

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2212499

# 分段寻优混沌扩频降低车载 LLC 谐振变换器电磁干扰<sup>\*</sup>

张浩杰<sup>1,2</sup> 杨文荣<sup>1,2</sup> 栾君玲<sup>1,2</sup> 陈国航<sup>1,2</sup>

(1.河北工业大学电气工程学院 天津 300130;2.河北工业大学省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室 天津 300130)

**摘要:** 车载电子测量设备由于电磁干扰会产生误动作或失灵现象,传统混沌扩频可以从源头上降低车载 LLC 谐振变换器的电磁干扰,但随着扩频宽度的增加会造成输出电压纹波增大、效率降低问题。基于此,首先通过网格多涡卷蔡氏系统生成混沌序列,以向左扩频的方式实现了混沌扩频。其次提出以电磁干扰抑制量变化率以及扩频宽度变化率为判据的分段遍历寻优算法,结合带高频寄生参数的传导干扰预测模型,对国标规定不同频段进行扩频宽度的寻优,根据寻优结果提出了差、共模干扰的分段最优扩频宽度调制策略。最后仿真与实验结果能验证所提出的策略能实现最大 7.07 dB 电磁干扰降低,减少最大 61.5% 输出电压纹波,并实现电路效率的提升。

**关键词:** 混沌扩频;扩频宽度;LLC 谐振变换器;电磁干扰

**中图分类号:** TP93    **文献标识码:** A    **国家标准学科分类代码:** 510.50

## Reducing electromagnetic interference in vehicle mounted LLC resonant converters by segmentation seeking chaotic spread spectrum

Zhang Haojie<sup>1,2</sup> Yang Wenrong<sup>1,2</sup> Luan Junling<sup>1,2</sup> Chen Guohang<sup>1,2</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China; 2. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment Co-constructed by Province and Ministry, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

**Abstract:** Due to the electromagnetic interference, the on-board electronic measuring equipment will cause malfunction or malfunction. The traditional chaotic spread spectrum can reduce the electromagnetic interference of the on-board LLC resonant converter from the source, but with the increase of the spread spectrum width, the output voltage ripple will increase and the efficiency will decrease. Based on this, firstly, the chaotic sequence is generated by a lattice multi-vortex chua's system, and the chaotic spread spectrum is realized in the way of leftward spread spectrum. Secondly, proposing a segmental traversal optimization algorithm with the rate of change of electromagnetic interference rejection and the rate of change of spreading width as the criterion, combine the prediction model of conducted interference with high-frequency parasitic parameters, and perform the spreading width optimization for different frequency bands specified in the national standard. Finally, the simulation and experimental results verify that the proposed strategy can achieve the maximum 7.07 dB EMI reduction, the maximum 61.5% output voltage ripple reduction, and the circuit efficiency improvement.

**Keywords:** chaotic spread spectrum; spread spectrum width; LLC resonant converter; electromagnetic interference

## 0 引言

发展新能源汽车已成为我国解决能源问题、实现绿色产业生态的必由之路<sup>[1]</sup>,新能源汽车智能化以及高度集成化的发展趋势带来了更加复杂的车内电磁环境<sup>[2]</sup>,电磁干扰(Electromagnetic Interference, EMI)会造成车内敏感电

子测量设备产生误动作或失灵现象,威胁生命财产安全,这使 EMI 问题不容忽视。车载 LLC 谐振变换器具有高电压、电流变化率<sup>[3]</sup>以及高频率的工作特性,使其成为了车载电力电子器件 EMI 的主要干扰源之一<sup>[4]</sup>。扩频调制技术不仅可以从源头上降低 EMI 峰值<sup>[5]</sup>,并且能够使滤波器的插入损耗减少<sup>[6]</sup>,实现滤波器成本以及体积降低<sup>[7]</sup>,扩频调

收稿日期:2022-12-27

<sup>\*</sup> 基金项目:国家自然科学基金(51877066)、河北省自然科学基金(E2022202187)项目资助

制技术已成为降低电力电子设备 EMI 的主要手段之一<sup>[8]</sup>。

扩频调制技术会导致 LLC 谐振变换器出现纹波增大、效率下降等问题<sup>[9]</sup>。文献[10-11]提出了阈值占空比调节以及并联 LLC 结构来降低周期扩频调制对 LLC 谐振变换器的不利影响。文献[12-13]针对多电平变换器提出了电压、电流相位补偿的方式来降低由扩频调制带来的输出电压、电流纹波增大问题；在对扩频参数寻优方面，提出改变传统周期扩频的载波函数实现频谱优化，从而最大程度的降低 EMI 峰值。文献[14]提出寻找周期扩频以及混沌扩频的组合扩频宽度来实现全频段的 EMI 峰值降低。文献[15-16]提出分析基准频率和偏置频率对谐波分布的影响效果，从而实现了 EMI 峰值的进一步降低；为结合不同扩频调制的优点，提出对三角波进行混沌扩频，可以达到降低正弦脉宽调制波谐波峰值、减少机械谐振等目的。

综上所述，在降低扩频调制对电路的影响研究中，常使用依据周期扩频规律设计的闭环相移调节来降低输出电压纹波，但由于混沌扩频的无序性，闭环相移方法无法迁移到混沌扩频中。对扩频参数寻优研究中仅考虑 EMI 抑制，对电路的影响并未得到兼顾。基于此文中提出了考虑扩频调制对电路影响的分段遍历寻优算法，根据寻优结果得到国标不同频段下的最优扩频宽度调制策略。首先根据网格多涡旋混沌映射系统得到了连续多涡旋混沌序列，并给出了混沌扩频的调制原理。其次建立了带寄生参数的传导干扰预测模型，以 EMI 抑制变化率以及扩频宽度变化率为判据，采用遍历寻优算法对国标规定不同频段下扩频宽度进行寻优。最后搭建了 300 W 的实验样机，验证了所提出的调制策略对降低 EMI 峰值以及电路影响的有效性。

