Research and Optimization of Near-field Coupling Model for Planar Coreless Transformers*

LU Yufang[1*], HUANG Jiehui[1], YU Hongkun[2], JIANG Zhijun[1], QIN Zhao[1]
(1.School of Computer Science and Engineering, Guilin University of Technology, Guilin Guangxi 541004, China;
2.R&D Design Department, Guilin Xingyun Electronic Technology Co., Ltd., Guilin Guangxi 541004, China)

Abstract: The near-field coupling model of planar coreless transformer is investigated, and the optimized design and sample preparation are carried out, and an optimized design method of planar coreless transformer is proposed. The near-field coupling mathematical model of planar coreless transformer is firstly established, and the control variable method is adopted to study the influence of the transformer's operating frequency under different diameters and number of turns. Then the transformer model is established and simulation analysis is carried out by using the HFSS simulation software. Next, the transformer's operating frequency and physical dimensions are determined based on the projections, simulations and preparation process methods, so as to make the optimal transformer's operating frequency coincide with that of resonance circuit and improve the transmission efficiency. The sample design is completed. The optimal operating frequency of the transformer is consistent with the resonant circuit to improve the transmission efficiency. Finally, the sample design and preparation are completed. The prepared samples are also applied to gate-isolated driving circuits, and characteristic parameter testing and verification are carried out. In the case of reducing the wiring area of the transformer, the coupling efficiency is increased to 60.22%, and the turn-on time of the MOSFETs is shortened, which verifies the correctness of the optimized design method of the planar coreless transformer.

Key words: near-field coupling; planar coreless transformer; gate isolation drive; coupling efficiency
EEACC: 8350 **doi**: 10.3969/j.issn.1005-9490.2026.03.009

平面无芯变压器近场耦合模型研究及优化*

陆玉芳[1*], 黄杰辉[1], 余鸿坤[2], 蒋志军[1], 覃 钊[1]
(1.桂林理工大学计算机科学与工程学院, 广西 桂林 541004; 2.桂林星云电子科技有限公司研发设计部, 广西 桂林 541004)

摘 要: 对平面无芯变压器近场耦合模型进行研究, 并进行优化设计及样品制备, 提出了一种平面无芯变压器的优化设计方法。首先建立平面无芯变压器的近场耦合数学模型, 采用控制变量法研究变压器在不同直径及匝数下对工作频率的影响; 然后使用 HFSS 仿真软件建立变压器模型并进行仿真分析; 再依据推算、仿真及制备工艺方法确定变压器的工作频率及物理尺寸, 使得变压器最优工作频率与谐振电路工作频率一致, 提高传输效率; 最后完成样品设计及制备。还将制备的样品应用于栅极隔离驱动电路, 并进行特性参数测试及验证; 在变压器布线面积减小的情况下, 将耦合效率提升至 60.22%, 并缩短了 MOSFET 开通时间, 验证了该平面无芯变压器优化设计方法的正确性。

关键词: 近场耦合; 平面无芯变压器; 栅极隔离驱动; 耦合效率
中图分类号: TM402 **文献标识码**: A **文章编号**: 1005-9490(2026)03-0541-07

随着物联网、新能源汽车、人工智能及大数据等新形态信息技术的快速发展, 数据交互及功率驱动与控制的安全性愈发重要。通常为了降低不同数据平台间的影响, 提高数据交互的安全性, 数据接口之间需要进行电气隔离; 同样, 为了提高以电机驱动控制为代表的功率驱动控制系统的安全性[1], 控制回路与功率驱动回路之间需要进行电气隔离。

在航空航天等应用领域, 航空航天器对电控系统的体积和重量有极为严苛的要求, 系统向小型化、集成化、轻量化及高功率密度发展成为主要趋势[2-6]。传统的 MOSFET 隔离栅极驱动电路中, 电气隔离的驱动方式通常有光隔离、电容隔离、导线绕组变压器隔离、磁芯平面变压器隔离、平面无芯变压器隔离等[7-13]方式。大部分隔离方式由于自身物理

