

具有软启动功能的 EMI 直流滤波器设计

王 盼, 徐 虎(中国电源学会学生会员), 袁 雷(中国电源学会会员),
徐岸非(中国电源学会会员)
(湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 武汉 430074)

摘要: 宽禁带半导体器件的应用使电动汽车的电机驱动系统更加小型化和轻量化,但也引发了更为严重的电磁干扰,使得驱动系统的可靠性面临严峻挑战。为此,以 24 V/2 A 的 EMI 直流滤波器为例,通过噪声源、滤波器原理及阻抗影响的分析,依据插入损耗指标进行滤波器参数设计。同时,考虑到整车启动时刻的启动冲击,加入软启动电路,进一步提高电动汽车驱动系统可靠性。实验测试验证了滤波器的电磁干扰抑制效果和软启动性能,证明了滤波器设计的可行性和有效性。

关键词: 宽禁带半导体器件; 电动汽车; EMI 滤波器; 插入损耗; 软启动

Design of EMI DC Filter with Soft Starting Function

WANG Pan, XU Hu, *Student Member, CPSS*, YUAN Lei, *Member, CPSS*, XU Anfei, *Member, CPSS*
(Hubei Key Laboratory of Solar Energy Efficient Utilization and Energy Storage Operation Control, Hubei University of Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: The application of wide bandgap semiconductor devices makes the motor drive system of electric vehicles (EVs) more compact and lightweight, but it also causes more serious electromagnetic interference (EMI), which makes the reliability of the drive system face severe challenges. To solve this problem, a 24 V/2 A EMI DC filter is taken as an example, and through the analysis of noise source, filter principle and impedance influence, the filter parameters are designed according to the index of insertion loss. At the same time, considering the starting impact at the starting time of the whole vehicle, a soft starting circuit is added to further improve the reliability of the EV drive system. Experimental results verified the EMI suppression effect and the soft starting function of the filter, proving the feasibility and effectiveness of the filter design.

Keywords: Wide bandgap semiconductor device; electric vehicle (EV); electromagnetic interference (EMI) filter; insertion loss; soft starting

相较于传统硅基器件,禁带宽度得到提高的宽禁带 WBG (wide bandgap) 器件近年来迅速发展,凭借其开关功耗更低、开关速度更快的优越性能在电

动汽车 EV (electric vehicle) 领域展现出广阔的应用前景^[1]。然而, WBG 器件开通和关断时会产生更高的 dv/dt 和 di/dt , 进而引发更为剧烈的波形振荡,造成额外的功率损耗^[2]。更高幅值开关噪声干扰还可能造成能量回路中其他器件的误导通,降低系统的可靠性^[3]。由此可见,当 EV 电机驱动系统含有宽禁带半导体器件时,更有必要采取有效的电磁兼容技术。

按耦合方式,可将电磁干扰 EMI (electromagnetic interference) 分为传导电磁干扰 (conducted EMI) 和辐射电磁干扰 (radiated EMI) 两大类,其分别通过线路和空间传播。为提高电池利用率,电动汽车制造商倾向于在整车功率架构中加入双向大功

收稿日期: 2024-01-30; 修回日期: 2024-02-07; 录用日期: 2024-02-07; 网络首发日期: 2024-03-20

基金项目: 湖北省教育厅科学技术研究项目计划—青年人才资助项目 (Q20211405); 湖北工业大学博士科研启动基金资助项目 (XJ2021003601)

This work is supported by Young Talents Project of Science and Technology Research Program of Hubei Provincial Department of Education under the grant Q20211405; Doctoral Research Start-up Fund Project of Hubei University of Technology under the grant XJ2021003601

率DC-DC变换器^[4]。该做法使汽车内部产生的传导电磁干扰更易耦合至驱动控制电路。因此,在驱动控制电路电源输入侧串接EMI滤波器,便捷有效、通用性强,是提高系统电磁兼容性能的常用方法^[5]。

根据是否存在有源器件,EMI滤波器可分为有源EMI滤波器 AEF(active EMI filter)和无源EMI滤波器 PEF(passive EMI filter)。有源EMI滤波器采用有源消除 AC(active cancellation)技术抑制噪声,体积较小,但受半导体器件增益带宽积限制,噪声频率越高,AEF滤波效果越差^[6]。为解决该问题,文献[7]提出一种混沌脉宽调制的有源EMI滤波器,能显著提高滤波器工作带宽,然而其滤波性能提升依赖高精度采集模块,致使其设计相对复杂。无源滤波器结构简单,成本低,维护方便,广泛应用于小功率EMI滤波器。文献[8]给出了设计无源EMI滤波器的一般性方法,但未考虑噪声源阻抗特性对插入损耗的影响,滤波器拓扑选择难以满足阻抗失配原则;文献[9]采用插入损耗法测量源阻抗的最大幅值和最小幅值,但未考虑噪声源内阻抗的相位信息,容易造成滤波器过设计或欠设计。由此,设计无源EMI滤波器的过程中,需要兼顾噪声源阻抗的幅值和相位信息^[10]。

