

文章编号: 1672-2892(2011)05-0626-09

## 高功率脉冲变压器设计

张 钊, 谈效华

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

**摘要:** 简要介绍了高功率脉冲变压器, 讨论了国内外该领域相关研究现状, 总结了高功率脉冲变压器设计中减小上升时间及顶降, 展宽输出脉宽, 提高耐压性能及能量效率的方法和闭路磁芯的应用。为了使高功率脉冲变压器具有高能量传输效率, 且输出波形上升时间短, 脉冲宽度宽, 本文采用具有高磁导率和高饱和磁感应强度值的磁性材料制造的闭路磁芯, 并在变压器绕制过程中采取相应措施来达到目的。

**关键词:** 高功率脉冲变压器; 短上升时间; 宽脉冲宽度; 闭路磁芯

**中图分类号:** TN78; TM417

**文献标识码:** A

## Design of high power pulse transformer

ZHANG Zhao, TAN Xiao-hua

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621900, China)

**Abstract:** The high power pulse transformer is briefly introduced. The recent research status of this field is discussed. The methods of shortening rise-time, reducing droop, expanding output pulse-width, elevating insulation performance and energy efficiency and the application of closed core in high power pulse transformer design are summarized. It is focused on the realization of short rise-time, wide pulse-width and high energy transferring efficiency. For this purpose, it is feasible to select magnetic core with high permeability and high saturation magnetic flux density, using closed core and taking some special measures in fabrication.

**Key words:** high power pulse transformer; short rise-time; wide pulse-width; closed core

在脉冲功率技术领域中, 常需要  $10^3$  V~ $10^6$  V 的高功率脉冲电压。脉冲功率技术的原理是将低功率的输入能量缓慢存储, 然后以高功率(高电压、大电流)的形式将能量快速释放到负载<sup>[1]</sup>。目前用来产生高压脉冲的 2 个主要技术手段: Marx 发生器和高功率脉冲变压器。高功率脉冲变压器具有结构紧凑和良好的可重复性等优点。相较于应用在低压、低功率领域中的脉冲变压器, 应用在脉冲功率技术领域中的高功率脉冲变压器在工作方式、结构设计、性能指标等许多方面都有很大的不同。高功率脉冲变压器一般都工作于升压模式, 要求输出电压为几千伏到几千千伏, 广泛应用于雷达、通信、加速器和高能物理等领域<sup>[2]</sup>, 其变比一般为十几到几十。高功率脉冲变压器所变换的波形为脉冲波形。按工作条件可分为单次脉冲和重复脉冲 2 种, 工作在单次脉冲条件下的脉冲变压器一般要求输出脉冲电压较高, 脉冲电流较大; 而工作在重复脉冲下的脉冲变压器追求的是高重复频率和高平均功率。脉冲变压器不能独立输出脉冲波形, 需要有前级驱动提供低压的输入脉冲, 经由脉冲变压器升压后, 将高压脉冲输出至负载。负载上得到的脉冲电压又称靶压<sup>[3]</sup>。本文重点关注的是升压型工作于单次脉冲条件下的高功率脉冲变压器, 重点讨论如何提高能量传输效率, 如何使输出波形上升时间更短, 脉冲宽度更宽, 以及如何提高绝缘耐压性能和结构实现。

### 1 高功率脉冲变压器概述

#### 1.1 脉冲变压器原理及类型

脉冲变压器传输电能的原理与普通变压器的原理一样, 也是基于法拉第电磁感应定律和楞次定律。理想变压

器没有绕线损耗,没有滞回及涡流损耗,没有分布电容,没有引线电容及引线电感,初次级间具有完美的磁耦合(没有漏感),并且初级磁化电感无穷大<sup>[4-5]</sup>。也就是说理想变压器仅具有转换电压、电流和阻抗的功能,经其变换的脉冲波形也不会有任何畸变。

除按工作条件和输出功率分类外,高功率脉冲变压器按磁芯形式可分为:空芯、部分磁芯、闭路磁芯 3 种,对应结构如图 1 所示。高功率脉冲变压器按绕组材料的形状可分为:带绕式和线绕式。绕组材料一般都选用铜,带绕式脉冲变压器采用铜箔带,而线绕式采用圆柱形的铜线。按谐振工作模式可分为双谐振和单谐振。空芯变压器能量传输效率不高,为提高能量传输效率,采用双谐振模式(Tesla 脉冲变压器)。闭路磁芯变压器能量传输效率较高,因此单谐振模式足够满足要求<sup>[6]</sup>。

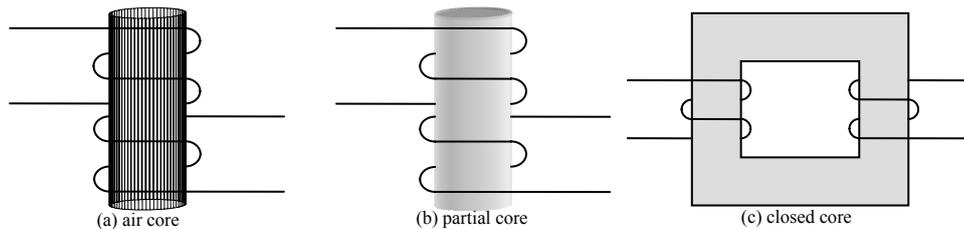


Fig.1 Sketch map of transformer structure  
图 1 脉冲变压器结构示意图

## 1.2 高功率脉冲变压器主要技术指标

高功率脉冲变压器输出波形参数包括上升时间、顶降、过冲、宽度等,具体定义如下:

上升时间:脉冲的幅度最初到达脉冲幅度的 10%与 90%两个瞬间相隔的时间;顶降:脉冲幅度与脉冲顶部的平滑曲线外推线,在通过定义为脉冲下降时间的点的直线上的交点的幅度之差(以脉冲幅度的百分比表示);过冲:脉冲顶峰超过脉冲幅度的数值(以脉冲幅度的百分比表示);宽度有顶宽、底宽和半高宽等。

显然上升时间和下降时间越短越好,顶降和过冲越小越好,然而这几项指标达到的水平越高,付出的代价也越高,所以设计时只要满足要求即可。脉宽可以用半高宽来衡量。脉宽和幅度两项指标一般由实际应用情况确定。

