

上海无线电二十七厂

一九七六年五月

前 言

目前，电子线路技术领域所用的脉冲变压器一般都由电子线路技术人员根据电路的要求向制造厂提出具体的规格指标。

这样，脉冲变压器就成了一种特别定制的产品，目前就只能采用单价昂贵的变压器产品，这样妨碍了脉冲变压器的普及。

然而，由于脉冲变压器的参数很多，电子线路技术人员在设计时，会碰到很多难题，不容易设计和制造，因此往往依靠专门制造脉冲变压器的工厂。这样一来，一些理应在电路设计上求得解决的问题，也时常将责任推给脉冲变压器。而另一方面，变压器工厂忙于追求满足订货指标，始终只凭经验和直觉来生产变压器，实际上根本没有时间把变压器和电子线路技术结合起来进行一些分析研究。

在今天，半导体技术的进步日新月异，集成电路(IC)渐渐地统治了整个电子学领域的时代，还要使用比晶体管大数倍，价格也贵数倍的高价脉冲变压器，看来是太不相称了。

在这里，作者提请注意一件事。线路技术人员期望看到市场上出售一些参数接近于自己要求的脉冲变压器。只要掌握了技术，可以根据需要，从电子线路技术上对这些脉冲变压器作些修正就可使用。这样一来，除了要满足特殊要求的变压器，可以大幅度降低一般脉冲变压器的售价，这对于元件技术人员和线路技术人员都是很大的喜讯，也有助于电子工业的发展。

鉴于以上想法，本书可作为脉冲技术人员的入门书，而且从电子线路技术人员角度考虑，本书包括一些满足实际需要的内容，本书简明地叙述了脉冲变压器理论，介绍了高性能超小型化要求所应注意的事项。此外发表了本人积累的经验，供设计制造脉冲变压器时参考。本书还广泛收集并阐述一些以脉冲变压器为主要元件的电子线路。

本书目的是提高脉冲变压器的性能，降低其成本，但若能有利于普及推广脉冲变压器的应用，则作者感到欣慰。

最后，作者对喜安善市、大野克郎、成田贤仁、平山博、伏见和郎、山田茂春等人所给的指导致以谢意。

昭和44年7月15日

作 者

目 录

编者的话 序 言

第一章 脉冲变压器的基础知识.....	(1)
§ 1.1 概 述	(1)
§ 1.2 脉冲变压器瞬态特性	(1)
§ 1.3 脉冲变压器等效电路	(3)
§ 1.4 前沿特性	(6)
1.4.1 前沿波形.....	(6)
1.4.2 前沿上升时间.....	(9)
1.4.3 上 冲.....	(9)
1.4.4 临界终端条件.....	(9)
1.4.5 饱和晶体管推动的脉冲变压器前沿特性.....	(11)
§ 1.5 顶部特性	(11)
§ 1.6 反冲特性	(13)
1.6.1 等效电路和反冲特性.....	(14)
1.6.2 反冲波形的一般性质.....	(16)
1.6.3 下降时间.....	(17)
1.6.4 反冲最大值.....	(18)
1.6.5 反冲引起的零点飘移.....	(18)
§ 1.7 脉冲变压器的等效电容	(19)
1.7.1 匝间电容和线端电容.....	(19)
1.7.2 层间电容.....	(20)
1.7.3 绕组间电容的等效电容.....	(21)
1.7.4 等效电容特性和外电路电容.....	(25)
1.7.5 介质填充引起等效电容增大.....	(26)
1.7.6 等效电容集中到负载端的适用范围.....	(26)
1.7.7 减小等效电容的最佳绕组型式.....	(27)
§ 1.8 漏 感.....	(27)
1.8.1 单层线圈变压器的漏感.....	(27)
1.8.2 多层线圈变压器的漏感.....	(29)
1.8.3 漏感的频率特性.....	(29)
第二章 脉冲变压器的磁心.....	(31)
§ 2.1 磁心的静态特性	(31)

