

点火模块用脉冲变压器的关键寄生参数影响分析及优化设计方法

曾晓辉, 陈为, 兰宇杰, 陈庆彬

福州大学, 福州 350116

摘要: 点火模块是脉冲等离子体推力器 (Pulsed Plasma Thruster, PPT) 启动放电的基础, 而脉冲变压器作为点火模块的核心元件, 其输出特性是影响 PPT 点火工作可靠性的关键因素。本文分析了脉冲变压器各寄生参数对输出脉冲波形的影响, 指出脉冲变压器的漏感是影响输出电压上升速度和点火后电压波形振荡的根源, 而寄生电容和激磁电感影响相对较小, 基本可以忽略。脉冲变压器漏感越小, 输出脉冲电压波形整体性能越优越。基于电磁场原理分析了脉冲变压器的漏感形成机理并建立了漏感的理论计算模型, 进而提出了环形脉冲变压器的优化设计流程。经过优化设计的变压器相比于传统的脉冲变压器有效减小漏感的大小。最后通过脉冲变压器的单体测试结果验证了理论分析的正确性和可行性。

关键词: 点火模块, 脉冲变压器, 寄生电感, 优化设计方法

Key Parasitic Parameters Analysis and its Optimization Method of Pulse Transformer For Ignition Module

ZENG Xiaohui, CHEN Wei, LAN Yujie, CHEN Qingbin

Fu'zhou University, Fuzhou 350116

Abstract: The ignition module is the basis of the start-up of the Pulsed-Plasma Thruster (PPT), in which the pulse transformer is the core of the ignition module. The output characteristics of the pulse transformer are the key factors affecting the reliability of PPT ignition. This paper discusses the influence of parasitic parameters of Pulse Transformer on output pulse waveform. It is pointed out that leakage inductance of pulse transformer is the root that affects the rise speed and voltage waveform oscillation after ignition of the output voltage, while parasitic capacitance and excitation inductance have relatively little influence and can be ignored basically. The smaller the leakage inductance of the pulse transformer, the better the overall performance of the output pulse voltage waveform. Based on the electromagnetic field principle, the pulse transformer's leakage inductance mechanism is analyzed, and the theoretical calculation model of leakage inductance is established. Furthermore, the pulse transformer optimization guideline is proposed. Compared with the traditional one, the optimized pulse transformer can effectively reduce leakage inductance value. Finally, the test result of the pulse transformer verifies the theoretical analysis to be correct and feasible.

Keywords: ignition module, pulse transformer, parasitic inductance, optimization guideline

0 引言

点火模块是脉冲等离子体推力器 (Pulsed Plasma

Thruster, PPT) 启动放电的基础, 其输出特性决定着点火工作的可靠程度。随着电力电子技术的发展与产品

需求的进一步提高,对点火模块的电气性能、体积和重量等要求越来越高。尤其在军事应用领域,如飞行器点火装置和航天发动机点火装置等的应用中,点火模块的重量和体积已经成为设计过程中最为关键的技术指标^[1]。

脉冲变压器作为点火模块的核心元件,其输出特性是影响 PPT 点火工作可靠性的关键因素^[2]。脉冲变压器的工况与普通变压器不同,其工作于短时脉冲波形激励,其输出脉冲的上升沿时间是点火模块性能的关键指标。此时不能将脉冲变压器视为理想的变压器,其寄生参数有可能对输出脉冲的上升沿时间产生重要的影响作用。同时脉冲变压器在点火模块中的体积和重量占比最高。因此对脉冲变压器的寄生参数影响进行深入分析进而研究其优化设计方法对减小脉冲变压器的体积和提高点火模块功率密度具有重要意义^[3]。

在脉冲变压器的寄生参数影响机理和建模方面,文献[4]采用桥式双极性 Marx 电路和脉冲变压器结合方案,建立了考虑脉冲变压器寄生参数的等效电路模型,最终构建了变压器寄生参数与输出之间的理论关系。在脉冲变压器的寄生参数优化方面,文献[5]中 N. Kobayashi 通过电路计算表明电路计算表明,原边线圈为一匝,原边线圈到副边线圈的磁路长度较短时,可提高阻抗匹配和耦合系数。文献[6,8]对脉冲变压器的寄生电感与分布电容进行计算,并提出优化设计方案。现有文章都是基于桥式电路及平面变压器结构,但在具体的应用场合中点火模块电路结构和脉冲变压器的结构各不相同,此时脉冲变压器的寄生参数关键影响因素和优化设计方法也不相同,因此对具体点火模块电路结构和变压器结构下的关键寄生参数进行分析和优化具有重要的研究意义。

