

一种应用于脉冲电场的辅助绕组脉冲变压器

A kind of pulse transformers with auxiliary windings applied to PEF

颜文旭 公 群 张姗姗

YAN Wen-xu GONG Qun ZHANG Shan-shan

(江南大学轻工过程先进控制教育部重点实验室, 江苏 无锡 214122)

(The Ministry of Education's of Light Industry Advanced Process Control of
Jiangnan University, Wuxi, Jiangsu 214122, China)

摘要:提出一种经济实用的闭合磁芯式脉冲变压器,对原有脉冲变压器加以改进,以提高耦合系数减小漏感,减少输出脉冲电压上升沿时间。采用电磁感应原理分析并进行试验测试,通过对原有的脉冲变压器增加反向并联辅助绕组接入初、次级绕组加以改进,对脉冲变压器的耦合和输出特性进行研究,对重要参数进行测量和计算。试验中的脉冲信号为占空比 5%、频率 10 kHz 的方波脉冲,采用有辅助绕组的脉冲变压器,比无辅助绕组的脉冲变压器的输出脉冲电压上升沿减少了 200 ns,试验结果证实该理论设计具有合理性。

关键词:脉冲电场;脉冲变压器;耦合系数;漏感;建模

Abstract: Puts forward a kind of economical and practical pulse transformer with closed magnetic core type, to improve the original pulse transformer, in order to improve the coupling coefficient and decrease the leakage inductance, thus reducing the rising time of output pulse voltage. Using electromagnetic induction principle to analyze and test, to improve the original pulse transformer in adding a reverse parallel auxiliary winding to connect the primary and secondary windings, to study the coupling and the output characteristics of pulse transformer, to take measurement and calculation of the important parameters. The pulse signal of the test is square wave pulse of the duty ratio 5%, the frequency 10 kHz, the rising time of the pulse transformer output pulse voltage of with the auxiliary winding than the with no auxiliary winding less 200 ns, the experimental results verify the rationality of design.

Keywords: pulse electric field; pulse transformer; coupling coefficient; leakage inductance; modeling

脉冲变压器技术在脉冲电场食品杀菌技术领域应用十分广泛^[1-3]。产生高压脉冲主要有:脉冲变压器技术、Marx

发生器技术、利用脉冲形成线升压的层叠线倍压器技术等^[4-7]。后两种技术多用于产生数十万伏以上的高电压脉冲,但结构庞大复杂,不利于脉冲发生器系统的小型化,且系统成本较高,应用范围受到限制^[8-9]。脉冲变压器结构相对简单,可以减小脉冲发生器体积,功能实现相对简单,但脉冲变压器的寄生电容、漏感等非理想性因素会延长输出脉冲电压的上升时间^[10-11]。为克服寄生元素带来的影响,传统的一些改进方法有环路磁芯、密绕线圈、制成锥形绕组、双线并绕、逐层间绕(一、二次绕组分层逐次绕制)等,其绕组缠绕方式复杂且相当昂贵,磁芯式变压器虽结构简单,造价比较低,但耦合系数不高。本研究拟重点讨论利用磁芯式变压器如何能提高能量传输效率,采用辅助绕组反向并联连接,以补充漏磁,从而减小脉冲波形上升沿时间。

1 新型辅助绕组脉冲变压器漏感系数的改变

储存在磁芯外的磁能可以表示成式(1):

$$E_o = \frac{\mu_0}{2} \iiint_V H_o^2 dV \quad (1)$$

式中:

E_o ——磁场能量, H/A²;

μ_0 ——空气磁导率常数, H/m;

H_o ——磁芯外的磁场强度, A/m;

V ——体积, m³。

H_o 与其漏感 l_o 成比例关系,漏磁能还可以表示为式(2):

$$l_o = 2 \frac{E_o}{i^2} \quad (2)$$

式中:

l_o ——漏感, H;

