

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2108925

一种汽车风扇驱动电路辐射电场的电磁兼容性预测方法*

金亮¹, 曹佳豪², 杨庆新¹, 王艳阳²

(1. 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;

2. 天津工业大学天津市电工电能新技术重点实验室 天津 300387)

摘要:电磁兼容的时域近场仿真在工业应用中越发受到关注,汽车电子风扇驱动电路物理特性复杂,在陡脉冲信号激励条件下时域仿真存在计算耗时过长的问题。首先分析并验证时域有限元计算的波形振荡问题,以及经典辐射电场时频域计算方法在实际应用的局限性。其次,对比和研究不同窗函数对非相干采样条件下陡脉冲信号频谱泄漏的抑制作用,并通过三次样条插值削弱栅栏效应,建立基于 Rife-Vincent(Ⅲ)窗傅里叶变换和三次样条插值法的辐射电场时频域计算方法。最后,实现了汽车风扇驱动电路时域辐射电场的快速计算,避免了时域计算初期的数值振荡问题,非并行计算条件下,相较于传统时域计算方法缩短了约62%的计算耗时。本文方法为并行计算提供了条件,具有降低数倍至数十倍计算耗时的潜力。

关键词:电磁兼容;陡脉冲信号;非相干采样;辐射电场

中图分类号: TH164 U464.138 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4099

An electromagnetic compatibility prediction method of radiated electric field of automobile fan drive circuit

Jin Liang¹, Cao Jiahao², Yang Qingxin¹, Wang Yanyang²

(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China;

2. Tianjin Key Laboratory of Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: The time-domain near-field simulation of electromagnetic compatibility has attracted more and more attention in industrial application. The physical characteristics of the automotive electronic fan drive circuit are complex, and the time-domain simulation has the problem of excessively long calculation time under the condition of steep pulse signal excitation. First, the waveform oscillation problem of time-domain finite element calculation is analysed and verified. The limitations of the classical time-frequency domain calculation method of radiated electric field in practical application are also considered. Secondly, the suppression effect of different window functions on the spectrum leakage of steep pulse signals under incoherent sampling conditions are compared and studied. The cubic spline interpolation is used to weaken the fence effect. Based on the Rife-Vincent (Ⅲ) window Fourier transform and cubic spline, the time-frequency domain calculation method of radiated electric field is established. Finally, the rapid calculation of the time-domain radiated electric field of the car fan drive circuit is realized, which avoids the numerical oscillation problem in the initial stage of the time-domain calculation. Compared with the traditional time-domain calculation method, the calculation time is reduced by about 62% under the condition of non-parallel calculation. The method in this article provides conditions for parallel computing and has the potential to reduce computing time consumption by several to tens of times.

Keywords: electromagnetic compatibility; steep pulse signal; incoherent sampling; radiated electric field

0 引言

近年来,车辆系统不断向电控化、智能化、集成化方

向发展,大量汽车电子设备的使用,加剧了车内电磁环境的复杂度,也对设备本身的电磁兼容性(electromagnetic compatibility, EMC)提出了更严格的要求。电子风扇是车辆热管理系统的关键设备,风扇驱动电路由印制电路

板(printed circuit board, PCB)提供,其包含多个电子元件,物理特性复杂,在工作过程中产生的陡脉冲信号具有上升沿陡峭、峰值功率高和频谱覆盖范围宽等特点。陡脉冲信号与电子系统和设备耦合引发的电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)可能导致车内敏感器件无法正常工作,甚至影响汽车安全行驶。提高风扇PCB辐射电场的计算速度,对缩短风扇模块整体研发周期,加快投产速度具有实际价值。

某一频率下辐射干扰的强度及其相位信息均可由时域信息提炼得到,现行评价辐射干扰的测量标准忽略了辐射干扰重要的时域特性,可能导致对待测设备在不同工作方式下产生的发射谱以及瞬态事件的影响评估不足^[1-2]。汽车制造商出于功能安全性考虑,不断增加电磁兼容测试项目,对汽车电子设备辐射干扰的时域特性越来越重视^[3]。早期获得设备的辐射强度主要依赖实验测试,测试过程耗时、测试费用高昂,且受设备结构限制,测试天线可能无法探测到设备的各个角落,无法精确的呈现辐射情况。20世纪60年代以后,矩量法、有限差分法、有限元等全波数值方法的出现,推进了EMC仿真技术的发展^[4]。EMC仿真是通过建立物理模型或等效模型,对设备或系统的EMC性能进行预测。文献[5]通过建立功率器件三维电磁场数值模型,计算了开关瞬态过程中电磁场分布,为辐射干扰机理的研究提供了数值分析基础。文献[6]分析了PCB上回路间耦合系数和特征量关系,并据此降低了高频开关对临近回路的磁场干扰。文献[7]通过实验和仿真探究了PCB静电放电能量耦合规律,得出并论证了耦合电压与放电电压线性相关的规律。文献[8]通过传输线模型确定了PCB中高频信号的阻抗匹配网络结构和参数,减小了信号反射和串扰。

等效源替代思想也多用于研究PCB近场辐射和远场辐射。文献[9]利用实测切向磁场推导出了PCB表面等效源偶极子宽带模型,预测了高于测量面的磁场分布,减少了磁场测量的工作量。文献[10]由近场扫描推导的等效偶极子模型预测了PCB电磁辐射,提高了仿真效率。文献[11]用Kron方法建立了电磁平面波照射下的三维多层PCB模型,开拓了一种计算宽频带干扰下多层PCB辐射耦合的方法。随着计算机技术的发展和各种算法的改进,EMC仿真结果越来越精确,有效弥补了实际测试的不足,在降低设备研发成本和控制设计风险方面优势逐渐显著,减少了工程设计中对实验测试的依赖^[12]。

时域辐射电场可以通过时域仿真直接计算,也可以由频域仿真间接得到^[13-15]。时域计算是对研究对象进行时域建模求解,直接预测介质物体辐射电场^[16]。汽车风扇PCB具有复杂几何结构且存在极薄区域、求解域高度不均匀,主要辐射源为PWM波^[17],具有极宽的频带。通