直流变换器启动时刻的上电冲击亦会传导至驱动电源,冲击电压同样会降低整车系统的可靠性。但该过程只发生在启动时刻,可以通过软启动电路加以解决。

综上,本文综合考虑电动汽车功率架构和电磁干扰抑制手段,分析噪声源信息后,根据插入损耗设计24 V/2 A直流无源EMI滤波器参数。同时,在滤波器前级加入软启动电路,使得车载大功率变换器的启动更加稳定。测试结果证明本文所述的滤波器设计切实可行。

1 噪声源及滤波器设计指标

1.1 开关管电路噪声源分析

电力电子设备中,相线与地线间传导的干扰噪声称为共模噪声,其各相线上噪声大小相等、相位

相同;单独在相线间传导的干扰噪声称为差模噪声,其各相线上噪声大小相同、相位相反。这2类噪声可以通过实验加以分离^[11],且产生机理有所不同。

为保证可控开关管工作过程中良好的散热性,必须安装散热片。然而,可控开关管和散热片之间的绝缘材质和导热硅脂会等效成寄生电容 C_p ,开关管端子电压的周期性变化使得该寄生电容反复充、放电,从而在电路中引入共模噪声^[12]。共模噪声在高频段占主导地位,源阻抗呈容性。可控型开关管和功率二极管内部PN结在正向导通过程中会集聚大量的载流子,这些载流子在器件反向关断过程中急剧减少,从而形成反向恢复电流。文献[13]指出,二极管反向恢复电流是开关管电路的主要差模干扰源,差模噪声在低频段占主导地位^[14]。

相较于Si基半导体器件,宽禁带半导体器件具有高击穿场强,相同的击穿电压参数下拥有更小的晶片尺寸,功率密度提高的同时降低了器件的结电容,使其通断过程更为迅速^[15]。由此可见,WBG器件组成的开关管为电力电子设备内部的主要电磁干扰源头,EMI滤波器的设计和使用具有较高的工程价值。

1.2 滤波器设计指标

EMI滤波器的设计指标主要包括插入损耗、额定电压、额定电流、漏电流和体积重量等,其滤波性能主要由插入损耗衡量。噪声干扰频段内插入损耗越大,抑制干扰噪声效果越好^[15]。

EMI滤波器的插入损耗定义为:滤波器接入前后,干扰噪声向负载端传输功率的比值。其表达式为

$$IL = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = 20 \log \left| \frac{U_1}{U_2} \right| \quad (1)$$

式中: P_1 和 U_1 分别为插入滤波器前的负载功率和电压有效值; P_2 和 U_2 分别为插入滤波器后的负载功率和电压有效值。

无源滤波器端口模型如图1所示。为保证噪声电压信号的测量具有可重复性和可信性,测试被测设备EUT(equipment under test)对外发出的电源线传导干扰时,使用图2所示的线性阻抗稳定网络LISN(line impedance stabilization network)。

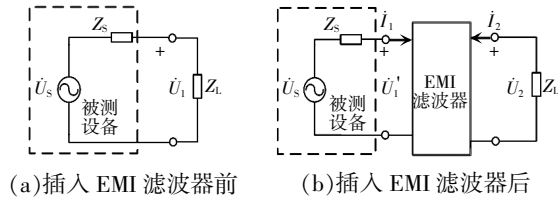


图 1 无源滤波器端口模型

Fig. 1 Passive filter port model

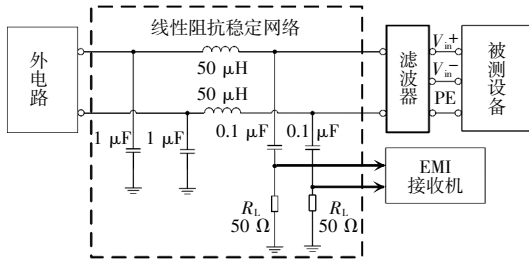


图 2 传导电磁干扰测试电路

Fig. 2 Conducted EMI test circuit

图 2 中,被测设备产生的电源线传导干扰经线性阻抗稳定网络耦合到 EMI 接收机输入侧。线性阻抗稳定网络左侧 $1 \mu\text{F}$ 接地电容和 $50 \mu\text{H}$ 电感用以滤除外电路噪声,EMI 接收机侧 $0.1 \mu\text{F}$ 电容和 50Ω 电阻采样被测设备发出的噪声。

