

基于电流检测电流注入的车载充电机EMI混合滤波器设计方法

李宁¹, 柳明¹, 张常杰¹, 张成林²

(1. 西安理工大学 电气工程学院, 陕西 西安 710061;

2. 浙江富特科技有限公司, 浙江 杭州 313300)

摘要:针对目前车载充电机传统无源滤波器低频性能差的问题,在传统车载充电机无源滤波器的基础上加入有源反馈回路,提出了一种基于电流检测电流注入(CSCI)的车载充电机电磁干扰(EMI)混合滤波器设计方法,并给出了车载充电机混合滤波器结构及分析和反馈回路设计过程。实验结果表明,提出的新型EMI滤波器方案与已有车载充电机无源滤波器方案相比,传导测试和辐射测试结果都有大幅度的提升。

关键词:车载充电机;混合滤波器;电磁兼容性

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd24828

Design Method of On-board Charger EMI Hybrid Filter Based on CSCI

LI Ning¹, LIU Ming¹, ZHANG Changjie¹, ZHANG Chenglin²

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710061, Shaanxi, China;

2. Zhejiang EV-Tech Co., Ltd., Hangzhou 313300, Zhejiang, China)

Abstract: At present, the traditional passive filter in on-board charger (OBC) has poor low-frequency performance, an active feedback loop was added to the traditional on-board charger passive filter, a design method of on-board charger electromagnetic interference (EMI) hybrid filter based on current sensing and current injection (CSCI) was proposed, and the structure, analysis and feedback loop design process of on-board charger hybrid filter were given. The experimental results show that compared with the existing on-board charger passive filter scheme, the new EMI filter scheme proposed has greatly improved the results of conduction test and radiation test.

Key words: on-board charger (OBC); hybrid filter; electromagnetic compatibility (EMC)

近年来,电动汽车小型高功率车载充电机应用广泛,作为高功率高频电力电子设备,其电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)问题也备受重视^[1-2]。车载充电机EMI抑制技术方案主要有屏蔽技术、接地技术和滤波技术三种,工程上一般在成本允许的范围内,合理搭配这三种抑制方法进行使用^[3-4]。文献[3-4]对车载充电机电磁兼容的屏蔽和接地技术进行了讨论,其结果表明,车载充电机EMI领域目前的方法和技术已经形成体系标准且相对成熟,因此滤波器技术成为了目前研究的重点。

滤波器技术的研究主要从参数、控制策略优化、结构材料优化以及拓扑优化等方面展开。文

献[5]基于Buck型DC-DC变换电路,从电路匹配性角度出发,分析了滤波器的设计参数对共模和差模传导干扰信号的抑制作用,提出了一种EMI滤波器设计参数优化方法,用于提高开关电源的电磁兼容性(electromagnetic compatibility, EMC);文献[6]分析了EMI滤波器元件的高频模型,并对寄生效应进行了消除;文献[7]提出了一种基于调制的有源滤波器高频抑制效果优化方法,且提出的优化方法无需增加硬件成本,有效地提高了有源EMI滤波器的高频抑制效果;文献[8]以波的入射与反射为核心,提出了一种利用S参数来预测阻抗不匹配条件下噪声衰减的方法,使滤波器具有更好的高频性能;文献[9-10]是在材料方面采

基金项目:国家自然科学基金(52177193);陕西省重点研发计划(2022GY-182);西安市科技计划项目(22GXFW0078)

作者简介:李宁(1983—),男,博士,副教授,主要研究方向为电力电子化的电力系统及其控制,Email: lining83xaut.edu.cn

用集成方式以减小体积并提高滤波性能;文献[11]提出了一种结合使用单级EMI滤波器和地线滤波器来抑制传导干扰的方法。

以上研究都在一定程度上提升了电力电子无源滤波器的滤波效果,但参数、控制策略优化的上限有拓扑本身的限制,新型的结构材料及集成在成本上也会有诸多限制,目前难以在工程上大规模应用,而改进拓扑结构则能够很好地兼顾效果和成本。本文提出一种带有源反馈回路的车载充电机混合滤波器设计方法,有效提升了滤波器的低频和整体性能,并给出了混合滤波器结构和反馈回路设计过程,最后进行了车载充电机传导、辐射测试,验证了所提设计方法的有效性。

