

高压直流电机驱动系统电磁兼容设计改进技术研究



张峻涛*

航空工业南京机电液压工程研究中心, 江苏 南京 211106

摘要: 本文简要介绍了某型机载高压直流电机驱动系统的结构和功能, 针对其电磁兼容试验 CE102 和 RE102 超标问题, 结合系统特点、理论分析和实际测试数据分析了超标原因, 制定了一系列具体、有效的整改措施。整改后系统通过了电磁兼容验证试验, 表明整改效果显著, 电磁超标部分得到了有效抑制, 为今后同类系统的电磁兼容设计提供了参考。

关键词: 电磁兼容; RE102; 滤波器; 干扰源; 高压直流

中图分类号: V242.44

文献标识码: A

DOI: 10.19452/j.issn1007-5453.2020.03.007

随着 270V 高压直流(HVDC)供电系统在飞机上的逐步应用, 航空高压直流电机驱动技术也开始广泛应用于飞机机电系统各领域中, 包括功率电传、环境控制等多个子系统。高压直流电机驱动系统普遍采用脉冲宽度调制(PWM)方式进行功率变换控制, 使用 MOSFET、IGBT 等高速功率器件, 这虽然在一定程度上能减小逆变器的动态响应时间, 但是由于这些功率器件开关动作时会有很大的 du/dt 和 di/dt ^[1], 与系统中的寄生参数作用会产生几千赫[兹]到数十兆赫[兹]的电磁干扰, 大大超过了 EMC 标准要求的限值。逆变器产生的电磁干扰不仅会对逆变器自身构成很大的威胁, 也会对机上周边用电设备产生不利影响, 严重时会影响核心控制部件的正常使用, 因此, 对高压直流电机驱动系统的电磁干扰进行研究十分必要。

本文针对某型飞机环境控制系统的核心控制部件——液冷泵驱动系统, 在实际应用中存在的电磁兼容超标问题进行理论分析, 提出具体的解决方案, 最终通过了系统电磁兼容试验, 提高了整个系统的电磁兼容性能。

1 系统介绍

该液冷泵驱动系统的功能框图如图 1 所示。图 1 中, VHP 为 270V 高压直流电源; RIU 为上位机。该系统主要

由低温液体泵泵体、液体泵电机、液体泵电机控制器以及电机与控制器的连接电缆构成。液体泵的主要作用是驱动液冷回路液体循环流动, 控制器的主要功能是对液体泵电机进行转速控制, 并具有对电机及控制器本身检测和管理的功能。控制器电源采用 270V 高压直流供电方式。

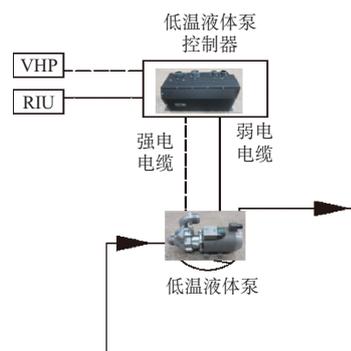


图 1 系统功能框图

Fig.1 System functional diagram

从系统构成来看, 该系统属于一个强弱电混合的机电系统, 其中液体泵控制器和电机以及系统对内和对外的电缆都可以产生电磁干扰, 同时控制器和电缆也是电磁敏感的工作部件, 容易受到外部电磁环境干扰。

收稿日期: 2019-10-30; 退修日期: 2019-12-25; 录用日期: 2020-01-05

*通信作者. Tel.: 13801591439 E-mail: joenix300@163.com

引用格式: Zhang Juntao. Research on electromagnetic compatibility test rectification technology of high voltage DC motor driving system[J]. Aeronautical Science & Technology, 2020, 31(03): 59-67. 张峻涛. 高压直流电机驱动系统电磁兼容设计改进技术研究[J]. 航空科学技术, 2020, 31(03): 59-67.

2 试验情况

2.1 试验要求

根据系统研制要求,电磁发射和敏感度要求按 GJB 151A—1997《军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求》中的规定进行。具体检验项目有: CE102 10kHz~10MHz 电源线传导发射; RE102 2MHz~18GHz 电场辐射发射; CS101 25Hz~50kHz 电源线传导敏感度; CS114 10kHz~400MHz 电缆束注入传导敏感度; CS115 电缆束注入脉冲激励传导敏感度; CS116 10kHz~100MHz 电缆和电源线阻尼正弦瞬变传导敏感度; RS103 10kHz~18GHz 电场辐射敏感度。