i ——电流, A。

因此,漏感 l_o 在数值上与漏磁能 E_o 有关。由以上可以得出,只要改变磁场强度 H_o 的大小,就可以改变漏感 l_o 的大小。

作者简介:颜文旭(1971—),男,江南大学副教授,博士。

E-mail: ywx03@163.com

收稿日期:2015-07-28

图1为无辅助绕组脉冲变压器绕组缠绕方式及其绕组漏磁场强度的分布图,图2为带有辅助绕组的脉冲变压器绕组缠绕方式及其漏磁场强度的分布图。

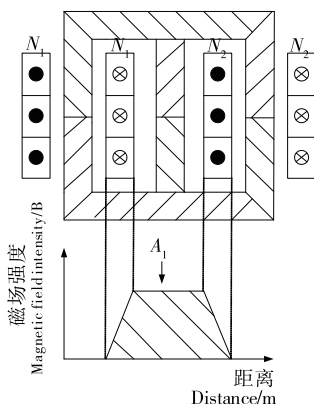


图1 无辅助绕组脉冲变压器

Figure 1 No auxiliary winding of pulse transformer

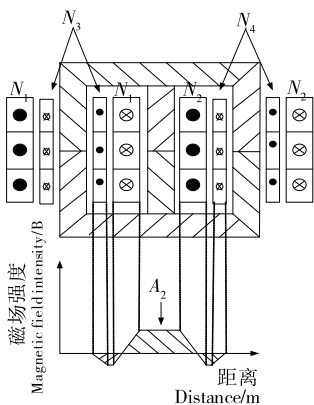


图2 带有辅助绕组脉冲变压器

Figure 2 With auxiliary winding of pulse transformer

如图1所示线圈中的电流方向已标出,漏磁场强度 H_o 大小也相应用 A_1 表示出来。由式(1)可知漏磁能 E_o 与面积 A_1 成线性关系,面积大小的改变就会导致漏感 l_o 的改变。现在将两个辅助绕组反向并联接入脉冲变压器,如图2所示, $A_1 > A_2$ 所以漏磁场强度减小,故漏磁能减小。由此可以看出,适当改变辅助绕组的连接方式就可以补偿脉冲变压器漏磁通量。

2 脉冲变压器建模

2.1 四绕组变压器基本原理

四绕组变压器的基本模型如图3所示,各绕组电流均由其正极性端流入,产生的磁通量方向一致。

由法拉第电磁感应定律得到式(3):

$$u_x = R_x i_x + \frac{d\psi_x}{dt} \quad (3)$$

式中:

u ——绕组端电压, V;

R ——绕组有效阻抗, Ω ;

i ——绕组瞬时电流, A;

ψ ——绕组瞬时磁链, Wb;

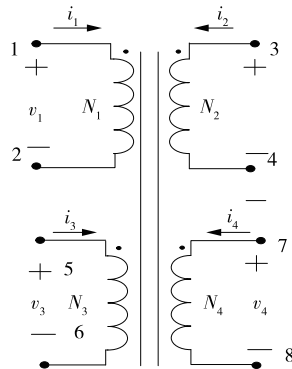


图3 四绕组变压器理论模型

Figure 3 Four winding transformer model

x ——不同的绕组;

t ——时间, s。

如果磁芯不饱和,那么绕组电流和其产生的磁链就成线性关系。单层线圈的磁通量为式(4):

$$\Phi_i = \frac{\psi_i}{N_i} \quad (4)$$

式中:

Φ_i ——磁通量, T;

ψ_i ——磁链, Wb;

N_i ——匝数。

单层线圈的磁通量可以分为以下3个部分:

(1) 4个绕组电流共同产生的流过磁芯的磁通量 Φ 。

(2) 每个绕组电流产生的与自身交链的磁通量 Φ_{oi} 。

(3) 每个绕组 x 与另一个不同绕组 y 交链的磁通量 Φ_{oj} 。

所以由以上可得每个绕组的磁链为式(5):

$$\psi_x = N_x (\Phi + \Phi_{ox} + \sum_{\substack{y=1 \\ x \neq y}}^4 \Phi_{oxy}) \quad (5)$$

因为空气磁阻远大于磁芯磁阻,所以磁链与电流成线性关系,引入漏磁通的自感 l_{oi} 和互感 l_{oj} 可以由式(5)得到

$$\psi_x = N_x \Phi + l_{ox} i_x + \sum_{\substack{y=1 \\ x \neq y}}^4 l_{oxy} i_y \quad (6)$$

由式(6)带入式(3)可得到

$$u_x = R_x i_x + N_x \frac{d\Phi}{dt} + l_{ox} \frac{di_x}{dt} + \sum_{\substack{y=1 \\ x \neq y}}^4 l_{oxy} \frac{di_y}{dt} \quad (7)$$

由式(7)可以得到4个绕组瞬时电压表达式为

$$u_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o11} \frac{di_1}{dt} + l_{o12} \frac{di_2}{dt} + l_{o13} \frac{di_3}{dt} + l_{o14} \frac{di_4}{dt} \quad (8)$$

$$u_2 = R_2 i_2 + N_2 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o21} \frac{di_1}{dt} + l_{o22} \frac{di_2}{dt} + l_{o23} \frac{di_3}{dt} + l_{o24} \frac{di_4}{dt} \quad (9)$$

$$u_3 = R_3 i_3 + N_3 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o31} \frac{di_1}{dt} + l_{o32} \frac{di_2}{dt} + l_{o33} \frac{di_3}{dt} + l_{o34} \frac{di_4}{dt} \quad (10)$$

$$u_4 = R_4 i_4 + N_4 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o41} \frac{di_1}{dt} + l_{o42} \frac{di_2}{dt} + l_{o43} \frac{di_3}{dt} + l_{o44} \frac{di_4}{dt} \quad (11)$$

