DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.324 **中图分类号**：TM564 **文献标志码**：A

运用扩频调制降低车载 DC-DC EMI 滤波器体积的设计

陈国航，杨文荣，栾君玲，张浩杰(中国电源学会学生会员)，王义煊
(河北工业大学电气工程学院，天津 300130)

摘要：无源电磁干扰 EMI(electromagnetic interference)滤波器能够有效抑制车载变换器的传导电磁干扰，但会增加设备的体积与成本，这与电子设备高功率密度设计的初衷背道而驰。将扩频调制与滤波器结合抑制变换器传导电磁干扰，可在有效降低电磁干扰的同时减小滤波器体积。首先研究了电磁干扰滤波器设计的方法与流程；其次分析了扩频调制降低电磁干扰的原理，结合滤波器截止频率的计算方法，计算得到最优的扩频参数，增大了共模扼流圈设计中的截止频率，从而有效减小滤波器的尺寸；最后通过实验验证了扩频结合滤波器对车载变换器电磁干扰具有良好的抑制效果，并对比发现经过扩频调制后的紧凑型共模扼流圈和滤波器的体积相比于定频调制时使用的共模扼流圈和滤波器分别减小了 63%和 44%。

关键词：DC-DC 变换器；扩频调制；滤波器；电磁干扰

Design of Reduced On-board EMI Filter Volume Using Spread Spectrum Modulation Technology

CHEN Guohang, YANG Wenrong, LUAN Junling, ZHANG Haojie, *Student Member*, *CPSS*, WANG Yixuan
(College of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: A passive electromagnetic interference (EMI) filter can effectively suppress the conducted EMI of an on-board DC-DC converter at the cost of increasing the volume and cost of equipment, which runs counter to the original intention of high-power density design of electronic equipment. The suppression of conducted EMI by the combination of spread spectrum modulation and the filter can effectively reduce EMI and the filter volume as well. First, the method and process of EMI filter design are studied. Second, the principle of reducing EMI by spread spectrum modulation is analyzed. Combined with the calculation method for filter cut-off frequency, the optimal spread spectrum parameters are calculated, which increases the cut-off frequency in the design of a common-mode choke coil and effectively reduces the filter size. Finally, experimental results show that the spread spectrum modulation combined with the filter has a good suppression effect on the EMI of the on-board DC-DC converter, and the volumes of a compact common-mode choke coil and a filter after the spread spectrum modulation are reduced by 63% and 44% respectively compared with those of a common-mode choke coil and a filter used in the fixed frequency modulation.

Keywords: DC-DC converter; spread spectrum modulation; filter; electromagnetic interference (EMI)

电动汽车内部电力电子器件通过高频率开关进行电能转换，导致汽车内的变换器在快速开关的过程中产生很强的传导电磁干扰，带来了较大的安全隐患[1-2]。目前，降低变换器电磁干扰最常用的方法是在检测装置线路阻抗稳定网络 LISN(line impedance stabilization network)的后端加入由电容和电感组成的无源滤波器[3-11]。

无源滤波器制作简单，能够有效降低电磁干扰 EMI(electromagnetic interference)，但同时具有成本高、体积大的缺点[4]。如何在保证插入损耗的前提

收稿日期：2022-09-19；**修回日期**：2022-11-14；**录用日期**：2022-12-09；**网络首发日期**：2023-02-08
基金项目：国家自然科学基金资助项目(E2022202187)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant E2022202187

下减小滤波器的体积，国内外对此进行了广泛研究。文献[5-6]提出利用合成扼流圈来替代传统分立扼流圈，使共模扼流圈和差模扼流圈共用 1 个磁芯，以减小滤波器的体积，但结构设计复杂，工序繁琐；文献[7-9]提出了平面磁集成扼流圈的概念，通过平面结构集成了共模 CM(common mode)和差模 DM(differential mode)电感器，显著提高了电磁干扰滤波器的功率密度和空间利用率，但成本较高；文献[10]对共模扼流圈的磁芯进行了研究，比较了铁氧体、非晶铁和纳米晶带等几种材料的性能，对比得出非晶铁和纳米晶带抑制电磁干扰效果较好，但受限于材料的成本，难以推广；文献[12-14]提出的扩频调制方法成本低、操作简便，不会带来体积增大的困扰，利用扩频调制将有利于滤波器的小型化设计。

本文提出了将扩频调制技术与滤波器的设计相结合的电磁干扰抑制方法，该方法可以有效降低电磁干扰，并在达到同等 EMI 抑制效果时减小滤波器体积。本文以减小无源滤波器设计过程中的截止频率为目标，通过分析周期扩频降低电磁干扰的原理计算得到最优的扩频参数，减小共模扼流圈的电感，从而减小滤波器的体积。将扩频调制结合滤波器的抑制方法用于车载变换器中，验证了该方法对于降低传导电磁干扰的有效性。与扩频前设计的滤波器相比，在保证 EMI 抑制效果的同时，共模扼流圈与滤波器的体积大大减小。

