

高变比脉冲变压器 设计探讨

张凤贤¹ 杨德芳²



张凤贤 讲师

摘 要

本文系统地研究了大、中功率高变比脉冲变压器的结构特点。指出初级用分布式绕组代替传统的集中式绕组是成功地设计高变比脉冲变压器的关键；文中对斜芯式和环形脉冲变压器给出了漏感 L_p 和分布电容 C_T 的计算公式，为成功地设计各类高变比脉冲变压器提供了必要的计算工具和有用的结构知识。

一、引 言

在雷达、通讯及实验核物理等部门，高压、大功率脉冲源的使用越来越广泛。空用雷达中，设计人员尤其关心发射机的小型化，而实现小型化的关键在于能否研制出性能优良的高变比脉冲变压器。

本文试图从理论计算和实践两个方面，对高变比脉冲变压器设计和制造进行探讨。

二、结构特点

此处仅以环形脉冲变压器为例进行分析讨论（但其结论则适用于其它结构形式）。图1示出了这类变压器的可能结构。图1(a)中，初、次级均为单个绕组。该绕法的特点为：结构简单，分布电容小，但漏感大。因此，它仅适用于低变比脉冲变压器中；图1(b)

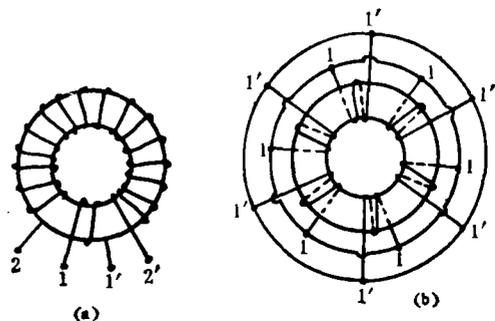


图1

中，初级采用多个绕组并联、均匀地分布在磁环上的分布式绕法。次级未画出。实际中，次级常采用双绕组并联绕法。该绕法的特点为：漏感小，分布电容大，且结构较复杂。然而图

本文收到日期：1985年10月4日

1. 西北工业大学讲师

2. 电子工业部工程师

1(b)所示之结构特别适用于制作高变比脉冲变压器。理由如下：我们知道，在具有高变比的脉冲变压器调制器中，仿真线特性阻抗一般只有几欧，甚至只有十分之几欧，有的则只有百分之几欧。毫无疑问，分布式绕法的采用，由于获得了合理的漏感 L_p 与分布电容 C_T 的比值，从而保证了良好的输出波形。因此说采用分布式绕法是成功地设计高变比脉冲变压器的关键之一。

下面研究分布式绕法时漏感 L_p 和分布电容 C_T 的计算方法。

三、漏感 L_p 和分布电容 C_T 的计算

应当指出，高变比脉冲变压器铁芯宜采用矩磁特性好、导磁率高的材料。因此坡莫合金钢带卷成的铁芯最为合宜。此外，为充分利用磁感应增量，应外加偏磁。显然，加偏磁后，可资利用的磁感应增量将增加一倍，如图 2 所示。

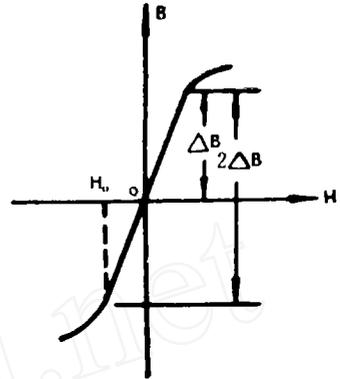


图 2

如所周知，在忽略涡流效应及初、次级和励磁线圈的有效电阻情况下，折算到初级的升压变压器简化等效电路如图 3 所示。图中， L_p 为变压器漏感； C_T 为分布电容（考虑到实际工作时负载影响的不可避免性，故把负载电容也归并进来）； L_k 为励磁电感。