由图 1 可知,插入 EMI 滤波器前,负载阻抗电压 \dot{U}_1 为

$$\dot{U}_1 = \frac{Z_L \dot{U}_s}{Z_s + Z_L} \quad (2)$$

式中: Z_L 为负载侧阻抗; \dot{U}_s 为噪声源特定频率下的电压; Z_s 为噪声源阻抗。

共模噪声流过线性阻抗稳定网络时, 50Ω 电阻等效为并联;差模噪声流过时, 50Ω 电阻等效为串联。

EMI 滤波器的端口网络传输参数矩阵 T 为

$$T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, A 、 B 、 C 和 D 为二端网络的复阻抗。插入滤波器后 EMI 滤波器的端口方程为

$$\begin{cases} \dot{U}_1' = \dot{U}_s - \dot{I}_1 Z_s \\ \dot{U}_2 = -\dot{I}_2 Z_L \end{cases} \quad (4)$$

式中: \dot{U}_1' 为滤波器输入侧电压; \dot{I}_1 为滤波器输入侧电流; \dot{U}_2 为滤波器输出侧电压; \dot{I}_2 为滤波器输出侧

电流。

联立式(1)~式(4)得到 T 参数表示的插入损耗计算公式为

$$IL = 20 \log \left| \frac{AZ_L + B + CZ_s Z_L + DZ_s}{Z_s + Z_L} \right| \quad (5)$$

2 EMI 滤波器结构设计

2.1 共模噪声滤波电路设计

EMI 滤波器的传导共模噪声滤波电路如图 3 所示,由共模电感 L_2 和 2 个安规 Y 电容 CY_1 、 CY_2 组成,其核心器件是共模电感 L_2 。共模电感的 2 个电感线圈虽无电气连接,但两者磁路共用 1 个磁环,磁通相同。这 2 个线圈对大小相同、方向相反的共模电流呈现较大阻抗,但无法滤除大小相同、方向相反的差模噪声。

图 3(a)中实线表示理想情况下的共模噪声滤波回路,负载侧虚线为滤波后的共模噪声输出到 EMI 接收机输入侧的耦合回路。图 3(b)中电感 L_2^* 为图 3(a)中共模电感 L_2 的去耦等效, C_{eq1} 为 CY_1 和 CY_2 并联等效电容,所含等效 LC 滤波电路的参数矩阵 T_{CM} 为

$$T_{\text{CM}} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 L_2^* C_{\text{eq1}} & j\omega L_2^* \\ j\omega C_{\text{eq1}} & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

联立式(3)、式(5)和式(6)得 EMI 共模噪声滤波电路的理想插入损耗为

$$IL = 20 \log \left[\left((1 - \omega^2 L_2^* C_{\text{eq1}}) Z_{\text{LCM}} + j\omega L_2^* + j\omega C_{\text{eq1}} Z_{\text{sCM}} Z_{\text{LCM}} + Z_{\text{sCM}} \right) / (Z_{\text{sCM}} + Z_{\text{LCM}}) \right] \quad (7)$$

式中: Z_{LCM} 为共模负载阻抗,其数值为 25Ω ; Z_{sCM} 为共模噪声源阻抗。

由共模噪声的产生机理分析可知,共模噪声源内阻抗 Z_{sCM} 跟开关管寄生电容 C_p 密切相关,可近似估计^[16]为

$$C_p = 8.85 \times 10^{-12} \times \frac{\epsilon_r S}{h} \quad (8)$$

式中: ϵ_r 为开关管和散热片之间的相对介电常数; S 为散热片面积; h 为绝缘垫片的厚度。共模噪声源内阻抗为

$$Z_{\text{sCM}} = -jX_p = -jX_{\text{sCM}} = -j \frac{1}{2\pi f C_p} \quad (9)$$

式中: X_p 为开关管寄生电容容抗; X_{sCM} 为共模噪声源内容抗。

联立式(7)~式(9)可知,共模噪声滤波电路的插入损耗曲线存在转折频率,其转折频率近似为

$$f_{cm} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2^2 C_{sCM}}} \quad (10)$$