项目来源: COMAC-SFZX-2023-57 试飞测试配电系统研究
收稿日期: 2024-03-04 修改日期: 2024-04-19

或电气等方面原因,无法完全满足航空和航天领域的特殊需求。例如,光隔离器件需要额外的隔离电源设计导致占用体积大,且存在不适应于高温、强辐射(空间环境)等环境的不足;电容隔离存在电磁兼容性差的不足;导线绕组变压器隔离的体积和重量较大;磁芯平面变压器隔离的磁芯带来重量和体积占用的问题,导致无法进一步进行小型化设计;而平面无芯变压器因其扁平化,无磁芯,并可将铜箔内置于基材内部,无需占用器件空间,具有体积小、耐高温及空间辐射等优点。因此,基于无芯变压器的隔离驱动构型是一种可行的电气隔离解决方案。此前,本团队已开展了无芯变压器的几何参数对线圈电感值的影响研究[13],但在工程应用中谐振电路与变压器频率特性及耦合效率等参数可以进一步优化。

本文建立了平面无芯变压器的近场耦合模型,采用控制变量法研究变压器在不同直径及匝数下对工作频率的影响,并对其进行仿真及关键参数特性分析。从变压器的结构及参数入手,通过分析变压器几何尺寸、频率、S 参数、驻波比之间的关系,再结合史密斯圆图进行无芯变压器的优化设计、制作和评估,得到一种无芯变压器的优化设计方法,试验结果表明该优化设计方法可有效解决谐振电路频率与无芯变压器特性的匹配问题,并可提高近平面无芯变压器近场耦合的耦合效率。

1 平面无芯变压器特性分析

1.1 工作原理

在平面无芯变压器的原边线圈通过振荡电路产生正弦波,由于安培定律,原边线圈将产生交变磁场。又由法拉第电磁感应定律,线圈之间产生磁耦合,副边线圈捕获部分磁通从而产生交变感应电动势,同时通过原副边线圈匝数比进行升压。

平面无芯变压器在栅极驱动电路中一般用作电气隔离与升压,可用于栅极隔离驱动电路中。微处理器控制单元(Microprocessor Control Unit,MCU)产生 3.3 V 控制信号电压,经过缓冲器升压至 5.0 V 后给振荡电路供电产生正弦波,平面无芯变压器将该正弦波耦合升压,再经过整流电路得到可供驱动功率半导体器件 MOSFET 的直流电压。栅极隔离驱动电路原理框图见图 1。

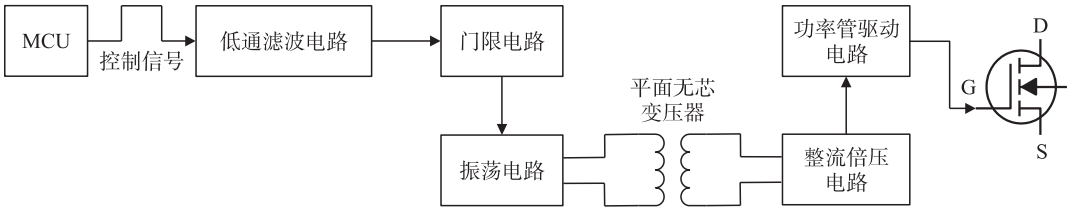

图 1 栅极隔离驱动电路原理框图

1.2 电路模型分析

平面无芯变压器是指无软磁体磁芯材料,由竖直方向上互相平行的原边线圈和副边线圈构成的变压器。与传统带磁芯的变压器相比,其最大的特点是线圈扁平化,并由自动化设备印制而成,无需手工绕组,因此具有参数一致性好、成本低及体积小等优点。它无需磁芯,可极大减轻变压器重量,并可避免传统变压器存在的铁损及滞后损失。另外,不带磁芯的设计避免了磁芯体积的限制,有利于变压器朝向更小型化,更高频的方向发展,从而获得更高的功率密度。

本文研究的平面无芯变压器的原边线圈与副边线圈为印制电路板的板层铜箔,内嵌于印制电路板不同的内部板层中,原边线圈与副边线圈之间为板间绝缘材料,主要依靠原边线圈与副边线圈进行磁耦合从而实现电气隔离,平面无芯变压器近场耦合的等效电路模型参数和电路模型分别如表 1 和图 2 所示。