## 1 混沌扩频的实现

### 1.1 混沌序列的生成

网格多涡旋混沌映射系统与传统离散混沌映射系统相比，可以有效的降低低频噪声和次谐波噪声的不利影响。因此本文选用网格多涡旋混沌映射系统来生成混沌序列，其无量纲状态方程由式(1)给出<sup>[17]</sup>。

$$\begin{cases} \dot{x} = \alpha[y - S_2(y) - S_1(x) - \xi x] \\ \dot{y} = x - y - z \\ \dot{z} = -\beta[y - S_2(y)] \end{cases} \quad (1)$$

式中： $x, y, z$  均为混沌映射中状态变量，可做为采样混沌序列， $\alpha, \beta, \xi$  均为控制参数， $S_1(x)$  与  $S_2(y)$  为阶梯波序列，由混沌电路可变电阻的非线性分段方程决定，式(2)~(4)给出了产生偶数个混沌涡旋  $S_1(x)$  与  $S_2(y)$  具体构造形式。

$$S_1(x) = A_1 \xi \left\{ -\operatorname{sgn}(x) + \sum_{i=0}^{N-1} [\operatorname{sgn}(x + 4iA_1) + \operatorname{sgn}(x - 4iA_1)] \right\} \quad (2)$$

$$S_2(y) = A_2 \left\{ -\operatorname{sgn}(y) + \sum_{j=0}^{M-1} [\operatorname{sgn}(x + 2jA_1) + \operatorname{sgn}(x - 2jA_1)] \right\} \quad (3)$$

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (4)$$

根据式(1)~(4)选取不同  $M, N$  参数可以得到不同数量的混沌涡旋吸引子，当  $M=2, N=2$  时，可以得到  $6 \times 6$  混沌涡旋吸引子。图 1 为得到的  $x-y$  相混沌涡旋吸引子相图。

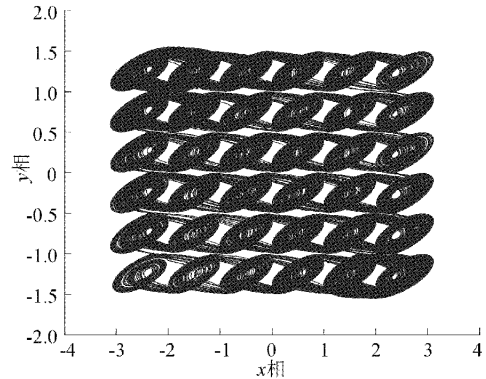


图 1 混沌涡旋吸引子  $x-y$  相图

将所得到的混沌涡旋吸引子进行采样后可得到混沌序列  $\sigma_n, \sigma_n$  与扩频调制下电路工作频率  $f_k$  的关系可表示为：

$$f_k = f_r - K \times |\sigma_n| \quad (5)$$

其中， $f_r$  为电路的谐振频率，可以通过改变  $K$  值的大小，实现特定混沌序列下不同扩频宽度的改变。

### 1.2 混沌 PWM 的生成

扩频调制技术是将 LLC 谐振变换器的工作频率由单一的固定频率扩展为工作在一定频率范围内，将 PWM 频谱尖峰能量分散到周围频点，降低 EMI 峰值，3 种不同方向的扩频调制原理如图 2 所示。

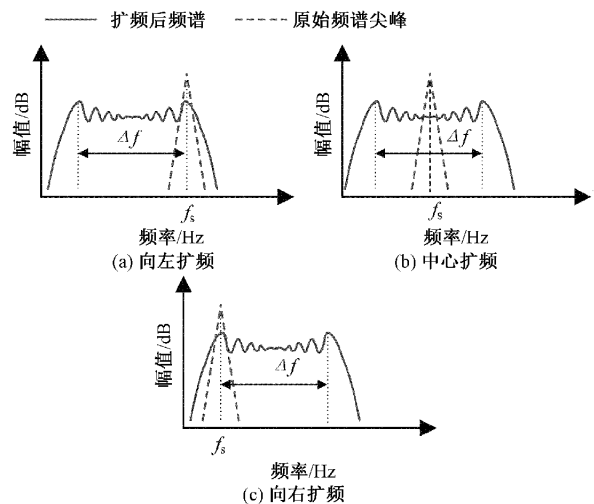


图 2 不同方向扩频调制模式

LLC 谐振变换器工作在感性状态可以实现全范围的零电压(zero voltage switch, ZVS)开通，为满足 ZVS 应采

用图 2(a)中向左扩频的调制模式。混沌序列生成混沌 PWM 的主要原理如图 3 所示。

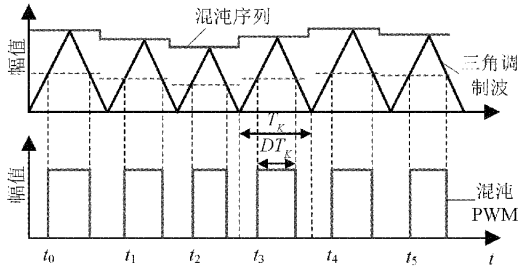


图 3 混沌 PWM 生成原理

图 3 中  $T_K$  为混沌 PWM 的周期,  $D$  为混沌 PWM 的占空比, 将混沌序列作为调制波, 三角波作为载波, 当三角波斜率一定时, PWM 的周期  $T_K$  将由混沌序列的大小决定, 混沌序列越大, 三角波上升到混沌序列值所需时间越

长, 因此三角调制波的周期越大, 三角载波频率与混沌序列的大小成反比, 即所生成的混沌 PWM 频率与混沌序列的大小成反比。将得到的混沌 PWM 用于 LLC 谐振变换器中可以改善其 EMI 性能, 实现传导 EMI 峰值的降低。

## 2 扩频宽度遍历寻优算法

### 2.1 高频电路干扰预测模型

电路的传导 EMI 传播路径包括线间传播以及对地传播, 对地传播的 EMI 为共模电磁干扰 (common mode electromagnetic interference, CM EMI), 线间传播的 EMI 为差模电磁干扰 (differential mode electromagnetic interference, DM EMI)。CM EMI 以及 DM EMI 均通过电路各器件的寄生参数进行传播, 因此为分析电路的传导 EMI, 必须得到 LLC 谐振变换器带寄生参数的传导干扰预测模型。传导干扰预测模型由图 4 给出。