因此,本文对基于正激电路结构的点火模块工作过程中正激变压器寄生参数对输出特性地影响进行了深入分析,

建立了综合考虑变压器寄参数的影响的输出特性数学模型,并在此基础上明确了脉冲变压器的漏感是影响点火模块输出脉冲电压上升沿的关键影响因素。基于电磁场的理论分析了环形脉冲变压器的漏感形成机理与并建立了相应的数学模型。从而提出了环形脉冲变压器的优化设计流程,通过该设计流程可以有效减小脉冲变压器的漏感。最后通过仿真以及实验验证了此方案的正确性。

1 脉冲变压器寄生参数对输出波形的影响

1.1 电路原理分析

实际应用的脉冲变压器不是理想的变压器,需要考虑各寄生参数的影响。如图 1 所示,其中实际脉冲变压器包含有折算到原边的漏感、激磁电感以及原边绕组和副边绕组的寄生电容。电路输出波形如图 2 所示,包括晶闸管驱动电压波形、变压器副边电压波形、输出电压波形和原边电容电压波形。

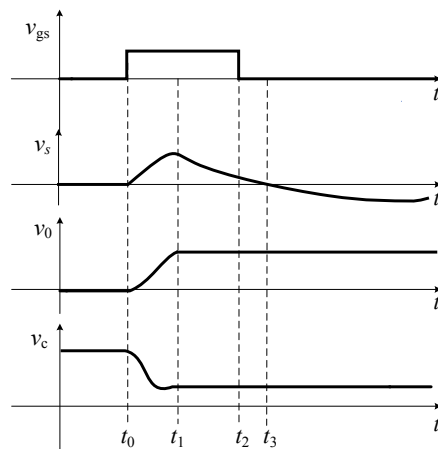


图 2 实际脉冲变压器输出波形图

Fig.2 actual pulse transformer output waveform diagram

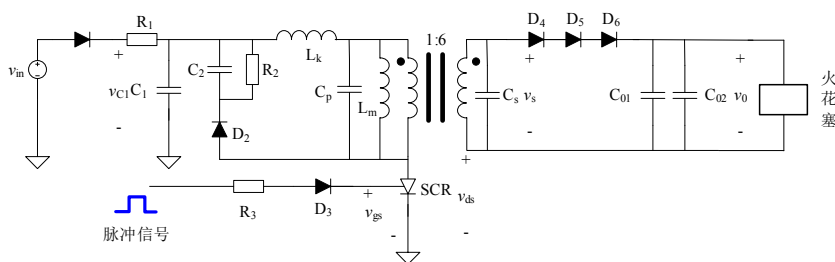


图 1 实际脉冲变压器电路图

Fig.1 actual pulse transformer circuit diagram

图2考虑寄生参数情况下,点火模块空载时输出脉冲波形可分为三个阶段。在这三个阶段中,输出电压 v_0 在 $t_0 \sim t_1$ 阶段的波形变化明显,而在 $t_1 \sim t_2$ 阶段和 $t_2 \sim t_3$ 阶段变化很小,因此本文主要分析 $t_0 \sim t_1$ 阶段,即分析输出波形的上升的过程。在该阶段前直流激励源已给输入电容 C_1 充满电,此时给晶闸管门级施加驱动信号,晶闸管导通。电容 C_1 向变压器原边放电,进而变压器副边感应输出电压。该上升沿阶段等效电路图如图3所示。

在该阶段中,电容 C_1 向变压器原边放电的过程可以等效为电容 C_1 向原边寄生电容、副边寄生电容以及输出端电容充电,由于存在漏感、激磁电感和寄生电容的影响,上升沿过程复杂,电容电压下降和输出电压上升的过程并不是直线下降或上升的。

当脉冲变压器接上火花塞负载时,由于火花塞击穿后表现为可变纯阻性负载。当脉冲波形上升沿一定时,火花塞击穿电压不同其输出波形存在差别,当最大输出电压仍然小于火花塞击穿电压时,火花塞未击穿,输出电压将保持在最大值不变,当击穿电压减小,输出电压超过其值时,火花塞击穿后输出端电压瞬时下降为电阻两端电压。不同大小的击穿电压其输出波形如图4所示。

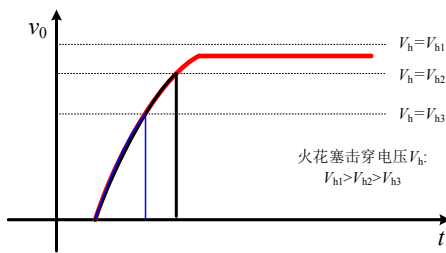


图4 脉冲变压器输出理论波形

Fig.4 pulse transformer outputs theoretical waveform

1.2 输出电压波形上升沿电路模型

综合考虑脉冲变压器寄生参数的影响(忽略线路电阻的影响),对脉冲变压器上升沿期间电路分析,采用复频域分析方法,可以得到其复频域等效电路,如图5所示。图中输出端电容和副边寄生电容并联后折算到原边再与原边寄生电容并联的等效电容用 C_2 表征。