式中, C_{sCM} 为共模噪声源的容值,而非Y电容 CY_1 、 CY_2 的容值。经转折频率 f_{cm} 后,共模噪声滤波电路的插入损耗以40 dB/dec斜率增加。共模插入损耗的调整一般是通过调节共模电感的大小。

共模电感在实际生产过程中,由于磁环材料和绕制工艺等原因,2个线圈电感量会存在一定差值,可等效为1个小差模电感。按照阻抗失配原则^[7],在共模噪声滤波电路输入侧添加电容 C_1 ,构成CL差模滤波电路,如图3(a)所示。

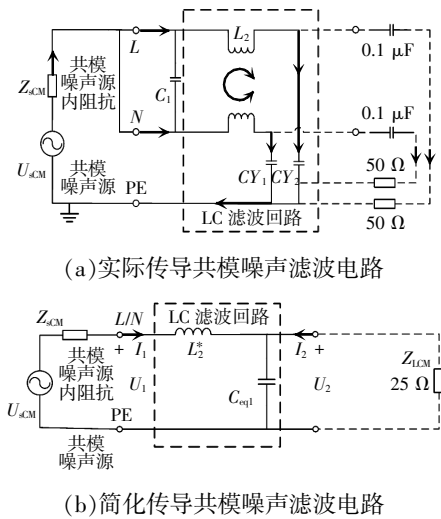


图3 传导共模噪声滤波电路

Fig. 3 Conducted common-mode noise filter circuit

2.2 差模噪声滤波电路设计

因差模噪声频段较低,第2.1节所述CL差模滤波电路不能很好地满足差模噪声滤除要求,还需要在滤波器中加入图4所示的传导差模噪声滤波电路。

差模噪声滤波电路采用 π 型滤波电路结构,由电感 L_1 和两侧的滤波电容 C_3 、 C_4 、 C_5 和 C_6 组成。 C_4 、 C_5 为 L_1 两侧容值较大的电容,用以滤除低频干扰,是 π 型滤波电路的重要组成部分,因其并联在电源线两侧,也被称为X电容。 C_3 、 C_6 容值较小,用

以减小负载电流瞬时微小变化引起的高频干扰,扩展EMI滤波器带宽。

图4(a)中实线表示理想情况下的差模噪声滤波回路,负载侧虚线为滤波后的差模噪声输出到EMI接收机输入侧的耦合回路。图4(b)中的 C_{eq2} 为图4(a)中 C_3 、 C_4 的并联等效电容, C_{eq3} 为 C_5 、 C_6 的并联等效电容, L_1 为差模滤波电感。等效 π 型滤波回路的参数矩阵为

$$T_{DM} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 L_1 C_{eq3} & j\omega L_1 \\ j\omega(C_{eq2} + C_{eq3}) - j\omega^3 L_1 C_{eq3} C_{eq2} & 1 - \omega^2 L_1 C_{eq2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

联立式(3)、式(5)和式(11)得差模滤波回路的插入损耗为

$$IL = 20 \lg \left| \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_{eq3}) Z_{LDM} + j\omega L_1 + (1 - \omega^2 L_1 C_{eq2}) Z_{sDM}}{1} \right| + \left| \frac{j\omega(C_{eq2} + C_{eq3}) - j\omega^3 L_1 C_{eq3} C_{eq2}}{Z_{sDM} + Z_{LDM}} \right| \quad (12)$$