过时域仿真计算PWM波激励下风扇PCB的辐射电场,存在计算资源需求高、计算时耗长等问题,使得时域仿真对该类模型计算的局限性较大^[18-19]。频域仿真通过快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)将辐射源信号从时域转换到频域,在频域中求解后通过逆变换间接得到时域辐射电场。但由于电机负载的影响,不易对辐射源信号进行相干采样,采样信号用于傅里叶变换时,存在频谱泄漏和栅栏现象,导致最终无法得到正确的时域辐射电场。

针对上述问题,首先以偶极天线为例,分别施加正弦和非正弦信号激励,通过经典时频域计算方法计算辐射电场,演示了时域计算存在的振荡现象以及时频域计算的时耗差异。然后通过引入窗函数和三次样条插值法提高了非相干采样条件下陡脉冲信号的频谱分析精度,从4种窗函数中选取了最佳窗函数,提高了辐射电场时频域计算方法的适用性。最后,运用本文方法对汽车电子风扇PCB辐射电场进行了快速求解,对比实验结果,证明了计算结果的准确性,解决了工程上该PCB时域辐射电场计算困难的问题。此外,本文方法用于其他驱动电路辐射的计算,也取得了较好的计算结果。

1 辐射电场的经典时频域计算方法

时域有限元法(time domain finite element method, TDFEM)适于研究复杂结构几何和非均匀介质等电磁问题,但是需要在每个时间步中求解一次系统矩阵,所需计算资源高,所需计算时耗长。以偶极天线为例,在时域条件下计算两种不同激励的辐射电场。激励1是正弦信号,幅值为1V,频率为1MHz,相位为0°。在COMSOL Multiphysics软件中,在0.1 μs 、0.01 μs 和自适应步进条件下分别计算偶极天线的辐射电场,如图1所示。自适应步进的结果波形在0~2 μs 时间段内,峰值逐渐上升,最大峰值为9.62V/m,2~5 μs 内峰值出现先降低再升高的现象,5 μs 以后波形趋于平稳,峰值为4.86V/m。采用自适应步进求解正弦激励的辐射电场

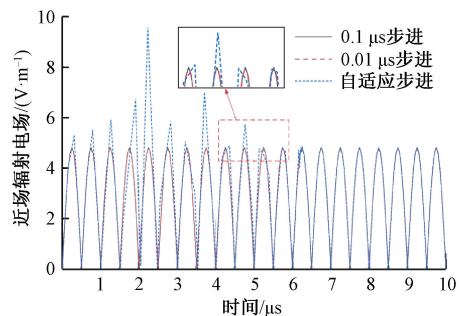


图1 激励1的时域辐射电场

Fig. 1 Time-domain radiated electric field of excitation 1

问题时,需要经历多个周期计算才能得到稳定波形,即自适应步进计算波形存在振荡现象。而 $0.1 \mu\text{s}$ 和 $0.01 \mu\text{s}$ 步进的结果波形较为一致,仿真波形平稳,峰值稳定在 4.86 V/m ,没有振荡现象。

激励 2 是非正弦信号,包含一个 3 V 直流分量,以及 1 MHz 、 10 V 、 0° 和 2 MHz 、 5 V 、 90° 两个谐波分量。以 $0.1 \mu\text{s}$ 、 $0.01 \mu\text{s}$ 、 $0.001 \mu\text{s}$ 和自适应步进计算得到的辐射电场,如图 2 所示。自适应步进仿真的辐射电场谷值不为 0 值,而是在 10 V/m 以下波动,振荡现象明显; $0.1 \mu\text{s}$ 和 $0.01 \mu\text{s}$ 步进的仿真波形分别在 $2 \mu\text{s}$ 和 $1 \mu\text{s}$ 内存在剧烈振荡,振荡最为严重的辐射电场峰值高于 900 V/m ,辐射电场波形严重畸变; $0.001 \mu\text{s}$ 步进计算的辐射电场波形只在起始阶段存在极小振荡,波形稳定后的辐射电场峰值为 56.49 V/m 。

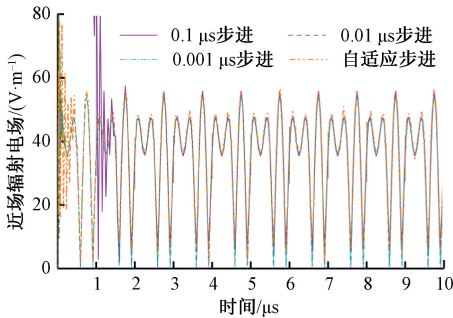


图 2 激励 2 的时域辐射电场

Fig. 2 Time-domain radiated electric field of excitation 2

对比正弦信号和非正弦信号的时域仿真结果,可以发现,后者的时域仿真波形振荡更明显。采用自适应步进求解过程中,当解变换平缓时,求解器会尝试增大时间步,导致仿真波形出现振荡。激励为正弦信号,固定时间步进可避免波形振荡;激励为非正弦信号时,固定时间步进对消除波形振荡的作用不大,缩小步进可以降低振荡存在时间,使波形尽早趋于稳定,但仿真计算时耗会相应增加。偶极天线作为较为简单的模型,采用 $0.001 \mu\text{s}$ 步进计算非正弦信号激励的辐射电场,计算时耗已达 $4 \text{ h } 16 \text{ min } 12 \text{ s}$ 。计算时耗长和时域波形存在的振荡现象限制了 TDFEM 的实际应用。

相同网格剖分条件下,频域有限元法 (frequency domain finite element method, FDFEM) 对系统矩阵规模的计算只相当于 TDFEM 一个时间步的计算量,计算效率远高于 TDFEM。将激励 2 中 10 V 和 5 V 两个谐波分量作为 FDFEM 激励,计算得到辐射电场分别为 1 MHz 、 46.67 V/m 、 0° 和 2 MHz 、 23.34 V/m 、 90° ,计算时耗为 34 s ; 3 V 直流分量作为 TDFEM 激励,待时域波形平稳后取得辐射电场值为 13.51 V/m ,计算时耗为 $1 \text{ min } 32 \text{ s}$,如图 3 所示。