1　无源滤波器的设计

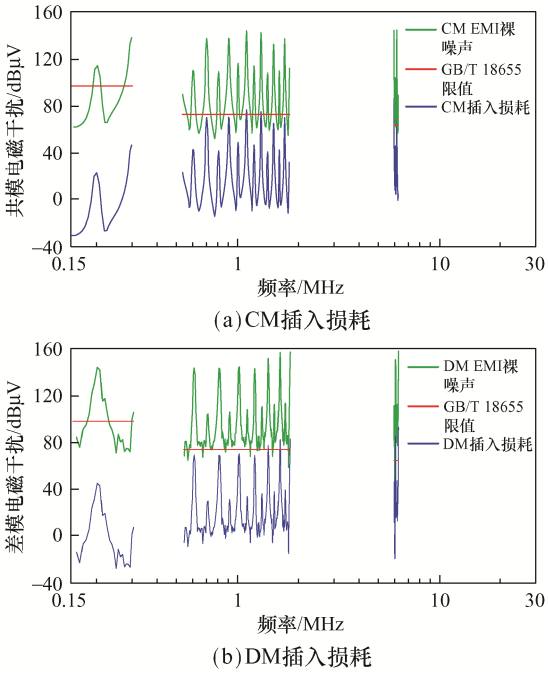
本文使用插入损耗法来设计滤波器。根据变换器的电磁干扰实测值与国标 GB/T 18655—2018《车辆、船和内燃机 无线电骚扰特性 用于保护车载接收机的限值和测量方法》规定数值的差值来确定插入损耗，由插入损耗计算滤波器的参数，首先确定滤波器需要达到的电磁干扰衰减量[11]为

$$A_{\mathrm{CM}}[\mathrm{dB\mu V}]=A_{\mathrm{hCM}}-A_{\mathrm{L}}+m \tag{1}$$

$$A_{\mathrm{DM}}[\mathrm{dB\mu V}]=A_{\mathrm{hDM}}-A_{\mathrm{L}}+m \tag{2}$$

式中：A_{CM} 和 A_{DM} 分别为共模和差模电磁干扰衰减量；A_{hCM} 和 A_{hDM} 分别为共模干扰和差模干扰频谱中的幅值；A_{L} 为参照 GB/T 18655—2018 对各频段的限值；m 为留有的安全余量，取 m=6 dB。

根据 GB/T 18655—2018 对传导骚扰电压法测试平台的布局要求，测得移相全桥 DC-DC 变换器的共模电磁干扰 A_{hCM}，根据式(1)和式(2)可得出共模插入损耗和差模插入损耗，分别如图 1(a)和(b)所示。



(a)CM插入损耗

(b)DM插入损耗

图 1　插入损耗

Fig. 1 Insertion loss

根据插入损耗计算截止频率时，截止频率应设计得足够低，使所测量频域范围内的干扰噪声均在插入损耗以下，以有效抑制电磁干扰。所需截止频率 f_{0CM} 的计算式[11]为

$$f_{\mathrm{0CM}}=f_{\mathrm{hCM}}\Big/\frac{A_{\mathrm{hCM}}}{n_{\mathrm{stage}}A_{\mathrm{0CMF}}} \tag{3}$$

式中：f_{hCM} 为 40 dB 插入损耗与共模插入损耗交点的频率；n_{stage} 为滤波器的阶数，为更直观地体现滤波器体积减小的效果，选取一阶 LC 滤波器，即 n_{stage}=1；A_{0CMF} 为一阶 LC 滤波器的衰减量，理论衰减值为 40 dB。

差模滤波器截止频率的计算与共模滤波器同理。通过绘制滤波器 40 dB 的插入损耗曲线，获取 A_{hCM}、f_{hCM}、A_{hDM} 和 f_{hDM} 的值，如图 2 所示。