式中: Z_{LDM} 为差模负载阻抗,其数值为100 Ω ; Z_{sDM} 为差模噪声源阻抗。

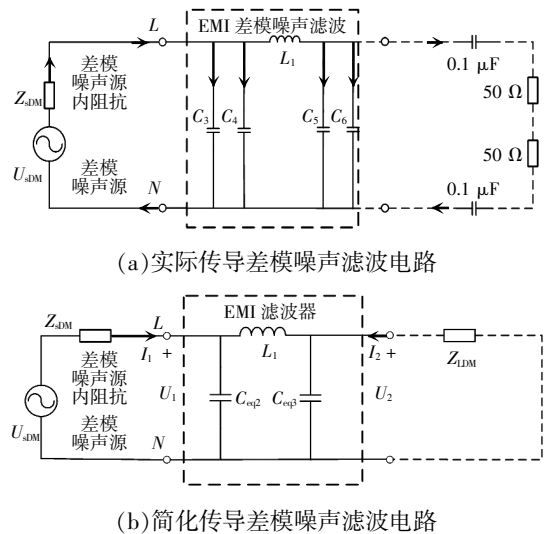


图4 传导差模噪声滤波电路

Fig. 4 Conducted difference-mode noise filter circuit

相较于容性,噪声源阻抗为感性时,差模滤波回路的插入损耗较低^[8]。因而参数计算时按感性内阻抗考虑

$$Z_{sDM} = jX_{sDM} = j2\pi f L_{sDM} \quad (13)$$

式中: X_{sDM} 为差模噪声源内感抗; L_{sDM} 为差模噪声源

阻抗中的电感。

联立式(12)和式(13),当 $C_{eq2}=C_{eq3}=C_x$ 时,差模噪声滤波电路的插入损耗曲线存在 2 个转折点,近似为

$$\begin{cases} f_{dm1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_x}} \\ f_{dm2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sDM}C_x}} \end{cases} \quad (14)$$

差模噪声频率在 f_{dm1} 和 f_{dm2} 频段内,差模滤波电路的插入损耗以 40 dB/dec 增加,超过截止频率 f_{dm2} 后,以 60 dB/dec 斜率增加。

2.3 软启动电路设计

EMI 滤波器软启动原理如图 5 所示,采用 MOS 管 Q 和热敏电阻 NTC 并联结构实现滤波器软启动,降低启动电压冲击,抑制启动噪声。

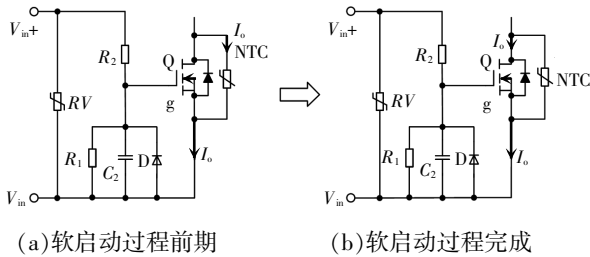


图 5 EMI 滤波器软启动原理

Fig. 5 Schematic of soft starting of EMI filter

EMI 滤波器软启动过程前期,如图 5(a)所示, MOS 管处于关断状态,输出电压在热敏电阻 NTC 的分压作用下低于输入电压,同时输入侧直流电源

通过电阻 R_1 和 R_2 向电容 C_2 充电, MOS 管门极电压按指数规律上升。

当门极电压上升至高于 MOS 管的导通阈值电压 $V_{gs(th)}$ 后,源漏极导通。如图 5(b)所示,热敏电阻 NTC 被短路,输出电流 I_o 换流至 MOS 管,软启动过程完成。受 MOS 管导通压降影响,此后直流滤波器输出电压略低于输入电压。

软启动电路的延迟时间(即热敏电阻 NTC 的导通时间)由 R_1 、 R_2 和 C_2 决定, MOS 管的门极电压为

$$V_{gs} = V_{cc} \frac{R_1}{R_1+R_2} \left(1 - e^{-\frac{(R_1+R_2)t}{R_1R_2C_2}} \right) \quad (15)$$

式中, V_{cc} 为滤波器额定直流输入电压,其设计值为 24 V。 R_1 、 R_2 和 C_2 已知的情况下,查得 $V_{gs(th)}$ 后,可计算出软启动延迟时间。并联在电源线输入侧的压敏电阻 RV 用于耐受过电压冲击,稳压二极管 D 用于限制栅源极电压。

2.4 滤波器应用范围

本文设计的 EMI 直流滤波器主要用于抑制电动汽车内部的低压直流电源线上的传导电磁干扰,降低电机驱动电路对控制回路的影响,以达到提高可靠性的目的。图 6 所示的滤波器结构还可以应用在不间断电源、并网逆变器和统一电能质量调节器等电力设备中。然而,在传导噪声集中在高频段或辐射电磁干扰较为强烈的设备或系统中时,受器件寄生参数影响,高频噪声无法得到有效抑制。