表 1 平面无芯变压器近场耦合模型参数定义

参数	定义
U_p	输入电压
U_s	输出电压
R_p	原边线圈等效电阻
R_s	副边线圈等效电阻
R_L	负载等效电阻
L_p	原边线圈电感值
L_s	副边线圈电感值
C_p	原边线圈补偿电容
C_s	副边线圈补偿电容
I_p	原边电流
I_s	副边电流
ω	角频率
M	原边线圈与副边线圈互感值

与传统变压器等效电路模型相比,平面无芯变压器不存在铁芯,因此在图 2 的模型中无需计算铁芯带来的磁滞损耗、涡流损耗等影响因素。变压器工作在高频情况时无法忽略自身产生的寄生电容,

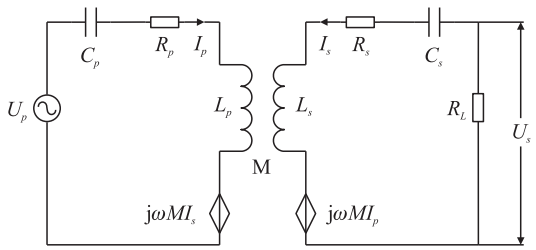

图 2　平面无芯变压器等效电路模型

与文献[16]的等效电路模型相比，本文的等效电路模型进一步考虑了寄生电容对变压器特性的影响。

根据图 2 的电路模型，结合基尔霍夫定律可得：

$$U_p=\left(R_p+j\omega L_p-j\frac{1}{\omega C_p}\right)I_p-j\omega MI_s \tag{1}$$

$$0=-j\omega MI_p+\left(R_s+j\omega L_s-j\frac{1}{\omega C_s}+R_L\right)I_s \tag{2}$$

由式(1)和式(2)得：

$$\frac{U_p}{I_p}=R_p+j\omega L_p-j\frac{1}{\omega C_p}+\frac{\omega^2M^2}{R_s+j\omega L_s-j\dfrac{1}{\omega C_s}+R_L} \tag{3}$$

式中：U_p/I_p 为原边线圈阻抗，包含原边线圈等效电阻、容抗、感抗以及副边线圈对原边线圈的等效阻抗。其中原副边线圈之间的等效阻抗为：

$$Z_r=\frac{\omega^2M^2}{R_s+j\omega L_s-j\dfrac{1}{\omega C_s}+R_L}=\frac{\omega^2M^2(R_s+R_L)}{(R_s+R_L)^2+\omega^2\left(L_s-\dfrac{1}{\omega^2C_s}\right)^2}-$$

$$j\frac{\omega^3M^2R_s}{(R_s+R_L)^2+\omega^2\left(L_s-\dfrac{1}{\omega^2C_s}\right)^2}=R_r+jX_r \tag{4}$$

式中：R_r 为阻抗的实部，表现为纯电阻的特性。jX_r 为阻抗的虚部，表现为容抗和感抗相结合的部分。从式(4)可看出，阻抗参数的大小取决于原边线圈和副边线圈的多种参数，这些参数共同决定平面无芯变压器的特性，同时又相互制约。

根据传输线理论，设计器件时若要兼顾最小损耗和最大功率容量，则需参照 50 Ω 特征阻抗进行设计，即在设定的工作频率上，阻抗的实部值尽量靠近 50 Ω 设计，阻抗的虚部值尽量靠近 0 设计，两者结合才能满足 50 Ω 特征阻抗设计。结合式(4)，平面无芯变压器的 R_r 越接近 50 Ω，jX_r 越接近 0 越好，传输效率也会更高。

结合以上分析可以得到，在实际中可等效成通过改变平面无芯变压器的线圈直径和匝数设计，间接改变变压器的阻抗 R_r 和 jX_r。使得平面无芯变压器的工作频率落在预先选定的频率点内，从而满足平面无芯变压器的频率适性和提高传输效率的要求。

1.3　HFSS 仿真分析

本研究的仿真工具采用 ANSYS 公司的 HFSS 软件。设计的平面无芯变压器由三层铜箔和铜箔间的绝缘层构成，中间为原边线圈，上下两层铜箔相连作为副边线圈，以此结构构建仿真模型。平面无芯变压器近场耦合的仿真模型如图 3 所示。