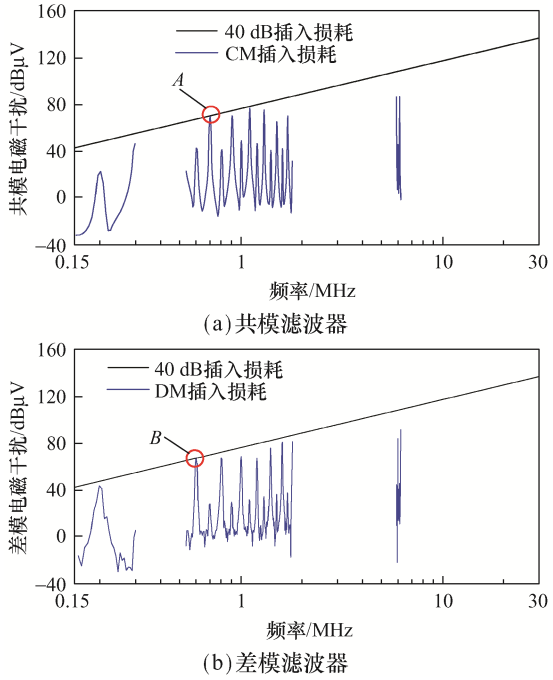


图 2 滤波器的插入损耗曲线

Fig. 2 Insertion loss curves of filter

由图 2 可见，共模滤波器的 40 dB 插入损耗与共模插入损耗相交于 A 点，f_{hCM}=0.7 MHz，A_{hCM}=70.32 dB；差模滤波器的 40 dB 插入损耗与差模插入损耗相交于 B 点，f_{hDM}=0.6 MHz，A_{hDM}=67.96 dB。由式(3)可得 f_{0CM}=0.012 MHz，f_{0DM}=0.012 MHz。

确定截止频率 f_{0CM} 后，共模滤波器中共模电感 L_{CM}、共模电容 C_{CM} 的计算方法分别为

$$L_{CM}=\frac{1}{C_{CM}(2\pi f_{0CM})^2} \tag{4}$$

$$C_{CM}=\frac{C_{y,max}}{n_{stage}} \tag{5}$$

式中，$C_{y,max}$ 为电容最大值，其取值需符合漏电流的规定范围，取 20 nF。计算得出共模电感 L_{CM}=8.8 mH。

对于差模滤波器，差模电感 L_{DM} 和差模电容 C_{DM} 满足

$$L_{DM}=\frac{1}{C_{DM}(2\pi f_{0DM})^2} \tag{6}$$

显然，对于 C_{DM} 和 L_{DM}，存在无穷多组解，所选 L_{DM} 越大，C_{DM} 越小，结合组件的实际尺寸和体积，取 L_{DM}=2 mH、C_{DM}=0.2 μF。

共模扼流圈 L_{CM} 是 LC 滤波器中体积最大的组件，本文通过扩频调制减小图 2(a)中 A 点处的 A_{hCM}，有效降低滤波器所需的插入损耗，进而提高截止频率。保持差模电感、差模电容和共模电容不变，减小共模扼流圈 L_{CM} 的数值，即可有效减小滤波器的体积。

2 扩频原理及参数选择

扩频是通过在作用于开关管上固定频率的信号中引入 1 个受控的抖动信号来实现的，在保证占空比固定的条件下，通过改变瞬时工作频率来改变传导噪声的频谱，扩频使原本集中在较窄频带上较高的电磁干扰在 1 个频带范围内上下分布，从而得到 1 个更宽的频谱和更低的振幅。

扩频主要分为周期扩频、随机扩频、混沌扩频等，其中周期扩频易于生成与控制，且在低频段无边带叠加，因此，本文采用周期扩频与滤波器结合抑制电磁干扰[12]。周期方波可以表示成无穷项傅里叶级数之和的形式，即

$$G(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}C_n e^{j\theta_n} \tag{7}$$

式中：k 为傅里叶级数；C_n 为第 n 次谐波的幅度；θ_n 为第 n 次谐波的相位。

正弦载波是 1 种比较常见的波形，且其时域表达式也易于推导，对周期方波的开关频率进行正弦波调制时，其调制频率为 f_m，最大频偏为 Δf，利用扩频调制原理可以得到调制后的相位 θ_n[13]为

$$\theta_n=2\pi n\int_0^t[f_s+\Delta f\cos(2\pi f_m\tau)]\mathrm{d}\tau=2\pi n f_s t+nm_f\sin(2\pi f_m t) \tag{8}$$

式中：f_s 为开关管的频率；τ 为导通状态时长；m_f 为调制指数，$m_f=\Delta f/f_m$。

假设输出负载归一化为 1 Ω。将式(8)瞬时相位表达式代入式(7)，进行时-频域转换并化简，即可得到周期脉冲宽度调制 PPWM(periodic pulse width

modulation)的频谱表达式为

$$G(f)=2\sum_{n=1}^{\infty}C_n\{J_0(n\cdot m_f)\delta(f-nf_c)+\sum_{k=1}^{\infty}J_k(n\cdot m_f)\cdot [\delta(f-nf_c-kf_m)+(-1)^k\delta(f-nf_c+kf_m)]\}\frac{\pi}{2} \tag{9}$$

式中，$J_k(n\cdot m_f)$为第 1 类 k 阶贝塞尔函数。

当考虑功率谱时，从式(9)可以看出，信号频谱除了基频及其倍频分量外，在基频及其倍频的频率点周围还存在边带信号，边带信号的频率间隔为调制频率f_m，扩频在扩宽原本信号频带的同时，也降低了开关频率f_s对应的幅值。