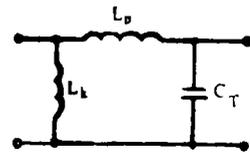


图 3

目前，在大功率、高变比脉冲变压器中，常采用斜芯式，因为它能减小铁芯体积；对中等功率、变比在 100 以下的高变比脉冲变压器，可考虑采用环形铁芯。下面分别讨论。

I、斜芯式变压器

对图 4(a)所示的双绕组斜芯式变压器，由文献[1]，可写出漏感 L_p 的表达式

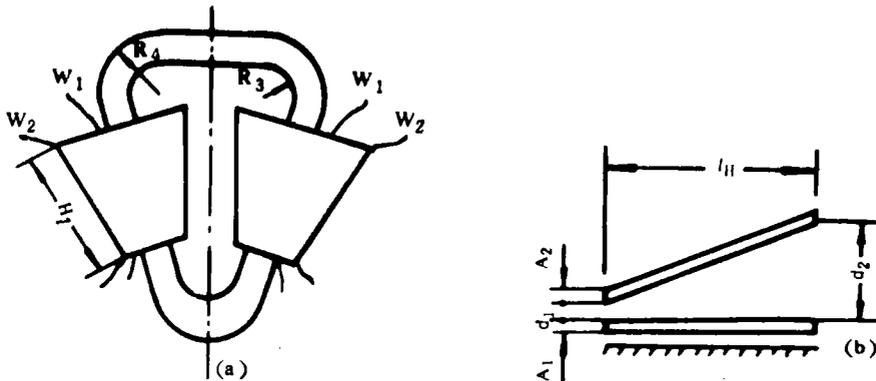


图 4

$$L_p = \frac{0.0126W_1^2 l_b}{2l_H} \left[\frac{(d_1 + d_2)}{2} + \frac{\Sigma A}{3} \right] \mu H \tag{1}$$

分布电容 C_T 包括两部分，即变压器分布电容 C_S 和负载的动态输入电容 C_L 折算到初级的值 $C_L' = n_T^2 C_L$ ； n_T 为升压比。

对图 4 (a) 所示的双次级绕法， C_S 表示式可由文献 [1] 得到

$$C_S = 2 \left[\frac{0.0885\epsilon l_b l_H}{(d_1 + d_2)/2} \right] \left[\frac{\Sigma(ND)}{V^2} \right] PF \tag{2}$$

则 $C_T = C_S + n_T^2 C_L$ (2a)

其中， $\Sigma(ND) = N_1 D_1 + N_2 D_2 + N_3 D_3$

$$= \left[D_1 + \left(\frac{V_2}{V_1} - 1 \right) D_2 + \left(\frac{V_2}{V_1} - 1 \right)^2 D_3 \right] V_1^2$$

$$= [D_1 + (n_T - 1)D_2 + (n_T - 1)^2 D_3] V_1^2$$

此处， $N_1 = V_1^2$ ； $N_2 = (V_2 - V_1)V_1$ ； $N_3 = (V_2 - V_1)^2$

$$D_1 = \frac{1}{2} \frac{(1 + d_1/d_2)}{(1 - d_1/d_2)} \ln(d_2/d_1) \tag{3}$$

$$D_2 = \frac{(1 + d_1/d_2)}{(1 - d_1/d_2)} - \frac{(d_1/d_2)(1 + d_1/d_2)}{(1 - d_1/d_2)^2} \ln(d_2/d_1) \tag{4}$$

$$D_3 = \frac{1}{4} \frac{(1 - 3d_1/d_2)(1 + d_1/d_2)}{(1 - d_1/d_2)^2} + \frac{1}{2} \frac{(d_1/d_2)^2(1 + d_1/d_2)}{(1 - d_1/d_2)^3} \ln(d_2/d_1) \tag{5}$$

上述公式中，

- W_1 为初级一个绕组的匝数；
 - ϵ 为绝缘层介质的相对介电常数；
 - V 为基准电压；
 - l_b 为初、次一匝的平均长度；
 - l_H 为绕组高度；
 - $\Sigma A = A_1 + A_2$ [参看图 4(b)]；
 - d_1 为低压端绝缘层厚度；
 - d_2 为高压端绝缘层厚度。
- 上述长度和厚度单位均以厘米计。

I、环形变压器

(1) 漏感 L_p 的计算 对环形变压器，当铁芯平均半径足够大时(例如平均半径大于 2 厘米)，为简化计算，近似认为，绕组是一个螺线管，如图 5 所示。则由文献 [2]，可得 L_p 的表示式

$$L_p = \frac{4\pi W_1^2 l_b}{l_H} \left[\Delta + \frac{1}{3}(a_1 + a_2) \right] \times 10^{-3} \mu H \tag{6}$$

