

## 基于场路耦合的反激变换器板级辐射研究\*

吴键澄<sup>1</sup>, 杨 汝<sup>1,2</sup>, 余连德<sup>3</sup>, 揭 海<sup>1</sup>, 刘佐濂<sup>3</sup>(1. 广州大学 电子与通信工程学院, 广东 广州 510006; 2. 广州大学 机械与电气工程学院, 广东 广州 510006;  
3. 广州大学 物理与材料科学学院, 广东 广州 510006)

**摘 要:** 辐射干扰问题是制约电源产品高频化、小型化的因素之一。基于场路耦合的仿真思路, 建立 MOSFET 的电磁场有限元模型和高频变压器的等效高频电路模型。结合从 SIwave 电磁仿真软件中提取的 PCB 网络参数, 对一款 5 W 输出的反激变换器的板级辐射干扰进行联合仿真, 并对比了两种高频变压器模型对远场仿真结果的影响。实验结果表明, 在 230 MHz 以内的频段 3 m 远场仿真超标频点与实测吻合, 验证了该仿真方法的正确性, 且简化的变压器二电容模型具有更宽频带的适用性; 所得到的近场电磁场分布表明 MOSFET 和变压器副边的整流二极管是主要的辐射源。

**关键词:** 开关电源; 反激变换器; 辐射干扰; 场路耦合

中图分类号: TN86

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.211471

中文引用格式: 吴键澄, 杨汝, 余连德, 等. 基于场路耦合的反激变换器板级辐射研究[J]. 电子技术应用, 2021, 47(7): 5-11.

英文引用格式: Wu Jiancheng, Yang Ru, Yu Liande, et al. Research on board level radiation of flyback converter based on field circuit coupling[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(7): 5-11.

## Research on board level radiation of flyback converter based on field circuit coupling

Wu Jiancheng<sup>1</sup>, Yang Ru<sup>1,2</sup>, Yu Liande<sup>3</sup>, Jie Hai<sup>1</sup>, Liu Zuolian<sup>3</sup>

(1. School of Electronics and Communication Engineering, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China;

2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China;

3. School of Physics and Materials Science, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China)

**Abstract:** Radiation interference is one of the bottlenecks that restrict the high frequency and miniaturization of power products. Based on the simulation idea of field circuit coupling, the electromagnetic field finite element model of MOSFET and the equivalent high frequency circuit model of high frequency transformer are established. Combined with the PCB network parameters extracted from SIwave, the board level radiation interference of a 5 W output flyback converter is co-simulated, and the influence of two high frequency transformer models on the far-field simulation results is compared. The experimental results show that the simulation results of 3 m far-field within 230 MHz are in good agreement with the measured results, which verifies the correctness of the simulation method, and the simplified two capacitance model of transformer has wider applicability; the obtained near-field electromagnetic field distribution shows that MOSFET is the main source of electric field radiation, and the rectifier diode at the secondary side of transformer is the main source of magnetic field radiation.

**Key words:** switching mode power supply; flyback converter; radiation interference; field circuit coupling

## 0 引言

随着无线充电、电动汽车等新能源技术的快速发展, 电源产品逐渐趋向高频化、小型化, 随之产生的电磁干扰(EMI)问题正变得日益严重<sup>[1]</sup>。辐射干扰是以电磁波的形式在自由空间中传播的电磁干扰能量, 近年来愈发受到人们重视。依照 GB9254-2008 等电磁兼容标准, 开关电源产品的辐射干扰指 30 MHz~1 GHz 频段的电磁干扰

能量, 通常在 230 MHz 以内辐射较为严重<sup>[2]</sup>。针对开关电源的辐射干扰, 传统的仿真预测方法普遍基于两个基本假设: (1) 输入输出线缆是主要的辐射源; (2) 共模电流是造成输入输出线缆辐射的主要原因<sup>[3-6]</sup>。而实际上 PCB 迹线及元器件的立体结构均会形成等效天线结构, 其辐射特性同样不可忽视<sup>[7-8]</sup>。基于场路耦合的仿真方法是解决这类多物理场问题的有效方法。文献[9]通过建立高频变压器 100 kHz~200 MHz 的行为级模型, 利用 CST 软件对一台带长线缆的反激变换器远场辐射进行

\* 基金项目: 广东省自然科学基金团队项目(2017B030312001)

场路耦合仿真,较好地拟合了 200 MHz 以内 3 m 远场辐射测试曲线的趋势,但仍存在 10~15 dBuV 的误差,且繁杂的变压器模型将消耗过多的计算资源;文献[10]联合 Cadence 和 Ansoft Designer,对 LLC 半桥谐振电路 PCB 的电流强度和近场辐射进行仿真分析,为 PCB 布局提出整改意见,但未将远场辐射考虑在内。