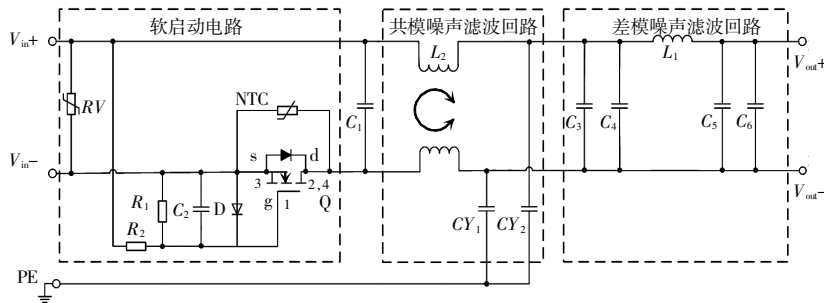


图 6 直流 24 V/2 A EMI 滤波器拓扑

Fig. 6 Topology of DC 24 V/2 A EMI filter

3 滤波器参数计算

进行 EMI 滤波器参数设计时,首先需要测试

未加入 EMI 滤波器的情况下,电机驱动系统的功率器件传导至控制电源线上的电磁干扰。CE102 用于衡量 10 kHz~10 MHz 频段内电源线传导发射是否符合标准,开关管的工作频率及其倍频包含在测

试频段内。上电时刻的测试结果如图 7 所示,纵坐标为 EMI 接收机输入侧采样电阻电压 U_2 的幅值。因直流输入电压 24 V 较低,测试时 GJB151B-2013 采用基准曲线,不放宽标准。

图 7 中折线为 CE102 标准限值,两条曲线分别为电源线正线和负线测试曲线。加入 EMI 滤波器前,500 kHz 到 1.8 MHz 频段内的测试曲线不符合 EMC 标准,噪声峰值对应 1.2 MHz 附近频段。

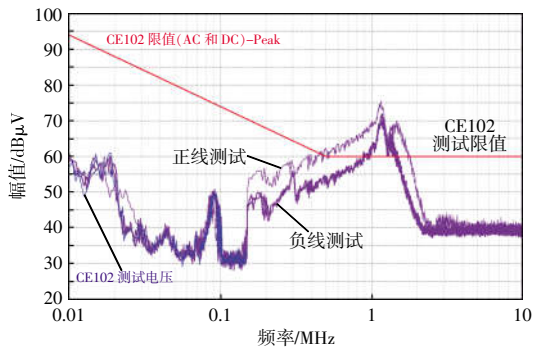


图 7 未加 EMI 滤波器前 CE102 测试结果

Fig. 7 Results of CE102 test without EMI filter

3.1 共模噪声滤波电路参数计算

由 1.1 节分析可知,1.2 MHz 附近频段,共模噪声占比大。考虑设计裕量,将式(10)中的转折频率 f_{cm} 设置在 120 kHz 频点处,1.2 MHz 频点处插入损耗设计为 40 dB。

按照国家安规要求,滤波器漏电流一般不超过 3.5 mA^[17],因而 Y 电容取值一般不超过 4.7 nF^[19]。设计时取值为

$$CY_1 = CY_2 = 1 \text{ nF} \quad (16)$$

根据式(8)和式(9)估算噪声源阻抗 Z_{sCM} 后,可求得共模电感为

$$L_2 = 1.75 \text{ mH} \quad (17)$$

考虑转折频率附近插入损耗降低的影响,共模电感 L_2 的去耦等效值向上取标称值 2 mH。

3.2 差模噪声滤波电路参数计算

与共模滤波电路中 Y 电容的选取不同,差模滤波电路中的 X 电容的容值选取无需考虑流经电流的限值,通常按照经验选取在 1~5 μF 之间^[19]。为尽量减小差模电感 L_1 体积,X 电容参数尽可能取较大的标称值,综合实际情况,选取

$$C_4 = C_5 = 4.7 \text{ } \mu\text{F} \quad (18)$$

X 电容两侧的小电容 C_3 和 C_6 , 按照工程经验取值为 0.1 μF 。

同理,为避免插入损耗转折点负值影响,将式(14)中的转折频率 f_{dm} 设置在 20 kHz 处,90 kHz 处插入损耗为 20 dB,联立式(14)和式(18),取差模电感为

$$L_1 = 13.4 \text{ mH} \quad (19)$$

差模电感 L_1 向上取标称值 22 mH。

3.3 软启动电路参数

将软启动电路中的延迟启动时间设置在 120 ms,选取开启电压 $V_{gs(th)}$ 为 2 V 的 MOS 管,结合贴片电阻和贴片电容的常见标称值,RC 一阶电路的参数选取为

$$R_1 = R_2 = 59 \text{ } \Omega \quad (20)$$

$$C_2 = 22 \text{ } \mu\text{F} \quad (21)$$

延迟启动时间的理论值为 120.1 ms。

4 滤波器实物测试

4.1 软启动性能测试

设计 EMI 滤波器实物如图 8 所示,性能测试包括软启动测试和 EMC 性能测试 2 个部分。实物所选 MOS 管导通电阻约为 100 m Ω ,导通压降近似 0.2 V。门极电压在软启动电路所含电阻 R_1 和 R_2 的分压作用下,最终稳定在 12 V。在输入电压 24 V、负载电阻 11.5 Ω 的条件下,测试所得 EMI 滤波器软启动波形如图 9 所示。图 9 中上侧曲线为直流输出电压 V_{out} 波形,下侧曲线为 MOS 管门极电压 V_{gs} 波形。