2.1.1	磁化曲线	(31)
2.1.2	导磁率	(32)
2.1.3	磁场强度, 磁通密度及电感之间的关系	(32)
§ 2.2	磁心的动态特性	(33)
2.2.1	选取最大允许磁通密度	(33)
2.2.2	导磁率的频率特性和低频的关系	(34)
§ 2.3	磁心的温升	(36)
2.3.1	脉冲磁滞损耗	(36)
2.3.2	磁滞损耗引起的温升计算公式	(38)
2.3.3	温升公式的实验修正	(39)
§ 2.4	磁心尺寸	(41)
2.4.1	保证磁心不饱和和所需的体积	(41)
2.4.2	保证温升在允许值内所要求的最小尺寸	(42)
§ 2.5	脉冲变压器磁心的小型化	(42)
第三章	脉冲变压器结构线性判别法	(44)
§ 3.1	脉冲变压器的相对通带系数	(44)
§ 3.2	脉冲变压器绕组结构的优良度	(46)
§ 3.3	有磁心绕组结构的优良度	(47)
第四章	脉冲变压器的设计制造方法	(48)
§ 4.1	脉冲变压器的设计方法	(48)
4.1.1	电子管推动的脉冲变压器	(50)
4.1.2	非饱和晶体管推动的脉冲变压器	(54)
4.1.3	饱和晶体管推动的脉冲变压器	(55)
§ 4.2	脉冲变压器的绕线方法	(56)
4.2.1	减小端间电容的绕线方法	(57)
4.2.2	减小漏感的绕线方法	(58)
4.2.3	环形脉冲变压器的批量生产	(63)
4.2.4	非环形脉冲变压器的批量生产	(64)
4.2.5	高对称性变压器的绕线方法	(65)
4.2.6	静电屏蔽的制作方法	(65)
§ 4.3	设计方法和使用方法练习	(67)
4.3.1	决定初级电感	(67)
4.3.2	如何使现成变压器符合使用要求	(68)
4.3.3	按给定条件进行设计	(70)
第五章	脉冲变压器的测试方法	(78)
§ 5.1	电感的测量方法	(78)
§ 5.2	脉冲电感的测量方法	(78)
5.2.1	接上实际负载, 由顶降求 L_{sp} 法	(78)
5.2.2	不接负载的测量方法	(79)
5.2.3	脉冲导磁率	(80)

§ 5.3	漏感的测量方法	(80)
§ 5.4	等效电容的测量方法	(81)
5.4.1	初级谐振法	(81)
5.4.2	次级谐振法	(82)
5.4.3	代换法	(83)
5.4.4	振荡周期法	(84)
5.4.5	由线间电容通过计算求等效电容法	(84)
5.4.6	静电屏蔽变压器漏电容测量方法	(84)
§ 5.5	磁心温升的测量方法	(85)
5.5.1	磁心表面温度测量法	(85)
5.5.2	不接负载而使温度上升的方法	(85)
第六章	特殊脉冲变压器及其应用	(86)
§ 6.1	正绕同相式 1:1 脉冲变压器	(86)
§ 6.2	对称输出变压器	(90)
6.2.1	对称输出变压器的低频特性	(91)
6.2.2	对称输出变压器所需的电感	(94)
6.2.3	对称输出变压器的前沿波形	(95)
6.2.4	三绕组对称输出变压器	(96)
6.2.5	对称输出式非对称—非对称变压器	(97)
6.2.6	利用对称输出变压器变换阻抗	(98)
§ 6.3	微分变压器	(98)
第七章	应用脉冲变压器的电子线路	(102)
§ 7.1	间歇振荡器	(102)
7.1.1	晶体管饱和式间歇振荡器	(102)
7.1.2	磁心饱和式间歇振荡器	(104)
7.1.3	箝位形间歇振荡器	(105)
7.1.4	C R 限制型间歇振荡器	(107)
7.1.5	间歇振荡器实例	(110)
7.1.6	间歇振荡器用脉冲变压器	(111)
7.1.7	反冲的处理	(112)
§ 7.2	采用脉冲变压器的波形变换电路	(112)
7.2.1	门电路	(112)
7.2.2	采样电路	(113)
7.2.3	动态箝位电路	(114)
7.2.4	振幅比较电路	(115)
7.2.5	时间门振幅甄别电路	(115)
7.2.6	时间比较电路	(116)
7.2.7	时间甄别电路	(116)
§ 7.3	脉冲变压器在电子计算机中的应用	(117)
7.3.1	对称输出变压器在抗干扰电路中的应用	(117)