1 车载充电机EMI方案分析

EMI滤波器的性能一般用插入损耗IL来评价,其定义为^[12]

$$IL = 20\log\left(\frac{V_0}{V}\right) \quad (1)$$

式中: V_0 为未加滤波器时负载上的电压; V 为加入滤波器后负载上的电压。

EMI滤波器一般可分为无源和有源两种^[12-13]。无源滤波器一般通过无源LC低通网络达到衰减噪声的目的,而有源滤波器通过检测EMI信号、运用有源器件进行补偿完成抑制EMI。

图1为有源滤波器4种常见的反馈拓扑类型。

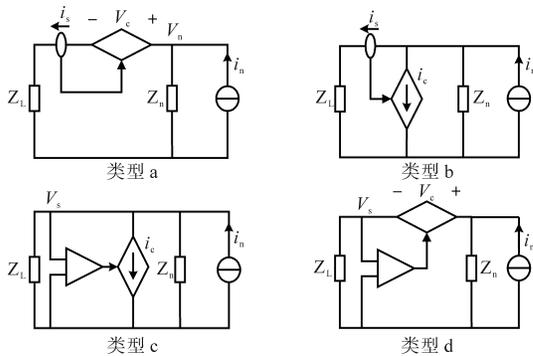


图1 有源EMI滤波器的4种拓扑结构

Fig.1 Four topologies of active EMI filters

文献[14]给出了有源EMI滤波器4种拓扑结构的插入损耗,如表1所示。其中, Z_L 为线路阻抗稳定网络(line impedance stabilization network, LISN)的阻抗, i_n 为噪声电流, Z_n 为噪声源的内阻抗, V_s 和 i_s 分别为检测电压和检测电流, V_c 和 i_c 为注入电压和注入电流, A_x 为补偿网络的放大倍数。

根据其插入损耗,以电流检测电流注入(current sensing and current injection, CSCI)有源滤波

表1 4种有源电子滤波器拓扑结构的插入损耗

Tab.1 Insertion loss of four active electronic filter topologies

| 拓扑类型 | 放大增益 | 插入损耗/dB | 最大IL条件 |
|------|-----------------|--|-----------------------------|
| a | $V_c = A_1 i_s$ | $20\log\left(1 + \frac{A_1}{Z_L + Z_n}\right)$ | $A_1 \gg Z_L + Z_n$ |
| b | $i_c = A_2 i_s$ | $20\log\left(1 + \frac{Z_n}{Z_L + Z_n} A_2\right)$ | $Z_n \gg Z_L$ |
| c | $i_c = A_3 i_s$ | $20\log\left(1 + \frac{A_3}{Z_L \parallel Z_n}\right)$ | $A_3 \gg Z_L \parallel Z_n$ |
| d | $V_c = A_4 i_s$ | $20\log\left(1 + \frac{Z_L}{Z_L + Z_n} A_4\right)$ | $Z_L \gg Z_n$ |

器为例,在理想情况下对比同等情况下无源滤波器情况,如图2所示。由图2可知无源滤波器的低频性能差且低频插损曲线斜率小。CSCI有源滤波器相比无源滤波器低频优势明显,高频性能不足。

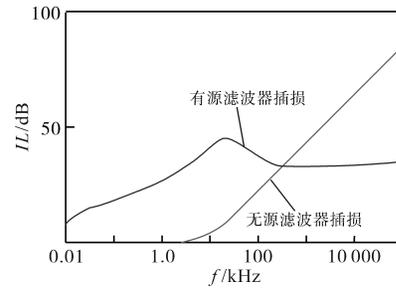


图2 有源和无源滤波器插入损耗

Fig.2 Insertion loss of active and passive filters

2 车载充电机抑制优化设计

无源滤波器在结构、稳定性等方面都有很大优势,但低频性能的改良却要牺牲其体积和重量的指标。而有源滤波器低频性能好、高频性能较差^[14],因此本文在传统车载充电机滤波结构的基础上采用CSCI反馈的方法来补偿共模(common mode, CM)噪声,弥补传统无源滤波器在低频段滤波效果不足的缺点,提出了一种车载充电机混合CSCI-EMI滤波器设计方法。

2.1 混合CSCI-EMI滤波器结构

本文采用CSCI反馈的方法来补偿CM噪声。主动CSCI反馈的基本原理是对车载充电机(on-board charger, OBC)的噪声源阻抗的主动放大。因此,这种噪声抑制方法对于高噪声源阻抗的小型传感器是最有效的。由于CM噪声其路径通过寄生电容而通常具有较高的噪声源阻抗,因此该方法特别适用于衰减CM噪声。电流互感器也用作共模态扼流器,注入电容器 C_{inj} 用作Y电容器。参考文献[15]所使用的车载充电机混合CSCI-EMI