高功率脉冲变压器还需要考虑能量传输效率、绝缘、散热等问题。

能量传输效率是指高功率脉冲变压器输出与输入的能量的比值。显然,能量传输效率越高越好。

由于高功率脉冲变压器工作电压非常高,绝缘成为关键问题,尤其是对于对变压器体积有严格要求的情况。如何保证初、次级绕组间及绕组与磁芯、外壳的绝缘可靠,以及如何引出高压端是必须要考虑的问题<sup>[1]</sup>。

高功率脉冲变压器功率大,损耗也大,如若不能及时散热,将可能导致磁芯失去磁性或绝缘失效。但对于单次脉冲高功率脉冲变压器,散热不是重点关注的问题<sup>[7]</sup>。

## 2 国内外研究现状

当脉冲变压器的负载为容性时,一般选用 Tesla 变压器。这是因为 Tesla 变压器工作在双谐振模式下,非常适合用于驱动容性负载。国内外很多单位,如美国 Sandia 国家实验室(SNL)<sup>[8-9]</sup>、韩国 Pohang 加速器实验室(PAL)<sup>[10-11]</sup>和中国的国防科技大学(NUDT)<sup>[12-15]</sup>、中国工程物理研究院应用电子学研究所(IAE)<sup>[16]</sup>设计的脉冲变压器用于对脉冲形成网络充电,中国石油大学(CUP)<sup>[17]</sup>设计的脉冲变压器用于驱动相控阵声波换能器。

Tesla 变压器一般都是空心结构,耦合系数较低,即能量传输效率较低。为了提高耦合系数,国内外一些单位,比如美国斯坦福大学斯坦福直线加速器中心(SLAC)<sup>[18]</sup>、SNL、国内的 NUDT,CUP 和 IAE 等,都尝试过在 Tesla 变压器中加入部分磁芯,取得了良好的效果。

为了进一步提高耦合系数,还可以采用闭路磁芯结构设计脉冲变压器,这种脉冲变压器的耦合系数一般都能达到 0.99 以上。如荷兰 Eindhoven 理工大学(TUE)设计的闭路磁芯隔离型脉冲变压器<sup>[5]</sup>,其耦合系数可达 0.996。该脉冲变压器磁芯形状设计为壳形,如图 2 所示。不过,使用闭路磁芯结构,磁芯非常容易磁饱和,所以该变压器的磁芯不是完整的一块,而是使用 68 个小磁块用环氧树脂粘和而成,这样各小磁块间的接缝处就不可避免地存在一个很小的空气缝隙,有了这些空气缝隙的存在,就可以避免磁芯饱和。

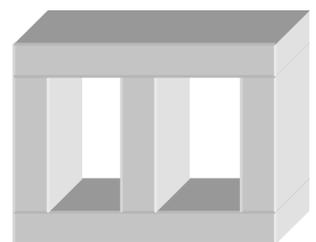


Fig.2 Shell type core  
图 2 壳型闭路磁芯示意图

闭路磁芯的变压器在能量传输效率上要高于空芯的和部分磁芯的变压器,如 TUE 设计的闭路磁芯隔离型脉冲变压器,其能量传输效率可达 91.8%,而 IAE 设计的带绕式空芯脉冲变压器,其能量传输效率仅有约 50%。变压器磁芯材料有铁氧体磁棒<sup>[8-9]</sup>、铁基非晶材料<sup>[14-15]</sup>、坡莫合金<sup>[17]</sup>和晶粒取向硅钢<sup>[18]</sup>等。大多数变压器磁芯材料都以铁元素为主,因此很多文献中将磁芯称为铁芯<sup>[19]</sup>。

一般而言,上升时间短的,脉冲持续时间也短;脉冲宽度宽的,上升时间也长。如 SLAC 设计的脉冲变压器输出脉冲上升时间和平顶时间分别为:250 ns 和 1.5  $\mu$ s,IAE 设计的脉冲变压器输出脉冲上升时间和平顶时间分别为:0.6  $\mu$ s 和 1.5  $\mu$ s,而 CUP 的却为 25  $\mu$ s 和 70  $\mu$ s。这是因为脉宽宽的,所需的磁化电感较大,线圈的匝数就更多,漏感就更大,上升时间就要增加。如 SLAC 的变压器初、次级线圈匝数分别为 3 匝和 42 匝,IAE 的脉冲变压器初、次级线圈匝数分别为 5 匝和 30 匝,而 CUP 的为 125 匝和 750 匝。

目前主流变压器内部使用的绝缘材料均为高分子材料,如 PAL 采用聚酯纤维薄膜,其绝缘强度可达 280 kV/mm,NUDT 采用聚酯薄膜聚酯纤维非织布柔软复合材料,其绝缘强度也可达 50 kV/mm。

锥形绕组的结构一般用在输出脉冲电压幅度在百千伏以上的脉冲变压器中,这是从绝缘角度考虑的。如 SLAC 的变压器输出电压 500 kV,PAL 的变压器输出电压 500 kV,IAE 的变压器输出电压 600 kV。锥形绕组变压器照片见图 3<sup>[15]</sup>。

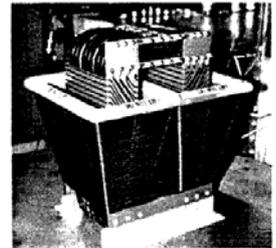


Fig.3 Cone winding  
图 3 锥形绕组

传统的变压器为线绕式,该种形式次级绕组分布电容小,变比大,设计相对简单<sup>[20]</sup>。如 SLAC 和 CUP 的变压器,虽然文献[14-15]中未明确提到,但根据文献可以推测应该是线绕式。带绕式耦合系数高,输出电压、电流大,如 SNL,PAL,NUDT 和 IAE 设计的脉冲变压器都采用带绕式设计。

表 1 列出了前边介绍的几种典型脉冲变压器的各项指标、参数和特点,以方便对比。综合对国内外研究现状的对比,可以发现:在脉冲电压幅度上,国内外均可达到几百万伏特的水平;在脉冲宽度上,窄的仅有几十纳秒,宽的可做到几十微秒。不同国家不同单位所研制的脉冲变压器因不同的实际应用环境而使设计参数有很大的不同。在相同的指标下,国内与国外存在一定的差距。