扩频可以降低电源信号基频及其倍频分量处的电磁干扰，但边带频点处的电磁干扰会增加。当扩频参数设置不当时，扩频与滤波器的结合使用反而会导致滤波器的体积增大。图 3 为对采用定频调制和频偏为 10%的正弦中心扩频调制的电路分别进行 EMI 传导干扰测试，根据所得频谱与 GB/T 18655—2018 规定限值计算得到的 0.15~0.30 MHz 和 0.53~1.80 MHz 频段的插入损耗，该电路的基频为 100 kHz。

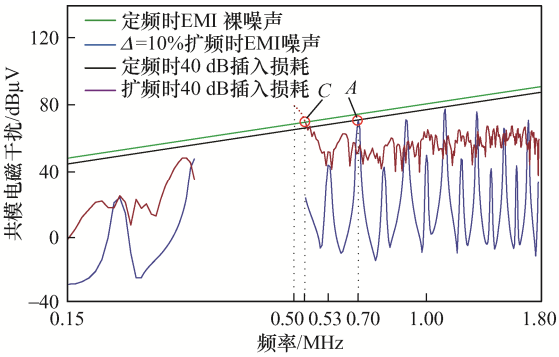


图 3　定频与扩频 2 个滤波器 40 dB 插入损耗的对比

Fig. 3 Comparison of insertion loss at 40 dB between two filters under fixed-frequency and spread spectrum modulations

由图 3 可见，扩频后的滤波器 40 dB 插入损耗与扩频后共模电磁干扰插入损耗相交于 C 点，C 点的f_{0CM}=0.53 MHz，A_{hCM}=70.32 dB。根据扩频前后的频谱图分别设计共模滤波器，保持共模电容为 20 nF，得出扩频后共模扼流圈的电感为 9.1 mH，而在定频调制时共模扼流圈的电感为 8.8 mH。经过频偏为 10%的正弦扩频调制并未起到减小共模电感的作用，反而增大了滤波器的体积和成本，选取合适的扩频参数才能有效减小滤波器的体积。扩频的边带带宽直接影响频谱的形状，以下将对扩频频偏、调制波频率进行选择。

频带扩宽的程度和载波倍频处对应的幅值降低程度与调制指数 m_f的大小有关，当调制指数 m_f 增大时，频带进一步扩宽，而载波频率处的幅值也进一步降低。根据 Carson 准则对各次谐波边频的带宽作近似计算，得到第 n 次基频的边带带宽$B_{n,\text{centre}}$[14]为

$$B_{n,\text{centre}}=2(nm_f+1)f_m \tag{10}$$

由式(10)可知，带宽 $B_{n,\text{centre}}$ 随调制频率f_m 和调制指数 m_f的增大而加宽。在图 3 中，由于 0.5 MHz 处的扩频右侧边带带宽高于 30 kHz，即 0.53 MHz 处存在扩频后扩散的能量，导致滤波器设计时f_{hCM}=0.53 MHz，虽然扩频使f_{hCM}=0.7 kHz 处的峰值下降，但扩频产生的边带使得 f_{hCM} 更小、A_{hCM} 更大，进而导致截止频率f_{0CM}变小，共模电感更大。

由以上分析可知，在 0.53 MHz 处扩频后的带宽所在的频率应小于 530 kHz。调制频率 f_m 应略高于频谱分析仪的带宽，确保在频谱分析仪的 1 个分辨率带宽内至多存在 1 个谐波分量，本文选取 f_m=10 kHz。同时，本文选择向右扩频，向右扩频时，只要满足电磁干扰在倍频处峰值的降低，就能保证式(3)和图 2(a)中 A_{hCM} 的降低或对应f_{hCM}的增加，从而减小滤波器的体积。向右扩频的带宽 $B_{n,\text{right}}$ 为

$$B_{n,\text{right}}=(nm_f+1)f_m=n\Delta f+f_m \tag{11}$$

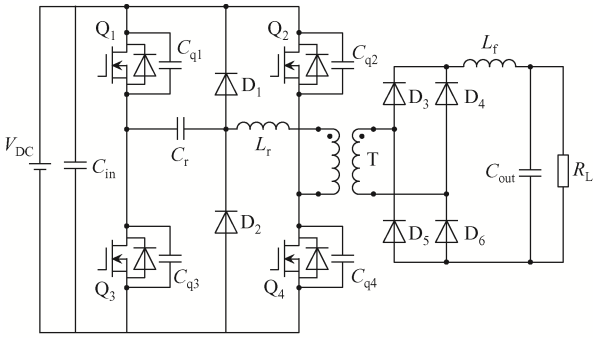
本文选取调制频率f_m=10 kHz，为使 0.5 MHz 处扩频后的带宽小于 30 kHz，n=5 时，在 $B_{5,\text{right}}\leqslant$ 30 kHz 的条件下，可以得到$\Delta f\leqslant$ 4 kHz，为保证扩频效果，应选择Δf= 4 kHz 的向右扩频方式。