滤波器的结构如图3所示。其中有源部分用于电磁低频范围,并通过在高频范围内的运放反馈电路中插入电容器进行解耦,从而保证系统的稳定性。

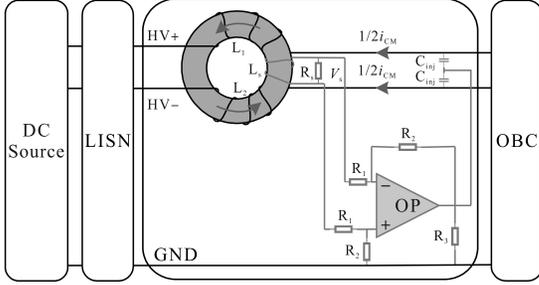


图3 混合 CSCI-EMI 滤波器的结构

Fig.3 Structure of hybrid CSCI-EMI filter

传导的 EMI 噪声在 LISN 结构处测量,该结构位于电源和带有 EMI 滤波器的 OBC 之间。为了在所考虑的频率范围内检测 LISN 结构上的 CM 噪声,可以将 LISN 简化为一个电阻器 Z_L 。基于此假设,可以将图3中所示的结构简化为图4中的等效电路。在 LISN i_L 处测量的噪声是被最小化的输出变量。为此,测量控制结果,即 LISN 处的噪声,然后作为补偿电流 i_{inj} 反向耦合到电路中。

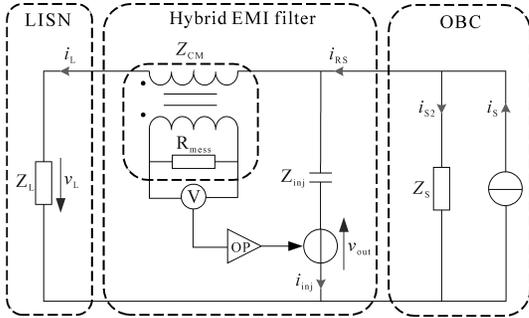


图4 混合 CSCI-EMI 滤波器等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of hybrid CSCI-EMI filter

注入电流 i_{inj} 的值取决于噪声电流、传感器和运算放大器的配置。从图4可推导出下式:

$$i_L (Z_{CM} + Z_L) = Z_L \cdot i_{s2} \quad (2)$$

$$i_L = (i_s - i_{inj}) \cdot \frac{Z_S}{Z_S + Z_{CM} + Z_L} \quad (3)$$

$$i_{inj} = \frac{i_L \cdot (Z_L + Z_2) + v_{out}}{Z_{inj}} \quad (4)$$

其中

$$v_{out} = i_L \cdot G_{Sense} \cdot G_{OP}$$

式中: i_L 为测量电流; i_s 为输入电流; i_{s2} 为 OBC 的等效电流; Z_{CM} 为共模线圈和测量电阻的等效阻抗; Z_L 为 LISN 的等效阻抗; Z_S 为 OBC 等效阻抗; Z_{inj} 为电容器等效阻抗; v_{out} 为运算放大器输出补偿电压,是放大的测量噪声电流的插入反馈; G_{Sense} 为反馈增

益; G_{OP} 为运放增益。

由式(2)~式(4)可以创建一个如图5所示的信号流程图。

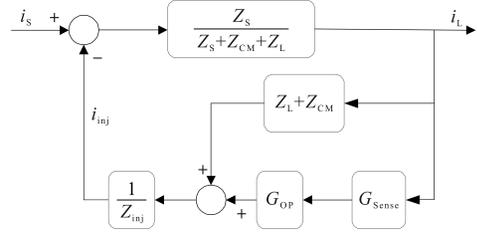


图5 混合 EMI 滤波器的控制回路结构

Fig.5 Control loop structure of hybrid EMI filter

如图5所示,混合 EMI 滤波器的行为可以在一个控制回路中描述。利用图5中的控制回路结构,所提出的混合 EMI 滤波器的传递函数 TF 可以计算如下:

$$TF = \frac{\frac{Z_S}{Z_S + Z_{CM} + Z_L}}{1 + \frac{Z_S}{Z_S + Z_{CM} + Z_L} \cdot \frac{Z_{CM} + Z_L + G_{OP} \cdot G_{Sense}}{Z_{inj}}} \quad (5)$$