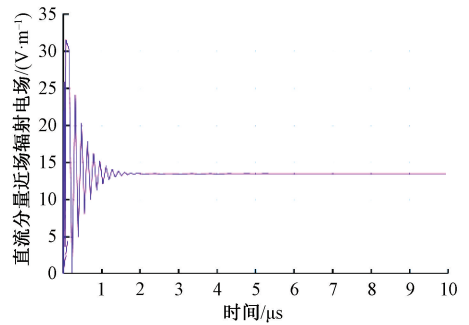


图 3 直流激励计算结果波形

Fig. 3 DC excitation calculation result waveform

DFEM 计算结果经傅里叶逆变换后加上直流分量辐射电场值,与 $0.001 \mu\text{s}$ 时域结果对比,如图 4 所示。时频域计算辐射电场得到的波形具有高重合度,频域计算波形峰值为 57.24 V/m ,与时域波形峰值误差为 1.3% 。时域仿真耗时为 $4 \text{ h } 16 \text{ min } 12 \text{ s}$,波形包含 10 个周期,平均单周期耗时 25.62 min ,频域计算时耗共计 126 s ,仅为单周期时域计算时耗的 8.2% 。在实际应用中往往需要计算数个周期以确定波形平稳,这将导致时域计算时耗成倍增加。

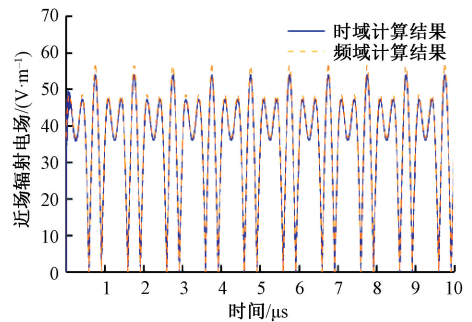


图 4 辐射电场波形对比

Fig. 4 Radiated electric field waveform comparison

2 陡脉冲激励的辐射电场时频域计算

汽车热管理系统一般由电子风扇、散热器、水泵、节温器、水道等组成。汽车电子风扇控制原理,如图 5 所示。汽车热管理系统正常工作时,芯片 U1 根据车辆电子控制单元 (electronic control unit, ECU) 发出的 PWM 信号调控电机转速,功率驱动电路驱动 MOSFET 控制 PWM 占空比。当冷却液温度较低时, PWM 波占空比降低,进而降低风扇转速;当冷却液温度较高时, PWM 波占空比升高,进而提高风扇旋转速度。电流和温度传感器时刻采集风扇电机数据,并反馈给 U1,实现开路保护、短路保护、堵转保护和温度保护。当电流或温度出现异常时, U1 将生成的错误代码反馈至车辆 ECU。

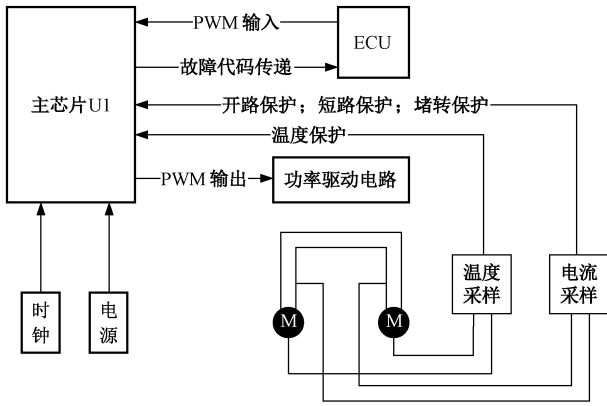


图 5 汽车电子风扇控制原理

Fig. 5 Principle of automotive electronic fan control

电子风扇正常工作时, MOSFET 高频通断产生的陡脉冲信号, 具有非常大的 du/dt , 是主要的辐射源。在时域条件下计算风扇 PCB 辐射电场, 有限元仿真软件会为捕捉陡脉冲信号激励的所有高频分量而采用极小时间步进计算, 导致计算极为缓慢。汽车风扇在正常工作状态下, 受电机负载影响, 辐射源信号的频率和幅值与额定值出现偏差, 在实际采样中不易实现对辐射源信号的相干采样。而对非相干采样信号进行傅里叶变换, 相当于只是截取了有限长时间的信号, 使得该信号带宽被扩展, 从而出现严重的频谱泄露。同时, 傅里叶变换后得到的谱线在频率轴上是离散的, 存在栅栏现象。频谱泄露和栅栏现象会导致计算得到辐射源信号各分量的频率、幅值和相位精度下降, 从而无法通过频域仿真得到准确的时域辐射电场。

3 快速傅里叶变换的改进方法

在数字电路中, 方波是一种最常见的陡脉冲信号, 其上升沿和下降沿极为陡峭, 频谱能量在频率上分布广泛, 理论上含有无穷次谐波分量, 在实际应用中难以处理。选择一方波信号, 其傅里叶级数推导式为:

$$s(t) = A_s D_s + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{2A_s}{n\pi} \sin(D_s \pi n) \cos[n\omega(t - \varphi_s)] \right\} \quad (1)$$

式中: A_s 为幅值, D_s 为占空比百分数, $\varphi_s = 0.5TD_s$ 为谐波叠加修正相位。本文引入窗函数减少频谱泄露现象及其引起的误差。单一频率的时域信号 $s(n)$ 经过窗函数处理和 FFT 后可得频域表达式:

$$S(k\Delta f) = \frac{A}{2} e^{j\varphi_0} W[2\pi T_s(k\Delta f - f_0)] \quad (2)$$

式中: A 、 f_0 、 φ_0 分别为信号 $s(n)$ 的幅值、频率和初相角; $W(\cdot)$ 为窗函数的傅里叶变换; T_s 为采样间隔; f_s 为采样