表 1 几种典型脉冲变压器各参数对比  
Table1 Parameters comparison of several pulse transformers

unit	TUE <sup>[5]</sup>	SLAC <sup>[18]</sup>	SNL <sup>[8]</sup>	PAL <sup>[11]</sup>	NUDT <sup>[12]</sup>	NUDT <sup>[14]</sup>	CUP <sup>[17]</sup>	IAE <sup>[15]</sup>
winding material	copper	--	copper	copper	copper	copper	--	copper
winding shape	cone	pyramid	cylinder	pyramid	cylinder	cylinder	--	cylinder
core type	closed	partial	closed	air	air	partial	partial	air
core material	ferrite	Si steel	ferrite	air	air	non-crystal	permalloy	air
pulse width	35 $\mu$ s(top)	1.5 $\mu$ s	1 $\mu$ s	0.5 $\mu$ s-1 $\mu$ s	10 $\mu$ s	--	70 $\mu$ s	0.15 $\mu$ s
rise time	70 $\mu$ s	0.25 $\mu$ s	0.1 $\mu$ s	--	--	--	25 $\mu$ s	--
droop(%)	$\approx$ 1	3.6	15	--	--	--	--	--
output voltage	70 kV	465 kV	$\approx$ 100 kV	500 kV	500 kV	635 kV	1.6 kV	700 kV
output current	--	380 A	$\approx$ 2 kA	--	--	--	--	70 kA
turns(pri/sec)	16/1 280	3/42	2/18	--	2.6/--	2.75/40	125/750	1.5/30
inductance (primary/secondary)	2.34 mH/13.46 H	55.2 $\mu$ H/10.81 mH	3.1 $\mu$ H/--	200 nH/36.5 $\mu$ H	3.6 $\mu$ H/--	3.14 $\mu$ H/298.9 $\mu$ H	0.118 H/--	774 nH/--
leakage inductance	17.8 $\mu$ H	0.62 $\mu$ H	190 nH	--	--	--	4.6 mH	59.4 nH
coupling coefficient	0.996	--	0.97	--	0.88	0.87	--	--
efficiency(%)	91.8	--	--	--	--	higher <sup>[14]</sup>	--	$\approx$ 50

### 3 高功率脉冲变压器参数设计

#### 3.1 脉冲变压器等效电路

实际变压器在理想变压器的基础上增加了初、次级漏感,初、次级绕线电阻,磁芯损耗和分布电容等<sup>[4,21]</sup>。正是由于漏感、分布电容、绕线电阻、磁芯损耗等的存在,高功率脉冲变压器输出波形产生畸变。

##### 3.1.1 漏感来源于漏磁

变压器运行时各物理量的参考方向如图 4 所示;从磁芯中通过,既和初级绕组交链又和次级绕组交链的磁通,称为主磁通,用  $\psi$  表示;不完全沿

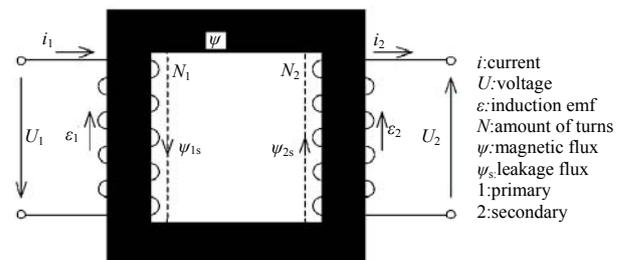


Fig.4 Leakage inductance and leakage magnetic field  
图 4 漏感与漏磁

磁芯闭合, 还经过磁芯外的空间闭合的磁通, 称为漏磁通, 初、次级漏磁通分别用  $\psi_{1s}$  和  $\psi_{2s}$  表示; 由于漏磁通经过空气或变压器油形成闭合, 磁动势就主要消耗在空气或变压器油中, 而空气和变压器油的磁导率是常数, 所以, 漏磁通可认为是正比于对应绕组的磁动势, 即正比于对应绕组的电流, 该比例系数即漏磁通与绕组电流的比定义为漏感<sup>[10]</sup>, 即  $L_s = \psi_{1s}/i_1$ 。所以初级漏感  $L_{1s} = \psi_{2s}/i_1$ , 次级漏感  $L_{2s} = \psi_{2s}/i_2$ 。

3.1.2 分布电容

分布电容包括初、次级线圈与磁芯的分布电容, 初、次级线圈与外壳的分布电容, 初、次级线圈匝间电容, 初、次级线圈之间的分布电容。为了简化分析, 如图 5 所示。

3.1.3 绕线电阻

绕制线圈的材料本身具有电阻特性。该电阻与导线长度和电阻率成正比, 与导线横截面积成反比。显然绕线电阻越小越好, 但减小导线长度会减小磁化电感, 增大导线截面积又会增大绕组体积, 所以选择小电阻率的材料是理想的方法。金和银的电阻率很小, 但是价格昂贵, 铜是廉价金属里电阻率最小的一种, 几乎所有的脉冲变压器绕组都使用铜材料<sup>[5,8-9,15,17]</sup>。

3.1.4 磁芯损耗

磁芯损耗主要包括磁滞损耗和涡流损耗。磁滞损耗由磁芯材料的滞回特性导致, 2 条磁滞回线包围的面积与磁滞损耗成正比。涡流损耗由磁芯中的涡流产生。在变压器工作过程中, 变压器磁芯中会产生涡流, 而变压器磁芯同时也具有电阻, 所以涡流通过电阻就会产生损耗。

通常, 在分析变压器时, 将次级漏感  $L_{2s}$ 、次级分布电容  $C_{2d}$ 、次级绕线电阻  $r_2$  折算到初级, 折算后各量用  $L'_{2s}, C'_{2d}$  和  $r'_2$  表示。折算关系为  $L'_{2s} = L_{2s}/n^2, C'_{2d} = n^2 C_{2d}, r'_2 = r_2/n^2$ , 其中  $n$  为变压器变比。综合以上的分析, 可以得到实际脉冲变压器的等效电路, 如图 6 所示。