由式(5)可以得出插入损耗 IL , 如下式所示:

$$IL = 20 \log \left[\frac{\frac{Z_S + Z_L}{Z_S + Z_{CM} + Z_L}}{1 + \frac{Z_S \cdot (Z_{CM} + Z_L + G_{OP} \cdot G_{Sense})}{(Z_S + Z_{CM} + Z_L) \cdot Z_{inj}}} \right] \quad (6)$$

从计算的混合 IL 可以看出,随着反馈增益 G_{Sense} 、运放增益 G_{OP} 的增加,滤波器的衰减率上升,限制因素是反馈运算放大器的最大电压和最大电流。测量和注入部件也作为无源部件对提升衰减率做出了贡献。

图6为图3中混合滤波电路的插损曲线及其无源部分和有源部分的插损曲线。当处于低频段时,混合滤波器插损和有源滤波器基本持平,无源滤波器滤波效果微弱。当处于中频段时,有源滤波器对比无源滤波器同样更具优势,但混合

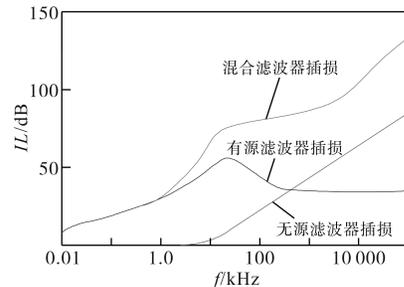


图6 混合滤波器及其组成部分的插损

Fig.6 Insertion loss of hybrid filter and its components

滤波器的效果更好。当处于高频段时,无源滤波器效果优于有源滤波器,但混合滤波器优势更为明显。混合滤波器不仅兼顾了两种滤波器各自在低频段和高频段的优势,而且滤波效果相当于两种滤波器滤波效果的叠加,大大提高了衰减率。

2.2 主动反馈回路的设计

为了测量噪声电流,在共模扼流圈中引入了额外的第三个绕组。通常共模扼流圈是在磁芯上用两个相同的绕组缠绕的。假设有两个相同的绕组,由差分模式电流引起的核心磁通量相互抵消,只有CM电流激发一个磁通量。通过第三个小绕组,就可以感知到CM噪声。因此,共模扼流圈具有两个功能:CM噪声传感功能和CM噪声衰减功能。共模扼流圈的原理图如图7所示。

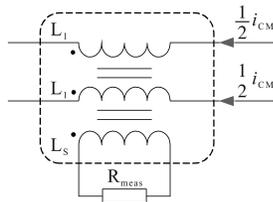


图7 带有附加传感绕组的共模扼流圈示意图

Fig.7 Schematic of common-mode choke coil with additional sensing winding

为了计算运算放大器的输入电压和共模扼流圈的阻抗,使用测量电阻 Z_{CM} ,必须知道感应参数 L_1 和 L_s 以及测量电阻 R_{meas} 的值:

$$Z_{CM} = \frac{2\pi f L_1 (R_{meas} \cdot n^2)}{2\pi f L_1 + R_{meas} \cdot n^2} \quad (7)$$

$$n = \sqrt{L_1/L_s} \quad (8)$$

式中: n 为共扼线圈变比。

根据式(7)、式(8),可以推导出 G_{Sense} 参数表达式如下:

$$G_{Sense} = \frac{Z_{CM}}{n} \quad (9)$$

通过给定 L_s 并改变 L_1 的值可以改变变比 n 的值,因此可以得到 G_{Sense} 关于 L_1 和 R_{meas} 的表达式如下:

$$G_{Sense} = \frac{2\pi f L_1 R_{meas} \sqrt{L_1/10}}{2\pi f L_1 + R_{meas} L_1/10} \quad (10)$$

图8为由式(10)得到的 G_{Sense} 的变化示意图,其由反馈运算放大器的最大电压和电流限制,然后根据设计要求选择合适的 R_{meas} 电阻值,得到共模扼流圈所需的电感。