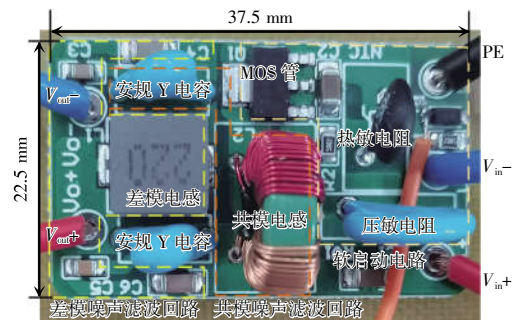


图 8 EMC 滤波器实物

Fig. 8 Specimen of EMC filter

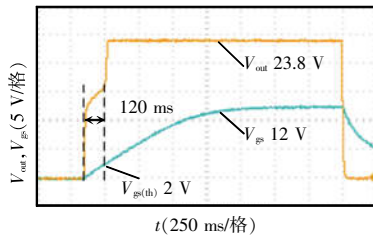


图 9 软启动测试波形

Fig. 9 Waveforms for soft starting test

实验结果表明,EMI 滤波器在 24 V/2 A 的输入条件下,输出电压为 23.8 V,软启动延迟时间约为 120 ms。

4.2 EMC 性能测试

被测电力电子设备不变的条件下,加入 EMI 滤波器,测得设备上电时刻的 CE102 如图 10 所示。加入滤波器后,90 kHz 处的噪声幅值降低 20 dB μ V,130 kHz 到 2 MHz 频段内的噪声幅值最大降低 30 dB μ V,整个测试频段内符合电磁兼容标准和预期设计目标。

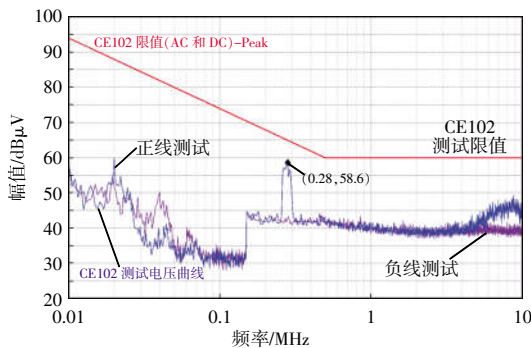


图 10 加入 EMI 滤波器后 CE102 测试结果

Fig. 10 Results of CE102 test with EMI filter

5 结语

本文从宽禁带半导体器件的实际特性和电动汽车的设计需求出发,给出一种无源直流 EMI 滤波器的设计方法。该滤波器考虑了噪声源阻抗的影响,结合了传统滤波电路结构和软启动电路结构。实物测试结果表明,所设计的 24 V/2 A EMI 直流滤波器不但可以有效降低设备启动时刻以及运行过程中 500 kHz 到 1.8 MHz 频段内的电磁干扰,还可以有效抑制 100 kHz 以内的低频段噪声。此外,滤波器兼具体积小、制作简单和便于维护等优点。

参考文献:

- [1] Morya A K, Gardner M C, Anvari B, et al. Wide bandgap devices in AC electric drives: opportunities and challenges [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(1): 3-20.
- [2] Zhang Lei, Yuan Xibo, Wu Xiaojie, et al. Performance evaluation of high-power SiC MOSFET modules in comparison to Si IGBT modules [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1181-1196.
- [3] Ishibashi H, Nishigaki A, Umegami H, et al. An analysis of false turn-on mechanism on high-frequency power devices [C]// 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, QC, Canada, 2015: 2247-2253.
- [4] Han D, Sarlioglu B. Comprehensive study of the performance of SiC MOSFET-based automotive DC-DC converter under the influence of parasitic inductance [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(6): 5100-5111.
- [5] Middelstaedt L, Strauss B, Chupryn A, et al. Investigation of the root causes of electromagnetic noise of an interleaved DC-DC converter with GaN or Si transistors and corresponding optimization strategies [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2759-2774.
- [6] Balaji N, Luo F. A survey of active EMI filters for conducted EMI noise reduction in power electronic converters [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019, 61(6): 2040-2049.
- [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): 4642-4652.
Li Hong, Zhang Chongmo, Ding Yuhang, 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): 4642-4652 (in Chinese).
- [8] Ala G, Giaconia G C, Giglia G, et al. Design and performance evaluation of a high power density EMI filter for PWM inverter-fed induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(3): 1573-1579.
- [9] 江师齐, 刘艺涛, 银杉, 等. 基于噪声源阻抗提取的单相逆变器电磁干扰滤波器的设计[J]. 电工技术学报, 2019, 34(17): 3552-3562.