2.2 试验情况

该液体泵驱动系统进行了电磁兼容性试验,系统试验连接框图如图2所示。

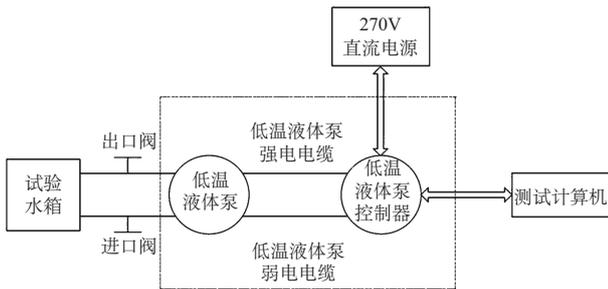


图2 系统试验连接图

Fig.2 Test connection diagram

试验现场布置如图3所示。根据 GJB—151A 的相关要求,在进行敏感度项目试验时,整个系统应不受影响,保持正常工作,进行电磁发射测试试验时,系统的电磁发射强度应在规定的范围内。整个试验是对系统电磁兼容性的综合考评,为系统后续在机上使用时能否与机上电磁环境兼容提供数据支持。

试验结果:7项试验中,CE102 和 RE102 超标,其余5项试

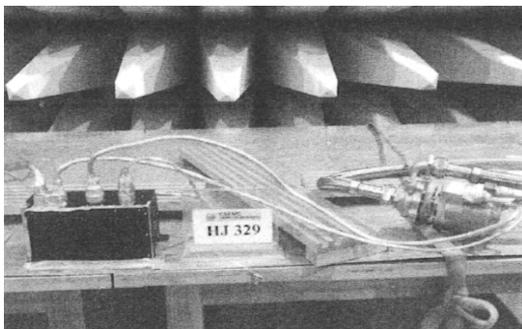


图3 试验现场布置图

Fig.3 Test site layout

验均顺利通过。CE102 超标曲线如图4所示。从 CE102 超标曲线看,主要超标频段在 20~80kHz 以及 200~800kHz。

RE102 超标曲线如图5所示。从 RE102 超标曲线看,系统辐射超标点主要集中在 10~80MHz 及 200~400MHz,其中 10~80MHz 超标点呈包络带状,超标较多,达 20dB; 200~400MHz 为单点超标,最大约 10dB。

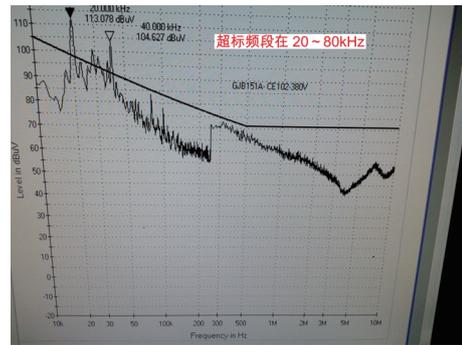
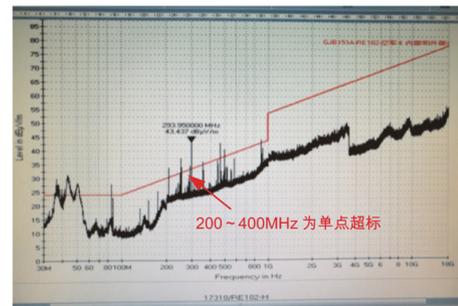
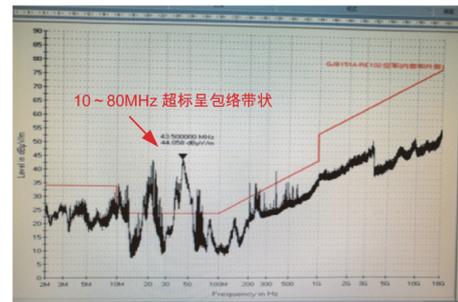


图4 系统CE102项目试验超标曲线

Fig.4 CE102 test standard exceeding curve



(a) 水平极化



(b) 垂直极化

图5 系统RE102项目试验超标曲线

Fig.5 RE102 test standard exceeding curve

3 电磁兼容超标解决方案

3.1 超标原因分析

电磁干扰有三个基本要素^[2]:一是干扰源;二是受干扰

的敏感设备；三是干扰源到敏感设备的耦合路径。就PWM驱动电机系统来说，干扰源主要分为两大类，一类是功率变换器（控制器），一类是电机本体。根据电磁超标曲线的超标频段和系统架构分析，功率变换器的干扰是主要的干扰源头：功率开关器件开关动作瞬间电压、电流突变所形成的高频电磁场在系统内部和外部复杂媒质中传播时形成了电磁效应，这种电磁效应的时域表现是电压、电流的瞬间突变，即出现毛刺现象，它破坏了时域信号的完整性。而频域表现则是电压、电流频谱中出现了高频谐波成分。

从耦合路径上来看，由于整个系统内部有多个互联的电气网络：包括电机与控制器之间的线缆、电源到控制器之间的线缆、控制器内部的线缆、控制器内部的接插件以及印制板组件等，都能够构成电磁干扰的耦合路径；同时，整个系统的寄生电容与机壳之间也存在电磁耦合路径，包括电机绕组与电机壳体之间的耦合路径^[3]，如图6所示，以及IGBT散热器与机箱壳体之间，如图7所示。