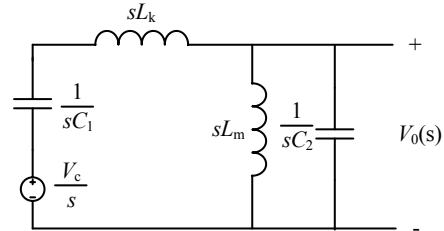


图5 上升沿简化等效电路图

Fig.5 rising edge simplified equivalent circuit diagram

对图中的输出复频域下脉冲输出电压表达式为:

$$V_0(s) = \frac{\frac{V_c}{s}}{\frac{1}{sC_1} + sL_k + \frac{L_m}{C_2(\frac{1}{sC_2} + sL_m)}} \cdot \frac{L_m}{C_2(\frac{1}{sC_2} + sL_m)}$$

$$= \frac{V_c C_1 L_m s}{C_1 C_2 L_k L_m s^4 + C_1 L_m s^2 + C_2 L_m s^2 + C_1 L_k s^2 + 1} \quad (1)$$

令式(1)分母表达式等于0,求出方程存在两对共轭复根, P_1 和 P_3 是一对共轭复根, P_2 和 P_4 是另一对共轭复根,因此转换为时域下输出电压表达式形式为:

$$V_0(t) = 6(2|k_1|e^{\beta_1 t} \cos(\omega_1 t + \theta_1) + 2|k_2|e^{\beta_2 t} \cos(\omega_2 t + \theta_2)) \quad (2)$$

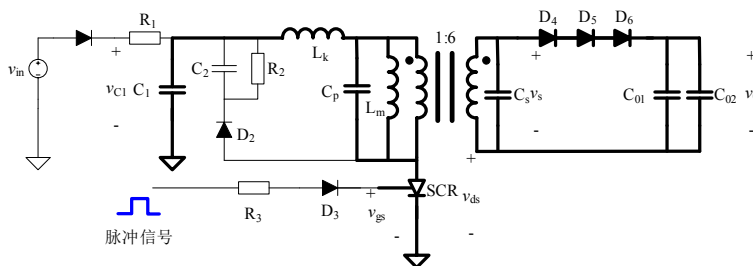


图3 上升阶段等效电路图

Fig.3 equivalent circuit diagram of rising edge stage

$$\begin{cases} p_1 = \sqrt{\frac{\sqrt{C_1^2 L_k^2 + 2C_1^2 L_k L_m + C_1^2 L_m^2 - 2C_1 C_2 L_k L_m + 2C_1 C_2 L_m^2 + C_2^2 L_m^2} + C_1 L_k + C_1 L_m + C_2 L_m}{2C_1 C_2 L_k L_m}} \\ p_2 = \sqrt{\frac{C_1 L_k - \sqrt{C_1^2 L_k^2 + 2C_1^2 L_k L_m + C_1^2 L_m^2 - 2C_1 C_2 L_k L_m + 2C_1 C_2 L_m^2 + C_2^2 L_m^2} + C_1 L_m + C_2 L_m}{2C_1 C_2 L_k L_m}} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} k_1 = -\frac{U_c C_1 L_m}{2\sqrt{C_1^2 L_k^2 + 2C_1^2 L_k L_m + C_1^2 L_m^2 - 2C_1 C_2 L_k L_m + 2C_1 C_2 L_m^2 + C_2^2 L_m^2}} \\ k_2 = \frac{U_c C_1 L_m}{2\sqrt{C_1^2 L_k^2 + 2C_1^2 L_k L_m + C_1^2 L_m^2 - 2C_1 C_2 L_k L_m + 2C_1 C_2 L_m^2 + C_2^2 L_m^2}} \end{cases} \quad (4)$$

式中: k_1 和 k_2 为常数, ∂_1 和 ∂_2 为根 p_1 和 p_2 根的实部, ω_1 和 ω_2 为 p_1 和 p_2 的虚部, θ_1 和 θ_2 为系数 k_1 和 k_2 的所对应的角度。

将式 (3)、式 (4) 代入式 (2), 根据变量代换, 得到时域下输出电压最终表达式为:

$$V_0(t) = 6 \left[2|k_1| e^{R_c(p_1)t} \cos(I_m(p_1)t + \arg(k_1)) + 2|k_2| e^{R_c(p_2)t} \cos(I_m(p_2)t + \arg(k_2)) \right] \quad (5)$$