其中， l_H 为一个次级绕组的高度；

l_b 为初、次级一匝的平均长度；

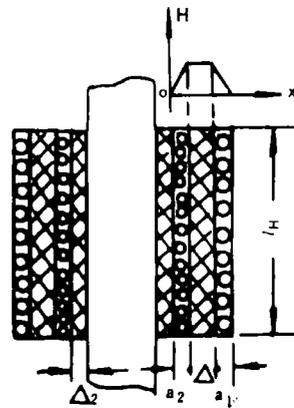


图 5

- Δ 为初、次级间绝缘层厚度;
 Δ_2 为次级与铁芯间绝缘层厚度;
 a_1 为初级绕组线径;
 a_2 为次级绕组线径。

在图6所示双次级绕组的情况下, (6)式可改写为

$$L_p = \frac{4\pi W_1^2 l_b}{2l_H} \left[\Delta + \frac{1}{3}(a_1 + a_2) \right] \times 10^{-3} \mu\text{H} \quad (6a)$$

因为, 我们总是将两个次级绕组均匀地布满磁环上, 如图6。因此有 $2l_H \approx 2\pi r$ 。其中, r 为铁芯平均半径。

于是6(a)式可改写为

$$L_p = \frac{2W_1^2 l_b}{r} \left[\Delta + \frac{1}{3}(a_1 + a_2) \right] \times 10^{-3} \mu\text{H} \quad (7)$$

式中, l_b 、 r 、 Δ 、 a_1 、 a_2 均以厘米计。

(2) 分布电容 C_T 的计算 如前述, $C_T = C_s + C_L$ 。对环形高变比脉冲变压器, 构成分布电容 C_s 的主要有两部分, 即初级与次级绕组之间; 次级绕组与地之间(亦即与铁芯之间)。下面分别研究。

(i) 计算初、次级绕组之间的分布电容 C_{12}

在简化模型条件下, C_{12} 的计算公式可由文献[2]得到

$$C_{12} = \frac{\epsilon l_b l_H}{12\pi \Delta} (n_T - 1)^2$$

(ii) 计算次级绕组与铁芯间的分布电容 C_2

由文献[2], 得

$$C_2 = \frac{\epsilon l_2 l_H}{12\pi \Delta_2} n_T^2$$

对双次级绕组(如图6), 有

$$C_s = 2(C_{12} + C_2) = \left[\frac{\epsilon l_b l_H}{6\pi \Delta} (n_T - 1)^2 + \frac{\epsilon l_2 l_H}{6\pi \Delta_2} n_T^2 \right] \text{cm}$$

$$\text{或} \quad C_s = \frac{10}{9} \left[\frac{\epsilon l_b l_H}{6\pi \Delta} (n_T - 1)^2 + \frac{\epsilon l_2 l_H}{6\pi \Delta_2} n_T^2 \right] \text{PF} \quad (8)$$

如前述, 一般有 $l_H \approx \pi r$ 。将此关系代入(8)式, 整理后可得

$$C_s = \frac{10}{54} \epsilon r \left[\frac{l_b}{\Delta} (n_T - 1)^2 + \frac{l_2}{\Delta_2} n_T^2 \right] \text{PF} \quad (9)$$

故总分布电容为

$$C_T = \frac{10}{54} \epsilon r \left[\frac{l_b}{\Delta} (n_T - 1)^2 + \frac{l_2}{\Delta_2} n_T^2 \right] + n_T^2 C_L \text{PF} \quad (10)$$

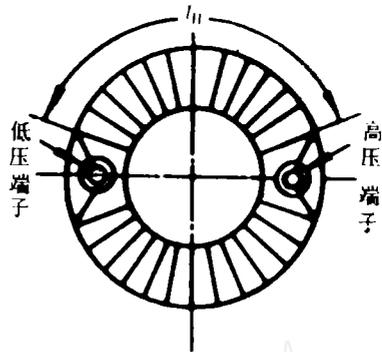


图6

四、励磁电感的计算

无论是斜芯式或者环形变压器，励磁电感均由下式计算

$$L_K = 4\pi \times 10^{-3} \frac{W_1^2 S_0}{l_0} \mu_K \mu_H \quad (11)$$

式中， S_0 为铁芯有效横截面积，以厘米平方计；

l_0 为磁路长度，以厘米计；

μ_K 为视在导磁率。

五、实 例

例1：本例为兆瓦级脉冲功率调制器中使用的脉冲变压器，采用斜式绕组。变压器两端要求的数据为

	输入端	输出端
峰值电压	292 V	35 kV
峰值电流	7000 A	57.2 A
脉冲宽度 τ	$3.2^{+0.3} \mu s$	$3.2 \mu s$ (0.85 幅值处)
上升时间 τ_r (0.1~0.9幅值)	$0.5 \mu s$	$0.7 \mu s$
下降时间 τ_f (0.9~0.1幅值)	$0.8 \mu s$	$1.1 \mu s$
顶部波动 (和仿真线联试)		$\leq 2\%$
顶部降落 (和仿真线联试)		$\leq 1\%$
脉冲重复频率	$316 \times 2 \text{ Hz}$	$316 \times 2 \text{ Hz}$