利用反馈运算放大器结构,测量电阻上测得的噪声应被放大并反向反馈到电路中。反馈部

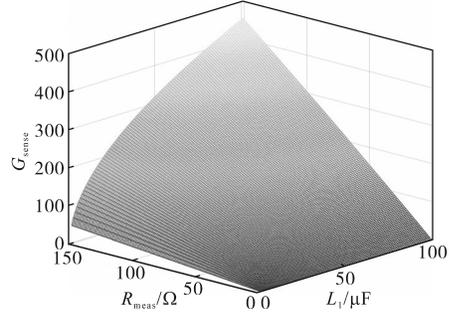


图8 G_{Sense} 变化示意图

Fig.8 Schematic of G_{Sense} change

分由测量电阻和运算放大器及其电路组成。使用 R_{meas} 电阻将共模扼流圈的测量绕组获得的电流转换为运算放大器的输入电压。运算放大器配置 G_{OP} 的增益可以用图4的附加电阻 R_1 和 R_2 的组合来调节,即

$$G_{OP} = R_2/R_1 \quad (11)$$

3 车载充电机EMI抑制优化方案电磁兼容性实验验证

3.1 实验布置

为了验证所提方法的有效性,用9.9 kW 车载充电机进行实验,测试示意图如图9所示,加入优化设计方案,测试其抑制效果。

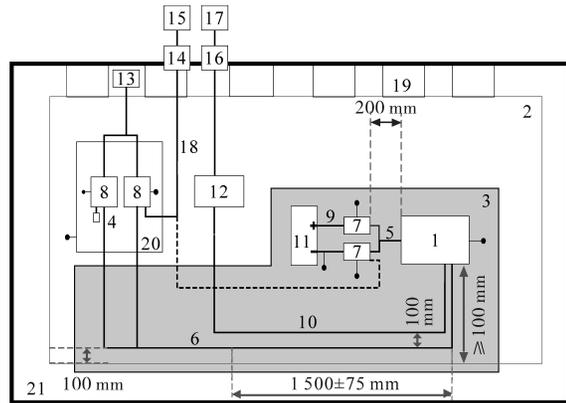


图9 9.9 kW 车载充电机EMC测试示意图

Fig.9 Schematic diagram of 9.9 kW on-board charger EMC test

图9中,1为DUT;2为平面图;3为具有低相对介电常数($\epsilon_r \leq 1.4$)的支架,厚度50 mm;4为50 Ω 负载;6为HV高压线路;7为LV AN低压人工网络;8为HV AN高压人工网络;9为低压电源线;10为交流电源线;11为12 V 电池;12为交流人工电源网络(AC AMN);13为HV负载;14为散装头连接器;15为测量仪器;16为电源线滤波器;17为交流电源;18为高质量同轴电缆,例如双屏蔽电缆(50 Ω);19为个接地端;20为附加屏蔽盒;21为消声室。

3.2 参数设计

根据安全标准规格中的漏电流要求可得Y电容器 $C_y=20\text{ nF}$ 。对于运放反馈,为保证运放输出电流的限制要求,增益值固定为 $G_{op}=3$ 。为了无源滤波在高频下仍然达到一个较高的衰减率,电阻选择 $R_{meas}=100\ \Omega$,因此可以得到主动反馈结构的参数值如下: $L_s=10\ \mu\text{H}$, $R_{meas}=100\ \Omega$, $R_1=10\ \text{k}\Omega$, $R_2=30\ \text{k}\Omega$ 。利用这些信息,可以计算出共模扼流圈所需的电感。

3.3 传导测试

实验按照车载充电机传导电压法测试国标要求:1)通信线束使用200(+200/-0)mm长度;2)HV线束使用1700(+300/-0)mm长度,距离板边100mm,平行半边长度需要1500±75mm。传导电压法测试工况为:AC 220 V/50 Hz(市电)输入;350 V/26.5 A(13.6 Ω)HV输出;输出功率为9.9 kW(满载工况)。