3　电磁干扰抑制实验

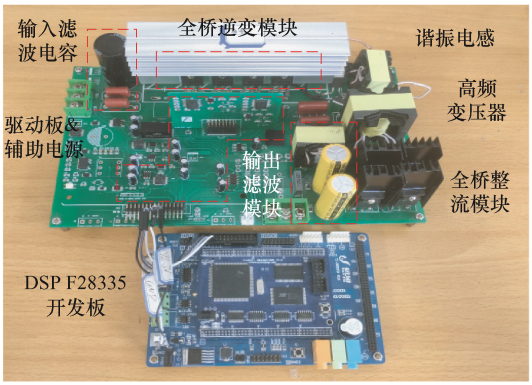
3.1　实验装置

本文根据移相全桥 DC-DC 变换器的工作原理

搭建了实验样机，其电路原理如图 4(a)所示，实验样机如图4(b)所示。图中：V_{DC}为电源电压；C_{in}为输入滤波电容；Q_1~Q_4为变换器的 4 只开关管；D_1~D_6为整流管；C_{q1}~C_{q4}为储能电容；C_r为谐振电容；L_r为谐振电感；T 为变压器；L_f为滤波电感；C_{out}为输出滤波电容；R_L为负载。



(a) 电路原理



(b) 实验样机

图 4 移相全桥 DC-DC 变换器

Fig. 4 Phase shift full-bridge DC-DC converter

由图 4(a)可见，移相全桥 DC-DC 变换器通过开关管的开通与关断在变压器一次侧实现直流信号的逆变，通过二极管、储能电感和储能电容在变压器二次侧实现交流信号的整流，变压器起到隔离与电压变换的作用。图 4(b)中输入滤波电容由 1 个 330 μF 电解电容及 2 个 330 nF 薄膜电容并联组成，高频变压器的变比为 8:1，谐振电感为 14 μH；输出滤波模块中的滤波电感为 4 μH，滤波电容由 2 个 200 μF 电解电容串联后再与 1 个 27 nF 薄膜电容并联组成。

调试完成后，根据 GB/T 18655—2018 对传导骚扰电压法测试平台的布局要求，在电磁屏蔽室中搭建传导骚扰电压法实验测试平台，如图 5 所示。

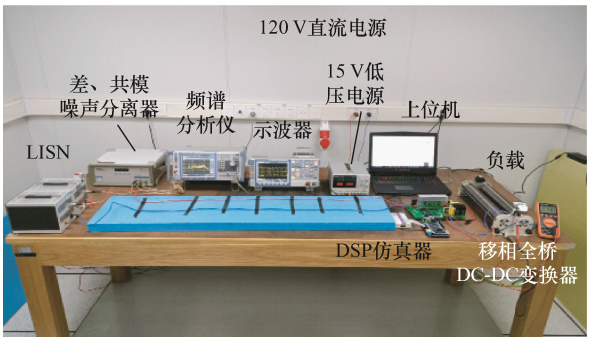


图 5 传导骚扰电压法实验测试平台

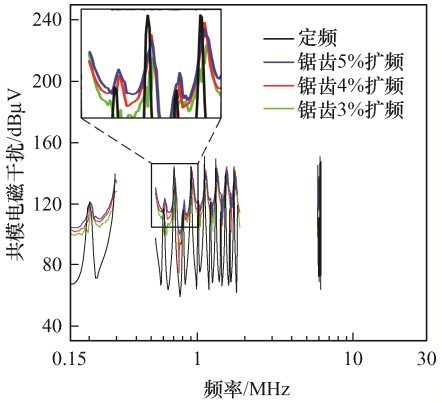
Fig. 5 Experimental test platform using conducted interference voltage method

图 5 中 120 V 直流输入电压由屏蔽室外的直流电源提供，通过线缆输入测试室；测试设备均置于桌面铜板上，铜板通过铜箔与大地相接形成接地平面；变换器的控制与驱动电路由 15 V 低压电源供电；上位机通过数字信号处理器 DSP(digital signal processor)将程序烧录至 DSP 开发板中，实现对变换器各开关管的控制；120 V 直流电源通过 LISN 由输入线缆为变换器提供直流输入电压，经过变换器变压后通过输出线缆加在负载两侧；其中 LISN 采集变换器工作过程中的传导 EMI，并由差、共模噪声分离器分为 CM EMI 与 DM EMI，再由频谱分析仪显示。