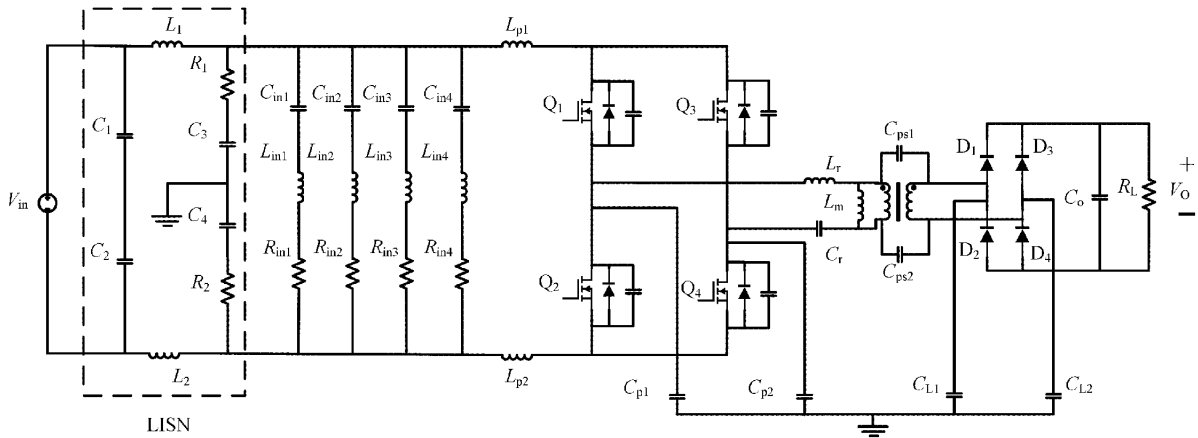


图 4 LLC 谐振变换器传导干扰预测模型

寄生参数可由阻抗网络分析仪测量以及经验公式计算的方法得出, 传导干扰预测模型主要电路参数由表 1 给出。

表 1 传导干扰预测模型主要电路参数

电路参数	数值	电路参数	数值
$V_{in}/V$	120	$V_o/V$	14
$L_r/\mu H$	32.6	$L_m/\mu H$	156
$F_s/kHz$	120	$C_r/nF$	54
$C_{L1/2}/pF$	42	$C_{in1/2}/\mu F$	293.3/289
$L_{in1/2}/nH$	20	$R_{in1/2}/m\Omega$	178/152
$L_{in3/4}/nH$	20	$R_{in3/4}/m\Omega$	24.7/24
$C_{in3/4}/nF$	340/348	$C_{ps1/2}/pF$	187/190
$C_{p1/2}/pF$	22/20	$L_{p1/2}/nH$	22/28

根据图 4 建立的传导干扰预测模型, 可在 LISN 中实现 CM EMI 以及 DM EMI 的分离, 为下一步的遍历寻优算法的模型计算奠定基础。

### 2.2 分段遍历寻优算法的实现

根据式 (5) 可知, 选取不同的  $K$  值可实现不同扩频宽度的混沌扩频调制, 这会对传导 EMI 抑制造成差异影响。为了能够更直观表示扩频宽度, 可利用百分比值代替原有频率数值, 式 (6) 给出了扩频宽度百分比值形式表达式。

$$\Delta f = \frac{fr - fK}{fr} = \frac{K \times |\sigma n|}{fr} \quad (6)$$

从能量分散原理角度考虑, 增大  $\Delta f$  会使 EMI 干扰更广泛的分散到周围频点, 从而实现 EMI 峰值的更好降低; 但扩频宽度的增加可能会导致扩频分散能量与原有频谱能量叠加, 从而恶化 EMI 峰值抑制效果, 其次 LLC 谐振变换器更易受到频率变化的影响, 因此不同扩频宽度能实现相同或相近的 EMI 抑制效果, 应选择较小的扩频宽度来保证 LLC 谐振变换器的稳定运行。因此, 本文以  $\Delta f = 20\%$  为最大扩频宽度, 并对此条件下的 EMI 抑制效果进行了遍历寻优, 由于扩频宽度越大, 电路效率以及输出电压纹波越大, 因此可以利用扩频宽度变化率代表扩频调制对电路的影响, 以电磁干扰抑制变化率以及扩频宽度变化率为判

据对不同扩频宽度下 EMI 抑制量进行遍历寻优。即综合考虑 EMI 抑制以及扩频调制对电路的不利影响,其主要原理如图 5 所示。

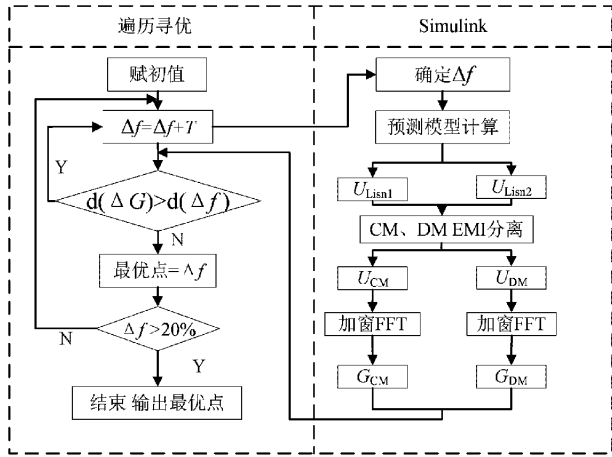


图 5 分段遍历寻优算法原理

图 5 为分段遍历寻优算法的实现原理,在 Simulink 中完成对高频预测模型的搭建,在确定扩频宽度后,可得到扩频后 LISN 上传导干扰电压  $U_{Lisn1}$  以及  $U_{Lisn2}$ ,再经差、共模分离后可由加窗的傅里叶分解(fast Fourier transform, FFT)实现电压到频谱的转化,加窗的目的是为了实现国标中规定的  $RBW=9\text{ kHz}$ 。在遍历寻优算法中  $T$  为每次改变的扩频宽度百分比,本文中选取  $T=0.1\%$ 。