根据脉冲变压器输出电压表达式可知, 其上升沿时间和根 p_1 的虚部有关, 由于脉冲变压器激磁电感远远大于漏感, 其数值较大, 因此可将 p_1 表达式简化, 简化后表达式为:

$$p_1' = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_k}} \quad (6)$$

因此定义输出波形上升沿时间表达式为:

$$t_r = \frac{\pi}{I_m(p_1')} = \frac{\pi \sqrt{L_k}}{\sqrt{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}} \quad (7)$$

根据式 (7), 输出波形上升沿时间和变压器漏感、输入电容 C_1 、变压器寄生电容和输出端电容并联等效电容 C_2 有关。但由于输入电容是定值, 且不同结构的变压器其寄生电容远小于输出电容 C_1 和 C_2 , 因此认为上升沿时间主要与漏感大小有关。

为了定性分析变压器漏感对输出脉冲波形上升沿的影响, 取 $C_1=1$ F, $C_2=0.35$ F, $V_c=300$ V, $L_m=0.1$ H, 根据式 (7) 算出在不同漏感值下的上升沿时间如表 1 所示。根据表 1, 随着漏感值变大, 输出波形上升沿时间越长, 同时, 将输入电容、激磁电感、输出端电容并联等效电容值 C_2 代入式 (5), 在不同漏感值下, 画出脉冲变压器输出电压波形图如图 6 所示。

表 1 不同漏感值下上升沿时间

Tab.1 rising edge size under different leakage sensing values

漏感 /uH	上升沿大小 /us
2.0	2.258
4.0	3.194
10.0	5.058

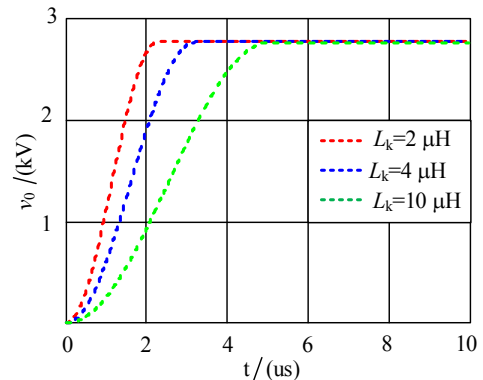


图 6 不同漏感值下输出电压波形图

Fig.6 waveform of output voltage at different leakage inductance values

结果表明, 变压器漏感值不同, 其输出电压波形曲线不相同, 漏感越大, 输出电压波形上升沿越平缓, 漏感越小, 输出电压波形上升沿越陡, 因此, 可以得到漏感对脉冲变压器输出波形上升沿时间具有重要影响, 同时也验证了输出电压波形上升沿电路模型的正确性。

2 环形脉冲变压器漏感分析与计算

2.1 环形脉冲变压器漏感分析

脉冲变压器作为点火模块的基本组件, 在设计变压器的过程中, 磁芯形状和尺寸显得尤为关键, 环形磁芯适合不同电压场合和不同的脉冲功率^[9], 因此本文所述的脉冲变压器磁芯选择无气隙的环形磁芯, 线圈均匀绕制。如图7所示为脉冲变压器的磁场分布情况。

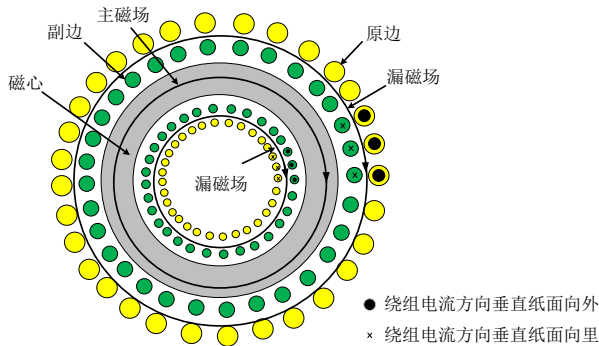


图7 环形脉冲变压器磁场分布图

Fig.7 magnetic field distribution diagram of ring pulse transformer

根据安培环路定理, 原副边绕组所产生的磁场方向为顺时针方向。环形脉冲变压器的磁场可以分为两部分, 一部分磁场在磁芯环路中分布, 这部分磁通能量就形成了激磁电感, 另一部分由于变压器原边和副边绕组之间的绝缘间隙, 磁场通过绕组之间或绕组层之间的缝隙形成闭合回路, 这部分储存在绕组层间的漏磁能量就形成了漏感。