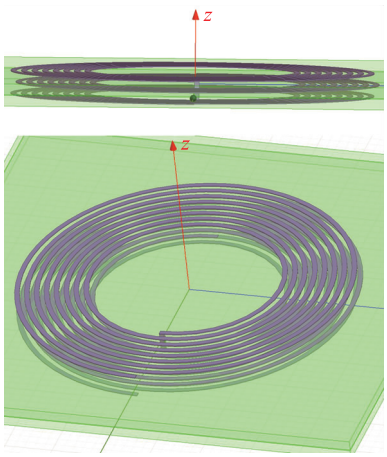

图 3　平面无芯变压器近场耦合模型仿真

考虑到小型化、提高效率、避免趋肤效应的要求，变压器线圈的线宽和线间距在工艺允许的情况下尽量小，取一定值；变压器的线圈间距在工艺允许和保证电气隔离性能的情况下尽量小，取一定值；变压器的线圈铜箔厚度不宜过大，取印制电路板内层铜箔常用值。线圈材料为 Cu，绝缘层材料为 FR-4，空气盒子材料为 Air。仿真主要分析平面无芯变压器的直径跟匝数对频率、S 参数和驻波比的影响。平面无芯变压器近场耦合模型的仿真参数如表 2 所示。

表 2　平面无芯变压器近场耦合模型仿真参数

参数	定义	数值
线宽	W	0.1 mm
线间距	S	0.1 mm
线圈间距	L	0.2 mm
铜箔厚度	H	0.5 oz
直径	D	6 mm/7 mm/8 mm
原边匝数	N_1	8/9/10
副边匝数	N_2	16/18/20
匝数比	N	1:2

仿真模型建立完成后，进行 HFSS 相关设置：设置为终端驱动模式、设置集总端口激励、设置辐射边界、设置求解频率(30 MHz)和扫频范围(1 MHz~50 MHz)。设置完成后进行仿真。仿真结果如图 4 所示。

图 4 所示为平面无芯变压器近场耦合模型在

直径_原边匝数	频率/MHz	回波损耗/dB
7 mm_8n	31	−5.135 6
7 mm_9n	26.5	−5.479
7 mm_10n	24	−5.587
8 mm_8n	24.5	−5.489 2
8 mm_9n	21	−5.905 8
8 mm_10n	19	−6.046 4
6 mm_8n	35	−4.986 5

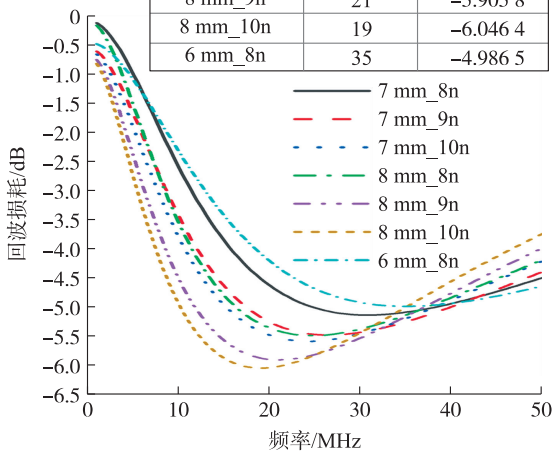

图 4 HFSS 仿真结果

HFSS 中仿真得到的 S_{22} 参数。由仿真结果可知，在 1 MHz~50 MHz 频率范围内，平面无芯变压器的最优工作频率与线圈直径和线圈匝数存在关系。即在此频率内，线圈直径越大，变压器最优工作频率越低；原副边线圈匝数比定为 1∶2 时，原边线圈匝数越大，变压器最优工作频率越低。根据直径和匝数对最优工作频率的影响趋势对平面无芯变压器进行优化设计，选定频率点，使得最优工作频率落在预设的频率上，从而提高变压器的效率。