为了简化分析, 在升压变压器中, 将功率源内阻与磁芯损耗电阻和绕线电阻合并, 用  $R_1$  表示; 变压器绕组间电容与次级绕组电容合并, 用  $C_2$  表示; 初、次级漏感合并, 用  $L_s$  表示; 负载用  $R'_2$  表示, 负载上的电压用  $U_2$  表示, 其中  $R'_2 = R_2/n^2, U_2 = U_2/n$ 。可得到升压变压器的简化等效电路, 如图 7 所示。

3.2 减小上升时间和过冲的方法

3.2.1 理论分析

上升时间和过冲 2 个指标用来衡量脉冲波形前沿的好坏。由于脉冲变压器绕组间存在漏感, 绕组和变压器其他结构零件间存在分布电容, 这些寄生参数的存在, 使前沿和后沿很陡的脉冲电压输入给脉冲变压器时, 脉冲变压器电路中会产生复杂的振荡过程。这一振荡使得脉冲变压器的输出波形产生畸变。

为简化脉冲前沿期间变压器电路分析, 将初级分布电容合并到次级分布电容上, 合并后的分布电容用  $C_D$  表示, 简化后等效电路如图 8 所示。因为讨论的是脉冲前沿时的情况, 所以可假设输入为阶跃信号, 则该电路在复频域中的阶跃响应为:

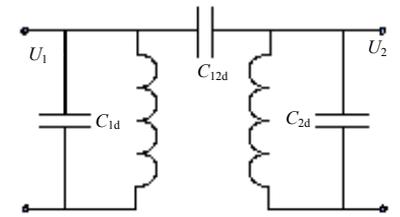


Fig.5 Equivalent circuit of distributed capacity  
图 5 变压器分布电容等效表示

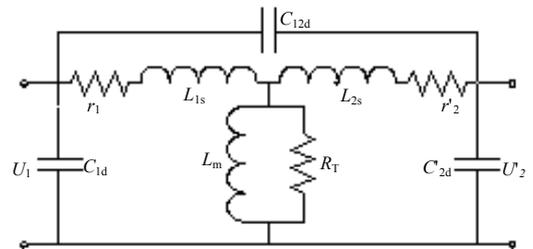


Fig.6 Equivalent circuit of practical pulse transformer  
图 6 实际脉冲变压器等效电路

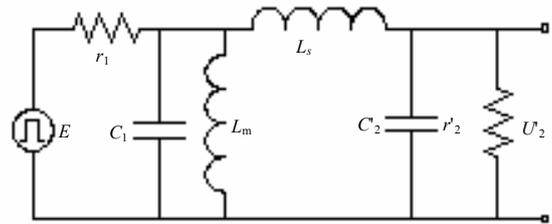


Fig.7 Equivalent circuit of set-up pulse transformer  
图 7 升压脉冲变压器的简化等效电路

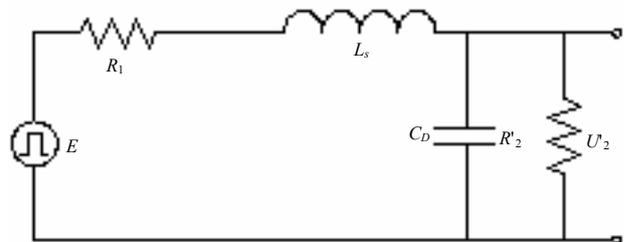


Fig.8 Equivalent circuit at rising edge  
图 8 脉冲前沿时变压器等效电路

$$U'_2(s) = \frac{1}{s^2 C_D L_s + s(C_D R_1 + \frac{L_s}{R'_2}) + \frac{R_1 + R'_2}{R'_2}} \frac{E}{s} =$$

$$\frac{\frac{R_2'}{R_1 + R_2'}}{s^2(\sqrt{C_D L_s} \sqrt{\frac{R_2'}{R_1 + R_2'}})^2 + 2s\sqrt{C_D L_s} \sqrt{\frac{R_2'}{R_1 + R_2'}} \frac{(C_D R_1 + \frac{L_s}{R_2'}) \frac{R_2'}{R_1 + R_2'}}{2\sqrt{C_D L_s} \sqrt{\frac{R_2'}{R_1 + R_2'}}} + 1} \frac{E}{s} \quad (1)$$

为了求得归一化的标准解, 可进行如下变量替换:

$$\tau = \sqrt{\frac{R_1}{R_2' + R_1}} \sqrt{L_s C_D}, \quad \delta = \frac{\sqrt{R_1(R_1 + R_2')^3 - R_1(R_1 + R_2') + L_s/C_D}}{2(R_1 + R_2')\sqrt{L_s/C_D}} \quad (2)$$

由以上变量替换, 可得新的方程:

$$u_2'(s) = \frac{1}{s^2 \tau^2 + 2\delta s \tau + 1} \frac{1}{s} \quad (3)$$

由式(3)可得到不同  $\delta$  值时对应的归一化时域阶跃响应曲线。如图 9 所示, 其中纵轴表示归一化的幅度, 横轴表示归一化的时间, 单位是  $\tau$ 。从图中可以看到,  $\delta$  值越小, 上升时间越短, 但是过冲也越大。例如当  $\delta=0.6$  时, 上升时间约为  $2.3\tau$ , 过冲约为 10%。

由  $u_2'$  的表达式, 还可得到不同  $\tau$  值时对应的归一化时域阶跃响应曲线, 如图 10 所示。从图中可以看到, 相同的  $\delta$  值对应过冲的大小相同, 不同的  $\tau$  值对应不同的上升时间  $t_r$ 。因为  $t_r \propto \tau$ , 所以减小漏感或分布电容都可以缩短上升时间。