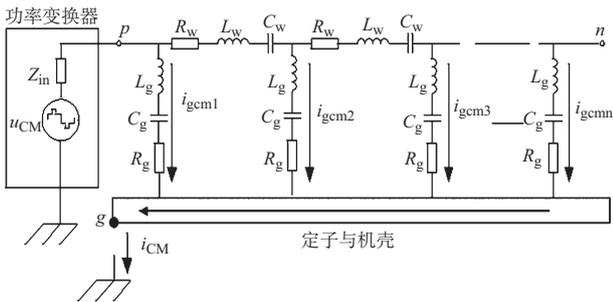


图6 电机内部共模电流简化耦合路径

Fig.6 Simplified coupling path of common mode current in motor

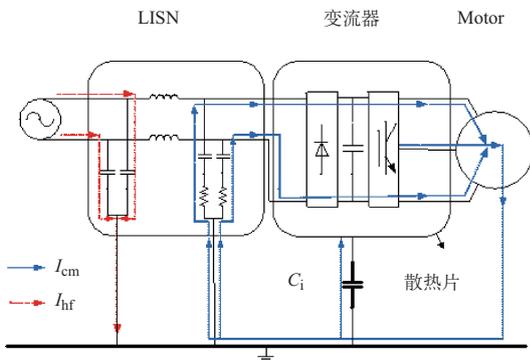


图7 逆变器共模电流耦合路径

Fig.7 Common mode current coupling path of inverte

综上所述，如果整个系统的屏蔽和接地措施处理不当，都会造成电磁辐射发射和传导发射。想要通过EMI试验，

需要结合系统特点综合考虑。

CE102考核的是系统电源线上的传导发射，意在评价系统对电源的影响。由图4测试曲线可以看出，在低频部分超标较严重，尤其是载波频率的倍频处，产生这部分超标的主要原因是IGBT在持续斩波工作中产生了大量的尖峰电压和高次谐波。如图8所示，控制器的PWM载波频率为10kHz，该调制信号在母线电流和母线电压均上均形成了交流分量，是造成CE102超标的主要原因。

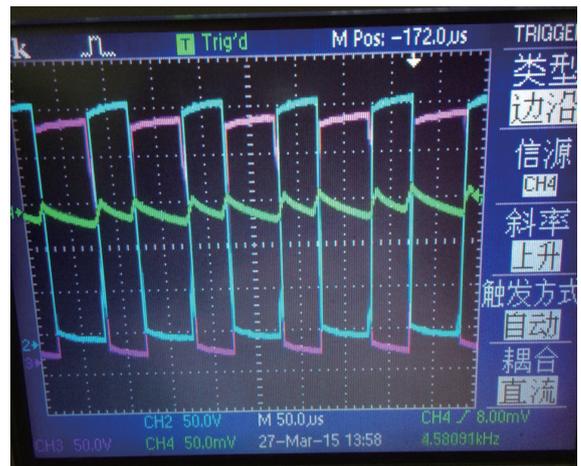


图8 IGBT斩波引起母线产生纹波电压

Fig.8 Notch voltage of bus caused by IGBT choppe

CE102传导发射干扰主要靠系统的电源输入滤波器来进行限制。根据分析，原系统的滤波器在低频部分的插入损耗较低，不能对10kHz及倍频有很好的抑制作用，需要对滤波器进行改进设计。

RE102的问题相对复杂，因为从宏观上看，整个系统本身就是一个干扰源，而干扰源又来自系统的多个部件，不论是一个元器件还是一根导线，抑或是一个连接器，都能构成一个发射源^[4]，因此解决RE102超标问题应从整个系统来进行分析，而仅靠控制器的电源滤波器是无法解决的。

针对RE102辐射发射严重超标，为了进一步查明泄漏点，试验人员采用近场探头对该系统进行了测试，发现各分系统机壳周围和互联线缆均存在泄漏。主要泄漏点包括：控制器连接器与机箱接触面存在泄漏（见图9）；控制器机箱盖板连接缝隙处（见图10）；电机插座与壳体安装缝隙处（见图11）；电机与控制器之间连接电缆的尾附件、屏蔽套连接处。

根据进场探头实测结果，同时分析超标曲线，认为系统电磁辐射超标的原因如下：

(1) 控制器和电机壳体的电磁屏蔽效果不够，体现在：控制器机箱盖板的导电条存在不连续的情况，螺钉安装面

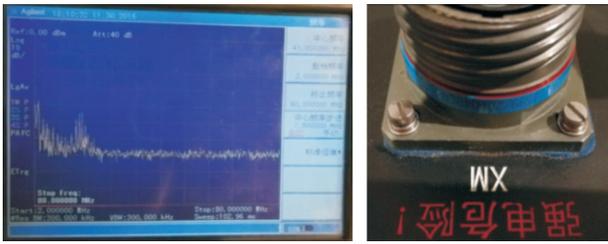


图9 插座泄漏点

Fig.9 Socket leakage point

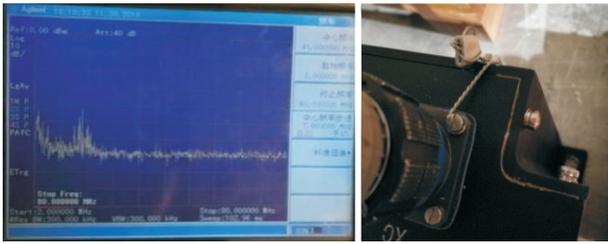


图10 控制器壳体泄漏点(盖板接缝处)