车载充电机在加入改进滤波器前、后的传导电压法测试结果如图10所示,进行QP准峰值和AV平均值检波,测试数据重要节点采样结果如

表2所示,各频段平均值结果如表3所示。

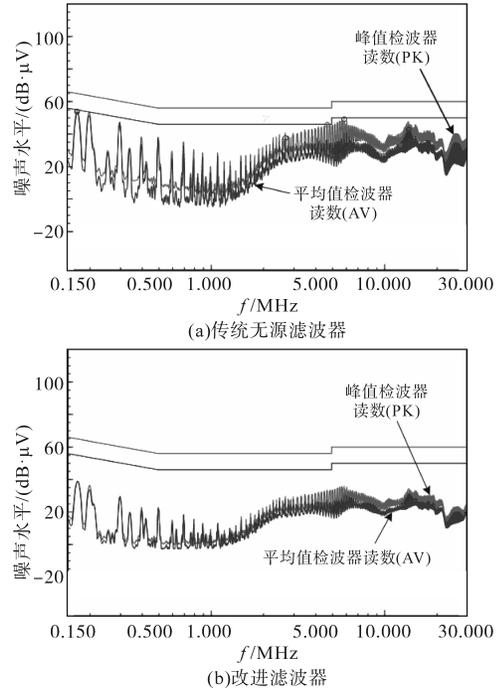


图10 车载充电机加入改进滤波器前、后传导电压法测试

Fig.10 Conducted voltage test of on-board charger before and after adding improved filter

表2 车载充电机加入改进滤波器前、后传导电压法重要节点采样结果

Tab.2 Sampling results of important nodes of conduction voltage method before and after adding improved filter to on-board charger

| 频率/MHz | 噪声读数/ (dB·μV) | | 噪声限值/ (dB·μV) | | 噪声差值/ (dB·μV) | | 噪声抑制提升效果/ (dB·μV) | | |
|-------------|------------------|------|------------------|------|------------------|------|----------------------|------|------|
| | QP | AV | QP | AV | QP | AV | QP | AV | |
| 传统无源 滤波器 | 0.170 | 54.0 | 53.7 | 64.9 | 54.9 | 10.9 | 1.2 | — | |
| | 5.899 | 49.2 | 42.6 | 60.0 | 50.0 | 10.8 | 7.4 | — | |
| | 23.012 | 36.1 | 28.4 | 60.0 | 50.0 | 23.9 | 21.6 | — | |
| | 26.824 | 40.0 | 32.6 | 60.0 | 50.0 | 20.0 | 17.4 | — | |
| | 28.956 | 34.4 | 32.4 | 60.0 | 50.0 | 25.6 | 17.6 | — | |
| 改进滤 波器 | 0.170 | 39.5 | 39.1 | 64.9 | 54.9 | 25.4 | 15.8 | 14.5 | 14.6 |
| | 5.899 | 34.9 | 32.1 | 60.0 | 50.0 | 25.1 | 17.9 | 14.3 | 10.5 |
| | 23.012 | 28.2 | 23.6 | 60.0 | 50.0 | 31.8 | 26.4 | 7.9 | 4.8 |
| | 26.824 | 22.4 | 19.7 | 60.0 | 50.0 | 37.6 | 30.3 | 17.6 | 12.9 |
| | 29.956 | 22.6 | 20.2 | 60.0 | 50.0 | 37.4 | 29.8 | 11.8 | 12.2 |

表3 加入改进滤波器前后传导电压法各频段平均值结果

Tab.3 Average results of each frequency band of conduction voltage method before and after adding improved filter

| 频段 | EMI噪声信号平均值/(dB·μV) | | |
|-----|--------------------|---------|-------|
| | 标准限值 | 传统无源滤波器 | 改进滤波器 |
| 低频段 | 56.0 | 24.5 | 14.2 |
| 中频段 | 46.0 | 20.6 | 17.5 |
| 高频段 | 50.0 | 30.7 | 22.4 |

依据本文提出的方法,进行传导电压法测试,由传导电压法测试结果可以得到,相对于传统方法,加入改进滤波器后,低频段EMI噪声信号平均幅值为14.2 dB·μV,幅值降约10.3 dB·μV;中频段EMI噪声信号平均幅值为17.5 dB·μV,幅值降低约3.1 dB·μV;高频段EMI噪声信号平均幅值为22.4 dB·μV,幅值降低约8.3 dB·μV。

3.4 辐射测试

实验按照车载充电机辐射测试国标要求低于30 MHz,测量X面垂直方向极化天线。车载充电机辐射测试工况同传导测试工况。车载充电机在加入改进滤波器前、后辐射测试结果如图11所示。

测试数据重要节点采样结果如表4所示,各频段平均值结果如表5所示。

依据本文提出的方法,进行传导电压法测试,由传导电压法测试结果可以得到,相对于传统方法,加入改进滤波器后,低频段EMI噪声信号平均幅值为15.2 dB·μV,幅值降低约16.9 dB·μV;中频段EMI噪声信号平均幅值为15.1 dB·μV,幅值降低约14.5 dB·μV;高频段EMI噪声信号平均幅值为3.4 dB·μV,幅值降低约26.8 dB·μV。