本文在此基础上做了 3 点工作:首先阐述了联合 ANSYS SIwave、HFSS 和 Circuit Designer 进行场路耦合仿真的原理,将 MOSFET 单个引脚等效为一个不对称振子天线,在 HFSS 软件中建立有限元模型;然后分析高频变压器的高频等效电路模型,同时考虑有源器件的 Pspice 模型,注重场和路仿真时的协同性,对一台 5 W 输出的反激变换器的板级辐射进行仿真,在 230 MHz 以内的频段,与 3 m 远场测试结果比较,验证本文仿真方法的正确性;最后对比分析了两种不同变压器高频等效电路模型的宽频适应性,为实际研发生产提供参考。

## 1 电磁辐射仿真

### 1.1 电路结构

本文以一台 5 W 输出的反激变换器为研究对象,电路原理图如图 1 所示。该电路以 220 V 交流市电输入,5 V/1 A 直流输出,高频变压器原边励磁电感为 1.67 mH,漏感为 100  $\mu$ H,工作在电流断续模式(DCM),工作频率为 150 kHz,MOSFET 的驱动信号由单片机给定,PWM 占空比约为 13%。反馈补偿电路由可控精密稳压源 TL431 和光耦 EL817 组成,反馈的信号用于调节 PWM 的占空比。其中 MOSFET 型号为 IRFBE30,原边二极管  $D_1$  型号为 F7A;副边二极管  $D_2$  及吸收回路的二极管  $D_{22}$  均为 SM560A。

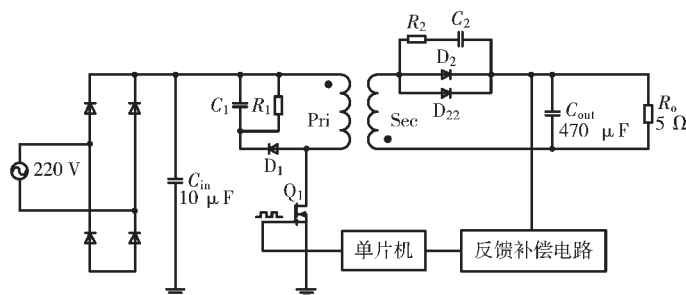


图 1 反激变换器电路原理图

### 1.2 场路耦合仿真原理

如图 2 所示,HFSS 和 SIwave 分别对 MOSFET 和 PCB 板进行参数提取,得到 MOSFET 端口的 S 参数和 PCB 网络的 S 参数;将所得到的 S 参数传输到 Circuit Designer 仿真平台,设置变压器的高频电路模型、有源器件的电路模型,并在关键节点添加电压电流激励,进行电路瞬态仿真;所得到的含激励源信息的 S 参数文件被传输回 SIwave 仿真平台;SIwave 读取 Circuit Designer 传输回来的激励源数据,最终实现整块电路板远场和近场辐射干扰的仿真预测。

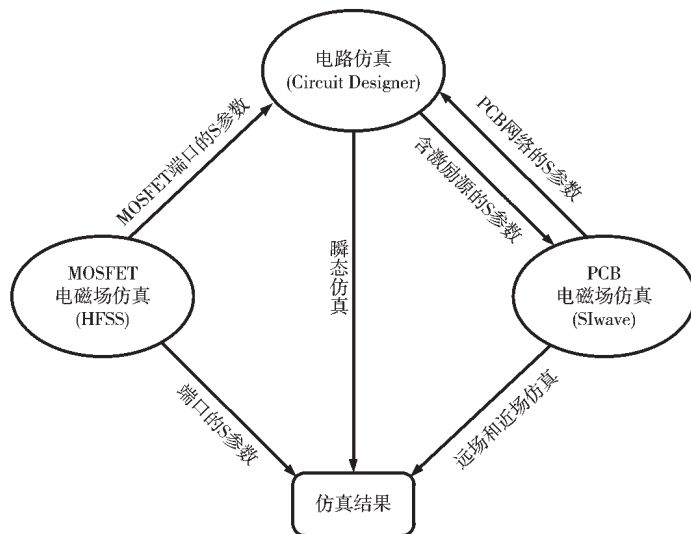


图 2 仿真原理图

## 2 场路耦合仿真模型搭建

### 2.1 MOSFET 有限元模型

本文使用的 MOSFET 型号为 IRFBE30PBF,采用 TO220 的封装形式,为 N 沟道 MOSFET,漏源电压最大耐压值  $V_{ds}$  为 800 V,连续漏极电流  $I_d$  为 4.1 A,最大功率耗散为 125 W,满足实验电路的要求。

由天线理论可知,天线的形状会影响其辐射阻抗,继而影响辐射方向及辐射强度<sup>[11]</sup>。根据电磁波的波阻抗随距离变化的特性,以  $r_0 = \frac{\lambda}{2\pi}$  为分界线区分辐射远场和近场<sup>[12]</sup>。

开关电源辐射频段为 30 MHz~1 GHz,计算得该频段对应的最小近场范围约为 4.77 cm ( $f=1$  GHz 时)以内。图 3(a)所示是对称振子天线模型,在天线的馈电点输入一个交变电流,由于与地阻抗不匹配,对称振子天线将会通过两个对称的天线臂将电磁波辐射出去<sup>[11]</sup>。MOSFET 的引脚通常是两臂不对称的天线,如图 3(b)所示,该天线模型的馈电点等效为与 PCB 迹线的连接点。因此,通