Fig.10 Shell leakage point



图11 电动机泄漏点(插座接缝处)

Fig.11 Motor leakage point

的接触面过窄,且导电性能不好,螺钉的安装间距过大,使得壳体缝隙较大,容易产生电磁泄漏。电机插座的安装形式不合理,缝隙较多,应尽量与电机壳体成为一个整体。

(2) 系统电缆的屏蔽和接地措施不够好。由于电缆本身就是辐射天线,线缆越长,线缆上信号种类越多,线缆辐射就越强,因此一方面应加强电缆的屏蔽处理,另一方面应加强电缆的接地处理,做到就近接地。

(3) 270V 电源线不允许加装屏蔽套,系统逆变器斩波引起的高次谐波信号容易从电源上耦合出去,从曲线上看,30 ~ 100MHz 超标明显就是从电源线上发射引起的。

3.2 解决方案

3.2.1 CE102 超标解决方案

根据图4所示的超标曲线,系统CE102的超标点集中在20 ~ 80kHz以及200 ~ 800kHz,其中20 ~ 80kHz超标主要是IGBT斩波造成的差模干扰引起,200 ~ 800kHz超标则主

要是系统共模噪声引起。因此,滤波器的改进设计分为差模抑制改进和共模抑制改进。

主要从两个方面进行整改:提高滤波器在低频段的插入损耗,增强对系统10kHz及倍频的抑制作用;缩短电源滤波器与机壳电源插座之间的距离,减少高频耦合干扰。

(1) 提高插入损耗

插入损耗用以描述滤波器对干扰噪声的抑制能力,其定义为:没有滤波器接入时,从噪声源传输到负载的功率和接入滤波器后,从噪声源传输到负载的功率之比,用分贝表示,滤波器接入前后的电路如图12和图13所示。

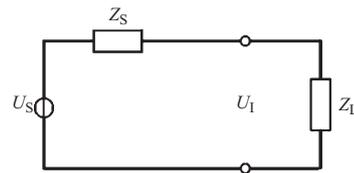


图12 滤波器插入前电路图

Fig.12 Circuit diagram before filter insertion

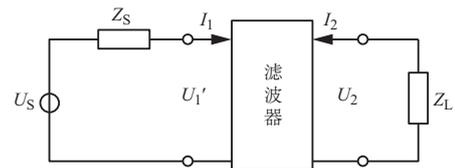


图13 滤波器插入后电路图

Fig.13 Circuit diagram after filter insertion

滤波器插入损耗的定义:

$$IL = 10 \lg \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = 10 \lg \frac{U_1^2 / Z_L}{U_2^2 / Z_L} = 20 \lg \left(\frac{U_1}{U_2} \right) \quad (1)$$

根据图12可以得出:

$$U_1 = \frac{U_s}{Z_s + Z_L} R_L \quad (2)$$

根据图13可以得出:

$$U_1' = a_{11} U_2 + a_{12} I_2 \quad (3)$$

$$I_1 = a_{21} U_2 + a_{22} I_2 \quad (4)$$

$$U_1' = U_s - I_1 R_s \quad (5)$$

$$U_2 = I_2 R_L \quad (6)$$

所以:

$$U_2 = \frac{U_s}{a_{11} + a_{12} R_L + a_{21} R_s + a_{22} R_s R_L} \quad (7)$$

所以插入损耗的计算公式:

$$I.L = 20 \lg \left| \frac{a_{11} R_L + a_{12} + a_{21} R_s R_L + a_{22} R_s}{R_s + R_L} \right| \quad (8)$$

式中： a_{11} 、 a_{12} 、 a_{21} 、 a_{22} 表示滤波网络的 A 参数。

在对滤波器的 A 参数确定时，建立共模滤波电路等效电路和差模滤波电路的等效电路进行分开分析^[5]，分别计算出各自等效电路对应的 A 参数，然后根据任务书插入损耗值要求进行计算。其中共模滤波电路等效电路如图14所示和差模滤波电路等效电路如图15所示。

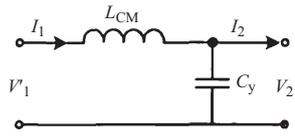


图14 共模等效电路图
Fig.14 Common mode

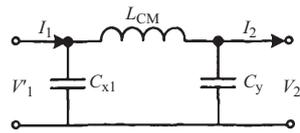


图15 差模等效电路
Fig.15 Differential mode

图7中差模双端口网络的 A 参数：

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L \\ j^2 \omega C - j\omega^3 & 1 - \omega^2 L \end{bmatrix} \quad (9)$$