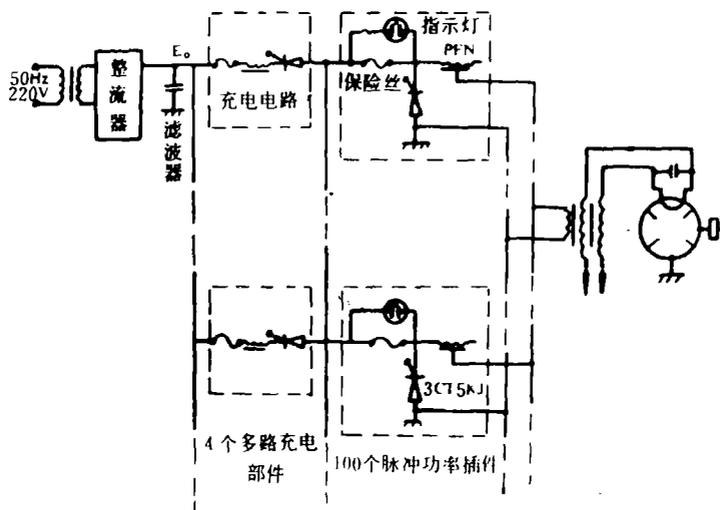


图7 2兆瓦调制器简化电路图

由此可算得，次级峰值功率 $\hat{P}_2 = U_2 I_2 = 2$ 兆瓦；平均功率 $\hat{P}_{cp} = \hat{P} \tau F = 4.4$ 千瓦；负载

阻抗 $R_{HI} = \frac{U_1}{I_1} = 0.04 \Omega$; 变比 $n_T = V_2/V_1 = 120$

调制器简化电路如图7所示。变压器铁芯偏磁由充电电路产生。

图8为变压器结构简图。铁芯用厚度为0.05毫米,牌号为1J51铁镍合金薄带卷成;绝缘层用聚四氟乙稀薄膜绕成。初级用不闭合的铜匝(铁芯置于盒内),组成分布式一匝。如图9所示。

本例中,有 $l_b = 14.8 \text{ cm}$, $W_1 = 1 \text{ 匝}$, $d_1 = 0.01 \text{ cm}$, $d_2 = 1.2 \text{ cm}$, $n_T = 120$, $\Sigma A = A_1 + A_2 = 0.1 + 0.2 = 0.3 \text{ cm}$, $\epsilon = 2$, 基准电压 $V = V_1$, 磁路长度 $l_0 = 38.4 \text{ cm}$, $S_0 = 4.32 \text{ cm}^2$, $\mu_K \approx 1500$, $l_H = 12 \text{ cm}$, $C_L \approx 100 \text{ PF}$ 。

将上述数据代入(1)、(3)、(4)、(5)、(2)、(2a)及(11)式,得

$$L_p = 5.46 \times 10^{-3} \mu\text{H} \qquad C_T = 1.82 \mu\text{F}$$

$$L_K = 2.12 \mu\text{H}$$

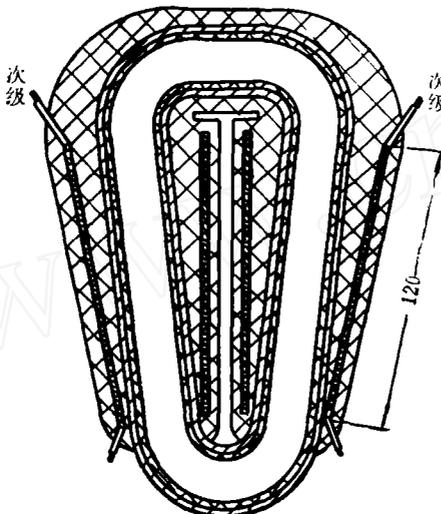


图8

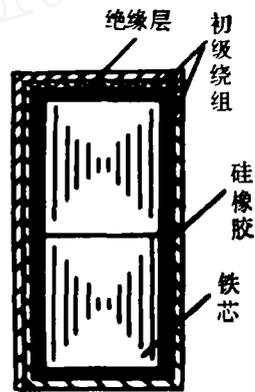


图9

利用熟知的计算曲线及公式,最后可算得由脉冲变压器引起的前沿、顶降、脉冲后沿如下: $\tau_{\phi T} = 0.24 \mu\text{s}$; $G_e \approx 0.01$; $\tau_{OT} = 1.2 \mu\text{s}$