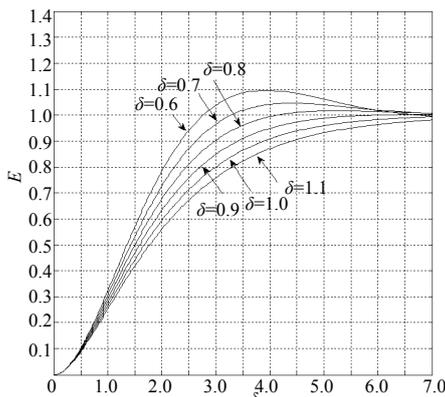


Fig.9 Influence of  $\delta$  on rise-time  
图 9 不同  $\delta$  对应波形

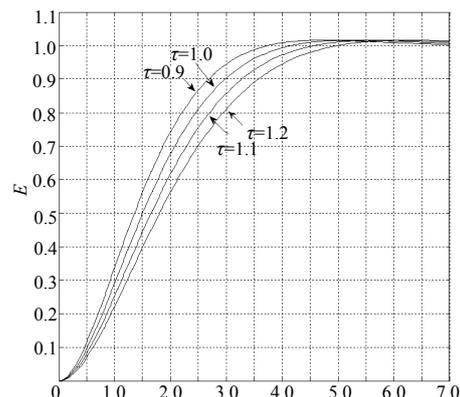


Fig.10 Influence of  $\tau$  on rise-time  
图 10 不同  $\tau$  对应波形

$\delta$  是  $R_1, C_1, R_2', C_2$  和  $L_s$  的函数, 根据以上对过冲和上升时间的分析可知, 设计的脉冲变压器的参数  $C_1, C_2$  和  $L_s$  应尽可能小以使上升时间尽可能短; 同时, 在满足了上升时间要求后, 还应兼顾  $R_1$  和  $R_2'$  使得满足过冲要求。

### 3.2.2 减小漏感的方法

a) 闭路磁芯。前文中提到, 漏感源于漏磁, 尽可能地减小漏磁, 有利于漏感的减小。使用闭路磁芯, 可以将绝大部分磁场约束在磁芯中, 从而极大地减小了漏磁。因此, 使用闭路磁芯可以有效减小漏感。如文献[5,8]都采用了这样的方法。

b) 线圈密绕。线圈密绕是指绕制线圈时, 使线圈的匝与匝紧贴, 中间不要留有空隙, 尤其对于空芯或部分磁芯的变压器更应如此。线圈密绕也可以减小磁场从匝间缝隙中泄露, 从而减小漏感。

c) 锥形绕组。锥形绕组可以有效减小漏感, 这是由其特殊结构决定的。具体的推导过程比较复杂, 这里只给出结论。如文献[5,10-11,16,18]中都采用这样的方法。

d) 减小层数。在同样的匝数时, 远离磁芯的绕组漏磁较大<sup>[22]</sup>, 即漏感较大, 因此应该在满足耐压等其他设计要求的前提下尽可能减小次级的层数。

e) 特殊的绕组绕制方法。如双线并绕、逐层间绕(一、二次绕组分层逐次绕制)、夹层式绕法(把二次绕组绕在一次绕组的中间, 一次绕组分 2 次绕), 这样可以有效减小漏感<sup>[17]</sup>。

### 3.3 减小顶降的方法

顶降指标用来衡量脉冲波形平顶的好坏。在脉冲平顶准直流期间, 可忽略电容  $C_1, C_2$  及漏感  $L_s$  的影响, 则

此时脉冲变压器等效电路如图 11 所示。列出该电路方程为:

$$\begin{cases} U_2' = L_1 \frac{di_L}{dt} \\ E = U_2' + (i_L + \frac{U_2'}{R_2'})R_1 \\ U_2' \Big|_{t=0} = \frac{ER_2'}{R_1 + R_2'} \end{cases} \quad (4)$$

解得:  $U_2 = \alpha E \exp(-t/\tau_l)$ , 其中  $\alpha$  称为初级到次级的电压传递系数,  $\tau_l$  称为低频时间常数。 $\alpha = R_2'/(R_1 + R_2')$ ,  $\tau_l = L_1(R_1 + R_2')/(R_1 R_2')$ 。设输入脉宽为  $t_0$ , 则脉冲平顶期间顶降  $D_r$  为:

$$D_r = 1 - U_2' \Big|_{t=t_0} / U_2' \Big|_{t=0} = 1 - e^{-t_0/\tau_l} \quad (5)$$

顶降  $D_r$  一般用百分比的形式表示, 该指标由设计要求给出, 即要求实际输出脉冲波形的顶降不得高于给定值。所以, 由上式可以看出, 当顶降指标及脉宽指标确定后, 低频时间常数  $\tau_l$  越大, 顶降越小。 $\tau_l$  应满足以下关系:  $\tau_l \geq -t_0 / \ln(1 - D_r)$ , 所以要求磁化电感  $L_1$  满足:

$$L_1 \geq \frac{t_0 R_1 R_2'}{(R_1 + R_2') \ln(1 - D_r)} \quad (6)$$

另外, 文献[23]介绍的传输线脉冲变压器使用了 20 根传输线, 其输出脉冲顶降小于 1%, 缺点是体积较大, 但其方法值得借鉴。

### 3.4 展宽脉宽的方法

#### 3.4.1 增加线圈匝数

根据式(6), 在其他参数不变的前提下, 输出脉冲宽度和磁化电感成正比, 因此在满足了顶降要求之后, 增大磁化电感是展宽脉冲宽度最主要的措施。增加线圈匝数, 是增大磁化电感最直接的方式, 但是增加线圈匝数, 会增大漏感, 同时会给变压器的绕制增加一定的难度。

#### 3.4.2 采用闭路磁芯

同一个线圈, 在加入了磁芯后感会增大, 因此可考虑采用闭路磁芯结构来实现。从文献中可以看到, 未加磁芯的变压器初级电感在微亨量级, 而加入了磁芯的变压器其初级电感可达百毫亨量级。因为实际变比  $n = k(L_2/L_1)^{1/2}$ , 采用闭路磁芯可提高耦合系数, 这样可以使得次级磁化电感不必要太大, 所以还能减小次级线圈的匝数甚至层数。如文献[5,8]中介绍的变压器就采用了闭路磁芯。

#### 3.4.3 采用多次级

采用多次级的方法来设计变压器, 以达到展宽靶压宽度的目的。双次级脉冲变压器电路见图 12。多次级能够展宽输出脉宽的原理在于, 每个次级都可与初级形成一个相对独立的脉冲变压器<sup>[24]</sup>, 并且每个次级的电感和电容都不相同, 这样每个次级的谐振频率都不同, 从而每个次级的输出波形都不一样, 上升沿陡的脉宽窄, 脉宽宽的上升沿缓, 适当调节每个次级的电容和电感, 使得所有次级输出波形叠加后的波形可以同时实现上升沿较陡同时展宽脉宽的目的。