仿真的 S 参数分为回波损耗 S_{22} 和插入损耗 S_{21}，分别如式(5)和式(6)所示：

$$S_{22}(\mathrm{dB}) = -A\lg|\Gamma| \tag{5}$$

$$S_{21}(\mathrm{dB}) = -A\lg|T| \tag{6}$$

式中：A 为常系数，功率计算时取值 10，电压计算时取值 20。Γ 为反射系数，表示反射量的比值，即反射信号与入射信号之比。回波损耗用于衡量端口反射能量的多少。本文中的仿真及测试均为电压信号，故 A 取值 20。T 表示实际接收信号与入射信号之比。

2 平面无芯变压器样品制备及测试

2.1 变压器样品制备

根据建模及仿真分析，平面无芯变压器的样品制备要先确定使用频率。因提高交流电频率可以增加变压器耦合效率，尽可能选择较高频率。同时，频率的选择要结合实际使用的起振途径。由于小型化和频率的要求，排除占用面积较大的晶振电路作为起振途径，选用振荡电路起振。考虑到目前振荡电路的振荡频率，同时确保振荡电路的稳定性及起振电压，综合考虑下，选择 30 MHz 作为使用频率，参照此频率下平面变压器仿真的各个几何参数进行实物制备，实物的几何参数设计尽量与仿真一致以避免放大误差参数。本文针对 HFSS 仿真结果，设计并制作了栅极隔离驱动电路样品，变压器版图如图 5 所示，电路实物如图 6 所示。

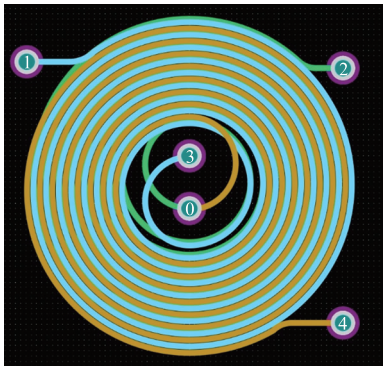

图 5 平面无芯变压器近场耦合模型样品设计图

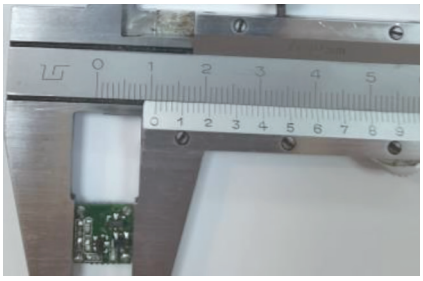

图 6 平面无芯变压器近场耦合模型样品实物图

如图 5 所示，设计的样品与仿真模型基本保持一致，各个线圈在垂直方向互相平行并嵌于印制电路板内层，不影响顶层和底层的电路设计。在 7 mm 和 8 mm 的直径下，各设计了原边线圈与副边线圈匝数比为 8∶16、9∶18、10∶20 的总计 6 种平面无芯变压器近场耦合模型样品。

2.2 变压器样品测试

采用矢量网络分析仪对变压器样品进行特性参数测试，主要测量的参数是 S 参数、驻波比和史密斯圆图。为减小测试误差，测试时选用同轴线接 SMA 头进行测试。样品 1(直径 7 mm，原边匝数 8)测试的 S 参数、驻波比和史密斯圆图分别如图 7~图 9 所示。

驻波比 VSWR 是无单位的值，用来描述电传输线的反射程度。驻波比的值越小，表示反射越小，传输效率越高。设计的平面无芯变压器的驻波比越接近 1 性能越好，实际设计中一般确保驻波比在 2 以内即可作为可用结果，由测试结果可知测试样品的驻波比满足小于 2 的要求。驻波比的计算如式(7)所示：