- Jiang Shiqi, Liu Yitao, Yin Shan, et al. Electromagnetic interference filter design of single-phase inverter based on the noise source impedance extraction [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(17): 3552-3562 (in Chinese).
- [10] 崔文玲, 毛行奎, 彭金融, 等. 基于噪声源阻抗提取的EMI滤波器高效设计方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(3): 79-91.
- Cui Wenling, Mao Xingkui, Peng Jinrong, et al. Efficient design method of EMI filter based on noise source impedance extraction [J]. Electric Machines and Control, 2019, 27(3): 79-91 (in Chinese).
- [11] Zhang Boyi, Wang Shuo. A survey of EMI research in power electronics systems with wide-bandgap semiconductor devices [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 626-643.
- [12] 吴俊雄, 何宁, 徐德鸿. SiC器件对并网逆变器EMC特性和效率的影响[J]. 电源学报, 2019, 17(1):136-144.
- Wu Junxiong, He Ning, Xu Dehong. Impact of SiC devices on EMC characteristics and efficiency of grid-connected inverter [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(1): 136-144 (in Chinese).
- [13] Fang Zhihao, Jiang Dong, Zhang Yechi. Study of the characteristics and suppression of EMI of inverter with SiC and Si devices [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2018, 4(3): 37-46.
- [14] 段卓琳, 张栋, 范涛. SiC电机驱动系统传导电磁干扰建模及预测[J]. 电工技术学报, 2020, 35(22): 4726-4738.
- Duan Zhuolin, Zhang Dong, Fan Tao. Modeling and prediction of electromagnetic interference in SiC motor drive systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(22): 4726-4738 (in Chinese).
- [15] Li Zhai, Yang Shuangjie, Hu Guixing, et al. Optimal design method of high voltage DC power supply EMI filter considering source impedance of motor controller for electric vehicle [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(1): 367-381.
- [16] 裴雪军. PWM逆变器传导电磁干扰的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
- Pei Xuejun. Research of conducted Electromagnetic interference in PWM Inverter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2004 (in Chinese).
- [17] 周天翔, 郑晓燕, 叶世泽, 等. 基于逆变器端口模型的电磁干扰滤波器设计[J]. 浙江大学学报(工学版), 2021, 55(11): 2215-2224.
- Zhou Tianxiang, Zheng Xiaoyan, Ye Shize, et al. Electromagnetic interference filter design based on terminal model of inverter [J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science), 2021, 55(11): 2215-2224 (in Chinese).
- [18] 陈健. 基于器件有限元建模的EMI滤波器高频特性研究[D]. 南京: 南京师范大学, 2021.
- Chen Jian. Research on high frequency characteristics of EMI filter based on device Finite element modeling [D]. Nanjing: Nanjing Normal University, 2021 (in Chinese).
- [19] 吴颜飞. 基于永磁同步电动机驱动系统传导电磁干扰模型的干扰预测和滤波器设计[J]. 电气技术, 2023, 24(8): 37-43, 49.
- Wu Yanfei. Interference prediction and filter design based on permanent magnet synchronous motor driving system conducting electromagnetic interference model [J]. Electrical Engineering, 2023, 24(8): 37-43, 49 (in Chinese).

作者简介:



王盼

王盼(1987-),女,博士,副教授。研究方向:大功率功率变换器、PWM控制以及分布式发电。E-mail:wp20210018@hbut.edu.cn。

徐虎(1998-),男,中国电源学会学生会员,通信作者,硕士研究生。研究方向:电力电子技术应用。E-mail:3319036408@qq.com。

袁雷(1984-),男,中国电源学会会员,博士,副教授。研究方向:电机驱动、柔性输配电。E-mail:yuanlei@hbut.edu.cn。

徐岸非(1981-),男,中国电源学会会员,硕士,副教授。研究方向:电能质量优化、工业自动化控制。E-mail:20171014@hbut.edu.cn。