2.2 辅助绕组反并串联接入脉冲变压器

将辅助绕组反向并联(见图 4)接入脉冲变压器。

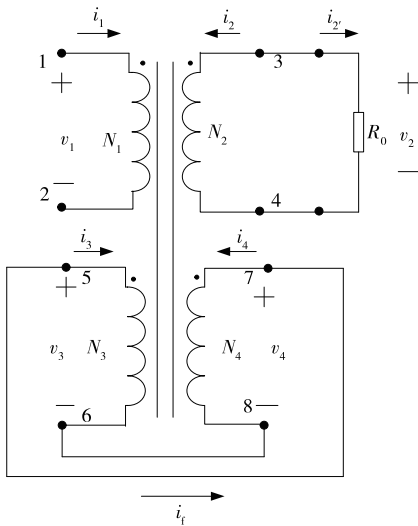


图 4 辅助绕组反向并联

Figure 4 Auxiliary winding in antiparallel

由图 4 可知, $i_2 = -i_{2z}$, i_{2z} 是负载电流, 而且可以看出 $i_4 = -i_3 = i_f$ 分别带入式(8)~(11)得到

$$u_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o11} \frac{di_1}{dt} - l_{o12} \frac{di_2}{dt} + (l_{o14} - l_{o13}) \frac{di_f}{dt} \quad (12)$$

$$u_2 = -R_2 i_2 + N_2 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o21} \frac{di_1}{dt} - l_{o22} \frac{di_2}{dt} + (l_{o24} - l_{o23}) \frac{di_f}{dt} \quad (13)$$

$$u_3 = -R_3 i_f + N_3 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o31} \frac{di_1}{dt} - l_{o32} \frac{di_2}{dt} + (l_{o34} - l_{o33}) \frac{di_f}{dt} \quad (14)$$

$$u_4 = R_4 i_f + N_4 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o41} \frac{di_1}{dt} - l_{o42} \frac{di_2}{dt} + (l_{o44} - l_{o43}) \frac{di_f}{dt} \quad (15)$$

由图 4 可知, $u_3 = u_4$, 结合式(14)、(15)可以得到

$$(l_{o31} - l_{o41}) \frac{di_1}{dt} + (l_{o42} - l_{o32}) \frac{di_2}{dt} + (N_3 - N_4) \frac{d\Phi}{dt} = (R_3 + R_4) i_f + (l_{o33} + l_{o44}) \frac{di_f}{dt} - (l_{o34} + l_{o43}) \frac{di_f}{dt} \quad (16)$$

由式(16)可以看出主磁通量也在随辅助绕组电流变化, 然而引入辅助绕组的目的是不是改变脉冲变压器的主磁通量而是补偿漏磁通量, 也就是说主磁通量不能跟随辅助电流变化, 所以得到 $N_3 = N_4 = N_f$ 。那么式(16)就变为

$$(l_{o31} - l_{o41}) \frac{di_1}{dt} + (l_{o42} - l_{o32}) \frac{di_2}{dt} = R_f i_f + l_f \frac{di_f}{dt} - M_f \frac{di_f}{dt} \quad (17)$$

其中 $R_f = R_3 + R_4$; $l_f = l_{o33} + l_{o44}$; $M_f = l_{o34} + l_{o43}$

由式(17)以及图 4 可得:

(1) 如果 $di_2/dt \neq 0, di_1/dt \neq 0$; 但 $i_f = 0$: 说明 $l_{o31} - l_{o41} = 0, l_{o42} - l_{o32} = 0$ 。初、次级绕组的漏磁通和 $N_3、N_4$ 的耦合是相同的。

(2) 如果 $di_2/dt = 0, di_1/dt \neq 0$; 但 $i_f \neq 0$: 说明通过辅助绕组的电流 i_f 产生了一个补偿初级绕组漏磁通的磁通量。

(3) 如果 $di_2/dt \neq 0, di_1/dt = 0$; 但 $i_f \neq 0$: 说明通过辅助绕组的电流 i_f 产生了一个补偿次级绕组漏磁通的磁通量。