实际中, 由于受绝缘耐压的影响, 次级不可能太多, 一般为双次级, 最多为三次级。目前在多次级脉冲变压器的设计中, 尚无完备理论计算方法, 只能依靠经验, 不断摸索。

### 3.5 提高耐压性能的方法

#### 3.5.1 绕组设计

##### 3.5.1.1 绕组形状设计

传统的脉冲变压器绕组形状都采用圆轴圆筒式, 这种形式的绕组结构简单, 加工方便。但是当需要输出的脉冲电压幅度非常高时, 圆轴圆筒式绕组的绝缘设计带来很大困难。这时可采用锥形绕组形状, 其结构如图 13 所示。该图仅画出了 2 个线圈  $W_1$  和  $W_2$ , 可以看到锥形绕组层间距离及每层的平均匝长随位置线性变化。采用锥形

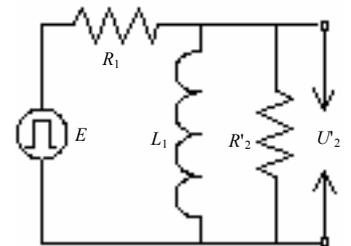


Fig.11 Equivalent circuit at flat top  
图 11 脉冲平顶期间等效电路

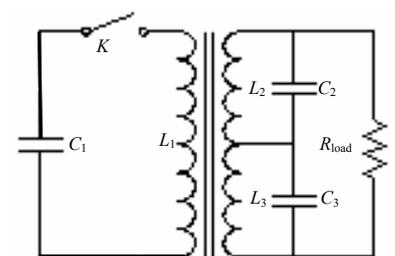


Fig.12 Double-secondary windings  
图 12 双次级变压器电路示意图

绕组可以减小漏感,减小变压器层间绝缘材料的用量,还可以显著减小变压器体积,缺点是结构比较复杂。一般在输出电压非常高时,都采用锥形绕组,如文献[5,10-11,16,18]中介绍的变压器。

### 3.5.1.2 绕组分层及层间连接方式

当要求变压器输出脉宽较宽时,需要的初、次级线圈匝数较多;若变比也较大,则次级线圈匝数会更多。这么多的线匝如果都绕在一层上,会使得线圈变得很长,当对变压器的尺寸有限制时,这显然是行不通的。因此,需要将线圈分层绕制,即将线圈的总匝数分配到多层中,这样每层只需要绕制少量的匝数。

分层后,绕组中各层间的连接方式如图14所示。对于1)种连接方式,层间总是不可避免地存在一根线,不但影响了绕组的对称性,而且会影响变压器的分布参数,同时还对绝缘设计提出了额外的要求。对于2)种连接方式,需要注意每层线圈的绕制方向,确保同一绕组每层线圈中的电流方向一致。

### 3.5.2 绝缘设计

1) 匝间绝缘。合理设计绕组层数,使每层的匝数不要太多,每层的第一匝和最后一匝间的电压不要过大,利用漆包线本身的绝缘层绝缘。

2) 层间绝缘。层间绝缘层(图15中较深色阴影部分表示)一般使用绝缘薄膜材料,如聚酰亚胺薄膜、聚丙烯薄膜等。根据层间电压分布和所使用绝缘材料的绝缘强度,计算层间绝缘厚度及所需薄膜层数。如文献[8,10-12,15]都采用了这样的方法。

3) 绕组与外壳间的绝缘。一方面绕组长度要比绕组支架短一些,让绕组边缘与外壳(图16中黑色粗实线表示)间留出一定的距离,该距离称为留边量;另一方面在绕组的边缘还要使用绝缘薄膜制作翻边(图16中浅色斜纹部分表示),将整个绕组包裹起来。

4) 浸油。将整个绕组装入密封套筒(图16中粗虚线表示)中,并在套筒中灌满变压器油,使整个绕组浸没在变压器油中,进一步提高绝缘效果。如文献[8,10-11,18]都提到了这样的方法。

### 3.5.3 其他措施

对于带绕式变压器,由于铜箔带很薄,铜箔边缘场增强效应非常明显<sup>[25]</sup>,高压匝的边缘处可能发生击穿。为了使场强均匀分布,在初、次级高压匝的两边各使用一组同心金属屏蔽环,每个环至少开一个间隙缝,以防止沿环产生涡流<sup>[12]</sup>。另外,铜带要经过打磨除毛刺等程序,并用棉布浸汽油擦洗,使铜带洁净,无棱角、毛刺,避免因为铜带毛刺和棱角引起电场畸变导致局部电场过高而引起的打火<sup>[14]</sup>。

## 3.6 提高能量传输效率的方法

提高能量传输效率,一方面要提高耦合系数,减少漏磁,这个可以通过采用闭路磁芯来实现;另一方面要尽可能减小各种损耗。因此,在选择绕线材料时应该选择电导率尽可能大的材料,在选择磁芯材料时应该选择滞回曲线包围面积尽可能小,同时自身电导率尽可能大的材料。工程设计中,还可采用无磁不锈钢屏蔽环,并在屏蔽环轴向沿圆周方向开数个槽,深入到线圈内部,可以减小涡流损耗。

## 3.7 磁芯应用

### 3.7.1 脉冲变压器磁参数

在脉冲变压器的磁参数设计中需要考虑的因素有很多,如磁芯是否会饱和及磁芯饱和磁感应强度、剩余磁感应强度、矫顽力、磁导率和居里温度等。磁芯饱和问题在空心和部分磁芯的脉冲变压器设计中不需要考虑,但是在闭路磁芯脉冲变压器的设计中,却是至关重要的问题。