2.2 环形脉冲变压器的漏感建模

环形脉冲变压器的二维截面模型如图8所示。原副边之间的漏感可以分成四个区域, 可以通过计算每个部分的

漏磁场强度, 对体积分即得出漏磁场能量大小, 将每个部分漏磁场能量叠加得到总漏磁能量大小。其中两个红色部分即区域2和区域4这两个区域漏磁能量相等。

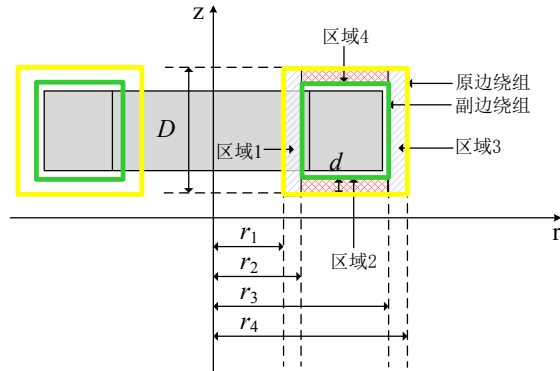


图8 脉冲变压器二维模型

Fig.8 two dimensional model of sandwich structure

基于电磁场理论分析, 根据安培环路定理, 变压器原边绕组和副边绕组层间漏磁场强度表达式为:

$$H(r) = \frac{N_s I_s}{2\pi r} \quad (8)$$

式中: N_s 为副边绕组匝数, I_s 为通入副边绕组的电流, r 为所作安培环路半径。

区域1中漏磁场能量表达式为:

$$W_1 = \frac{1}{2} u \int_{r_1}^{r_2} 2\pi r D H^2(r) dr = \frac{\mu_0 N_s^2 I_s^2 D}{4\pi} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \quad (9)$$

式中: u 为磁芯磁导率, h 为原边绕组的高度。

区域2的漏磁场能量表达式为:

$$W_2 = \frac{1}{2} u \int_{r_2}^{r_3} 2\pi r d H^2(r) dr = \frac{\mu_0 N_s^2 I_s^2 d}{4\pi} \ln\left(\frac{r_3}{r_2}\right) \quad (10)$$

式中: d 为原边绕组和副边绕组层间的距离。

区域3的漏磁场能量表达式为:

$$W_3 = \frac{1}{2} u \int_{r_3}^{r_4} 2\pi r D H^2(r) dr = \frac{\mu_0 N_s^2 I_s^2 D}{4\pi} \ln\left(\frac{r_4}{r_3}\right) \quad (11)$$

区域 4 漏磁场能量和区域 2 相等, 故将这些区域漏磁能量相加即得到总的漏感能量表达式为式 (12), 进而可获得式 (13) 环形变压器的漏感计算模型。

$$W_{leakage} = W_1 + 2W_2 + W_3 \quad (12)$$

$$L_k = \frac{W_{leakage}}{\frac{1}{2} I_p^2} = \frac{\mu_0 N_p^2}{2\pi} \left[D \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) + 2d \ln\left(\frac{r_3}{r_2}\right) + D \ln\left(\frac{r_4}{r_3}\right) \right] \quad (13)$$

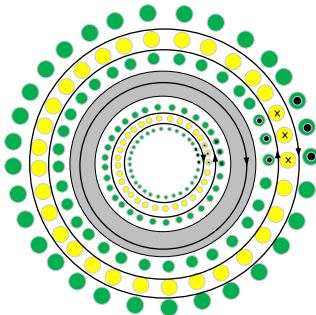
3 环形脉冲变压器的漏感影响因素分析

3.1 绕组匝数和磁芯内径对脉冲变压器漏感的影响

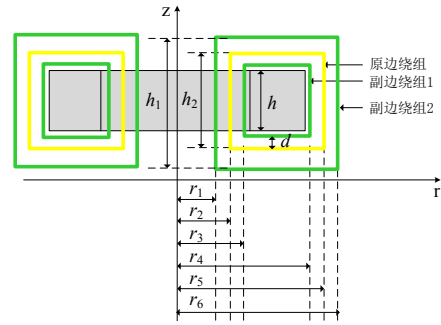
由式 (13) 变压器漏感表达式可知, 漏感与绕组匝数的平方成正比关系, 因此绕组匝数越多, 漏感越大。同时变压器漏感还与磁芯内径有关, 磁芯内径越大, r_1 和 r_2 越大, 其他参数不变, 漏感越小。

3.2 绕组结构对脉冲变压器漏感的影响

考虑不同变压器绕组结构对漏感的影响, 对于不同的绕制结构, 其绕组窗口中的磁场强度分布不同, 绕组上的电流分布也不同, 原副边绕组层间漏磁场能量大小不同, 相应变压器漏感也不同。三明治结构绕制方式下绕组层间磁场的分布如图 9 (a) 所示, 三明治结构参数如图 9 (b) 所示。