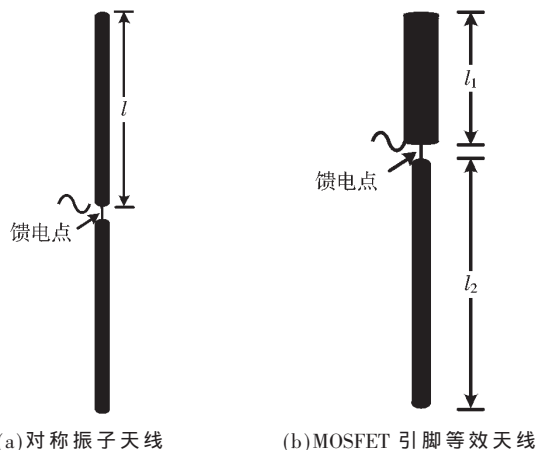
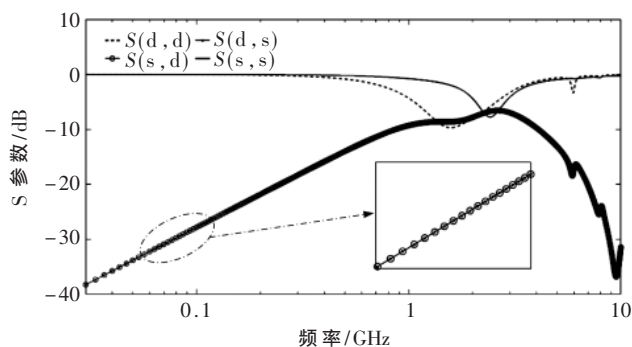


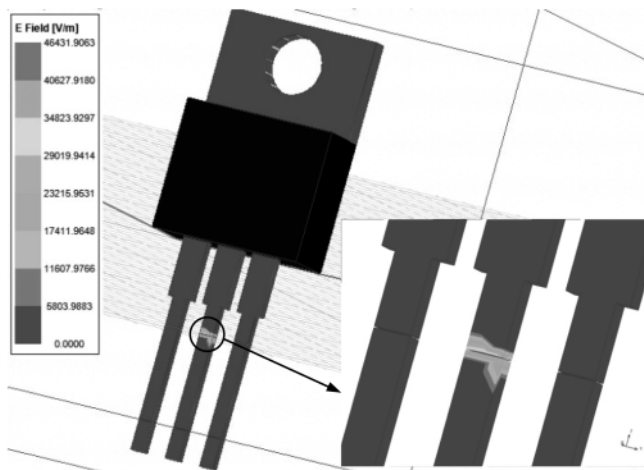
图 3 天线模型

过 MOSFET 3 个引脚的交变电流为其等效天线模型的激励源。与对称振子天线辐射问题的求解方法类似,将 MOSFET 引脚等效天线上下两臂分别等效为电流元的叠加,使用有限元法分别求解天线上两臂的电磁场,得到模型总的电磁场。

为了便于建模,将 MOSFET 的芯片简化为硅材料; MOSFET 的 3 个引脚等效为纯铜金属材料;封装外壳设置为环氧树脂<sup>[13]</sup>。参考数据手册,可以得到 TO220 封装的具体参数,将 MOSFET 的 3 个引脚等效为 3 个电偶极子天线。在每个管脚与 PCB 板连接处设置一个 Lumped port 激励端口作为馈电点,在 HFSS 软件搭建 MOSFET 的有限元模型。使用 Teminal 仿真求解器进行求解,得到 S 参数曲线和电场分布,如图 4 所示。



(a) MOSFET S 参数曲线



(b) MOSFET 电场分布图

图 4 MOSFET 仿真结果

如图 4(a)所示,根据 S 参数理论可以知道,在 1 GHz 以内,d、s 组成的二端口网络反射系数为 0,传输系数小于 0,低频段的信号被辐射出去,高频段的信号被吸收。图 4(b)是其近场电场分布,可以看出,电场辐射主要集中在 d 极。

## 2.2 变压器高频模型

高频变压器也是反激变换器一个主要的辐射源<sup>[14]</sup>,在高频情况下变压器不再表现为单纯的变压器的特性,

而是包含了漏感和寄生电容等寄生参数。表征变压器高频特性的模型主要有三电容模型<sup>[15]</sup>和六电容模型,其中三电容的高频等效模型如图 5 所示。图中, $L_p$ 、 $L_s$  分别表示原副边的励磁电感, $L_{p\_leak}$ 、 $L_{s\_leak}$  分别表示原副边的漏感, $C_p$ 、 $C_s$  分别表示原副边绕组间的层间电容, $C_{ps}$  表示原副边绕组的耦合电容, $R_p$ 、 $R_s$  分别表示原副边绕组的线电阻。对于本文所使用的反激式变压器,具体参数通过 LCR 仪和 BODE100 阻抗分析仪测试得到,测试结果见表 1。