由于扩频宽度变化率较小,预测模型会在少量点出现计算误差,寻优算法是通过扩频宽度变化率与 EMI 抑制变化率做判据,计算误差会影响寻优结果。其次在  $\Delta f=1\%$  区间内 EMI 抑制变化率在大部分频段呈现一致的下降变化,可选取  $\Delta f=1\%$  区间内 EMI 的平均抑制量作为此区间的最优抑制量,从而减少由模型计算误差引起的寻优错误。

### 2.3 扩频宽度对 CM EMI 影响

为探究扩频宽度对 CM EMI 的影响,对  $\Delta f < 20\%$  的传导 EMI 峰值抑制量进行了遍历寻优探究,以  $\Delta f=1\%$  为间隔点对每次扩频调制下传导 EMI 峰值以及抑制量进行记录。由于  $30\sim 108\text{ MHz}$  频段  $RBW$  由  $9\text{ kHz}$  变为  $100\text{ kHz}$ ,随着  $RBW$  的增大会导致在每一次采样区间内其扩频的频谱被重复采样,导致此调制条件下 EMI 效果下降显著。因此在  $30\text{ MHz}$  后,混沌扩频调制对抑制 EMI 的效果不佳<sup>[18]</sup>,对扩频宽度寻优意义不大。因此本文仅考虑  $0.15\sim 30\text{ MHz}$  频段的扩频宽度寻优结果。 $0.15\sim 0.3\text{ MHz}$  下扩频宽度对 CM EMI 抑制的寻优结果如图 6 所示。

在  $0.15\sim 0.3\text{ MHz}$  区间频段内,由于频谱间距很大,不会出现频谱交叠现象,根据能量分散原理,扩频宽度越大对 EMI 峰值的抑制效果越好。 $\Delta f=15\%$  之后 EMI 抑制量变化率虽然减缓但仍大于扩频宽度变化率。这使 EMI 峰值实现了最大程度的降低,因此  $\Delta f=20\%$  为本频

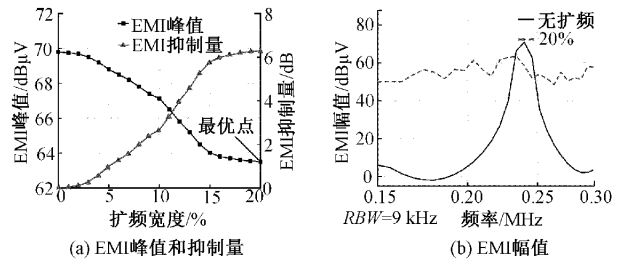


图 6  $0.15\sim 0.3\text{ MHz}$  CM EMI 扩频宽度寻优结果

段最优的扩频宽度。

对国标规定的  $0.53\sim 1.8\text{ MHz}$  频段下不同扩频宽度对 EMI 抑制效果进行了遍历寻优探究,结果如图 7 所示。

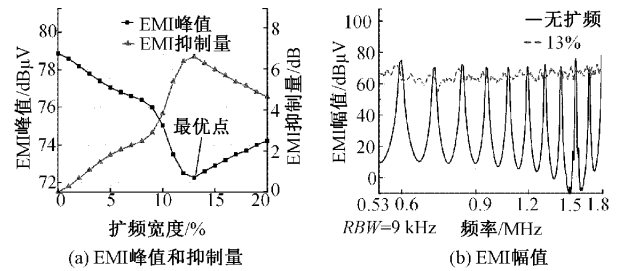


图 7  $0.53\sim 1.8\text{ MHz}$  CM EMI 扩频宽度寻优结果

对于  $0.53\sim 1.8\text{ MHz}$  频段下,图 7 显示扩频宽度增加,EMI 抑制效果出现先升高后缓慢下降的趋势,这是由于  $1.8\text{ MHz}$  频点频谱峰值与国标未规定频段的频谱高尖峰峰值相近,导致超过  $1.8\text{ MHz}$  的频点高能量尖峰通过混沌扩频调制分散到此频段,使得 EMI 能量增加。因此为实现最大的 EMI 抑制效果,在此频段最优的 EMI 抑制扩频宽度应为  $\Delta f=13\%$ 。

对国标规定的  $5.9\sim 6.2\text{ MHz}$  频段下不同扩频宽度对 CM EMI 抑制效果进行了遍历寻优,结果如图 8 所示。

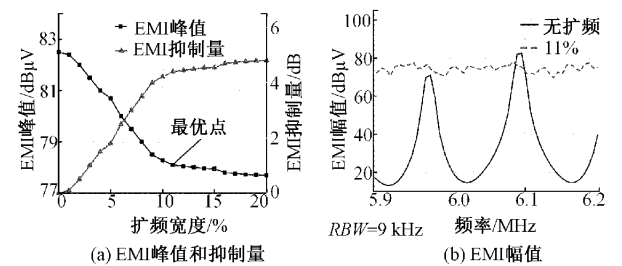


图 8  $5.9\sim 6.2\text{ MHz}$  CM EMI 扩频宽度寻优结果

在  $5.9\sim 6.2\text{ MHz}$  区间频段内,随着扩频宽度的增加,EMI 峰值不断降低,因此 EMI 抑制量不断增大。但在  $\Delta f > 11\%$  之后,EMI 抑制量出现了明显下降趋势。这是由于随着频谱频率的升高,扩频宽度对能量分散的影响下降,根据卡松公式可知,经频率调制后的  $n$  次谐波带宽近似为该次谐波的卡松带宽,如式(7)所示。

$$BW_n = 2(n\Delta f + f_m) \quad (7)$$

在混沌扩频中,由于调制波为混沌序列,不存在周期



值,因此调制波频率 $f_m$ 可认为非常小,扩频能量应随 $\Delta f$ 分散到倍次能量区间中,在 $\Delta f > 11\%$ 扩频宽度的增加虽然带来了一定的EMI抑制效果,但增长的效果并不显著。 $\Delta f = 20\%$ 抑制效果与 $\Delta f = 11\%$ 抑制效果差为0.25 dB,即 $\Delta f = 20\%$ 抑制效果仅比 $\Delta f = 11\%$ 抑制效果提高了5.1%,但扩频宽度相比于 $\Delta f = 11\%$ 高出了81.8%,扩频宽度的提升会对电路稳定性造成不利影响,因此 $\Delta f = 11\%$ 为最优抑制点。