由此可以得出差模插入损耗表达式为：

$$I_{LDM} = 10 \lg \left[(1 - \omega^2 LC)^2 + \left(\frac{\omega L + (2\omega^2 - \omega^3 LC^2) R_L R_S}{R_L + R_S} \right)^2 \right] \quad (10)$$

同理可以得出共模干扰的插入损耗公式：

$$I_{LCM} = 10 \lg \left[\left(1 - \frac{\omega^2 LC}{1 + \frac{R_S}{R_L}} \right)^2 + \left(\frac{\omega L + \omega C R_L R_S}{R_L + R_S} \right)^2 \right] \quad (11)$$

根据共模插入损耗的公式和差模插入损耗的公式中可以看出，插入损耗会受源阻抗 R_S 、负载阻抗 R_L 的影响^[6]，分别如图16所示和如图17所示。其中源阻抗 R_S 和负载阻抗

R_L 满足如下的函数关系式函数：

$$f(R_S, R_L) = \frac{(R_L \omega^2 LC)^2 + (\omega L)^2}{(R_L + R_S)^2} \quad (12)$$

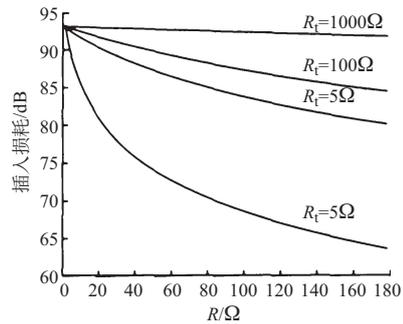


图16 源阻抗对插入损耗的影响
Fig.16 Effect of source impedance on insertion loss

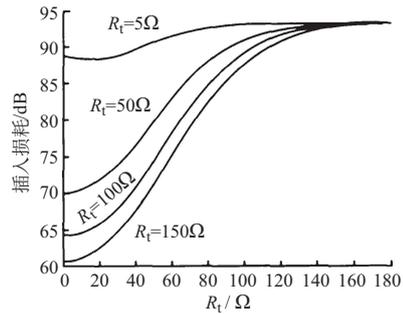


图17 负载阻抗对插入损耗的影响
Fig.17 Effect of load impedance on insertion loss

当 $f(R_S, R_L)$ 取最小值时 I_{LCM} 达到最小值。式(12)中，当 R_L 不变时， R_S 取得最大值时， $f(R_S, R_L)$ 取最小值。故在进行插入损耗的理论计算中如何确定源阻抗 R_S 和负载阻抗 R_L 和截止频率是插入损耗计算的关键，由源阻抗和负载阻抗，结合以上公式理论设计改进后的滤波器，具体元器件参数如图18所示，插入损耗见表1。

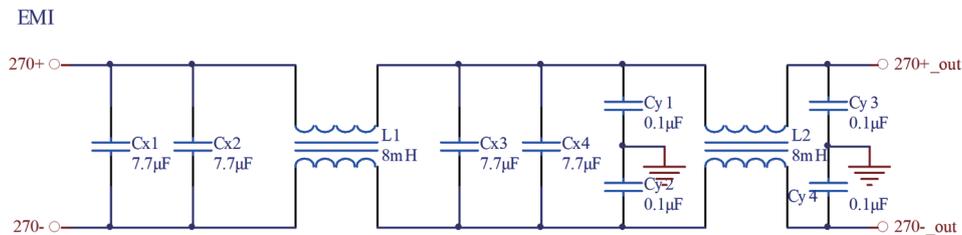


图18 输入滤波器设计原理图
Fig.18 Input filter design schematic

表1 滤波器插入损耗

Table 1 Filter insertion loss

频率/MHz	0.01	0.05	0.1	0.5	1	5	10
CM/dB	30	40	55	58	60	60	45
DM/dB	12	18	23	40	45	55	46

(2) 改进滤波器结构设计

改进后的滤波器外观及结构如图19和图20所示,将270V电源输入插座直接安装于电源过滤器上,减小内部导线长度,并将滤波器紧贴于机箱内壁安装,保证滤波器与机箱的导电良好。输出线缆上安装有金属屏蔽套,加强滤波器和连接器的屏蔽性。



图19 输入滤波器外形

Fig.19 Shape of input filter



图20 滤波器内部结构

Fig.20 Input filter internal structure

采用Advanced Design System 2016软件对改进前、后的滤波器进行仿真,建立如图21所示的模型,仿真频率按照1Hz~10MHz设计,得到如图22和图23所示的幅频特性曲线。

从仿真曲线上看,改进后的滤波器在全频段的信号抑制能力均优于更改前,尤其是在对共模信号的抑制改善较明显,滤波器的整体插入损耗也得到显著提高。

3.2.2 RE102超标解决方案

根据RE102超标曲线分析和近场探头实测到的泄漏点来对整个系统辐射发射超标进行整改。主要从以下几个方面着手:

(1)加强控制器机箱壳体的屏蔽性。包括改进机箱盖板导电条的设计,保证其连续性,同时加大导电橡胶条与沟槽配合比例,增加压缩量,提高导电性能;增加盖板的螺钉安装距离、增大螺钉安装面的接触面积,加强导电性。

(2)在各连接器与壳体之间加装导电衬垫,并保证连接紧密。

(3)电机插座是一个较强的发射源,原有插座与电机绕组外罩之间有明显的缝隙,导致电磁泄漏严重。因此,将电机插座改成与电机壳体整体加工形式,消除了插座安装缝隙,保证电机整体屏蔽性,如图24所示。

(4)加强除270V电源线以外的各屏蔽电缆(尤其是电机三相线缆)的尾附件与屏蔽套之间的导电性,并保证屏蔽网必须与连接器尾附件呈360°的连接,如图25所示。

(5)增加270V电源线的共模干扰抑制处理,由于270V电源线无法加装屏蔽线,因此考虑在270V电源插座的入口处增加对地的共模电容,根据截止频率计算得此电容容值为1000~4700pF,根据实际情况,试验时选用两个1500pF的一类瓷介质电容加装在插头与导线之间,如图26所示。

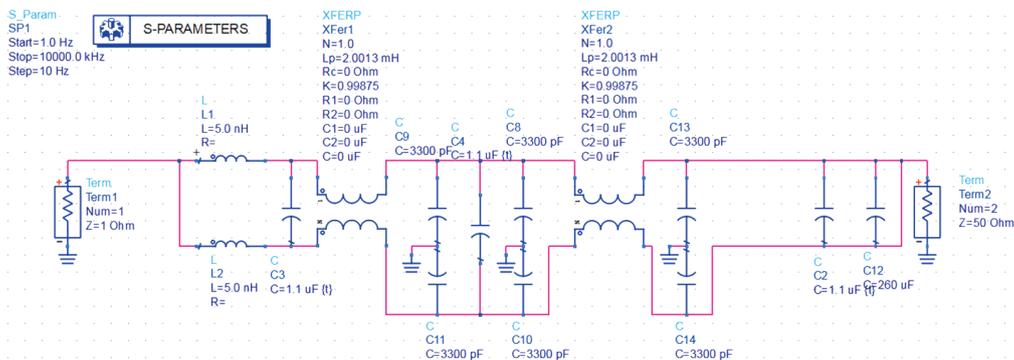
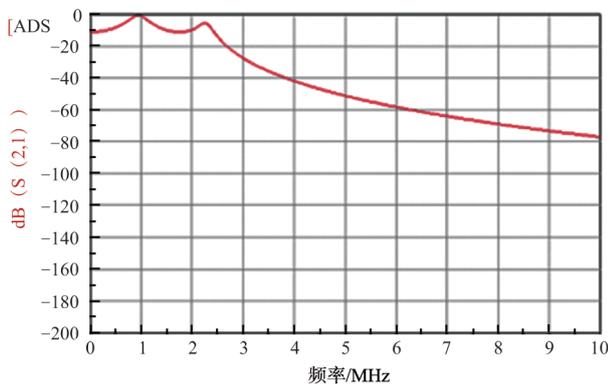
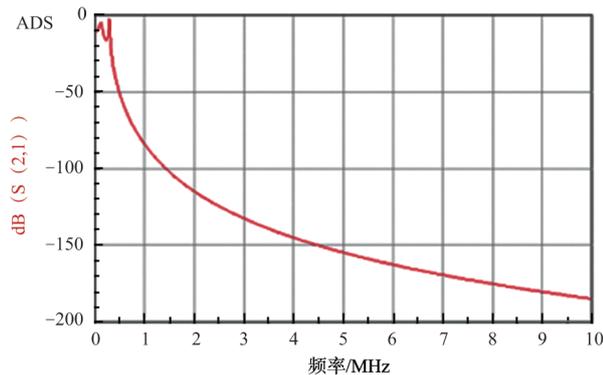


图21 滤波器仿真等效电路

Fig.21 Filter simulation equivalent circuit



(a) 更改前



(b) 更改后

图22 滤波器共模信号仿真的幅频曲线

Fig.12 Amplitude-frequency curve of filter common-mode signal simulation

此项措施落实到270V电源滤波器内实施。

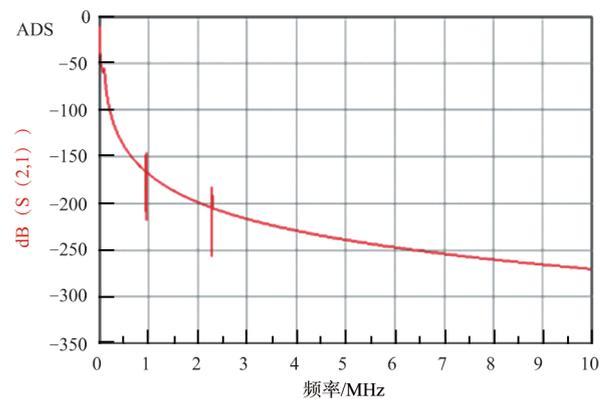
(6) 加强系统的接地处理,所有带有屏蔽套的电缆均就近接地,同时系统设备、电缆达到共地,保证整个系统与飞机上真实安装环境一致,如图27所示。