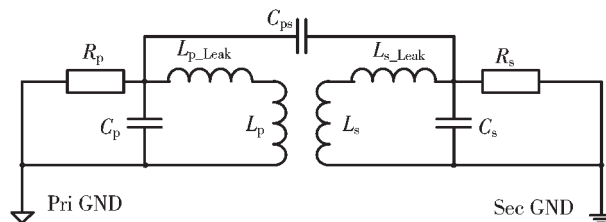
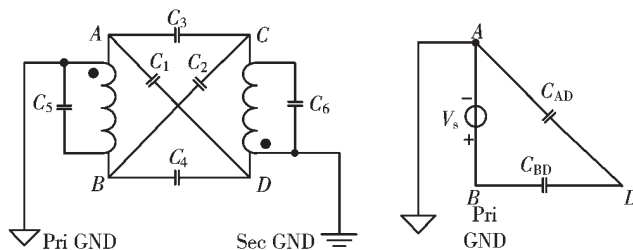


图 5 变压器三电容高频模型

表 1 变压器三电容模型寄生参数测试结果

| 参数                     | 测试值      |
|------------------------|----------|
| 原边励磁电感 $L_p$ /mH       | 1.696 9  |
| 副边励磁电感 $L_s$ /μH       | 6.68     |
| 原边漏感 $L_{p\_leak}$ /mH | 0.119 63 |
| 副边漏感 $L_{s\_leak}$ /μH | 0.62     |
| 原边层间电容 $C_p$ /pF       | 114.671  |
| 副边层间电容 $C_s$ /nF       | 376.237  |
| 原副边耦合电容 $C_{ps}$ /pF   | 17.335   |
| 原边线电阻 $R_p$ /Ω         | 9.291 7  |
| 副边线电阻 $R_s$ /Ω         | 0.120 54 |

对于图 6(a)所示的变压器六电容模型,文献[3]根据替换原理提出了一种变压器六电容模型的简化方案。最终将变压器六电容模型简化为二电容模型,如图 6(b)所示。



(a) 变压器六电容高频模型

(b) 简化的二电容模型

图 6 变压器六电容高频等效模型

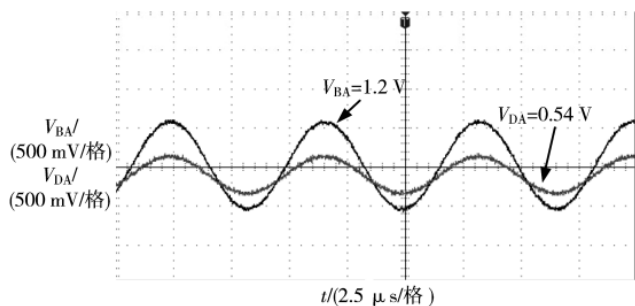
可以用以下表达式描述图 6(b)的模型。其中, $C_T$  表示变压器原副边的耦合电容, $C_{pb}$  表示示波器探头与测试点之间的寄生电容。 $C_{AD}$  和  $C_{BD}$  分别是变压器 A、D 点和 B、D 点之间的寄生电容,这两个电容值无法直接测量,需要用以下公式加以计算。采用 LCR 仪进行测量,得到  $C_T$  为 17.335 pF, $C_{pb}$  为 15.665 pF。

$$C_{AD}=C_T-C_{BD} \quad (1)$$

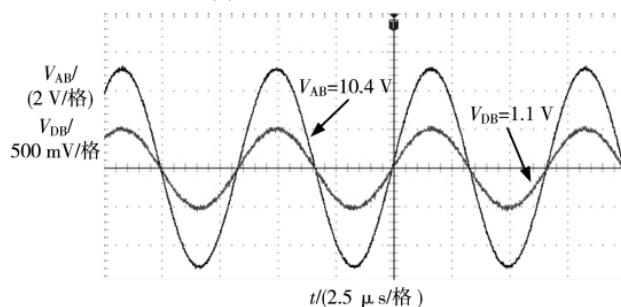
$$\frac{V_{DB}}{V_{AB}}=\frac{C_{AD}}{C_T+C_{pb}} \quad (2)$$

$$\frac{V_{DA}}{V_{BA}}=\frac{C_{BD}}{C_T+C_{pb}} \quad (3)$$

接着,利用函数信号发生器对原边绕组(即图6的A、B端)施加10 V/150 kHz的激励,分别用示波器测得 $V_{DB}$ 、 $V_{AB}$ 、 $V_{DA}$ 、 $V_{BA}$ 的波形,如图7所示。将所测数据代入式(2)、式(3),求得 $C_{AD}=3.49$  pF,  $C_{BD}=14.85$  pF。 $C_{AD}$ 与 $C_{BD}$ 相加,算得 $C_T$ 为18.34 pF,与LCR仪测得的数据17.335 pF误差约为5.4%,证明该模型的准确性。