频率; Δf 为分辨率, 也是频率轴上相邻谱线的间隔差, k 为分辨率系数。汉宁窗、海明窗、Blackman-Harris 窗和 Rife-Vincent(III) 窗 4 种窗函数系数, 如表 1 所示。

表 1 窗函数系数和性质

Table 1 Window function coefficients and properties

窗函数	系数				旁瓣峰值/ dB	旁瓣峰值 衰减/(dB· oct ⁻¹)
	a_0	a_1	a_2	a_3		
汉宁窗	0.5	0.5	0	0	-31	18
海明窗	0.54	0.46	0	0	-41	6
BKH 窗	0.358 75	0.488 29	0.141 28	0.011 68	-92	6
RV(III)窗	1	1.435 96	0.497 54	0.061 58	-73.9	12

通过直接 FFT 和加不同窗函数的 FFT 计算非相干采样方波信号的各次谐波, 并与式 (1) 的解析解对比, 如图 6 所示。直接 FFT 所得各分量幅值误差很大, 其中基频幅值误差为 29.6%。4 种窗函数计算结果的误差均有所减小, 对频谱泄露改善效果较为明显, 其中 Rife-Vincent(III) 窗对低频谐波改善效果优于其他窗函数, 其基频幅值误差为 4.2%。

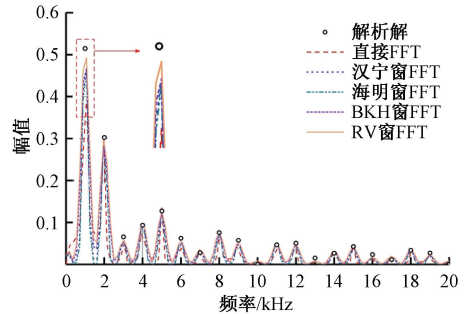


图 6 FFT 结果对比

Fig. 6 FFT results comparison

当分辨率不为谐波频率整数倍时, FFT 计算得到的谱线与谐波频率谱线不重合, 通过三次样条插值对其进行修正。设左右谱线频率索引为 k_l 、和 $k_l + 1$, 由式 (2) 可得两谱线幅值比为

$$g(\alpha) = \left| \frac{W[2\pi(1-\alpha)/N]}{W[2\pi(-\alpha)/N]} \right| \quad \alpha \in [0, 1] \quad (3)$$

式中: $\alpha = k_0 - k_l$, 称为频率偏移量。设由幅值比逆推频率偏移量的公式为:

$$\alpha = g^{-1}(\alpha) = h(x) \quad (4)$$

式中: x 为幅值比, α 与 $h(x)$ 的函数关系可通过三次样条插值函数逼近。将 $h(x)$ 所在区间离散为若干个子区间, 每个子区间端点处的 $h(x)$ 与三次样条插值函数 $h_p(x)$ 相等, 且 $h_p(x)$ 二阶导数连续且光滑。

$$h_p(x) = h'_{p-1}(x_{p-1}) \frac{(x_p - x)^3}{6\Delta x} + h'_p(x_p) \frac{(x - x_{p-1})^3}{6\Delta x} + \left[h(x_{p-1}) - \frac{h'_p(x_{p-1})\Delta x^2}{6} \right] \frac{(x_p - x)^2}{\Delta x} + \left[h(x_p) - \frac{h'_p(x_p)\Delta x^2}{6} \right] \frac{x - x_{p-1}}{\Delta x} \quad (5)$$

式中: $\Delta x = x_p - x_{p-1}$, x_p 和 x_{p-1} 是子区间的两个端点。构建好幅值比和频率偏移量的拟合公式,即可由幅值比计算得到频率偏移量 α ,再代回式(2),进而求得幅值和相位修正公式为:

$$A = \frac{2X[(k_l + \alpha)\Delta f]}{|W[2\pi(k_l + \alpha + k_0)\Delta f]|} \quad (6)$$

$$\varphi'_0 = \arg[X(k_l\Delta f)] - \pi\alpha \quad (7)$$

方波信号经加窗 FFT 计算后,再通过三次样条插值修正,前 10 次谐波分量计算误差,如表 2、图 7 和 8 所示。海明窗的频率计算误差最大为 0.58‰,其他 3 种窗函数频率计算误差均在 0.03‰以下。海明窗的幅值和相位最大计算误差分别为 0.49% 和 11.19%,汉宁窗、Blackman-Harris 窗和 Rife-Vincent(III) 窗的幅值和相位最大计算误差均在 0.15% 和 0.62% 以下。Blackman-Harris 窗和 Rife-Vincent(III) 窗的前 5 次谐波相位计算误差比汉宁窗略小。

表 2 频率计算结果

Table 2 Frequency calculation results

解析解 /Hz	汉宁窗 误差/‰	海明窗 误差/‰	BKH 窗 误差/‰	RV 窗 误差/‰
1 000	0.028	0.031 11	0.020	0.022
2 000	0.023	0.012 34	0.020	0.020
3 000	0.024	0.580	0.018	0.017
4 000	0.016	0.593	0.020	0.021
5 000	0.018	0.369	0.020	0.020
6 000	0.019	0.199	0.019	0.019
7 000	0.014	0.347	0.020	0.022
8 000	0.017	0.161	0.020	0.020
9 000	0.017	0.072	0.019	0.020
10 000	0.028	0.031 11	0.020	0.022

窗函数和三次样条插值的引入提高了非相干采样条件下陡脉冲信号的频谱分析精度。由于频率计算误差极小,不作为窗函数选择依据。海明窗计算的幅值和相位误差最大,不做考虑。汉宁窗、Blackman-Harris 窗和 Rife-Vincent(III) 窗的幅值和相位误差相近,对低次谐波的相位计算比汉宁窗更为精确。一般而言,旁瓣峰值低、旁瓣峰值衰减快的窗函数有利于减少频谱泄漏,但窗函数无