实测结果

在正常工作条件下,对变压器输出脉冲进行实测,结果如下:

- 总的脉冲前沿时间 $\tau_{\phi} = 1 \mu\text{s}$
- 输出脉冲宽度 $\tau = 3.2 \mu\text{s}$
- 总的后沿时间 $\tau_{\sigma} = 1.8 \mu\text{s}$
- 顶部降落 $G_e = 1.5\%$

实测波形如图10所示。由图可见,脉冲前、后沿明显拖长,这主要是可控硅开通和关断时间造成的。因此我们可以说,变压器的结构设计是可行的,理论计算基本上符合实际。

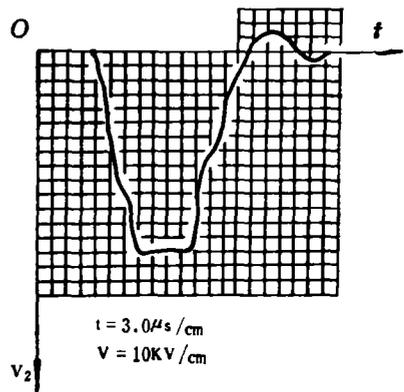


图10

例2：已知E290气象雷达发射机简化调制器如图11(参看文献[3])。脉冲变压器采用环形铁芯。初级 $W_1=2$ 匝，由12个绕组并联；次级124匝，由2个绕组并联而成(如图6所示)。从绕组引出头电绝缘性能考虑，初级绕在外层为宜。

变压器大致结构如图12，由图可见，铁芯分上、下两组，上部是可饱和扼流圈，起予导通作用，保护半导体开关管；下部是变压器铁芯。两组铁芯间距为10毫米。图中画出了一个初级绕组的结构；次级在里层，绕法如图6。次级与铁芯间，初次级间，两组铁芯间均用环氧树脂石英粉固封，这种固封法使变压器具有较好的散热性能。12个初级绕组的引出头焊在铜环上，作等电位并接。

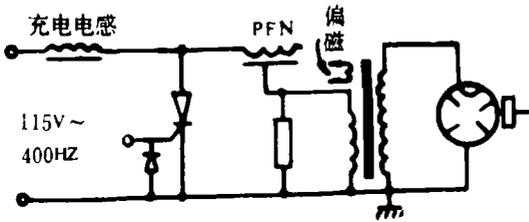


图11

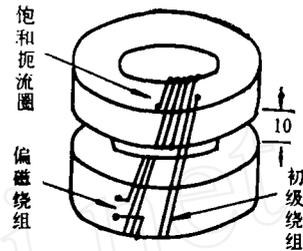


图12

变压器数据如下：铁芯尺寸为，外径 60 mm；内径 30 mm；铁芯材料 1J51；带厚 0.02 mm；铁芯叠厚 $13.5 \times 2 = 27$ mm；扼流圈铁芯叠厚 $6 \times 2 = 12$ mm。

其他为， $W_1=2$ 匝； $l_b=17.5$ cm， $\epsilon=3.8$ ， $a_1=0.093$ cm， $a_2=0.027$ cm， $\Delta=1$ cm， $\Delta_2=0.6$ cm， $l_2=13.5$ cm， $r=2.25$ cm， $\mu_K \approx 1500$ ， $S_G=3.4$ cm²。

此外， $\tau=4$ μ s， $F=400$ Hz，磁控管动态输入电容 $C_L=50$ PF，初级脉冲电流 $I_1=800$ A，初级脉冲电压 $V_1=225$ V。

将上述数据代入(7)、(10)、(11)式可得

$$L_p = 60 \mu\text{H}$$

$$C_T = 0.412 \mu\text{F}$$

$$L_K = 18 \mu\text{H}$$

最后，可算得由脉冲变压器(包括负载影响)引起的前沿、顶降和后沿时间为： $\tau_{\phi T} = 0.17$ μ s； $G_o=1.1\%$ ； $\tau_o=2.5$ μ s。并算得前沿电压尖峰值为 110 V。因为工作电压 12 kV，所以相对尖峰值 $\approx 1\%$ 。