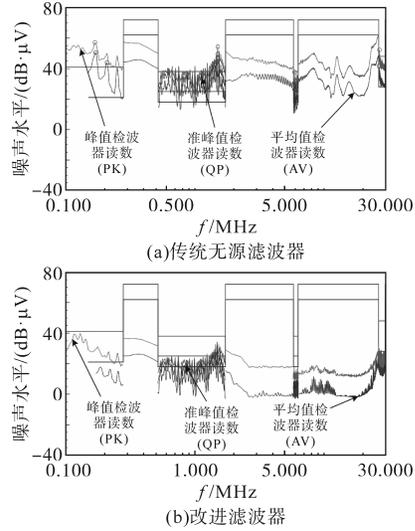


图11 车载充电机加入改进滤波器前、后辐射测试
Fig.11 Radiation test of on-board charger before and after adding improved filter

表4 车载充电机加入改进滤波器前、后辐射测试重要节点采样结果

Tab.4 Sampling results of important nodes of radiation test before and after adding improved filter to on-board charger

| | 频率/ MHz | 噪声读数/(dB·μV) | | | 噪声限值/(dB·μV) | | | 噪声差值/(dB·μV) | | | 噪声抑制提升效果/(dB·μV) | | |
|-------------|------------|--------------|------|------|--------------|------|------|--------------|------|-------|------------------|------|------|
| | | PK | QP | AV | PK | QP | AV | PK | QP | AV | PK | QP | AV |
| 传统无源 滤波器 | 0.176 | 56.4 | — | 50.1 | 41.0 | — | 21.0 | -15.4 | — | -29.1 | — | — | — |
| | 1.612 | 54.1 | 30.2 | 28.4 | 38.0 | 25.0 | 18.0 | -16.1 | -5.2 | -10.4 | — | — | — |
| | 6.156 | 38.5 | 31.2 | 22.6 | 38.0 | 25.0 | 18.0 | -0.5 | -6.2 | -4.6 | — | — | — |
| | 19.190 | 35.1 | — | 22.2 | 72.0 | — | 62.0 | 36.9 | — | 39.8 | — | — | — |
| | 28.900 | 42.6 | — | 30.4 | 48.0 | — | 28.0 | 5.4 | — | -2.4 | — | — | — |
| 改进 滤波器 | 0.176 | 24.1 | — | 20.0 | 41.0 | — | 21.0 | 16.9 | — | 1 | 32.3 | — | 30.1 |
| | 1.612 | 30.1 | 24.8 | 25.1 | 38.0 | 25.0 | 18.0 | 7.9 | 0.2 | -7.1 | 24 | 5.4 | 3.3 |
| | 6.156 | 16.1 | 11.9 | 10.2 | 38.0 | 25.0 | 18.0 | 21.9 | 13.1 | 7.8 | 22.4 | 19.3 | 12.4 |
| | 19.190 | 17.6 | — | 3.8 | 72.0 | — | 62.0 | 54.4 | — | 58.2 | 17.5 | — | 18.4 |
| | 28.900 | 32.4 | — | 23.9 | 48.0 | — | 28.0 | 15.6 | — | 4.1 | 10.2 | — | 6.5 |

表5 加入改进滤波器前、后辐射测试各频段平均值结果

Tab.5 Average results of each frequency band of radiation test before and after adding improved filter

| 频段 | EMI噪声信号平均值/(dB·μV) | | |
|-----|--------------------|-------------|-----------|
| | 标准限值 | 传统无源 滤波器 | 改进 滤波器 |
| 低频段 | 21 | 32.1 | 15.2 |
| 中频段 | 18 | 29.6 | 15.1 |
| 高频段 | 62 | 30.2 | 3.4 |

4 结论

本文提出了一种用于CM噪声衰减的车载充电机的混合电磁干扰滤波器。混合滤波器是由主动部分对无源滤波器的扩展。在本工作中,利用主动电流传感电流注入反馈拓扑结构扩展了一种用于CM噪声衰减的混合EMI滤波器。由此,在共模扼流圈处用单独的绕组测量噪声信