$$\mathrm{VSWR} = (1+|\Gamma|)/(1-|\Gamma|) \tag{7}$$

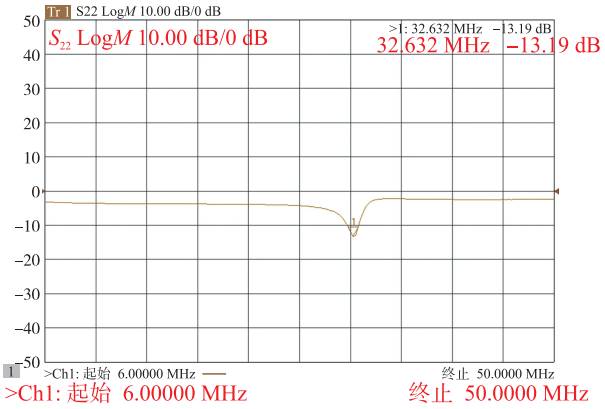

图 7　样品 S_{22} 测试结果

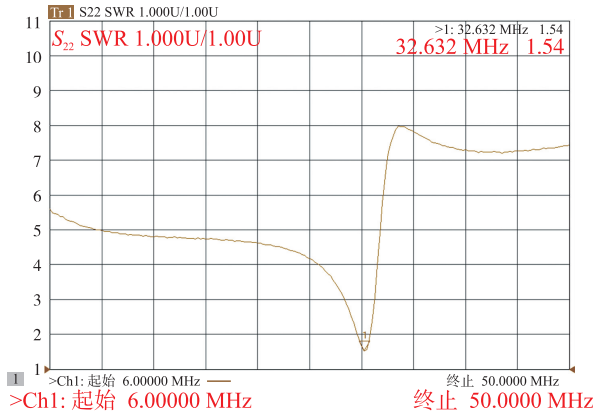

图 8　样品驻波比测试结果

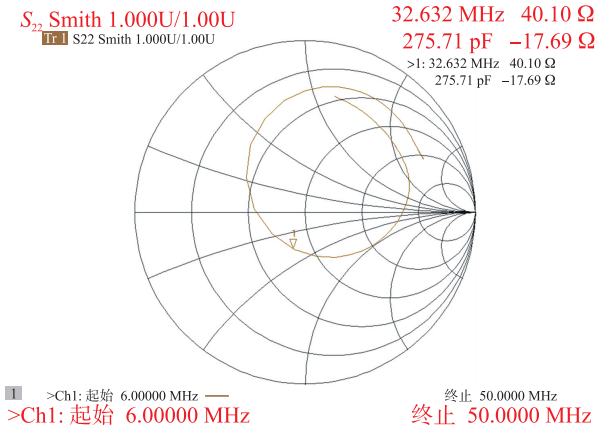

图 9　样品史密斯圆图测试结果

史密斯圆图是测试元器件在扫频范围内各个频率点的阻抗合集，跟 S 参数和驻波比存在对应关系。其上半部分表示电感特性，下半部分表示电容特性，中间的直线则呈现纯电阻特性，可直观地表示测试元器件的阻抗特性，从而更易看出元器件是否还存在优化设计空间。因此，史密斯圆图测试数据可以指导平面无芯变压器的下一步优化设计方向。6 种不同样品的性能测试数据汇总如表 3 所示。

以样品 1 为例，样品 1 的 S_{22} 为−13.19 dB，驻波比为 1.54，S_{21} 为−4.10 dB。调用式(5)和式(6)对数据进行处理，得出 S_{22} 的效率为 95.5%，S_{21} 的效率为 62%，将两者相乘可得平面无芯变压器耦合效率为 59.21%。按该方法对表 3 数据进行处理，得出 6 种样品耦合效率汇总，如表 4 所示。

表 3　平面无芯变压器样品测试数据

样品	直径/mm	匝数比	最优工作频率/MHz	S_{22}/dB	驻波比	S_{21}/dB
1	7	8∶16	32.632	−13.19	1.54	−4.10
2	7	9∶18	31.400	−13.25	1.59	−4.25
3	7	10∶20	30.256	−12.25	1.64	−4.38
4	8	8∶16	30.432	−13.25	1.53	−3.96
5	8	9∶18	28.892	−13.12	1.57	−3.93
6	8	10∶20	27.836	−12.83	1.59	−4.15

表 4　平面无芯变压器样品耦合效率

样品	耦合效率/%	样品	耦合效率/%
1	59.21	4	57.36
2	58.54	5	57.06
3	60.22	6	58.78

2.3　测试结果分析

根据表 3 的样品测试数据可得：在 50 MHz 的频率范围内，当直径一定时，平面无芯变压器匝数越大，其最优工作频率越低；当匝数一定时，平面无芯变压器直径越大，其最优工作频率越低。