#### 2.4 扩频宽度对DM EMI影响

为探究扩频宽度对DM EMI的影响,对 $\Delta f < 20\%$ 的传导EMI峰值抑制量进行了遍历寻优探究。首先给出了0.15~0.3 MHz下扩频宽度对DM EMI抑制寻优结果,如图9所示。

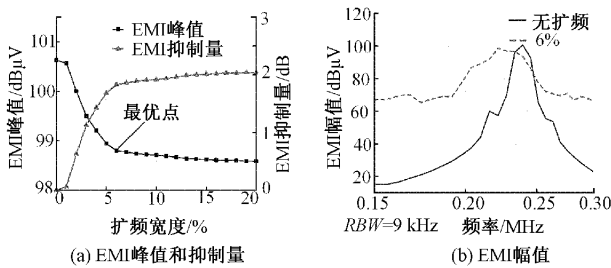


图9 0.15~0.3 MHz DM EMI扩频宽度寻优结果

由图9可知,扩频宽度的增加使EMI峰值降低,但在 $\Delta f > 6\%$ 之后EMI抑制变化趋势逐渐趋于平滑, $\Delta f = 20\%$ 时EMI抑制量与 $\Delta f = 6\%$ 相差0.2 dB,抑制量相差9%,但扩频宽度相比于 $\Delta f = 6\%$ 增加了233%。因此 $\Delta f = 6\%$ 为此频段最优的扩频宽度。

对DM EMI 0.53~1.8 MHz频段进行了扩频宽度的遍历寻优探究, $\Delta f = 1\%$ 间隔EMI峰值以及抑制量结果如图10所示。

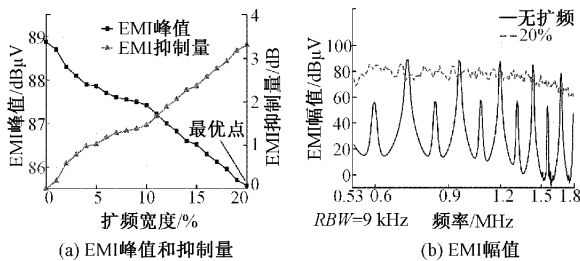


图10 0.53~1.8 MHz DM EMI扩频宽度寻优结果

在0.53~1.8 MHz频段DM EMI呈现出随扩频宽度增加EMI抑制量呈现线性下降的趋势,基频频谱与CM EMI相比出现了相反的变化趋势,这是由于CM EMI主要传播路径为对地寄生电容,DM EMI主要通过线间寄生电感传播,因此随着频谱频率升高,共模对地寄生电容变大导致共模干扰更易传播,共模干扰分量增大,而线间寄生电感降低导致DM EMI分量降低,这使在此频段DM EMI不会出现高频点能量叠加现象,因此 $\Delta f = 20\%$ 为此频段

最优扩频宽度。

对5.9~6.2 MHz频段进行了扩频宽度的遍历寻优,EMI峰值、抑制量以及最优点EMI频谱由图11给出。

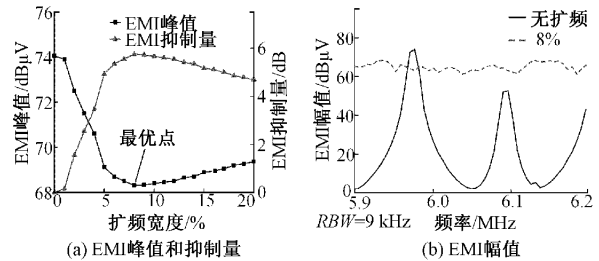


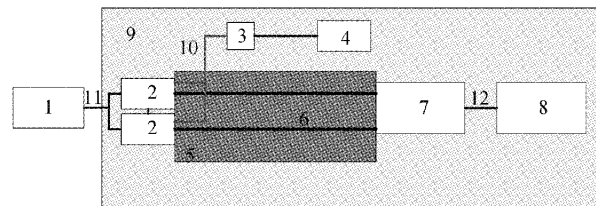
图11 5.9~6.2 MHz DM EMI扩频宽度寻优结果

由图11可知,虽然随着扩频宽度的增加EMI峰值均得到了降低,但在 $\Delta f > 8\%$ 时,由于在尖峰点未能实现扩频能量的较好分散,导致了抑制效果出现了下降趋势,因此本频段最优抑制扩频宽度为8%。

### 3 实验验证

#### 3.1 传导干扰实验平台

为验证仿真遍历寻优结果以及传导EMI预测模型的有效性,依照国标GB/T 18655对LLC谐振变换器的传导EMI在0.15~30 MHz频段进行了测试。图12为依照国标车载元器件干扰测试法构建的传导干扰测试布置图。



1-输入电源;2-LISN;3-差共模分离器;4-频谱分析仪;5-低相对介电常数支撑物;6-2m传输线缆;7-LLC谐振变换器;8-负载;9-参考接地平面;10-EMI信号传输线;11-输入线缆;12-输出线缆

图12 传导EMI测试布置图

根据图12的传导EMI测试布置图在传导EMI暗室中搭建了LLC谐振变换器的传导EMI电压法测试平台,如图13所示。

传导EMI测试平台主要由LISN、差共模分离器、频谱分析仪、输入及供电DC电源、LLC谐振变换器、负载等组成。根据国标对LLC谐振变换器的测试要求,进行了输入140 V,输出14 V,工作频率120 kHz下差、共模干扰频谱的测量。