图13为计算得到的、仅考虑变压器参数影响的输出脉冲波形。图14为实测波形[注]。

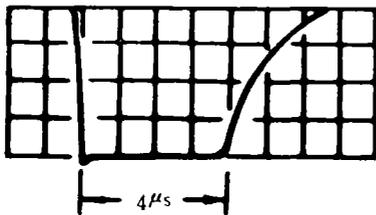


图13

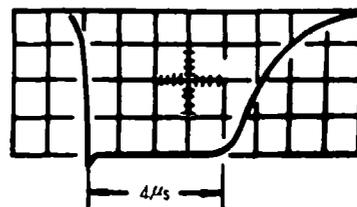


图14

由图可见，理论计算与实测波形相当吻合，前后沿区别也是由半导体开关管开通与关断

注：图14取自文献[3]，57页，观察时用电容量为 300:1 取样，纵标一格表示 10 V，横标一格表示 1 μ s

时间造成的。因此说,为计算环形变压器所建立的数学模型是正确的。

六、结 语

在结束本文之前,尚需补充几点

1. 当变比超过100时,初级一般只有一匝,此时,若用斜式绕组,则初级绕组可用紫铜带或干脆做成铜匝,以构成不闭合的一匝(铁芯用绝缘薄膜绝缘后放于铜匝内);

2. 实际大功率脉冲变压器效率只有0.97~0.98,因此在前述之例1中,变压器平均功耗可达100瓦以上,为防止温升过高,可将变压器浸在变压器油中冷却;

3. 在对高变比脉冲变压器的电性能计算中,负载电容的影响必须计及。考虑到不易测量负载的动态输入电容,因此,对厘米波发射管,常用的经验数据为 $C_L = 50 \sim 120 \text{PF}$ 。峰值功率为兆瓦级管子, C_L 值可取上限附近;对在空用雷达中常用的峰值功率仅为几十千瓦的管子, C_L 值取下限附近;

4. 仅从输出波形评价,由于环形脉冲变压器初级在外层,因而更易作成接近理想的分布式绕组,所以它的输出波形较理想。因此,如铁芯体积重量不作重点考虑时,采用环形变压器更为合宜;

5. 在全固态调制器中,输出波形的进一步改善,将有赖于调制器开关管性能的提高。最后,有关脉冲变压器的结构计算,可参阅有关文献,此处不再讨论。

参 考 文 献

- [1] Wilds, C. F., Graded Windings for Pulse Transformers, *The Proceedings of the Institution of the Electrical Engineers, Part C*, Vol. 109, No.16, September 1962, pp. 589-599.
- [2] Иванов, А. Б., Импульсные Передатчики СВЧ, *Советское радио*, 1956 pp. 484-504.
- [3] 《E290气象雷达翻修手册》, 1974, 第5~15页, 第57页。

Design Consideration for Pulse Transformer with High Transformation Ratio

Zhang Fengxian Yang Defang

Based on a pulse transformer with graded windings and the calculation for a small-power-pulse transformer [1] [2], this paper deals with the structural properties of a large or normal power transformer with high transformation ratio. A high-ratio pulse transformer with graded and ringed windings has been designed successfully. The design of such a transformer, to the author's best knowledge, has not been reported in the open literature.

This paper discusses mainly the following two questions:

1. The necessity to use distributed windings for a pulse transformer with high transformation ratio is discussed and a structural example is provided.
2. For a pulse-ringed transformer with high transformation ratio, we study how to calculate the leakage inductance L_P and the distributed capacitance C_T and point out that the windings can be considered as a helical core if the average radius of core is greater than a certain value.

For the pulse-ringed transformer, we obtain the formulas as follows:

$$L_P = \frac{2W_1^2 l_b}{r} \left[\Delta + \frac{1}{3} (a_1 + a_2) \right] \times 10^{-3} \mu\text{H}$$

$$C_T = \frac{10}{54} \epsilon_r \left[\frac{l_b}{\Delta} (n_T - 1)^2 + \frac{l_2}{\Delta_2} n_T^2 \right] + n_T^2 C_L \text{ PF}$$

The results calculated with the above two formulas show quite good agreement with measured waveform.

This paper states that the primary windings of ringed pulse transformer can be easily made to approach the ideal distributed windings and that, for the case where volume and weight of the iron core do not matter, the ideal output waveform of ringed pulse transformer can be obtained.