(a)  $V_{BA}$  与  $V_{DA}$  实测曲线



(b)  $V_{AB}$  与  $V_{DB}$  实测曲线

图7 二电容模型实测曲线

### 3 联合仿真

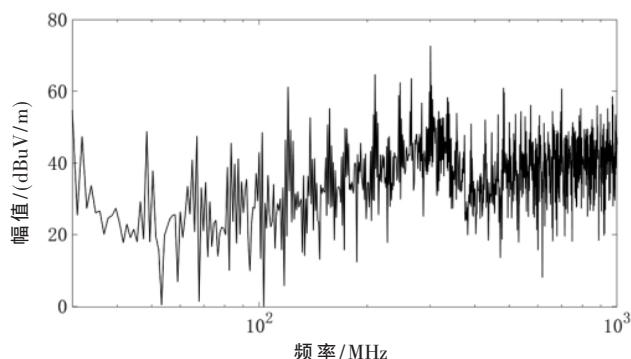
#### 3.1 仿真过程

依照图2的仿真原理,具体仿真过程为:(1)将在Altium Designer软件画好的PCB工程转化为.anf文件,导入到SIwave软件中,保存为.siw工程;(2)由于.anf文件不包含原PCB文件的电气参数,因此需要在SIwave中对PCB板进行叠层设置、焊盘设置、地网络设置及RLC参数设置;(3)在PCB板的输入输出端、有源器件端口、变压器端口等网络添加激励源端口,通过“Compute SYZ Parameters”功能计算得到所施加激励端口的S参数;(4)Circuit Designer作为场路耦合仿真的电路仿真平台,通过读取模型的S参数进行数据交互,因此将SIwave中计算得到的PCB的S参数和HFSS仿真得到的MOSFET的S参数添加到Circuit Designer仿真平台中,在HFSS中仿真得到的MOSFET的S参数仅表征其封装形式,为了有效地减小计算量,对MOSFET芯片内部的电气特性用Pspice模型进行描述;(5)将所添加的S参数、有源器件的Pspice

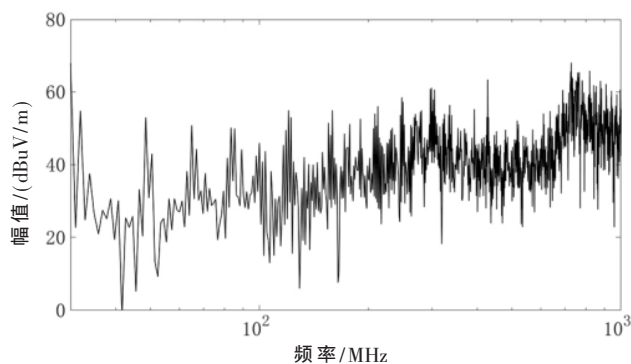
模型及变压器的高频等效电路通过电气连接线连接到SIwave工程的激励端口。在Circuit Designer进行瞬态仿真后,通过Push Excitations将电路仿真的激励源文件导出到siwaveresults工程文件夹下,用于SIwave进行远场和近场辐射仿真分析;(6)在SIwave和Electronics Desktop查看仿真结果并进行数据后处理。

#### 3.2 电磁场仿真波形及分析

图8是变压器三电容、简化二电容模型的3 m远场辐射仿真曲线(通过SIwave的“Compute Far Field”功能仿真)。变压器的等效高频电路不同,对仿真结果有所影响。对于120 MHz以内的中低频段,两种变压器模型的计算结果并无太大差异。



(a) 三电容模型3 m远场仿真曲线



(b) 简化二电容模型3 m远场仿真曲线

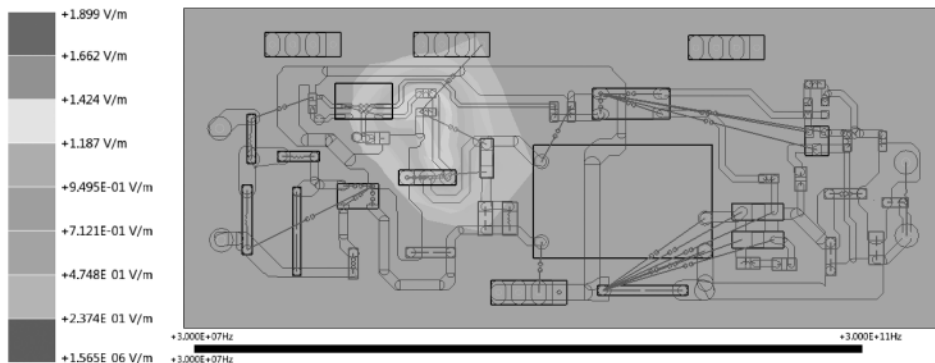
图8 3 m远场仿真曲线

对反激变换器的近场辐射也做仿真分析。通过SIwave的“Compute Near Field”功能,添加Circuit Designer瞬态仿真生成的激励源,仿真频段设置为30 MHz~1 GHz。将30 MHz频点处的电场仿真结果呈现如图9所示,磁场仿真结果如图10所示。可以看出,所用变压器高频模型不同,近场辐射计算结果也有所差别。从图9可以判断,电场辐射源均为MOSFET及其周边的电路结构,而图10磁场辐射源的位置有所不同。