号,并由运算放大器放大。然后放大的信号被反向插入Y电容器。该方法通过有源插入补偿信号来提高无源电磁干扰滤波器的衰减率。这种拓扑结构在高噪声源阻抗下降低CM噪声方面最为有效。本文设计了一种具有高电容阻抗的噪声源副本的混合电磁干扰滤波器原型,以实验验证了该设计的性能。通过引入的混合滤波器设计,可以设计出合适的具有无源CL拓扑的混合CSCI-EMI滤波器。

参考文献

[1] HU J, XU X, CAO D. Analysis and optimization of electromagnetic compatibility for electric vehicles[J]. IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, 2019, 8(4): 50-55.
[2] QU J, ZHANG Q, WANG Y, et al. Conducted EMI investigation of a SiC-based multiplexing converter for EV/PHEV[J]. IEEE Access, 2021, 9: 58807-58823.

- [3] NA T, YUAN X, TANG J, et al. A review of on-board integrated electric vehicles charger and a new single-phase integrated charger[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2019, 4(4): 288-298.
- [4] JIA X, HU C, DONG B, et al. Influence of system layout on CM EMI noise of SiC electric vehicle powertrains[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2021, 6(4): 298-309.
- [5] 汪晓文, 康婷, 康端刚, 等. 开关电源的输入滤波器设计及传导干扰抑制[J]. 电源技术, 2020, 44(12): 1822-1825, 1830.
WANG Xiaowen, KANG Ting, KANG Duangang, et al. Design of input filter for switching power supply and its conduction interference suppression[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2020, 44(12): 1822-1825, 1830.
- [6] 吴航, 钟其水, 张艳杰. EMI滤波器设计及高频寄生参数消除[J]. 电力电子技术, 2015, 49(11): 96-99.
WU Hang, ZHONG Qishui, ZHANG Yanjie. Design of EMI filters and eliminates the high frequency parasitic parameters[J]. Power Electronics, 2015, 49(11): 96-99.
- [7] 李虹, 张冲默, 丁宇行, 等. 基于混沌脉宽调制的有源EMI滤波器高频抑制效果优化设计方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4642-4651.
LI Hong, ZHANG Chongmo, DING Yuxing, et al. Optimization of high frequency noise suppression effect of active EMI filter based on chaotic spread spectrum PWM method[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(13): 4642-4651.
- [8] 王世山, 龚敏, 宋峥. 基于散射参数法的EMI滤波器电磁噪声抑制效果预测[J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 66-74.
WANG Shishan, GONG Min, SONG Zheng. Predicting the suppression effect of EMI filter based on the S-parameter method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(18): 66-74.
- [9] 李洪珠, 张垒, 王俏, 等. 一种双磁芯差共模电感集成EMI滤波器[J]. 电力电子技术, 2016, 50(2): 97-100.
LI Hongzhu, ZHANG Lei, WANG Qiao, et al. An EMI filter integrated by dual core common-mode inductance[J]. Power Electronics, 2016, 50(2): 97-100.
- [10] LIU Y, JIANG S, LIANG W, et al. Modeling and design of the magnetic integration of single and multi-stage EMI filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(1): 276-288.
- [11] 张忠彪, 陈国柱. 基于地线LC滤波器的变频器传导干扰抑制[J]. 电力电子技术, 2020, 54(11): 5-7, 16.
ZHANG Zhongbiao, CHEN Guozhu. Suppression of conducted interference in variable frequency converter based on ground LC filter[J]. Power Electronics, 2020, 54(11): 5-7, 16.
- [12] YAO J, WANG S, LUO Z. Modeling, analysis, and reduction of radiated EMI due to the voltage across input and output cables in an automotive non-isolated power converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5455-5465.
- [13] VEDDE A, NEUBURGER M, CHESHIRE C, et al. Optimization of a passive common mode EMI filter by adding an active feedback loop[C]//2021 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), 2021.
- [14] 陈晓威, 董纪清. 有源EMI滤波器研究现状综述[J]. 电气技术, 2017(2): 5-9, 40.
CHEN Xiaowei, DONG Jiqing. The current state of active EMI filter were reviewed[J]. Electrical Engineering, 2017(2): 5-9, 40.
- [15] KURIEN C E, SINDHU T K, KOSH D E. Modelling and implementation of an active EMI filter for conducted EMI noise reduction[C]//2021 IEEE 5th International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON), Kozhikode, India, 2021: 205-210.

收稿日期: 2022-12-02

修改稿日期: 2023-02-22