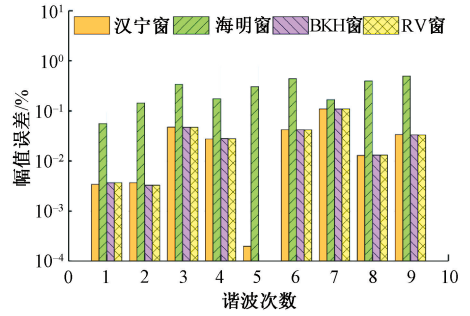


图 7 窗函数幅值计算误差

Fig. 7 Window function amplitude calculation error

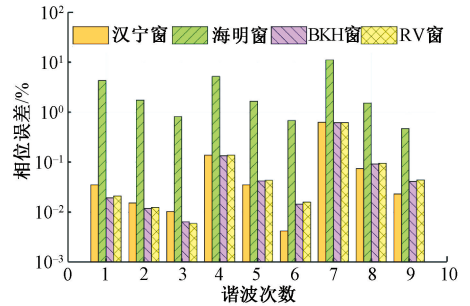


图 8 窗函数相位计算误差

Fig. 8 Window function phase calculation error

法同时具备旁瓣峰值低且旁瓣峰值衰减快的条件。汉宁窗旁瓣衰减为 18 dB/oct,但旁瓣峰值只有 31 dB; Blackman-Harris 的旁瓣峰值达到了 92 dB,但旁瓣峰值衰减系数只有 6 dB/oct; Rife-Vincent(III) 窗旁瓣峰值可达 73.9 dB,旁瓣峰值衰减为 12 dB/oct,较为均衡。考虑到谐波次数越高,所含能量越小,误差对结果产生的影响越小,最终确定基于 Rife-Vincent(III) 窗函数的 FFT 和三次样条插值法的辐射电场时频域变换计算方法。本文方法流程如下:

1) 设定采样频率和采样点数,对辐射源信号进行采集,得到信号离散数据集。对采集信号做预处理,消除直流分量和信号趋势项。

2) 根据信号特征,选定所需窗函数并进行 FFT,对其结果通过三次样条插值法进行修正,提取各次谐波分量幅值、频率和相位的特征 $F_n(A_n, f_n, \varphi_n)$, $n = 0, 1, \dots$,其中 F_0 表示直流分量。

3) 建立有限元模型。将 F_0 用于时域计算,通过域点探针取得波形平稳后的辐射电场值 W_0 。将 $F_n(A_n, f_n, \varphi_n)$, $n = 1, 2, \dots$,用于频域计算,求得各次谐波辐射电场的频域结果,辐射电场与激励相位对应一致,得到数据集 W_n , $n = 1, 2, \dots$ 。

4) 频域结果 W_n , $n = 1, 2, \dots$,通过逆变换得到时域辐射电场,合并所有结果,得到最终时域响应。

4 风扇驱动电路辐射电场计算与实验验证

4.1 风扇驱动电路辐射电场的时域计算

汽车电子风扇驱动电路集成于 PCB,如图 9 所示。建立风扇 PCB 三维有限元模型,通过 odb++数据格式将 PCB 几何结构导入有限元仿真软件,PCB 过孔高度约 1.47 mm,导电层铺铜厚度为 35.5 μm 。风扇 PCB 模型由 RF4 材料制成,印制电路图通过铜层定义。仿真软件默认特征以外的边界条件设置,如表 3 所示。PCB 放置空气介质中,空气的外表面通过散射边界条件终止,该边界条件是描述开放辐射空间的吸收边界,用于防止辐射的反射对计算结果造成干扰。手动剖分 PCB 有限元模型和空气网格,共计 1 044 901 个单元,如图 10 所示。

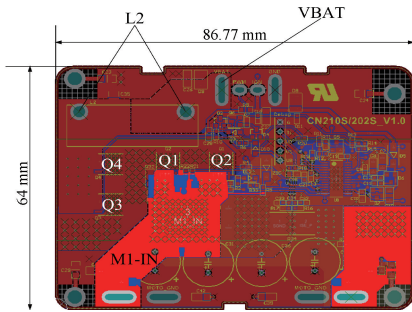


图 9 风扇驱动电路 PCB

Fig.9 Fan drive circuit PCB

表 3 边界条件设置

Table 3 Boundary condition setting

边界设置	设置目的
集总端口	辐射源信号
完美电导体	金属过孔,走线,屏蔽层无损
散射边界条件	吸收边界

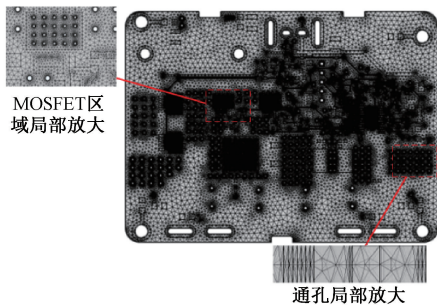


图 10 风扇 PCB 有限元网格剖分

Fig.10 MOS tube output pin voltage waveform

本文所有计算均由惠普 Z240 台式工作站完成,工作站配置为 64 位 win10 操作系统、四核 Intel Xeon 3.30

GHz CPU、32 G 内存、AMD Fire Pro W5100(4 GB)显卡、1.5 T 固态硬盘。MOSFET 管脚输出电压波形,如图 11 所示。将 MOSFET 管脚电压实采信号以插值函数形式作为 TDFEM 激励。因此手动设置步进为 1 μs ,仿真时间跨度为 0.5 ms,PCB 辐射电场时域波形,如图 12 所示。辐射电场峰值在 83.8 V/m 上下波动,辐射电场波形和激励波形变化趋势一致。仿真计算时耗约为 272.63 h,平均每个周期的计算时耗为 34.08 h。