(a) 环形脉冲变压器三明治结构磁场分布图



(b) 环形脉冲变压器三明治结构参数图

图 9 环形脉冲变压器三明治结构图

Fig.9 The sandwich structures of ring pulse transformer

变压器绕组采用“副边—原边—副边”的三明治结构, 三明治绕制结构窗口磁场强度大小比普通绕制结构小, 电流密度分布均匀, 在相同的空间下, 绕组层间漏磁场能量小, 相应变压器漏感小。其漏感计算模型如式 (14) 所示。

$$L_k = \frac{\mu_0 N_p^2}{8\pi} \left[h_1 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) + 2d \ln\left(\frac{r_5}{r_2}\right) + h_1 \ln\left(\frac{r_6}{r_5}\right) \right] + \frac{\mu_0 N_p^2}{8\pi} \left[h_2 \ln\left(\frac{r_3}{r_2}\right) + 2d \ln\left(\frac{r_4}{r_3}\right) + h_2 \ln\left(\frac{r_5}{r_4}\right) \right] \quad (14)$$

4 环形脉冲变压器漏感优化流程

由前面分析可知, 环形脉冲变压器的漏感大小受匝数、磁芯内径和绕制方式的影响, 综合考虑这些影响因素后, 本文提出了一种环形脉冲变压器的漏感优化设计流程, 如图 10 所示。

由于环形脉冲变压器的绕组匝数越多, 变压器漏感越大; 同时磁芯内径越大, 变压器漏感越小, 因此可通过减少绕组匝数和加大环形磁芯的内径, 降低绕组的磁场强度, 进而降低漏感大小。当然为了满足环形脉冲变压器的体积和重量的要求, 磁芯型号不能太大。因此磁芯外径和高度可以在允许的尺寸要求范围内取最大值。

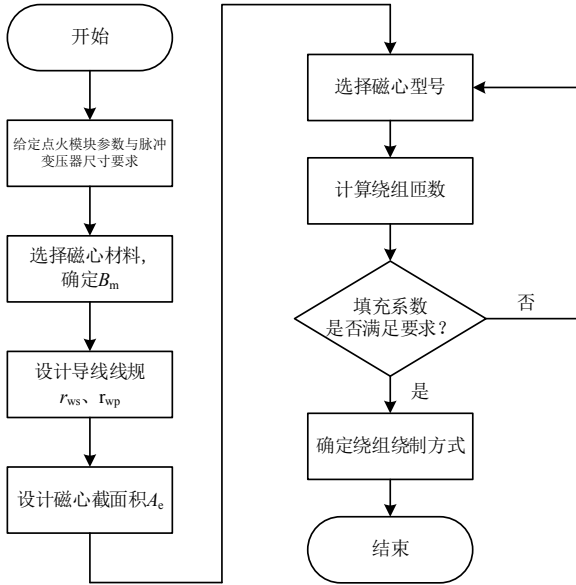


图 10 环形脉冲变压器漏感优化设计流程

Fig.10 The sandwich structures of ring pulse transformer

在磁心材料的选择上可以选择饱和磁密较大的磁心材料, 从而减小磁心的大小; 同时绕组的线规可以根据电流密度来进行选择。

在绕组匝数和磁心截面积的选择上, 由于绕组单层绕制的时候漏感较小, 因此绕组匝数不能过多才能保证每个绕组单层绕制。同时匝数不能太小以防止磁心饱和。此时 A_e 的截面积应满足:

$$\left(r_4 + \sqrt{r_4^2 - \frac{2 \cdot VT \cdot r_{ws}}{\pi B_m h}} \right) h \leq A_e$$

$$\leq \left(r_4 - \sqrt{r_4^2 - \frac{2 \cdot VT \cdot r_{ws}}{\pi B_m h}} \right) h \quad (15)$$

其中, VT 变压器原边的伏秒积。在设计完磁心的截面积后, 可以选择满足要求的磁心型号或者开模定制磁心。当确定 A_e 后可以计算绕组的匝数:

$$N_p = \frac{VT}{B_m \cdot A_e} \quad (16)$$

最后对所设计的环形脉冲变压器进行绕组窗口填充系数的验算。若满足要求, 则设计结束; 若不满足要求, 由需重新进行磁心型号的选型设计。

5 仿真与实验验证

现以某一等离子体推力器的点火模块的环形脉冲变压器为应用对象, 该点火模块的电路拓扑结构如图 1 所示。点火模块和脉冲变压器的参数如表 2 所示。

表 2 点火模块和脉冲变压器的参数要求

Tab.2 specification of the ignition module and ring pulse transformer

输入电压	300~500V
输出最大电压幅值	1800V
输出脉冲宽度	10s
输出功率	<1W
脉冲变压器的物理尺寸	<25mm*25mm*25mm

根据图 12 的环形脉冲变压器漏感优化流程进行环形脉冲变压器的设计, 设计结果如表 3。

表 3 环形脉冲变压器设计结果

Tab.3 design results of the ring pulse transformer

变压器匝比	1:6
磁心材料	纳米晶 (饱和磁密为 1.2T)
磁心型号	SH-EMC-015010005-1*2
原边、副边的线规	采用 0.16mm 的三重绝缘线
匝数	$N_p=50$ 匝, $N_s=300$ 匝
绕制方式	普通绕制和三明治绕制