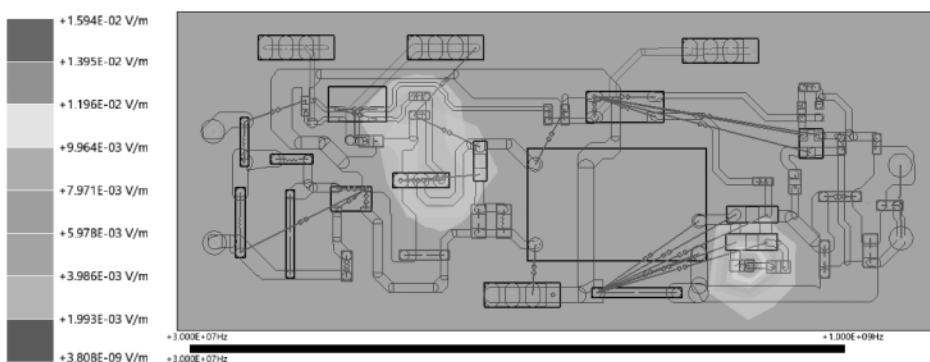
#### 4 实验分析

图11是在赛宝实验室3 m电波暗室的测试曲线。可以看出,超标的部分均在230 MHz以内的低频段。因



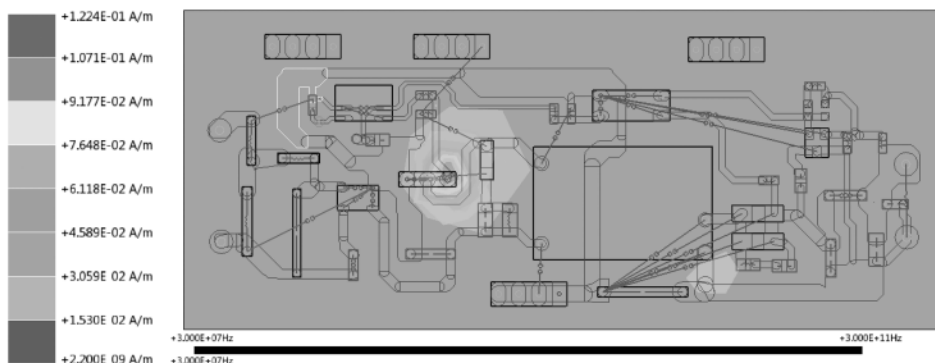


(a) 三电容模型近场电场分布

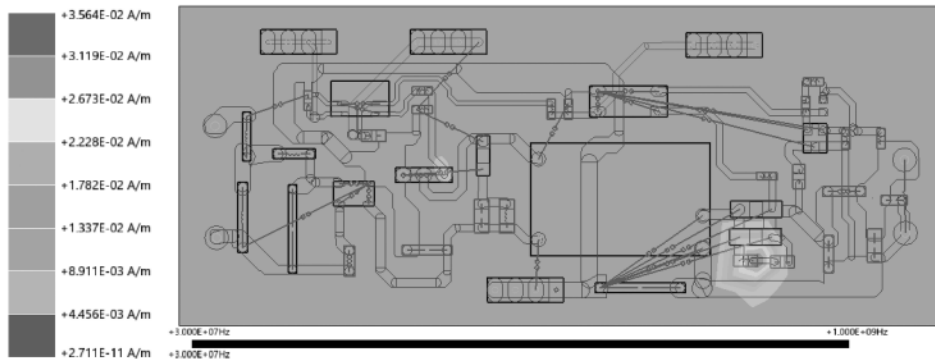


(b) 简化的二电容模型近场电场分布

图 9 近场电场分布仿真



(a) 三电容模型近场磁场分布

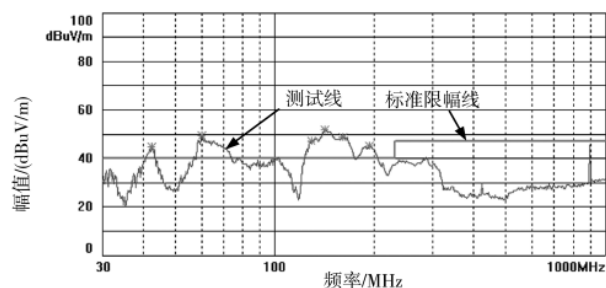


(b) 简化二电容模型近场磁场分布

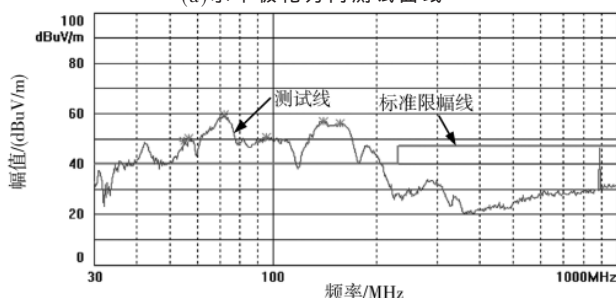
图 10 近场磁场分布仿真

此选取 230 MHz 以内几个辐射的极大值点与仿真结果进行比较,所选取的实测频点数据见表 2。

通过对比,实测超标的频点与仿真结果一致,仿真对应频点的幅值与实测幅值进一步比较,得到幅值的误



(a)水平极化方向测试曲线



(b)垂直极化方向测试曲线

图 11 3 m 远场实测曲线

表 2 230 MHz 以内的辐射极大值

| 频率/MHz    | 幅值/(dBuV/m) |
|-----------|-------------|
| 42.5      | 44.6        |
| 55        | 49.2        |
| 56.812 5  | 50.2        |
| 60        | 49.4        |
| 72        | 59.4        |
| 95.375    | 50.7        |
| 141.75    | 51.6        |
| 156.375   | 55.9        |
| 161.062 5 | 48.7        |
| 193       | 45.1        |

差,如图 12 所示。可以看出,采用二电容模型的仿真结果与实测结果吻合度较大,宽频特性优于三电容模型,更适用于反激变换器辐射干扰的仿真预测。进一步可以从图 9(b)和图 10(b)的近场电磁场分布看出,MOSFET 和变压器副边的二极管是主要的辐射源。

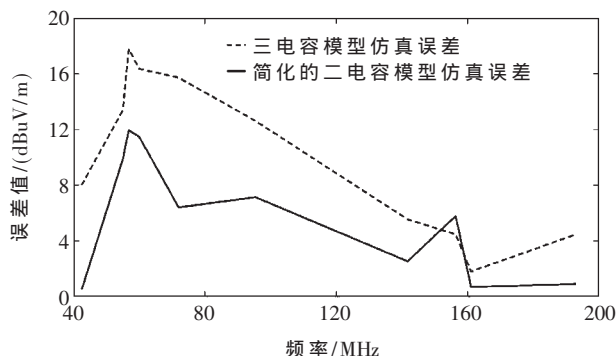


图 12 3 m 远场与实测对比

## 5 结论

本文将 MOSFET 3 个引脚等效为 3 个天线,通过建立有限元模型,仿真分析得到其 d 极引脚辐射最强的结论;联合 Circuit Designer 电路仿真平台和 SIwave、HFSS 电磁场仿真平台对反激变换器的板级辐射进行仿真分析,通过 3 m 远场测试验证本文仿真方法的正确性,同时验证了变压器高频电路模型对辐射仿真有影响,其中简化的二电容更适应于 230 MHz 以内频段的辐射仿真;从近场电磁场分布可以看出,MOSFET 和变压器副边的整流二极管是主要的辐射源。为此,针对反激变换器的 EMC 整改可以重点对 MOSFET 和变压器副边的二极管实施有效的屏蔽或抑制瞬变电压电流的措施。

## 参考文献

- [1] Yao Juntao, Wang Shuo, Zhao Hui. Measurement techniques of common mode currents, voltages, and impedances in a flyback converter for radiated EMI diagnosis[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019, 61(6): 321997.