4 验证情况

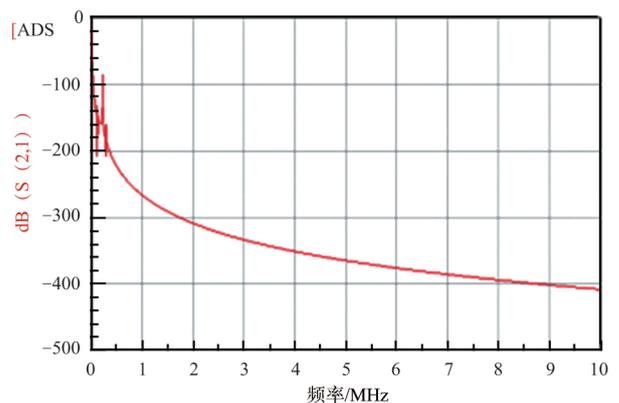
按照3.2节的整改方案,对整个系统进行电磁兼容整改,并重新在电子10所进行了系统电磁兼容整改试验,试验曲线如图28~图31所示。可以看到CE102通过对滤波器的改进设计,改进效果较明显,安全裕度较大;RE102通过多措施改进明显压低了系统的电磁辐射发射强度,效果较好。

5 结束语

不同于普通机载用电设备,高压直流电机驱动系统具有电压高、功率大、电磁干扰严重等特点,本文根据系统结构特点,通过理论和实际结合,采用专用测试设备,寻找了



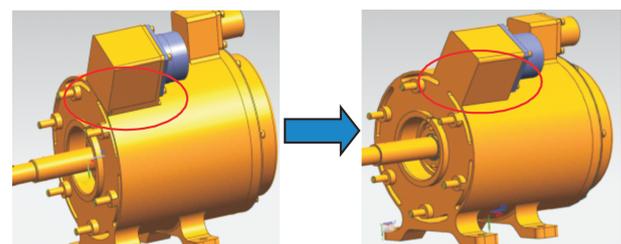
(a) 更改前



(b) 更改后

图23 滤波器差模信号仿真的幅频曲线

Fig.23 Amplitude-frequency curve of filter differential mode signal simulation



(a) 更改前

(b)更改后

图24 电机插座安装形式更改示意

Fig.24 Motor socket installation form change schematic

系统电磁兼容超标的源头,并分析了系统超标的原因,从而对该系统电磁兼容性设计进行了针对性改进。试验结果表明,改进效果非常显著。该型产品电磁兼容超标的设计改进,特别是问题定位方法、改进方案和具体措施对其他类似产品进行电磁兼容设计或改进具有一定的参考价值。