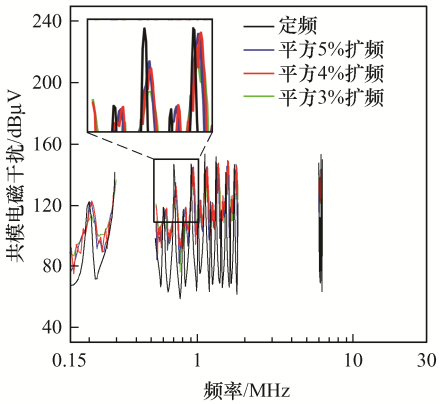
3.2 扩频效果的验证

通过编写生成 4 路扩频 PWM 控制信号的 DSP 程序，实现对移相全桥 DC-DC 变换器的控制。为验证选取参数后的周期扩频调制对共模 EMI 的抑制效果，分别以锯齿波、平方波和正弦波作为扩频调制信号控制电路，由式(11)可知，f_m=10 kHz，扩频方式为向右扩频，选取Δf=4 kHz 作为测试组，同时选取Δf=3 kHz 和Δf=5 kHz 作为对照组。在 GB/T 18655—2018 规定的 150~300 kHz、530 kHz~1.8 MHz、5.9~6.2 MHz 测试频段内进行传导电磁干扰对比实验，并与未使用扩频调制(即定频 PWM)时的共模 EMI 频谱进行对比，如图 6 所示。

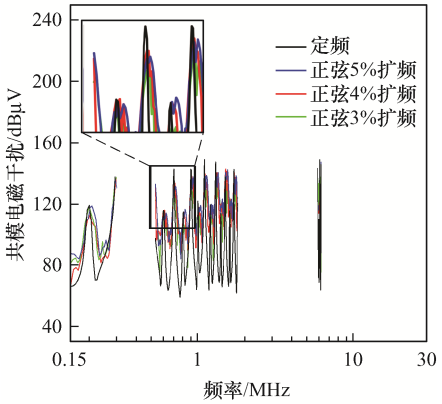
由图 6 可见，Δf为 5%的扩频能够更好地降低倍频点处尖峰的电磁干扰，但边频点处的电磁干扰较大；Δf为 3%的扩频在边频点处的电磁干扰较小，但对倍频点处的电磁干扰降低效果不明显；综合来



(a) 锯齿波



(b) 平方波



(c) 正弦波

图 6　运用不同扩频调制所得共模传导干扰频谱

Fig. 6 Common-mode conducted interference spectra obtained using different spread spectrum modulations

看，Δf 为 4%的扩频更有利于滤波器的设计。基于图 6 的频谱设计 EMI 滤波器，在差模电感、差模电容和共模电容保持不变的情况下，将电磁干扰降低至国标限值以下时，所需共模扼流圈参数见表 1。

由表 1 可知，Δf=4 kHz 的扩频调制相较于 3 kHz 和 5 kHz 能够更有效地减小共模扼流圈的体积，Δf=4 kHz 时，平方波调制的效果最好，在 C_{CM}、C_{DM}、L_{DM} 与定频调制相同的情况下，L_{CM} 由 8.80 mH 减小为 3.16 mH。

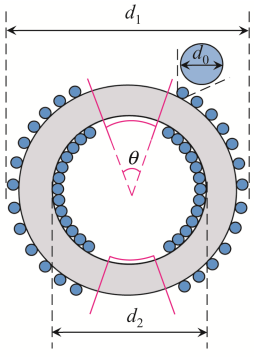
表 1　共模扼流圈的参数

Tab. 1 Parameters of common-mode choke coil

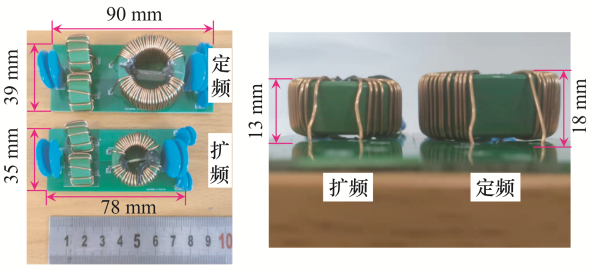
调制方式	Δf/kHz	f_{0CM}/MHz	L_{CM}/mH
定频调制	—	0.012	8.80
锯齿波	4	0.018	3.91
	3	0.017	4.39
	5	0.010	12.68
平方波	4	0.020	3.16
	3	0.016	4.95
	5	0.010	12.68
正弦波	4	0.019	3.51
	3	0.017	4.39
	5	0.011	10.47

3.3　滤波器的制作与验证

根据表 1，对Δf=4 kHz 平方波向右扩频调制后的 EMI 频谱图设计滤波器，共模扼流圈的结构如图 7(a)所示。为更好地体现共模扼流圈的电感对其体积 V 的影响，2 个共模扼流圈所选磁芯采用相同的材料，即磁导率 μ 相同；绕制铜线选用相同的材质与直径 d_0，线圈匝数 N 可以不同；缠绕在 1 个



(a) 共模电感的磁芯结构



(b) 定频调制与扩频调制时共模扼流圈和滤波器的实物

图 7　共模扼流圈与滤波器的结构

Fig. 7 Structures of common-mode choke coil and filter

磁芯上的 2 个绕组之间留有夹角 θ=30°，起到隔离绕组的作用；共模扼流圈的内径为 d_2，外径为 d_1，高度为 H；磁芯利用率接近 100%。所设计共模扼流圈与滤波器的实物如图 7(b)所示。由图 7 可见，扩频后，共模扼流圈的长、宽、高均减小，滤波器的尺寸也减小。共模扼流圈的尺寸见表 2。