- [2] 李方元. 开关电源电磁辐射建模与仿真研究[D]. 青岛: 青岛大学, 2016.
- [3] Li Yiming, Zhang Huan, Wang Shuo, et al. Investigating switching transformers for common mode EMI reduction to remove common mode EMI filters and Y-capacitors in flyback converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 2287-2301.
- [4] 刘颜, 董光冬, 张方华. 反激变换器共模噪声的抑制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4795-4802.
- [5] Yao Juntao, Li Yiming, Zhao Hui, et al. Modeling and reduction of radiated common mode current in flyback converters[C]. 2018 IEEE ECCE, 2018: 6613-6620.
- [6] 和军平, 纪科健, 付琦, 等. 开关电源远场共模电磁辐射模型及其特性研究[J]. 电工电能新技术, 2012, 31(3): 25-30.
- [7] MOONEN N, BUESINK F, LEFERINK F. Enhanced circuit simulation using mutual coupling parameters obtained via 3D field extraction[C]. Asia-pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2016.
- [8] 赵全斌, 付琦, 和军平. 反激式变换器的 FDTD 仿真与分析[J]. 电工电能新技术, 2011, 30(3): 51-54.
- [9] 李远航, 周泽鹏, 刘易, 等. 隔离型开关电源远场辐射的场路协同预测及改善研究[C]. 2015 中国电磁兼容大会: 172-178.
- [10] 陈城, 黄辉, 王金保, 等. 开关电源 PCB 电磁兼容特性的仿真分析及其改进[J]. 电源学报, 2014, 3(2): 20-26.
- [11] 江贤祚. 天线原理[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1993.
- [12] 赵阳, 封志明, 黄学军. 电磁兼容测试方法与工程应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010.
- [13] LI Q, ZHAI G, WANG S. Reliability research on power

MOSFET using coupled electrical-thermal-mechanical analysis[C].Proceedings of the IEEE 2012 Prognostics and System Health Management Conference(PHM-2012 Beijing), 2012.