#### 3.2 传导干扰抑制验证

实验测试了仿真寻优中以 $\Delta f = 5\%$ 为区间的最优抑制点,所得到实验与仿真对比结果如图14所示。

由图14可知,实验与仿真在各频段随着扩频宽度变化,EMI峰值变化趋势一致,但由于实验中DSP以及各类辅助电源对传导EMI测试结果造成了影响,导致底噪干扰

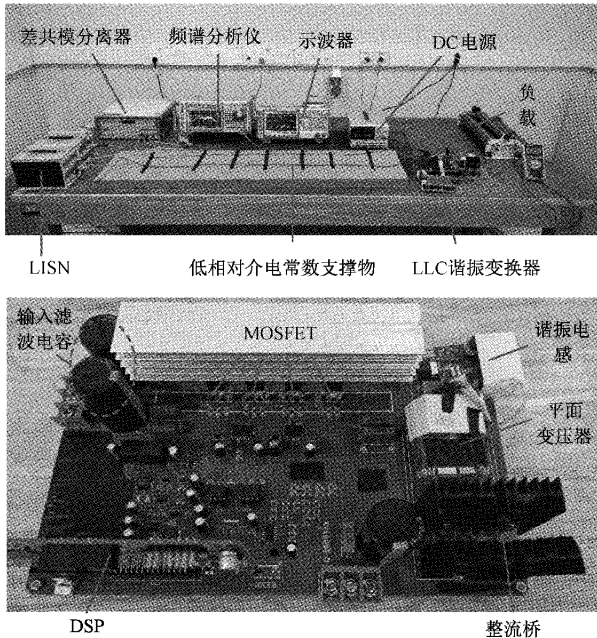


图 13 传导干扰测试平台

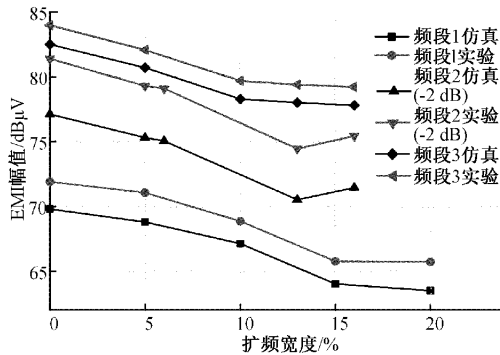


图 14 实验与仿真 CM EMI 寻优峰值拟合结果

值提升,因此实验与仿真结果存在数值差,但不会影响扩频宽度的寻优结果,可认为所得到的传导 EMI 预测模型与共模干扰扩频宽度寻优结果的有效性。表 2 给出了共模干扰的 3 组最优调制策略。

表 2 CM EMI 最优调制策略

调制策略	扩频宽度/ %	适用频段/ MHz	EMI 降低量/ dB
1	20	0.15~0.3	7.07
2	13	0.53~1.8	6.96
3	11	5.9~6.2	4.76

根据 3 组最优共模扩频宽度调制策略可得到 3 组共模调制下 0.15~30 MHz 频段 CM EMI 的频谱幅值曲线。

由图 15 可知 3 种共模调制策略在国标规定频段实现 EMI 峰值能量的分散,降低了 CM EMI 的峰值。验证了所提出的共模干扰调制策略的有效性。

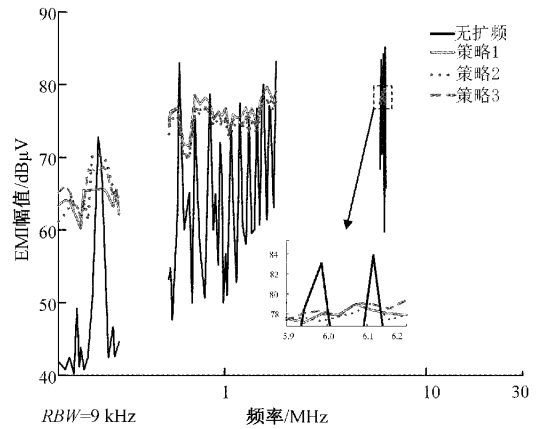


图 15 实验 CM EMI 频谱曲线

为验证对 DM EMI 的扩频宽度遍历寻优算法的有效性,实验测试了仿真寻优中以  $\Delta f = 5\%$  为间隔的区间最优抑制点,所得到的实验与仿真对比结果如图 16 所示。

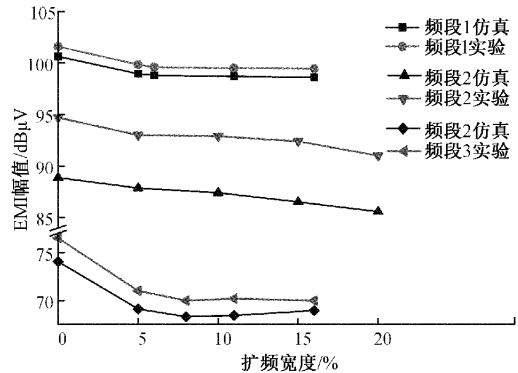


图 16 实验与仿真 DM EMI 寻优峰值拟合结果

由图 16 可知,实验与仿真在各频段随着扩频宽度变化,EMI 峰值变化趋势一致,可认为所得到的 DM EMI 扩频宽度寻优结果的有效性。表 3 给出了 DM EMI 的 3 组最优调制策略。

表 3 DM EMI 最优调制策略

调制策略	扩频宽度/ %	适用频段/ MHz	EMI 降低量/ dB
1	6	0.15~0.3	1.98
2	20	0.53~1.8	3.71
3	8	5.9~6.2	6.52