(4) 如果 $di_2/dt \neq 0, di_1/dt \neq 0$; 但 $i_f \neq 0$: 说明通过辅助绕组的电流 i_f 产生了一个补偿初、次级绕组漏磁通的磁通量。

综合上述可知, 由初、次级绕组的漏磁通耦合 $N_3、N_4$ 得到的流经辅助绕组的电流 i_f 产生了一个不影响主磁通并且可以补偿初、次级绕组的漏磁通的磁通量。

为了优化脉冲变压器设计, 其中一个辅助绕组应该优先耦合初级绕组, 另一个辅助绕组应该优先耦合次级绕组。假定初级绕组优先耦合 N_3 , 次级绕组优先耦合 N_4 , 将得到如图 2 所示的结构, 那么 $l_{o31} > l_{o41}, l_{o42} > l_{o32}$ 。而且如果 $l_f - M_f$ 减小, i_f 上升时间就减小, i_f 对输出电压波形的影响就会提前。

变压器避免不了寄生电容的存在^[12], 用一个输出端的等效电容 C_{eq} 来代替寄生电容, 见图 5。

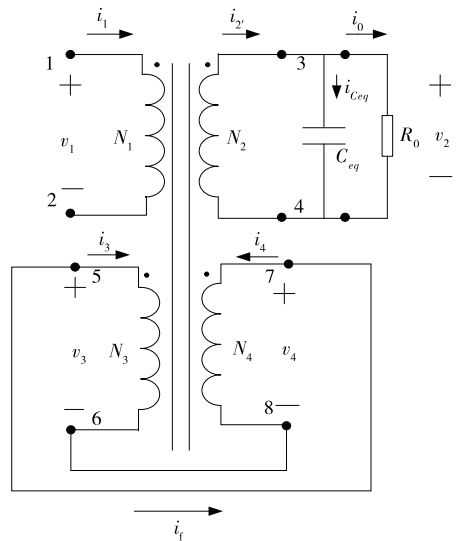


图 5 输出端带有等效电容的模型

Figure 5 Output with the equivalent capacitance model

式(12)、(13)、(17)就变成

$$u_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o11} \frac{di_1}{dt} - l_{o12} \frac{di_0}{dt} - l_{o12} C_{eq} \frac{d^2 u_2}{dt^2} + (l_{o14} - l_{o13}) \frac{di_f}{dt} \quad (18)$$

$$u_2 = -R_2 i_0 - R_2 C_{eq} \frac{du_2}{dt} + N_2 \frac{d\Phi}{dt} + l_{o21} \frac{di_1}{dt} - l_{o22} \frac{di_0}{dt} - l_{o22} C_{eq} \frac{d^2 u_2}{dt^2} + (l_{o24} - l_{o23}) \frac{di_f}{dt} \quad (19)$$

$$(l_{o31} - l_{o41}) \frac{di_1}{dt} + (l_{o42} - l_{o32}) \left(\frac{di_0}{dt} + C_{eq} \frac{d^2 u_2}{dt^2} \right) = R_f i_f + l_f \frac{di_f}{dt} - M_f \frac{di_f}{dt} \quad (20)$$

由式(18)~(20)可以看出, 由于等效电容的存在, 输出端电压的变化率对绕组端电压和辅助绕组电流的影响非常明显。输出端电压根据辅助绕组电流变化, 所以变压器电容

对输出端电压的影响提高了。

3 实验验证

搭建实验模型见图6。直流电压源为20V,电容C为 $1\mu\text{F}$,R为 100Ω ,4个耐压800V的IGBT管。课题组自行缠绕的变压器,初级绕组 N_1 匝数为单层4圈,次级绕组 N_2 为单层12圈,辅助绕组 N_3 匝数为单层3圈,辅助绕组 N_4 匝数为单层3圈。

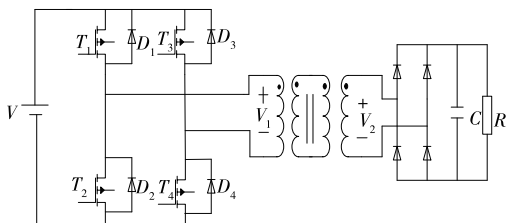
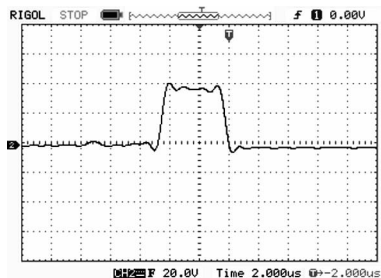