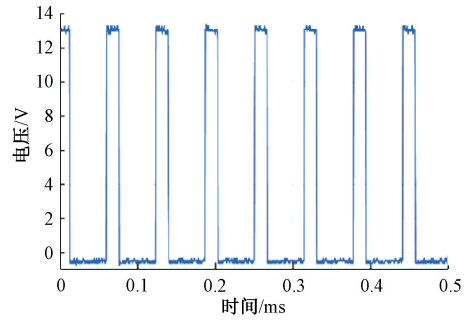


图 11 MOS 管输出管脚电压波形

Fig.11 Fan PCB finite element meshing

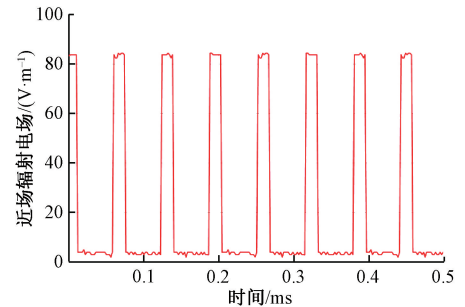


图 12 近场时域辐射电场

Fig.12 Near-field time-domain radiated electric field

4.2 风扇驱动电路辐射电场的频域计算

加 Rife-Vincent(III)窗的 FFT 和三次样条插值法计算得到 MOSFET 管脚电压实采信号的各次谐波,如图 13 所示。将直流分量用于 TDFEM 仿真,时间步进设置为 1 μs ,仿真时间为 10 μs ,由探针快速取得直流激励下辐射电场的稳定值,为 25.2 V/m,计算时耗为 14 min 58 s,如图 14(a)所示;保持风扇 PCB 三维有限元模型结构、网格剖分等参数不变,仅将计算物理场由时域改为频域,将各次谐波分量用于 FDFEM 仿真,这一计算过程由 COMSOL 仿真软件参数化扫描功能实现,平均每组数据计算时耗为 7 min 40 s,各次谐波激励下的辐射电场结果,如图 14(b)所示。

各次谐波辐射电场相位与对应谐波激励的相位一致,逆变得到时域辐射电场,再与直流激励的时域辐射电场相加,得到风扇 PCB 的时域辐射电场。10、50 和

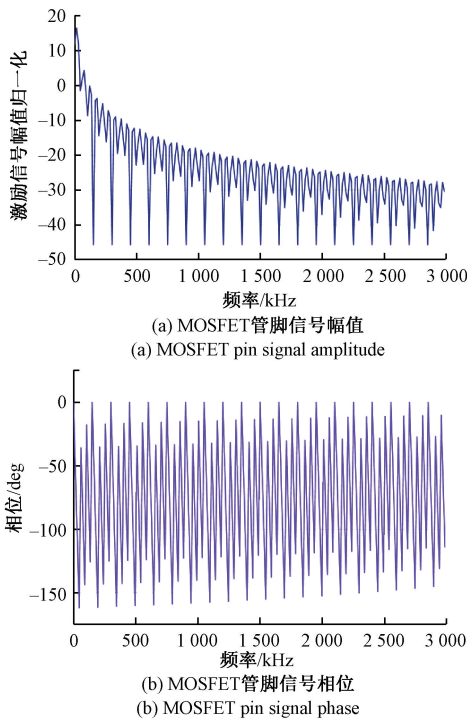


图 13 MOSFET 管脚信号频谱分析

Fig. 13 MOSFET pin signal spectrum analysis

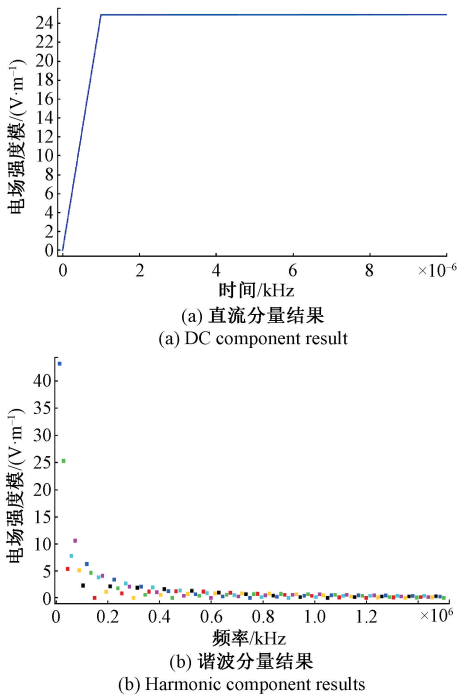


图 14 频域计算

Fig. 14 Frequency domain calculation

100次谐波的逆变波形与时域仿真波形对比,如图15所示。结果表明,10和50次谐波辐射电场的逆变换波形上升沿和下降沿存在明显的吉布斯现象。吉布斯现象可

随叠加谐波次数的增加而消减,100次谐波辐射电场逆变换波形平滑,吉布斯现象可忽略。频域计算的辐射电场峰值为84.1 V/m,和时域仿真波形幅值的误差为1.09%,逆变波形和时域仿真波形基本重合,相位略有偏移。

频域计算100次谐波辐射电场的计算时耗为13.03 h,时域计算平均到单个周期的计算时耗为34.08 h。如果时域计算结果前期波形出现振荡,则需增加仿真时间跨度,时域计算时耗将随之增加,而频域仿真则不存在这个问题。频域计算能够得到汽车风扇驱动电路高精度的时域辐射电场,计算时耗时域计算至少能够减少62%。和时域计算相比,频域计算无需考虑辐射电场随时间的变化关系,参数化扫描中每次频域计算都是独立的,这为多台计算机并行求解提供了条件。参数化扫描的每一次的计算时间近似相等,采用并行计算,将计算任务分配给多台计算机,频域计算时耗能够再降低数倍至数十倍。