由于厂家给出的磁芯材料参数大多是在工频下测得的,在脉冲条件下,磁芯特性会有所不同。因此,了解脉

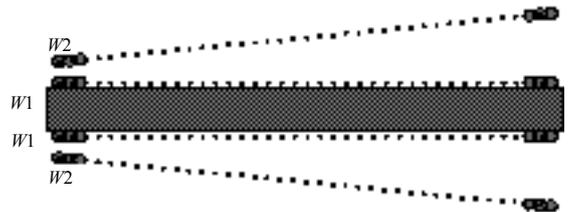


Fig.13 Cone-shape winding structure  
图13 锥形绕组结构示意图

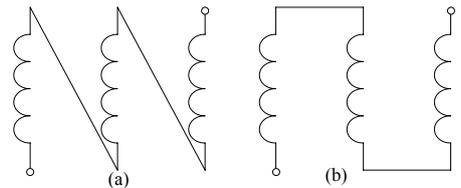


Fig.14 Inter-layer connection  
图14 变压器绕组层间连接方式

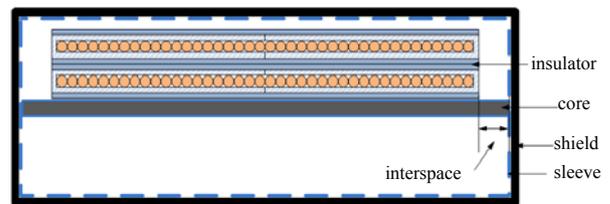


Fig.15 Sketch map of transformer structure  
图15 变压器结构示意图

冲条件下磁芯材料特性(尤其是磁芯饱和特性),对带磁芯的脉冲变压器设计具有指导意义<sup>[26-27]</sup>。

磁芯饱和既会影响输出脉宽,又会影响变压器体积。一方面,当磁芯饱和后,次级输出电压会迅速下降到0。如果在输入脉冲还没结束前,磁芯就进入饱和状态,则输出脉冲宽度将会减小;另一方面,磁芯工作期间磁芯内磁感应强度的变化量会影响到变压器体积(准确地说是磁芯体积)、输出脉冲宽度和幅度等,其具体的关系为: $V \propto V_0^2 t_0 / (\Delta B)^2$ ,而磁芯的饱和磁感应强度值  $B_s$  限制了  $\Delta B$  的最大值(如图16中的  $\Delta B_1$  和  $\Delta B_2$ )。因此磁芯的饱和是闭路磁芯脉冲变压器设计必须重点考虑的问题。

磁芯的饱和磁感应强度及其他特性参数可以通过绘制磁芯的磁滞曲线,然后从获得的磁滞曲线中读取或计算得到<sup>[26-33]</sup>。

### 3.7.2 避免磁饱和的方法

1) 加入空气隙。在闭路磁芯的磁回路上加入很薄的空气间隙(图17),也可达到抑制磁芯饱和的效果。由于空气的相对磁导率接近于1,而磁芯的相对磁导率一般为几千到几万,加入空气隙后相当于降低了磁回路磁导率,磁滞回曲线会向右偏转(如图18所示)。这样,就相当于增大了使磁芯饱和的磁化电流阈值,原先可使磁芯饱和的磁化电流现在就不会使磁芯饱和。如文献[5,8]采用了这样的方法。不过加入空气隙,会增加漏感。也就是说加入空气隙,是以牺牲上升时间为代价来抑制磁芯饱和。

2) 反向磁化。当脉冲变压器体积及输出脉宽、幅度确定之后,所需的磁芯磁感应强度变化量  $\Delta B$  也随之确定。若  $\Delta B$  大于磁芯饱和磁感应强度  $B_s$ ,则磁芯必然饱和。对磁芯进行反向磁化,则磁芯可提供最大为  $2B_s$  的  $\Delta B$ (如图17中的  $\Delta B_2$  和  $\Delta B_3$ ),既可避免饱和,又可减小体积。

3) 选择饱和磁感应强度大的软磁材料。在其他参数不变的情况下,输出电压幅度和  $B$ (即  $B_m$ )成正比<sup>[8]</sup>,只要设计要求的输出电压幅度对应的  $B_m$  小于磁芯饱和磁感应强度  $B_s$ ,磁芯工作中就不会饱和。因此,为防止磁芯饱和,应选择饱和磁感应强度  $B_s$  大的软磁材料作磁芯。

## 4 结论

根据以上综述,选择磁导率和饱和磁感应强度高的磁芯材料,使用闭路磁芯结构来制作高功率脉冲变压器,并在制造过程中尽可能采用相应措施来减小漏感,可以达到缩短上升时间,展宽输出脉冲和提高能量传输效率等目的。为了保证高功率脉冲变压器的可靠性,还应注意绝缘耐压设计并在制造过程中采取相应措施避免击穿打火。

### 参考文献:

- [1] John Mankowski, Magne Kristiansen. A Review of Short Pulse Generator Technology[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2000, 28(1): 102-108.
- [2] 刘凯. 对高功率脉冲变压器的几点分析[C]// '98中国电子学会元件分会电子变压器专业委员会第九届学术年会, 厦门:[s.n.], 1998: 72-76.
- [3] 曾志斌, 谈效华, 肖明珠, 等. 变压器中初次级线圈对电容分压信号的影响[J]. 高电压技术, 2007, 33(7): 100-102.
- [4] Gary L Johnson. Solid State Tesla Coil[M]. Cambridge:[s.n.], 2001.
- [5] 王瑞华. 脉冲变压器设计[M]. 3版. 北京: 科学出版社, 1996.
- [6] Liu Z, Winands G J J. A high-voltage pulse transformer with a modular ferrite core[J]. Review of scientific instruments, 2008, 79(1): 015104-1-015104-5.
- [7] 赵世明, 张怀武, 何承基, 等. 平面高压脉冲变压器的设计[J]. 信息与电子工程, 2005, 3(4): 50-52. (ZHAO Shiming, ZHANG Huaiwu, HE Chengji, et al. Design of Planar Pulse Transformer for High Voltage[J]. Information and Electronic Engineering,

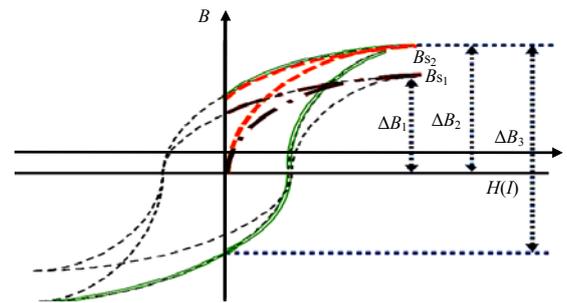


Fig.16 Saturation flux density and the swing of flux density  
图16 饱和磁感应强度与磁感应强度变量