结合仿真结果，由于实物制备在工艺和测试环境存在误差，以及样品本身存在寄生参数，导致变压器仿真的最优工作频率与实物测试产生略微偏移。除此之外，样品测试中平面无芯变压器直径和匝数变化对最优工作频率的影响与仿真结果得出的变化趋势一致。样品的 S 参数满足要求且比仿真结果更理想。同时，样品的驻波比均小于 2，满足实际使用的要求。

3　电路试验与结果分析

3.1　栅极隔离驱动电路试验

将设计的平面无芯变压器样品应用于图 1 所示的栅极隔离驱动电路中进行测试，在栅极隔离驱动电路控制的 MOSFET 的源极上串联一个 200 Ω 的电阻作为负载，测量栅极隔离驱动电路单元的栅极驱动电压以及负载电压来判断 MOSFET 的开通和关断情况，从而验证该平面无芯变压器优化设计方法的正确性和有效性。搭建的实验测试平台如图 10 所示。

MOSFET 的开通波形和关断波形分别如图 11 和图 12 所示。

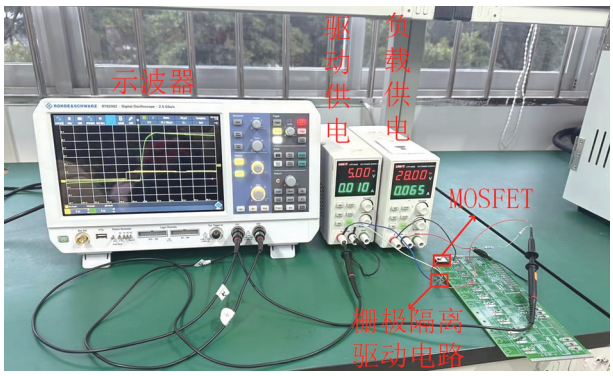

图 10 实验测试平台

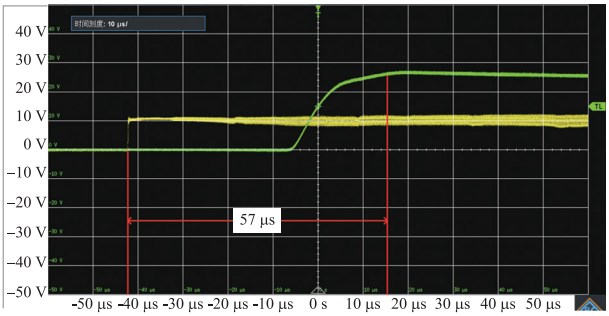

图 11 MOSFET 开通波形

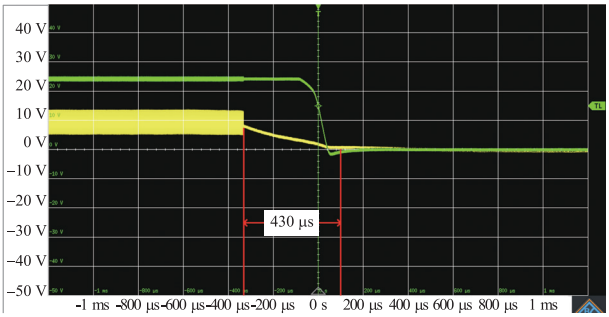

图 12 MOSFET 关断波形

如图 11 和图 12 所示，11 V 左右的电压波形为栅极驱动电压 V_{GS}，满足 MOSFET 的驱动要求。另一个电压波形则是负载电压 V_{RL}。MOSFET 的开通时间约为 57 μs，关断时间约为 430 μs。优化的平面无芯变压器性能主要体现在 MOSFET 的开通时间中。

3.2 试验结果分析

由试验结果可知，本文通过建立并优化平面无芯变压器的近场耦合模型，可以提高耦合效率，缩短 MOSFET 开通时间，满足栅极隔离驱动电路的性能设计要求，并可将其应用于栅极隔离驱动电路中。将本文优化设计的平面无芯变压器与传统导线绕组变压器及文献[13]进行主要性能参数对比，如表 5 所示。

本文提出的平面无芯变压器优化设计方法与文献[13]相比，在其他优势不变的情况下，在耦合效率及开通时间性能取得显著提升；与绕线变压器相比则具有体积小、重量轻、集成度高、最优工作频率高及环境适应性好等优点。