根据脉冲变压器物理结构, 基于 Maxwell 仿真软件建立了普通绕制结构和三明治绕制结构的三维模型如图 11 和图 12 所示。

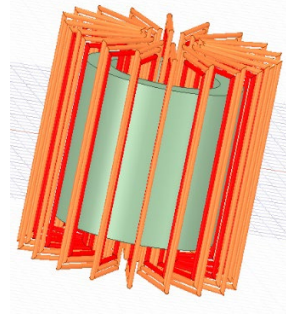


图 11 普通结构三维模型

Fig.11 3d model of common structure

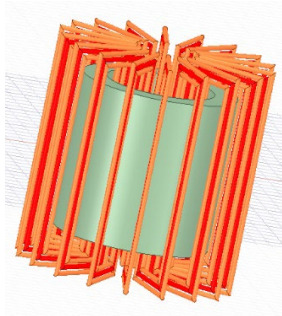


图 12 三明治结构三维模型

Fig.12 3d model of sandwich structure

采用 Maxwell 三维静磁场求解, 原边施加激励电流大小为 1A, 副边施加大小相同、方向相反的激励电流, 变压器匝比设置为 1:6, 观察普通结构磁场强度分布见图 13, 三明治结构磁场强度分布见图 14。

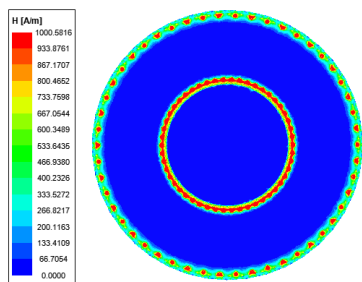


图 13 普通结构磁场强度分布

Fig.13 Magnetic field intensity distribution of ordinary structure

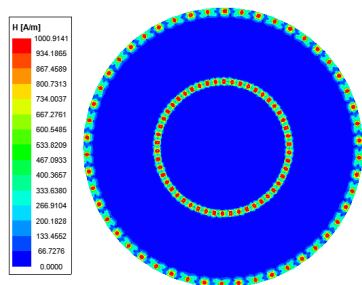


图 14 三明治结构磁场强度分布

Fig.14 Magnetic field intensity distribution of sandwich structure

对所设计的环形脉冲变压器进行漏感仿真, 同时制作了三明治绕制的环形脉冲变压器样品如图 15 所示进行漏感的测试, 结果如表 4 所示。

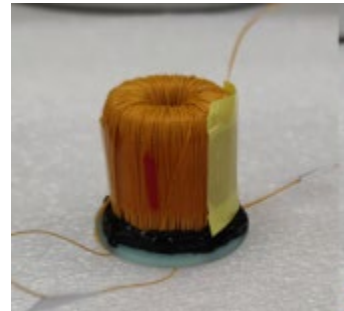


图 15 脉冲变压器样品图

Fig.15 sample drawing of pulse transformer

表 4 不同绕制结构漏感大小

Tab.4 leakage of different winding structures

结构	普通结构	三明治结构	
	仿真结果	仿真结果	实测结果
漏感 / μH	3.48	2.04	2.10

根据表 4, 仿真结果与实测结果具有较好的一致性。同时采用三明治结构的变压器漏感比普通结构小, 由此验证了理论分析的正确性。

6 结论

本文对基于正激电路结构的点火模块用脉冲变压器的关键寄生参数影响分析及优化设计方法进行深入的研究, 所获得的结论如下:

(1) 通过对正激变压器寄生参数对输出特性地影响进行了深入分析, 建立了综合考虑变压器寄参数的影响的输出特性数学模型, 并在此基础上明确了脉冲变压器的漏感是影响点火模块输出脉冲电压上升沿的关键影响因素。

(2) 基于电磁场的理论分析了环形脉冲变压器的漏感形成机理与并建立了相应的数学模型。从而提出了环形脉冲变压器的优化设计流程。

(3) 通过该设计流程, 对环形脉冲变压器的磁心材料、磁心型号和绕组结构进行优化设计, 通过该优化设计可以有效减小脉冲变压器的漏感从而减小点火模块输出电压的上升沿时间。仿真结果与脉冲变压器的实测结果验证了理论分析的正确性和有效性。