表 2 定频调制与扩频调制时共模扼流圈的尺寸

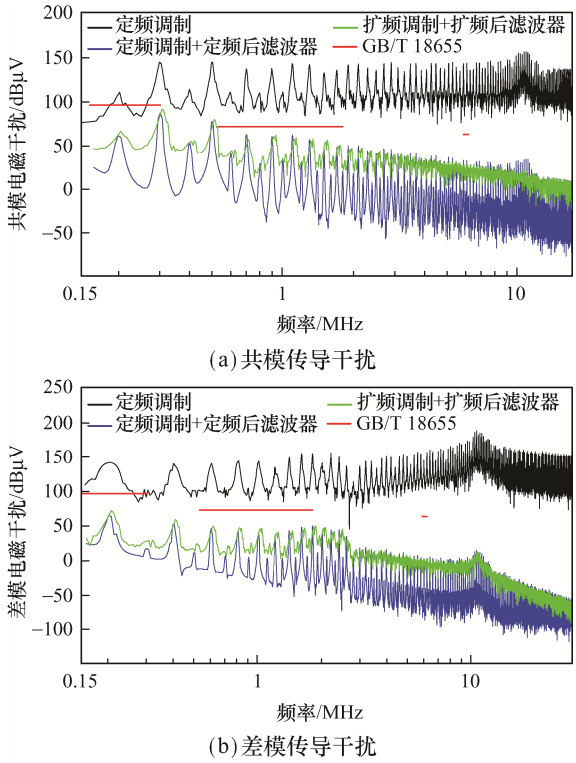
Tab. 2 Sizes of common-mode choke coils under fixed-frequency and spread spectrum modulations

滤波器参数	定频调制	平方波调制 (Δf=4 kHz)	减小的百分比/%
L_{CM}/mH	8.80	3.16	64
d_0/mm	1	1	0
d_1/mm	38	27	29
d_2/mm	22	15	32
H/mm	18	13	28
N	30	18	40
V/cm^3	20.4	7.4	63

可以看出，经过扩频调制后滤波器的截止频率增大，在保持共模电容、差模电感、差模电容不变的情况下，共模扼流圈的体积减小了 63%，滤波器的体积减小了 44%。

为验证扩频结合滤波器的实验效果，将扩频调制与扩频后滤波器结合的抑制方法作为测试组，将定频调制加传统滤波器的抑制方法和未使用 EMI 抑制措施下的 EMI 定频频谱作为对照组，在 150 kHz~30 MHz 频段内验证 2 种方法的 EMI 抑制效果，并与 GB/T 18655—2018 规定的 150~300 kHz、530 kHz~1.8 MHz、5.9~6.2 MHz 测试频段内的限值进行对比，其频谱如图 8 所示。

由图 8 可见，本文提出的扩频调制结合紧凑型滤波器的抑制策略，可以达到使用传统滤波器抑制策略时的电磁干扰抑制效果。在较低频段，传统滤波器的抑制效果更好；在较高频段，扩频调制结合紧凑型滤波器的抑制效果更好，随着频率的增加，电磁干扰降低的效果更加明显。在滤波器体积减小 44%的情况下，仍可以在 GB/T 18655—2018 规定的 150~300 kHz、530 kHz~1.8 MHz、5.9~6.2 MHz 测试频段内将电磁干扰降至国标限值以下。



(a) 共模传导干扰

(b) 差模传导干扰

图 8 运用扩频与滤波器所得传导干扰仿真频谱

Fig. 8 Simulation of conducted interference spectra using spread spectrum modulation and filter

4 结论

本文结合扩频调制技术的原理与滤波器的设计流程，提出了扩频调制与滤波器结合的 EMI 抑制方法，并在移相全桥 DC-DC 变换器上进行了实验验证。首先分析滤波器的设计方法，发现通过改变其共模电磁干扰频谱即可增大滤波器的截止频率或减小滤波器的插入损耗，以有效降低滤波器的体积；其次对 DC-DC 变换器的开关管信号进行扩频调制，以减小滤波器的体积为目标改变其电磁干扰频谱，通过分析周期扩频原理选取扩频宽度为 4%，并选用向右扩频以提高滤波器的截止频率，通过实验对比锯齿波、平方波和正弦波的扩频频谱，得出平方扩频对于降低滤波器体积的效果最好。

在设计紧凑型滤波器的过程中，保持共模电容、差模电感和差模电容与传统滤波器相同，减小共模扼流圈的体积，从而减小所需 EMI 滤波器的尺寸。经过实验验证，扩频调制与紧凑型滤波器结合的电磁干扰抑制方法能够将车载 DC-DC 变换器的电磁干扰降至国标限值以下，与定频控制时设计的滤波器对比，共模扼流圈和滤波器的体积分别减小了 63%和 44%。