表 5 关键性能参数对比

性能参数	绕线变压器	文献[13]	本文
直径 ϕ/mm	30 mm	8 mm	7 mm
重量/g	>10	2~3	2~3
最优工作频率/MHz	<1	36	30
MOSFET 开通时间/μs	<500	<180	<57
耦合效率/%	>80	45.2	57.06~60.22
电路集成度	低	高	高
环境适应性	一般	好	好

4 总结

本文提出了一种平面无芯变压器近场耦合模型的优化设计方法并进行了试验验证。文章首先建立平面无芯变压器的近场耦合模型，并进行分析及优化；然后使用 HFSS 软件进行建模及仿真分析，得到平面无芯变压器的最优工作频率与直径和匝数的规律，选定谐振电路工作频率；再根据电路模型及仿真结果确定平面无芯变压器的直径和匝数；最后结合制备工艺方法进行样品制备及特征参数测试。经样品试验验证，本文提出的平面无芯变压器近场耦合模型及优化设计方法可以有效减小平面无芯变压器的布线面积，提高耦合效率，应用于栅极隔离驱动电路，可提升以 MOSFET 等半导体开关器件为基础的固态开关性能。

参考文献：

[1] Lu Y F, Jiang Z J, Chen C H, et al. Energy Efficiency Optimization of Field-Oriented Control for PMSM in All Electric System[J]. Sustainable Energy Technologies and Assessments, 2021, 48: 101575.

[2] 王洪玮，孔祥东，齐乐. 飞机固态配电系统现状及发展趋势[J]. 天津科技，2017，44(12)：47-50.

[3] Dong Z, Ren R, Wang F. Development of High-Power Bidirectional DC Solid-State Power Controller for Aircraft Applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 5498-5508.

[4] 周泽坤，曹建文，张志坚，等. SiC MOSFET 栅极驱动电路研究综述[J]. 电子与封装，2022，22(2)：7-17.

[5] Zhuang Y Q, Lu Y F, Huang Z A, et al. Circuit and Control Strategy Optimization of Solid-State Power Controller for All-Electric System[J]. Sustainable Energy Technologies and Assessments, 2022, 52: 102157.

[6] 倪春晓，苏筱，王岑，等. 航天器固态功率控制技术研究[J]. 空间电子技术，2022，19(3)：66-71.

[7] 程翔，常浩然，刘岩，等. 单片集成光耦隔离式驱动芯

片[J]. 光学精密工程,2023,31(7):1022-1030.
[8] 黄晓义,刘天天,赵一泽,等. 电容隔离式栅极驱动电路设计[J]. 传感器与微系统,2023,42(2):76-79.
[9] 冉建桥,尹华,张小林. 一种基于 LTCC 工艺的兆赫兹变压器设计[J]. 微电子学,2020,50(5):649-652.
[10] 管乐诗,程怡,施震宇,等. 一种 10 MHz 高频 DC-DC 功率变换器及其同步整流技术[J]. 电工技术学报,2023,38(18):5029-5038.
[11] 唐晓莉,苏桦,张怀武. 一种新型无芯 PCB 平面电感器研究[J]. 电子器件,2002,25(4):319-323.
[12] 林豪,石启元,洪峰. 反激变换器平面变压器研究与设计[J]. 电子器件,2020,43(5):1016-1020.
[13] Lu Y F,Huang Z A,Chen C H,et al. Design and Implementation of LTCC Coreless Transformers for Intelligent Solid-State Switch[J]. Microelectronics Journal,2022,130:105614.

陆玉芳(1983—),男,工学博士、研究员、博士生导师,主要从事飞行器能量管理、伺服与运动控制及功率集成电路设计等研究,luyufang@guet.edu.cn;

黄杰辉(1998—),男,硕士研究生,主要从事飞行器能量管理及功率集成电路设计等研究;

余鸿坤(1985—),男,硕士研究生,主要从事飞行器能量管理、飞机固态配电等研究;

蒋志军(1984—),男,副教授,硕士生导师,主要从事智能配电系统、电机驱动控制系统及作动控制等研究。