图25 插头尾附与屏蔽套采用360°连接

Fig.25 360° connection between plug tail and shield sleeve



图26 增加电源线上的共模电容

Fig.26 Increase the common mode capacitance on the power cord

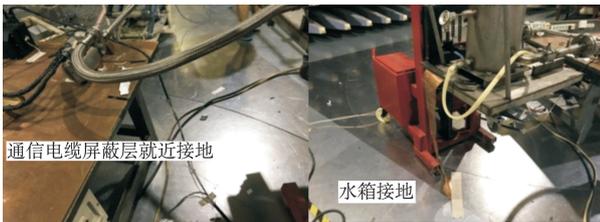


图27 加强系统接地处理

Fig.27 Strengthening the grounding treatment of the system

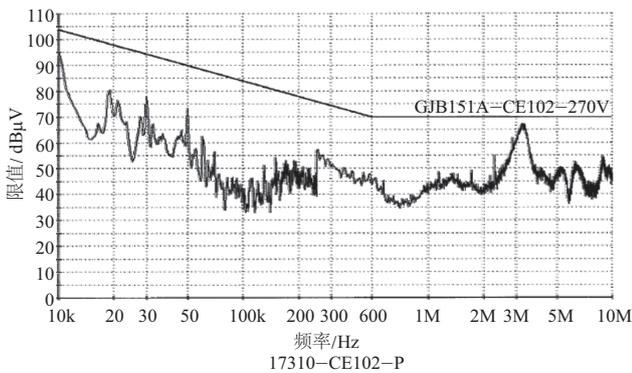


图28 CE102 正极试验曲线

Fig.28 Positive electrode test curve of CE102

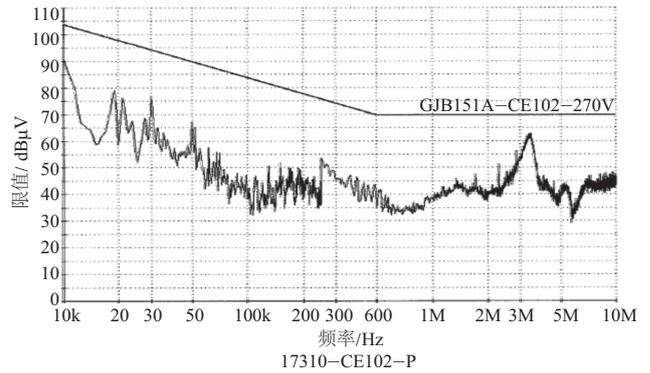


图29 CE102 负极试验曲线

Fig.29 Negative pole test curve of CE102

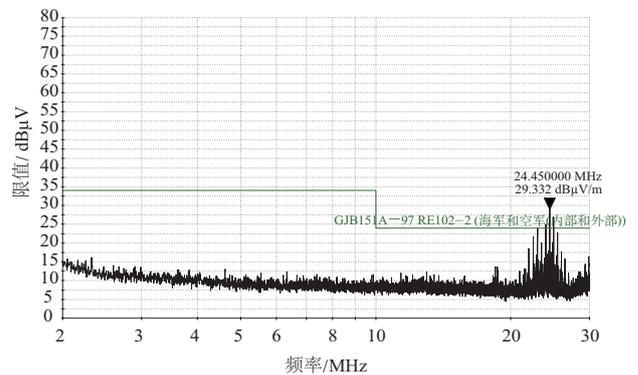


图30 RE102 2~30M 频段试验曲线

Fig.30 2~30M frequency band test curve of RE102

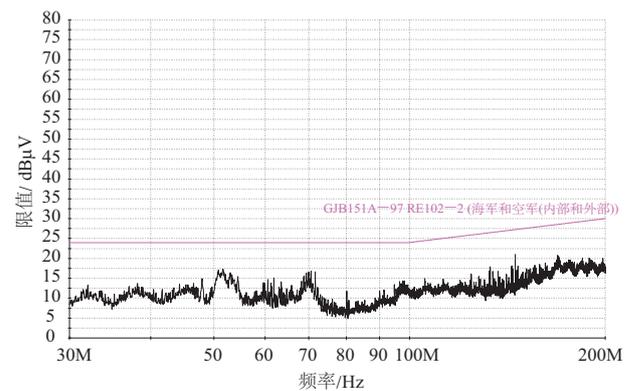


图31 RE102 30~200M 频段试验曲线

Fig.31 30~200M frequency band test curve of RE102

参考文献

[1] 姜保军. 电机驱动系统传导EMI的抑制方法[J]. 电气传动, 2006,36(5):9-12.
 Jiang Baojun. Suppression method of conduction EMI in motor drive system [J]. Electric Drive, 2006, 36 (5): 9-12. (in Chinese)

- [2] 朱立文. 电磁兼容设计与整改对策及案例分析[M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.
Zhu Liwen. Electromagnetic compatibility design and rectification countermeasures and case analysis [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2012. (in Chinese)
- [3] 余伟. 永磁交流驱动系统共模干扰预测及抑制技术的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2014.
Yu Wei. Research on common mode interference prediction and suppression technology of permanent magnet AC drive system [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2014. (in Chinese)
- [4] 张强, 赵月琴. 某型发射装置 RE102 设计整改及验证[J]. 四川兵工学报, 2014, 35(3): 31-34.
Zhang Qiang, Zhao Yueqin. RE102 design rectification and verification of a certain launcher[J]. Journal of Sichuan Military Engineering, 2014, 35 (3): 31-34. (in Chinese)
- [5] Meng J. Power converter EMI analysis including IGBT nonlinear switching transient model[C]//Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005.
- [6] Jouanne A V, Enjeti P, Gray W. Application issues for PWM adjustable speed AC motor drives[C]//IEEE IAS Magazine, 2006: 10-18. (责任编辑 王为)

作者简介

张峻涛(1979-)男, 硕士, 高级工程师。主要研究方向: 电机控制技术。

Tel: 13801591439

E-mail: joenix300@163.com

Research on Electromagnetic Compatibility Test Rectification Technology of High Voltage DC Motor Driving System

Zhang Juntao*

AVIC Nanjing Engineering Institute of Aircraft System, Nanjing 211106, China

Abstract: This paper briefly introduces the structure and function of an airborne HVDC motor drive system. Aiming at the problem of CE102 and RE102 exceeding the standard in the electromagnetic compatibility test, combined with the characteristics of the system, the causes of exceeding the standard are analyzed theoretically and the actual test data are analyzed, and a series of concrete and effective rectification measures are worked out. After the rectification, the system has passed the electromagnetic compatibility verification test, which shows that the rectification effect is remarkable, and the electromagnetic excess part is effectively suppressed, which provides a reference for the electromagnetic compatibility design of the same kind of system in the future.

Key Words: electromagnetic compatibility; RE102; filter; interference source; HVDC

Received: 2019-10-30; Revised: 2019-12-25; Accepted: 2020-01-05

*Corresponding author. Tel. : 13801591439 E-mail: joenix300@163.com