based approach[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2017, 18(6): 1422-1428.
- [24] Saifuzzaman M, Zheng Z D. Incorporating human-factors in car-following models: a review of recent developments and research needs[J]. Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 2014, 48: 379-403.

(编辑 詹燕平)