本文提出的扩频调制与紧凑型滤波器结合的 EMI 抑制方法，能够在有效降低 EMI 的前提下，减小滤波器的体积，为电磁干扰抑制的设计提供了有效的指导。

参考文献：

[1] 王建渊, 栗俊明, 陈晓煊, 等. 逆变器共模电压干扰及抑制措施研究[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 195-201.
Wang Jianyuan, Li Junming, Chen Xiaoxuan, et al. Study on common-mode voltage interference of inverter and corresponding suppression measures [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 195-201. (in Chinese)

[2] Gore D S, Iqbal A, Islam S, et al. Review on classification of resonant converters for electric vehicle application [J]. Energy Reports, 2022, 8: 1091-1113.

[3] 羊岳彬, 李先允, 王书征. SiC DC/DC 变换器电磁辐射干扰优化[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 431-437.
Yang Yuebin, Li Xianyun, Wang Shuzheng. Electromagnetic radiation interference optimization of SiC DC/DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 431-437. (in Chinese)

[4] 陈浩, 胡耀威, 王磊, 等. 基于共模扼流圈高频模型的 Boost PFC 的 EMI 滤波器设计[J]. 机电工程, 2018, 35(8): 868-872, 879.
Chen Hao, Hu Yaowei, Wang Lei, et al. EMI filter for Boost PFC converters based on high-frequency model of common-mode chokes [J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2018, 35(8): 868-872, 879. (in Chinese)

[5] 柳春, 朱学军, 张逸成, 等. 基于合成扼流圈的开关电源 EMI 滤波器设计[J]. 电气传动, 2008, 38(1): 27-30.
Liu Chun, Zhu Xuejun, Zhang Yicheng, et al. EMI filter design of SMPS based on integrated choke [J]. Electric Drive, 2008, 38(1): 27-30. (in Chinese)

[6] 朱叶, 王世山. 一种用于差、共模噪声抑制的平面 EMI 扼流圈[J]. 电工电能新技术, 2014, 33(5): 22-26.
Zhu Ye, Wang Shishan. Planar EMI choke for differential mode and common mode noises suppression [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2014, 33(5): 22-26. (in Chinese)

[7] 刘美. 电动汽车车载充电机平面变压器电磁兼容性研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2019.
Liu Mei. Study on electromagnetic compatibility of planar transformer in on-board charger of electric vehicle [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2019. (in Chinese).

[8] Zhang Yu, Zheng Feng, Xie Yuchen, et al. Planar common mode inductor design for EMI filter [C]// 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, NC, USA, 2015: 2195-2199.

[9] Qiao Yiwei, Yang Wenrong, Huo Tianchen, et al. Conducted EMI analysis and filters design for a high-low voltage DC/DC converter based on GaN HEMTs in electric vehicle [J]. COMPEL - the International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2023, 42(1): 194-206.

[10] 白旭升. EMI 滤波器磁元件电磁特性研究[D]. 福州: 福州大学, 2017.
Bai Xusheng. Research on electromagnetic characteristics of the magnetic components of EMI filter [D]. Fuzhou: Fuzhou University, 2017. (in Chinese)

[11] 裴雪军, 张凯, 康勇, 等. 基于 EMI 滤波器的逆变器传导电磁干扰的抑制[J]. 电气传动, 2007, 37(12): 35-38.
Pei Xuejun, Zhang Kai, Kang Yong, et al. Suppression of EMI conducted in PWM inverter based on EMI filter [J]. Electric Drive, 2007, 37(12): 35-38. (in Chinese)

[12] Dousoky G M, Shoyama M, Ninomiya T. On factors affecting EMI-performance of conducted-noise-mitiga-

ting digital controllers in DC-DC converters—an experimental investigation [C]// 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta, GA, USA, 2010: 1239-1245.

[13] 郭余翔. 扩频调制技术抑制变换器电磁干扰的研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
Guo Yuxiang. Research on EMI reduction of converters based on switching frequency spreading [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2014. (in Chinese)

[14] Guo Haiyan, Wu Haizhou, Zhang Bo, et al. Research on periodic switching frequency modulation for conducted EMI suppressing in power converter [J]. Microelectronics Journal, 2011, 42(2): 415-421.



陈国航

作者简介：

陈国航(1997—)，男，硕士研究生。研究方向：电磁兼容。E-mail：ghchen6@163.com。

杨文荣(1969—)，女，通信作者，博士，教授。研究方向：电磁兼容。E-mail：wryang@hebut.edu.cn。

栾君玲(1996—)，女，博士研究生。研究方向：电磁兼容。E-mail：979672581@qq.cm。

张浩杰(1997—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电磁兼容。E-mail：1797041612@qq.com。

王义煊(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电磁兼容。E-mail：1874876717@qq.com。

(责任编辑：耿越)



公益广告来源：湖北文明网