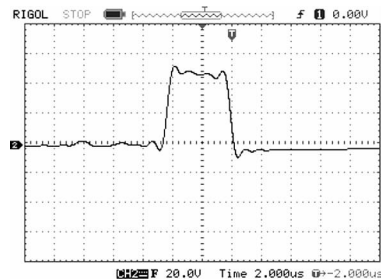
图6 实验电路拓扑

Figure 6 The experimental topology circuit

图7(a)为没有辅助绕组情况下脉冲变压器的输出电压波形,图7(b)为有辅助绕组情况下脉冲变压器的输出电压波形。脉冲信号为占空比5%、频率10kHz的方波脉冲。由图7(a)可以看出脉冲上升时间约为 $0.6\mu\text{s}$;由图7(b)可以看出脉冲上升时间约为 $0.4\mu\text{s}$ 。有辅助绕组的情况下,脉冲变压器的输出上升沿时间比无辅助绕组的情况下减少了200ns。无辅助绕组的情况下,输出电压的峰值约为36V;有辅助绕组时约为46V。



(a) 无辅助绕组



(b) 有辅助绕组

图7 实验波形

Figure 7 Experimental waveform

4 结论

以法拉第电磁感应原理为理论基础,利用数学模型讨论并提出了增加两个辅助绕组改变对脉冲变压器输出电压波形的影响。结果表明,辅助绕组减小了脉冲变压器输出电压的上升沿时间,增加了输出电压幅值,对输出电压波形的影

响非常明显。

参考文献

- [1] 金伟,平雪良,吉祥,等. 高压脉冲电场杀菌系统的研究进展[J]. 食品与机械, 2012, 28(1): 247-249.
- [2] 杜存臣,吴清. 食品冷杀菌用高压脉冲发生器的研制[J]. 食品与机械, 2011, 27(6): 176-178.
- [3] 余林林,方婷,陈锦权. 高压脉冲电场处理室的研究进展[J]. 食品与机械, 2009, 25(5): 95-100.
- [4] 米伦. 200 kV 脉冲变压器的研制[J]. 变压器, 2004, 41(11): 21-23.
- [5] 孙筱琳,李国勇,王志海. 高频开关电源变压器的设计分析[J]. 自动化技术应用, 2008, 27(6): 53-56.
- [6] 胡君臣. 高频变压器的设计与制作[J]. 电气开关, 2005, 33(1): 8-13.
- [7] 张冰,李东升,严亮. 10 kV 高压脉冲变压器制作[J]. 技术与应用, 2006(10): 129-131.
- [8] 刘宏伟,谢卫平,李洪涛. 紧凑型电感隔离快 Marx 发生器[J]. 高电压技术, 2008, 34(7): 1 436-1 439.
- [9] Pawelek D B, Wouters P A A F, Pemen A J M, et al. Design of compact transmission line transformer for high voltage nanosecond pulses[J]. IEEE Trans. on Plasma Science, 2006, 34(5): 522-525.
- [10] Stadler A, Albach M. The influence of the winding layout on the core losses and the leakage inductance in high frequency transformers[J]. IEEE Trans. Magn, 2006, 4(42): 735-738.
- [11] Redondo L M, Margato E, Silva J F. Low-voltage semiconductor topology for pulse generation using a leakage flux corrected step-up transformer[J]. IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 2000, 1: 326-331.
- [12] Lu H Y. Experimental determination of stray capacitances in high frequency transformers[J]. IEEE Trans. Power Electron, 2003, 5(18): 1 105-1 112.

(上接第72页)

- [13] 杨绮云,赵静静. 食品双螺杆挤出机内物料停留时间及其分布研究[J]. 农业机械学报, 2006, 37(8): 175-186.
- [14] 喻慧文,徐晋平,何亮,等. 非对称同向双螺杆端面造型对混合行为影响数值模拟[J]. 化工学报, 2012, 63(5): 1 622-1 629.
- [15] Shearer G, Tzoganakis C. Relationship between local residence time and distributive mixing in sections of a twin-screw extruder[J]. Polymer Engineering & Science, 2001, 41(12): 2 206-2 215.
- [16] Danckwerts P V. The definition and measurement of some characteristics of mixtures[J]. Applied Scientific Research, Section A, 1952, 3(4): 279-296.
- [17] Cheng J, Manas-Zloczower I. Hydrodynamic analysis of a banbury mixer 2-D flow simulations for the entire mixing chamber [J]. Polymer Engineering & Science, 1989, 29(15): 1 059-1 065.
- [18] 王建,郭迪,陈晋南. 数值模拟研究螺筒结构对单螺杆挤出机性能的影响[J]. 塑料科技, 2012, 40(10): 74-78.