根据 3 组最优差模扩频宽度调制策略,可得到 3 组差模调制下 0.15~30 MHz 频段 DM EMI 的频谱幅值曲线。

由图 17 可知 3 种差模调制策略在国标规定频段实现 EMI 峰值能量的分散,降低了 EMI 的峰值。验证了所提出的 DM EMI 调制策略的有效性。

为进一步验证所提出的差、共模调制策略对抑制 EMI 的有效性,表 4 给出了所提策略与传统离散混沌扩频在不

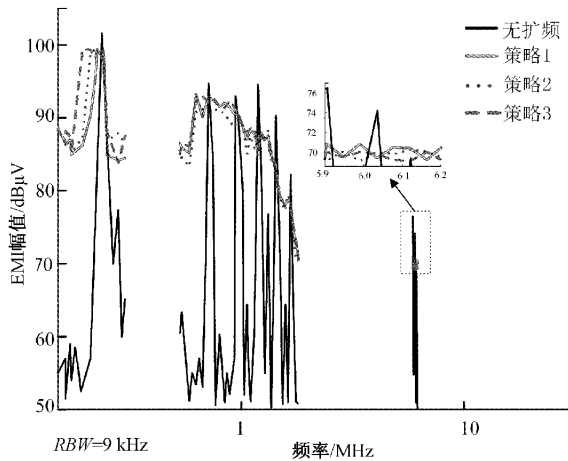


图 17 实验 DM EMI 频谱曲线

同频段下 EMI 峰值抑制量对比结果。

表 4 不同扩频策略在国标规定频段下 EMI 抑制量

参数	抑制量/dB			
	频段/MHz	0.15~0.3	0.53~1.8	5.9~6.2
传统离散混沌扩频(共模)		6.35	4.25	3.17
共模调制策略1		7.07	6.79	4.32
共模调制策略2		7.01	6.96	4.56
共模调制策略3		3.52	5.01	4.76
传统离散混沌扩频(差模)		0.32	1.36	3.65
差模调制策略1		1.98	1.26	6.45
差模调制策略2		2.05	3.71	6.48
差模调制策略3		2.01	1.46	6.52

由表 4 可知,传统离散混沌扩频由于低频谐波较大,导致对国标 0.15~30 MHz 抑制效果不佳,由于共模调制策略 3 以及差模调制策略 1 的扩频宽度较小,在表 4 圈中标注频段略低于传统离散混沌扩频抑制量,但所提出的调制策略在绝大部分频段均优于传统离散混沌扩频,可验证所提出的差、共模调制策略对降低 EMI 峰值的有效性。

### 3.3 电路干扰影响验证

在对混沌扩频下 LLC 谐振变换器的效率进行测量时,存在两点效率测量误差问题,1)由于单次的测量数值误差;2)由于在混沌扩频状态下电路的输出效率随扩频频率变化,单次对输出效率的测量并不能表征电路在整个扩频状态下的平均效率。首先为解决单次测量误差问题,对固定频率下不同功率输出效率进行了 20 次测量,所得到的单次测量效率误差图如图 18 所示。

由图 18 可知,单次测量在不同功率下误差值均小于 0.2%,因此单次测量误差可忽略。为解决单次效率测量不能表征电路在整个扩频状态下的效率问题,对混沌扩频下不同采样次数的电路平均效率做出了探究,结果如图 19 所示。

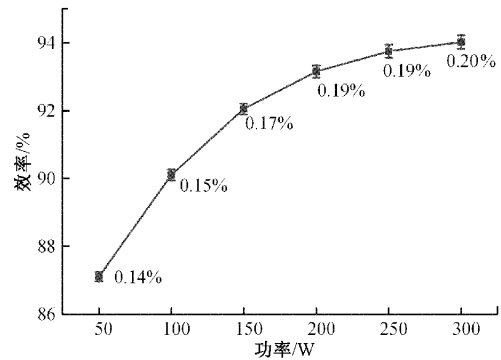


图 18 单次测量效率误差

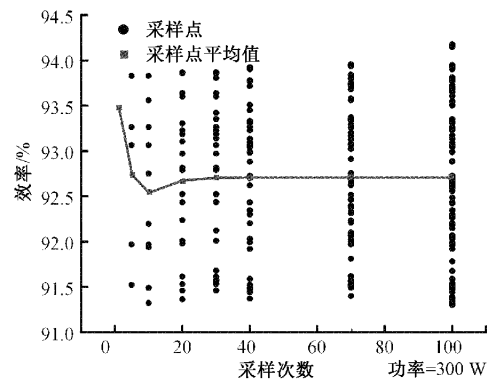


图 19 不同采样次数下电路平均效率

由图 19 可知,当采样次数大于 30 时,电路的平均效率趋于稳定状态,可代表电路在混沌扩频状态下的平均效率,因此对每组调制策略进行了 30 次输出效率的测量,并对 30 次测试结果取平均值,图 20 给出了不同调制策略下电路的效率曲线。

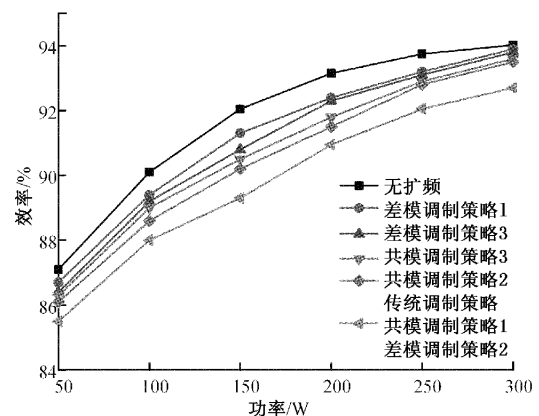


图 20 不同调制策略下电路的效率曲线

LLC 谐振变换器电路效率最大值出现在谐振频率点处,因此任何方式的扩频调制均会使输出效率降低,扩频宽度越宽电路工作频率越偏离谐振频率点,造成效率进一步降低。由图 20 可知所提出的差、共模调制策略降低了扩频宽度,与传统混沌扩频调制策略相比提升了电路的