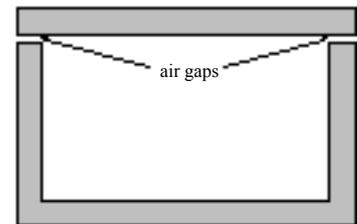


Fig.17 Magnetic core with air gaps  
图17 加入空气隙的磁芯

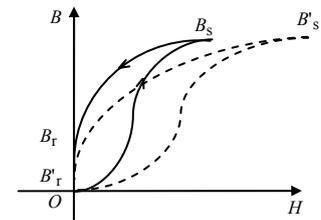


Fig.18 Magnetic field of core under single pulse  
图18 单次脉冲磁芯磁场

- 2005,3,(4):50-52.)
- [ 8 ] Rohwein G J, Lawson R N, Clark M C. A Compact 200 kV Pulse Transformer System[C]// 1991:Sandia National Laboratories, California:[s.n.], 1991:968-970.
- [ 9 ] Jams P O'Loughlin, Jack D Sidler, Gerry J Rohwein. Air Core Pulse Transformer Design[C]// 1988 IEEE Pulsed Power Conference. Albuquerque. NM:[s.n.], 1988:325-330.
- [10] Kim S C, Heo H, Park S S, et al. Development of an Air-Core Cylindrical HV Pulse Transformer[C]// IEEE, 2006: Pohang Accelerator Lab. Arlington:[s.n.], 2006:127-130.
- [11] Kim S C, Park S S, Kim S H, et al. Development of Air Core Type 500 kV HV Pulse Transformer[C]// 2005 IEEE Pulsed Power Conference. Monterey:[s.n.], 2005:696-699.
- [12] 李永忠, 张建德, 李传庐, 等. 高压强流脉冲变压器[J]. 国防科技大学学报, 2001, 23(1):110-113.
- [13] 刘金亮, 李士忠, 杨建华, 等. 带磁芯的高功率带绕式脉冲变压器的初步研究[J]. 强激光与粒子束, 2006, 18(10):1736-1740.
- [14] 李士忠, 刘金亮. 部分磁芯的带绕式脉冲变压器的研制[J]. 高电压技术, 2007, 33(10):118-121.
- [15] 刘金亮, 张建德, 李永忠, 等. 一种给脉冲形成线充电的带绕式高压脉冲变压器[J]. 强激光与粒子束, 2003, 15(4):394-396.
- [16] 常安碧, 张德泉, 张之福, 等. 600kV 高压大电流脉冲变压器的研制[J]. 强激光与粒子束, 1998, 10(3):462-466.
- [17] 杨哲, 鞠晓东. 小型脉冲变压器设计[J]. 变压器, 2006, 43(12):10-14.
- [18] Akemoto M, Gold S, Krasnykh A, et al. Pulse transformer R&D for NLC klystron pulse modulator[C]// 11<sup>th</sup> IEEE International Pulse Power Conference, 1997: Linear Accel. Center, Stanford Univ. CA:[s.n.], 1997:724-729.
- [19] 陈燕. 脉冲变压器铁芯的研究[J]. 江苏电器, 2001(5):28-29.
- [20] 马勋. 带绕式空心变压器的设计[D]. 绵阳:中国工程物理研究院, 2008.
- [21] 强峰. 功率脉冲变压器子电路建模方法研究[J]. 油气田地面工程, 2008, 27(8):21-22.
- [22] 冉汉政, 曾志斌. 用于 T 型谐振变换器的耦合电感设计与仿真[J]. 信息与电子工程, 2008, 6(2):13-16. (RAN Hanzheng, ZENG Zhibin. Design and Simulation of Coupled-inductors Applied in T-type Resonant Converter[J]. Information and Electronic Engineering, 2008, 6(2):13-16.)
- [23] Graneau P N, Rossi J O, Brown M P, et al. A high-voltage transmission-line pulse transformer with very low droop[J]. Rev. Sci. Instrum., 1996, 67(7):2630-2635.
- [24] 姚永和. 双次级绕组高压脉冲变压器的研制[J]. 高压电器, 2000(2):46-48.
- [25] Ko S T, Nam S H. Field Enhancement Optimization of an Air-Cored Spiral Strip Pulse Transformer[J]. IEEE Transactions on plasma science, 2005, 33(4):1268-1272.
- [26] 张东东, 严萍, 王珏, 等. Ni-Zn 铁氧体动态磁特性实验研究[C]// 全国脉冲功率会议, 无锡:[s.n.], 2009:46-48.
- [27] 张国伟, 乔开来, 丛培天, 等. 用于 FLTD 的软磁材料磁芯性能初步测试[C]// 全国脉冲功率会议, 无锡:[s.n.], 2009:381-383.
- [28] 戎昭金, 张霖, 刘金寿, 等. 示波器法测磁滞回线实验的研究[J]. 大连大学学报, 2004, 25(4):25-28.
- [29] 梁天学, 孙风举, 曾江涛, 等. LTD 用磁芯材料磁化特性实验研究[J]. 强激光与粒子束, 2007, 19(6):1023-1026.
- [30] 刘少杰, 于健, 王旭东. 测量铁磁材料的交流磁化曲线及磁性参量[J]. 物理实验, 2005, 25(1):39-40.
- [31] 张启超. 基于虚拟仪器的铁磁材料磁滞回线测量方法[J]. 襄樊学院学报, 2008, 29(2):75-78.
- [32] 丁臻捷, 苏建仓, 丁永忠, 等. 环形磁芯快脉冲动态参数测量方法[J]. 强激光与粒子束, 2004, 16(10):1345-1348.
- [33] 庄建红, 陈鑫. 虚拟仪器技术的软磁材料动态磁性测量系统[J]. 北京机械工业学院学报, 2007, 22(3):37-39.

#### 作者简介:



张钊(1985-), 男, 陕西渭南人, 在读硕士研究生, 研究方向为小型宽脉冲高压发生器. email: zhangzhaopt@gmail.com.

谈效华(1970-), 男, 成都市人, 研究员, 研究方向为加速器物理.