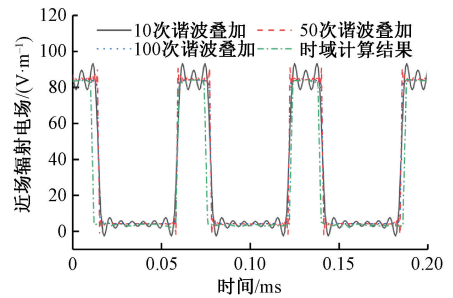


图 15 时频域辐射电场

Fig. 15 Time-frequency domain radiated electric field

4.3 辐射电场实验验证

在电磁屏蔽室内搭建风扇 PCB 的辐射测量平台,如图16所示。EMSCAN 电磁干扰扫描系统是基于电子扫描技术的电磁场近场扫描系统,能够获取待测设备全部电磁信息。该系统由天线阵列、频谱分析仪和上位机处理软件 Nexus Plus 组成。天线阵列包含42×29个探头,每个探头利用电磁效应接收电磁辐射能量信号;频谱分析仪接收探头信号,并进行扫频、滤波处理;信号采集和处理过程均由上位机软件 Nexus Plus 进行控制。EMSCAN 系统具有幅度保持、高速扫描和同步扫描功能,有效捕捉瞬态事件,大大提高了测量的精确性和可重复性。

将风扇 PCB 放置于天线阵列上方,连接负载电机,接通13 V 直流电源,待电机匀速转动后,测量 PCB 辐射电场,测量频率范围为50 kHz~1.5 MHz。实验与扫频对比结果,如图17所示。实验峰值点为147.1 dB μ V、65 kHz,仿真峰值点为145.8 dB μ V、66 kHz,实验和仿真上包络线趋势完全一致,绝大多数峰值差均在6 dB μ V 范

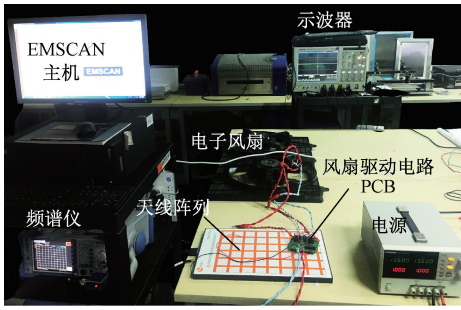


图 16 辐射测量实验平台

Fig. 16 Radiation measurement experiment platform

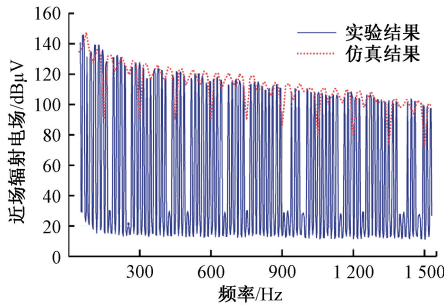


图 17 仿真与实验结果对比图

Fig. 17 Comparison of simulation and experimental results

围内,实验结果验证了辐射电场时频域计算方法的正确性,为汽车驱动电路近场辐射电场计算以及 EMC 分析提供了一种快速高精度的计算方法,有效避免了时域仿真前期波形振荡带来的问题。

4.4 水泵驱动电路辐射电场仿真与实验

为测试本文方法通用性,对同为汽车热管理系统核心部件的电子水泵的辐射电场进行仿真计算。电子水泵通过 3 个 MOSFET 的开通与关断生成可控占空比 PWM 波,用于调节电机电流大小和方向,其有限元模型,如图 18 所示。水泵辐射干扰仍由基于 EMSCAN 电磁干扰扫描系统的辐射测量平台上测得,如图 19 所示。将水泵驱动电路 PCB 放置在阵列天线上方,连接水泵电机,接

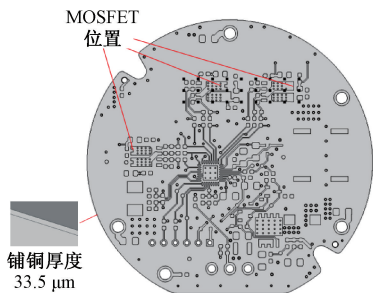


图 18 水泵 PCB 有限元模型

Fig. 18 Water pump PCB finite element model

通 13 V 直流电源,水泵电机稳定运转带动冷却液循环流动,提取 MOSFET 处电压波形,经加窗和三次样条插值的傅里叶变换得到各次谐波分量。

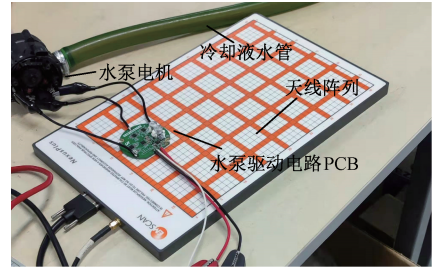


图 19 水泵 PCB 辐射测量

Fig. 19 Water pump PCB radiation measurement

仿真与实验结果对比,如图 20 所示。水泵驱动电路 PCB 仿真峰值点为 146 dBμV,59.5 kHz,实验峰值点为 145.3 dBμV,59 kHz,二者上包络线近似一致,可以认为仿真基本与实验结果吻合。

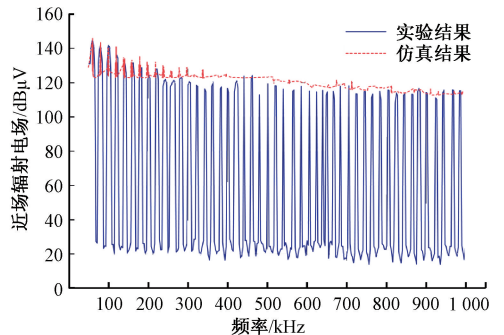


图 20 仿真与实验结果对比

Fig. 20 Comparison of simulation and experimental results

5 结 论

本文解决了非相干采样条件下,陡脉冲信号激励下汽车风扇驱动电路辐射电场的时域计算问题,为后续分析屏蔽、滤波等措施对风扇驱动电路电磁兼容性能的影响,提供了仿真基础和计算方法。

1) 对比分析了 4 种窗函数作用效果,确定了加 Rife-Vincent(Ⅲ)窗 FFT 和三次样条插值的计算方法,陡脉冲信号频率、幅值和相位计算误差分别在 0.03‰、0.15% 和 0.62% 以下。