参考文献

[1] 王秉卓, 司剑飞, 于春风. 基于脉冲功率技术的高压电场感应取能设计 [J]. 电力工程技术, 2019, 38(6):160-166.
 [2] 张钊, 谈效华. 高功率脉冲变压器设计 [J]. 信息与电子工程, 2011, 9(05):626-634.
 [3] 丁一墀, 刘向阳, 黄昕昊, 等. 脉冲等离子体推力器点火可靠性试验研究 [J]. 推进技术, 2020, 41 (01): 205-211.
 [4] Wang Y G, Tong L Q, Liu K F, et al. Repetitive high-voltage pulse modulator using bipolar Marx generator combined with pulse transformer[J]. IEEE T. Plasma Sci, 2018, 46 (10): 3340-3347.
 [5] N. Kobayashi, N. Aoki, H. Horie, et al, High-voltage and short-rise-time pulse-transformer with amorphous

cores[C]. The 11th IEEE International Pulsed Power Conference, Baltimore, USA, June 29-July 02, 1997.
 [6] 吴临玉, 王卫国. 基于匝数变化的平面脉冲变压器设计 [J]. 电子设计工程, 2016, 24(07):120-124.
 [7] 胡晓斌, 徐勇, 鄢毅之. 脉冲变压器分布电容分析 [J]. 电器与能效管理技术, 2017(23):10-16.
 [8] 朱振宇, 吴淑群, 卞伟杰, 等. 变压器寄生参数和负载特性对高压脉冲波形的影响 [J]. 强激光与粒子束, 2021, 33(06):65-73.
 [9] M. Amirbande, A.Vahedi. Calculation of Leakage Inductance in Toroidal Core Transformer With Non-Interleaved Windings [J]. IEEE T. Plasma Sci, 2020, 48 (12): 4215-4220.

上接129页

压加上输出电压的折算值, 即 $V_L = V_{pv} + V_g / N$ 。但为了防止开关管被过高的电压脉冲峰值击穿, 需对原边电压考虑一定量的安全裕度。电压脉冲峰值即漏源极的耐压 VDR 一般取 150V。因此, 原边电感电压满足以下关系式:

$$V_{pv} + V_g \cdot \frac{n_1}{n_2} = 0.67V_{DR}$$

在下文分析中选择 $V_{pv} = 35V$ 、 $V_g = 311V$, 则根据上式得到匝数比 N 的值为:

$$N = \frac{n_2}{n_1} = 4.75$$

所以反激式微逆变器中高频变压器匝数比 N 取 5。

根据变压器手册的阅读以及本文对变压器的要求, 首先选择 3C90 材料, 接着考虑到反激式逆变器开关管频率、损耗等影响因素, 选择型号为 RM14 的磁芯。该类型号的磁芯占用面积少、对外界屏蔽性能优异、并且其窗口利用的效率也非常好。该磁芯具体涉及到的参数有: $A_p = 2.91cm^4$, $A_e = 188mm^2$, $L_e = 69mm$, $A_w = 155mm$ 。 A_p 、 A_e 、 L_e 、 A_w 分别为变压器磁心的面积乘积、有效截面积、磁路长度、窗口面积。最大磁通密度 B_m 根据所选材料及损耗取 2000G。原边电感的匝数可由下式计算:

$$n_1 = \frac{10^8 \cdot V_{pvmin} \cdot d_{lmax} \cdot (f_s)^{-1}}{B_m A_e} = \frac{10^8 \times 25 \times 0.3 \times 50000^{-1}}{2000 \times 188 \times 10^{-2}} = 3.9$$

取原边匝数 $n_1 = 4$ 。原边辅助绕组匝数 $n_2 = n_1 = 4$, 则

副边匝数为:

$$n_3 = n_1 * N = 4 * 5 = 20$$

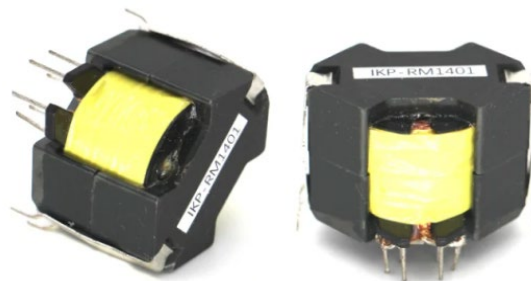


图 11 艾克比电子的 RM14 系列产品

三、结语

小功率分布式光伏发电系统如火如荼, 微型逆变器前景广阔。逆变器主要元器件的选型至关重要, 磁性材料和元器件企业未来可期又任重道远。当下微型逆变器总体来说还是成本较高, 如何降低成本和提高工作密度也是业内关心的重要课题。除了做好产品的材料选择和结构优化设计以外, 有的专家学者还尝试了磁元件集成的方式, 将部分磁性无源器件集成到一个磁芯中, 功率密度大, 效率高, 还可以消除寄生参数的影响, 也是不错的选择。