- [14] 高璐,徐策,董光冬,等.基于电磁仿真软件的平面变压器共模电磁干扰建模方法及其应用[J].电工技术学报, 2020, 35(24): 5057-5063.
- [15] 刁家骥.基于混沌扩频技术的 AC/DC 开关变换器的传导 EMI 研究[D].广州:广州大学, 2020.

(收稿日期: 2021-03-08)

## 作者简介:

吴键澄(1995-),男,硕士研究生,主要研究方向:反激变换器、电磁兼容等。

杨汝(1971-),通信作者,女,博士,教授,硕士生导师,主要研究方向:电力电子装置与系统, E-mail: yangru@gzhu.edu.cn。

余连德(1951-),男,硕士,教授,主要研究方向:电力传动与变频器开发。



扫码下载电子文档

(上接第 4 页)

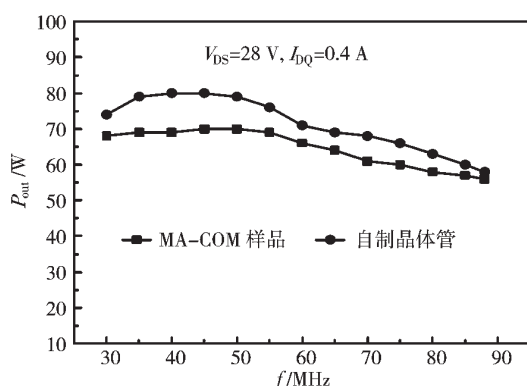


图 12 输出功率与频率关系曲线

晶体管的输出功率与频率关系曲线。经过对比可以看出,在 30~90 MHz 频段范围内,本文自制晶体管的射频输出功率均大于该样品晶体管,实测输出功率大于 60 W。

## 3 结论

本文基于标准平面 MOS 工艺,采用平面分栅结构,通过优化结构和工艺参数研制出一款工作电压为 28 V 的宽带、高增益、高效率硅基射频场效应晶体管。该器件的直流参数符合设计要求,射频性能方面,该器件在 60 MHz 频点下连续波输出功率可以达到 87 W,增益达 18.4 dB,功率附加效率达 72.4%;在 30~90 MHz 频段范围内,小信号增益均大于 19 dB,实测输出功率均大于样品晶体管,具有优异的射频性能。

## 参考文献

- [1] 刘英坤,王占利,何玉樟,等.400MHz,CW 300W VDMOS 功率场效应晶体管[J].半导体技术, 2000(2): 26-28.
- [2] 杨法明,杨发顺,张锴源,等.功率 VDMOS 器件的研究与发展[J].微纳电子技术, 2011, 48(10): 623-629, 673.
- [3] RAAB F H, CAVERLY R, CAMPBELL R, et al. HF, VHF, and UHF systems and technology[J].IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(3): 888-899.
- [4] FARHADI R, FARHADI B. Optimization of vertical double-diffused metal-oxide semiconductor(VDMOS) power transistor structure for use in high frequencies and medical devices[J].

Electronic Physician, 2014, 6(2): 816-819.

- [5] RAMARAO B V, MISHRA J K, PANDE M, et al. Comparison study of LDMOS and VDMOS technologies for RF power amplifiers[C].57th DAE Solid State Physics Symposium. Indian Inst Technol, Bombay, INDIA, 2012: 492-493.
- [6] 李飞.硅射频 DMOSFET 发展现状[J].科技创新与品牌, 2020(7): 52-55.
- [7] 林良.高性能射频半导体功率器件设计及其可靠性研究[D].上海:上海交通大学, 2016.
- [8] 祁斌,刘英坤,王长河.1GHz 微波功率 MOSFET 的研究[J].半导体技术, 2000(1): 23-25.
- [9] 刘洪军,傅义珠,李相光.530~650MHz 20W CW Si-VDMOS 场效应晶体管[J].固体电子学与进展, 2009, 29(2): 192-194, 286.
- [10] REN M, CHEN Z, NIU B, et al. A low miller capacitance VDMOS with shield gate and oxide trench[C].2016 IEEE International Nanoelectronics Conference(INEC).Chengdu, 2016: 1-2.
- [11] CHEN Q, FENG Q. Impact of the parasitic capacitances with the change of distance between gates of the split-gate VDMOS[C].World Automation Congress 2012, Puerto Vallarta, Mexico, 2012: 1-4.
- [12] 苏延芬,刘英坤,邓建国,等.射频功率 Trench MOSFET 研制[J].微纳电子技术, 2008(7): 380-382, 386.
- [13] 格列别尼科夫.射频与微波功率放大器设计[M].张玉兴,赵宏飞,译.北京:电子工业出版社, 2006.
- [14] XU S M, REN C H, FOO P D, et al. Dummy gated radio frequency VDMOSFET with high breakdown voltage and low feedback capacitance[C].12th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs.Proceedings. Toulouse, France, 2000: 385-388.
- [15] 张方媛.功率 VDMOS 器件结构设计[D].西安:西安电子科技大学, 2009.

(收稿日期: 2020-12-10)

## 作者简介:

于淼(1994-),女,硕士研究生,主要研究方向:射频场效应晶体管。



扫码下载电子文档

## 版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所