2) 根据傅里叶变换和逆变换建立了辐射电场时频域计算方法,实验验证了辐射电场时频域计算方法准确性,提高了汽车电子风扇时域辐射电场的计算速度,减少了

62%的计算时耗,解决了工程上该汽车风扇驱动电路时域辐射电场计算困难的问题。

3) 辐射电场时频域计算方法应用于水泵驱动电路辐射电场计算,计算结果与实验结果取得了良好的一致性,在一定程度上体现了本文方法的通用性。

4) 本文方法求解时域辐射电场时,无需对时间步进行迭代,提供了并行计算的可行条件,有降低数倍至数十倍计算时耗的潜力。

参考文献

- [1] AZPÚRUA M A, POU S M, SILVA F. Decomposition of electromagnetic interferences in the time-domain [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2016, 58(2): 385-392.
- [2] PICON T, DUBOIS T, KLINGLER M, et al. Methodology to test automotive electrical components to wideband pulse interferences [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2020, 62(5): 1651-1660.
- [3] SONG T, ZUO P P, LI Y, et al. Investigation of multilayer print circuit board probe with temperature compensation for ultra-wideband near-field measurement [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2020, 62(3): 840-847.
- [4] 艾俊强, 陈如山, 陈晓盼, 等. 电磁计算方法研究进展综述 [J]. 电波科学学报, 2020, 35(1): 13-25.
AI J Q, CHEN R SH, CHEN X P, et al. Progress in computational electromagnetic methods [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2020, 35(1): 13-25.
- [5] 贾圣钰, 赵争鸣, 施博辰, 等. 电力电子系统电磁干扰数值建模分析 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(11): 2383-2393, 2423.
JIA SH Y, ZHAO ZH M, SHI B CH, et al. Numerical modeling and analysis of electromagnetic interference in power electronics systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(11): 2383-2393, 2423.
- [6] 袁义生, 兰梦罗, 刘文钦. 电力电子电路 PCB 中回路间的磁场干扰研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(8): 175-183.
YUAN Y SH, LAN M L, LIU W Q. Research on inter-loop magnetic field interference in power electronic circuit PCB [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(8): 175-183.

- [7] 张成铭, 徐晓英, 舒晓榕, 等. 静电放电对 PCB 轨线耦合的实验及仿真研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(5): 103-111.
ZHANG CH M, XU X Y, SHU X R, et al. Experimental and simulation study on the coupling with the PCB trace by electrostatic discharge [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(5): 103-111.
- [8] 谢锐, 裴东兴, 姚琴琴. 高频信号动态测试中的信号完整性分析 [J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(3): 773-779.
XIE R, PEI D X, YAO Q Q. Signal integrity analysis in high-frequency signal dynamic test [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(3): 773-779.
- [9] ZHAO Y, BAHARUDDIN M H, SMARTT C, et al. Measurement of near-field electromagnetic emissions and characterization based on equivalent dipole model in time-domain [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2020, 62(4): 1237-1246.
- [10] 张兰勇, 刘黎明, 李冰. 印制电路板电磁辐射等效偶极子建模与预测 [J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(4): 942-947.
ZHANG L Y, LIU F M, LI B. Equivalent dipole modeling and predicting of electromagnetic emissions of printed circuit boards [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(4): 942-947.
- [11] XU Z, RAVELO B, MAURICE O, et al. Radiated EMC Kron's model of 3-D multilayer PCB aggressed by broadband disturbance [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2020, 62(2): 406-414.
- [12] 黎小娇, 雷剑梅, 高阳春, 等. 汽车电磁仿真技术与应用 [J]. 电波科学学报, 2020, 35(1): 157-166.
LI X J, LEI J M, GAO Y CH, et al. The technology and application of automotive electromagnetic simulation [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2020, 35(1): 157-166.
- [13] SESNIC S, POLJAK D, TKACHENKO S V. Analytical modeling of a transient current flowing along the horizontal grounding electrode [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2013, 55(6): 1132-1139.
- [14] CLAEYS T, VANOOST D, PEUTEMAN J, et al. An iterative interpolated DFT to remove spectral leakage in

- time-domain near-field scanning[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018, 60(1): 202-210.
- [15] VUJEVIC S, LOVRIC D. Inverse continuous numerical fourier transform for transient analysis of electromagnetic phenomena[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2015, 57(5): 1149-1154.
- [16] 罗根新, 孟粉霞, 童长江, 等. 超宽带电磁脉冲与地雷耦合的数值模拟[J]. 强激光与粒子束, 2003, 15(8): 805-808.
- LUO G X, MENG F X, TONG CH J, et al. Numerical studies on coupling of ultrawide band electromagnetic pulse into mines[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2003, 15(8): 805-808.
- [17] 金亮, 冯伟, 寇晓斐, 等. 汽车电子风扇电机控制电路与主电路电磁兼容分析与优化[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S2): 270-277.
- JIN L, FENG W, KOU X F, et al. Analysis and optimization of electromagnetic compatibility for motor control circuit and main circuit of automobile cooling unit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 270-277.
- [18] LI X, DU Z. Near-field interference estimation between multilayer PCBs using a reciprocity-based filamentary-element coupling model[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018, 60(3): 685-695.
- [19] LIU Y, RAVELO B, JASTRZEBSKI A K. Time-domain magnetic dipole model of PCB near-field emission[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2016, 58(5): 1561-1569.

作者简介



金亮, 2005年于河北工业大学获得学士学位, 2008年于河北工业大学获得硕士学位, 2011年于河北工业大学获得博士学位, 现为河北工业大学教授, 主要研究方向为工程电磁场。

E-mail: jinlnet@gmail.com

Jin Liang received his B. Sc. degree, M. Sc. degree, and Ph. D. degree all from Hebei University of Technology in 2005, 2008, and 2011, respectively. He is currently a professor at Hebei University of Technology. His main research interest is engineering electromagnetic field.



曹佳豪, 2016年于辽宁工程技术大学获得学士学位, 现为天津工业大学的硕士研究生, 主要研究方向为电磁兼容。

E-mail: 523496395@qq.com

Cao Jiahao received his B. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2016. He is currently a master student at Tiangong University. His main research field is electromagnetic compatibility.