效率。

LLC 谐振变换器输出电压受频率控制,因此扩频调制会导致 LLC 谐振变换器出现输出电压纹波增大的问题,图 21 给出了在不同调制策略下的输出电压。

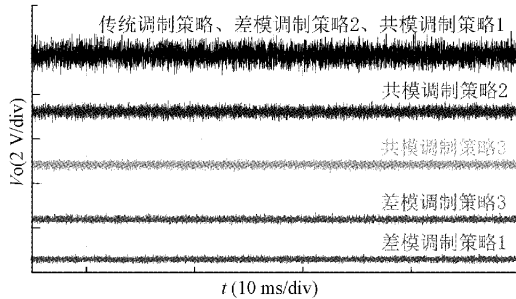


图 21 不同调制策略下的输出电压

由图 21 可知,所提出的调制策略降低了扩频宽度,使 LLC 谐振变换器输出电压增益变化减小,从而降低了扩频调制下 LLC 谐振变换器的输出电压纹波,不同调制策略下输出电压纹波及降低率由表 5 给出。

表 5 不同调制策略下输出电压纹波及降低率

参数	输出电压纹波/V	降低率/%
传统混沌调制	1.95	0
共模调制策略 1	1.95	0
共模调制策略 2	1.08	44.0
共模调制策略 3	0.94	51.8
差模调制策略 1	0.81	58.2
差模调制策略 2	1.95	0
差模调制策略 3	0.75	61.5

根据表 5 可知,由于共模调制策略 1 以及差模调制策略 2 并未改变扩频宽度,因此未能实现输出电压纹波的降低,但其余四种策略均降低了电路的扩频宽度,并能实现最大 61.5% 的输出电压纹波降低,解决了传统混沌扩频调制所带来的输出电压纹波增大问题。

#### 4 结 论

为降低 LLC 谐振变换器 EMI 峰值并实现改善混沌扩频调制对电路带来的不利影响,对国标不同频段的扩频宽度进行遍历寻优探究,提出了考虑电路影响的最优扩频宽度混沌扩频调制策略。

提出了以 EMI 抑制变化率以及扩频宽度变化率为分段遍历寻优判据,可表征 EMI 降低效果以及扩频调制对电路不利影响间的关系,根据寻优结果得到的分段最优调制策略能够实现最大 61.5% 的输出电压纹波降低,与传统混沌扩频相比可实现效率的提升。

所提出的混沌扩频调制策略能够实现最优 EMI 峰值降低,其中差、共模能够实现最大 6.52 dB 以及 7.07 dB EMI

峰值降低,改善了 LLC 谐振变换器的电磁兼容性能。

所提出的调制策略在降低 EMI 峰值的同时降低了由混沌扩频调制对电路带来的不利影响,为混沌扩频调制技术在车载 LLC 谐振变换器上的更好应用提供了理论基础。

#### 参考文献

- [1] 国务院关于支持山东深化新旧动能转换推动绿色低碳高质量发展的意见[J]. 中华人民共和国国务院公报, 2022, 1781(26): 24-29.
- [2] 金亮,曹佳豪,杨庆新,等. 一种汽车风扇驱动电路辐射电场的电磁兼容性预测方法[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(2): 156-165.
- [3] MURATA K, KUROKAWA F. An interleaved PFM LLC resonant converter with phase-shift compensation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2264-2272.
- [4] 童军,王颖,豆冲,等. 高频高效的 LLC 谐振变换器研究[J]. 电子测量技术, 2021, 44(15): 1-6.
- [5] RABIAA, GAMOUDI, DHI A, et al. A review of spread-spectrum-based PWM techniques—A novel fast digital implementation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10292-10307.
- [6] 胡钦涛,周国忠. 光电跟踪设备 EMC 滤波技术研究[J]. 国外电子测量技术, 2017, 36(2): 104-107.
- [7] NARAYANASAMY B, LUO F. A survey of active EMI filters for conducted EMI noise reduction in power electronic converters[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2020, 61(6): 2040-2049.
- [8] DOVE A, NAUDE J, HOFSAJER I. An argument for the relationship between spectral spreading and probability spreading for EMI-reduction in DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1459-1472.
- [9] HASAN S U, TOWN G. An aperiodic modulation method to mitigate electromagnetic interference in impedance source DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(9): 7601-7608.
- [10] PARK H P, JUNG J H. Power stage and feedback loop design for LLC resonant converter in high-switching-frequency operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7770-7782.
- [11] PARK H P, KIM M, JUNG J H. Spread spectrum technique to reduce EMI emission for LLC resonant converter using hybrid modulation method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(5): 3717-3721.
- [12] 李桥,蒋栋,赵炫,等. 基于模型预测变开关频率 PWM 的 EMI 主动抑制技术[J]. 安全与电磁兼容,



- 2022, 179(6): 9-18.
- [13] CHEN J, JIANG D, SUN W, et al. A family of spread-spectrum modulation schemes based on distribution characteristics to reduce conducted EMI for power electronics converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 5142-5157.
- [14] 齐琛, 陈希有, 牟宪民. PWM 逆变器混合扩频调制技术[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 38-44.
- [15] 朱少平, 沈传文, 朱立岗, 等. 混沌扩频 SPWM 最优参数选取方法及其在 FPGA 上的实时实现[J]. 电源学报, 2014, 51(1): 42-47, 90.
- [16] 朱立岗, 沈传文, 朱少平, 等. 互变参数双混沌调制 SPWM 波生成原理及实现方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5335-5342.
- [17] 杨志昌, 李虹, 张波, 等. 基于多涡卷混沌吸引子的电力电子变换器混沌 PWM 控制研究[J]. 电源学报, 2017, 15(3): 64-70.
- [18] GAMOUDI R, CHARIAG D E, SBITA L. A review of spread-spectrum-based PWM techniques—A novel fast digital implementation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10292-10307.

#### 作者简介

张浩杰, 硕士研究生, 主要研究方向为 DC/DC 变换器电磁兼容及扩频理论。

E-mail: 179704161@qq.com

杨文荣(通信作者), 博士生导师, 主要研究方向为工程电磁场与磁技术、磁性液体减振等。

E-mail: wryang@hebut.edu.cn