7.3.2	杂音同相信号及其消除方法	(118)
7.3.3	脉冲变压器在推动选择电路中的应用	(121)
7.3.4	信号母线收发电路	(123)
附 录	(125)
附一1	前沿波形响应	(125)
附一2	在上升点处由初级流入的电流	(126)
附一3	顶部特性	(127)
附一4	反冲响应	(127)
附一5	等效电容	(129)
附一6	环形变压器的漏感	(132)
附一7	正绕同相式1:1脉冲变压器的响应	(133)
附一8	负载中心抽头接地	(134)
附一9	有第三绕组的对称输出变压器	(137)
附一10	设计图表	(139)
	(1) 脉冲变压器的上升时间	(139)
	(2) 脉冲变压器次级电压或电流的上冲	(139)
	(3) 脉冲变压器的下降时间 t_f	(139)
	(4) 反冲最大值	(140)
	(5) 反冲最大值	(140)
	(6) 反冲波形幅度降至10%时所需时间	(141)
	(7) 按无屏蔽变压器线间电容计算的等效电容(其一)	(141)
	(8) 按无屏蔽变压器线间电容计算的等效电容(其二)	(142)
	(9) 按静电屏蔽变压器各绕组对屏蔽的分布电容计算的等效 电容	(142)
	(10) 脉冲变压器励磁电感设计图表 I	(143)
	(11) 脉冲变压器励磁电感设计图表 II	(144)
	(12) 脉冲电感 L_{sp} 的计算图表	(145)
铁氧体磁心参数一览表	(146)
符号表	(155)
参考文献	(158)

第一章 脉冲变压器的基础知识

§ 1.1 概 述

所谓脉冲变压器无非是一种宽频带变压器。对通信用的变压器而言，非线性畸变是一个极重要的指标，因此要求变压器工作在磁心的起始导磁率处，以至即使象输入变压器那样功率非常小的变压器，外形也不得不取得相当大。除了要考虑变压器的频率特性，怎样减少损耗也是一个很关心的问题。

与此相反，对脉冲变压器而言，因为主要考虑波形传送问题。即使同样是宽频带变压器，但只要波形能满足设计要求，磁心也可以工作在线性区域。因此，其外形可做得比通信用变压器小很多。还有，除通过大功率脉冲外，变压器的传输损耗一般还不大。因此，所取磁心的尺寸大小取决于脉冲通过时磁通量是否饱和，或者取决于铁耗引起的温升是否超过允许值。

今日脉冲变压器的最新分析方法，是将脉冲变压器按分布参数方式来处理，被称作传输型脉冲变压器。

与分布参数法相比，作者下面所要介绍的一种集中参数处理方法，虽然不再是新的了，但经过作者本人调查，认为用于电子线路时，这种分析方法还可适用，而设计理论的推导也简练、明快，适宜于线路技术工作者采用。

此外，到目前为止有关脉冲变压器的很多报告，往往始终只追求脉冲变压器本身的特性。而作者却把脉冲变压器看作是线路元件的一个组成部分，着眼于从综合电路的立场来探讨，来进行设计制造。这样，自然而然，设计方法也会有所改变。

下面简单介绍一下集中参数分析法的一般理论，详细说明电子线路中所用的脉冲变压器的设计方法，绕线方法，并联系一些应用电路。特殊例子也打算以应用电路形式来作介绍。

§ 1.2 脉冲变压器瞬态特性

将圈数比 $n:1$ 的脉冲变压器接在脉冲电压为 v 的矩形脉冲发生器上。当次级负载是 R_L 时，其次级电压瞬态特性如图 1.1 所示。如果是理想变压器，输出是峰值为 v_2 的矩形波（以虚线表示）。

图 中：

v — 所加脉冲峰值

r — 电源内阻

R_L — 负载电阻

n — 圈数比

v_1 — 初级电压

$$v_1 = \frac{v \cdot n^2 R_L}{r + n^2 R_L}$$

v_2 一次级电压 $v_2 = v_1/n$

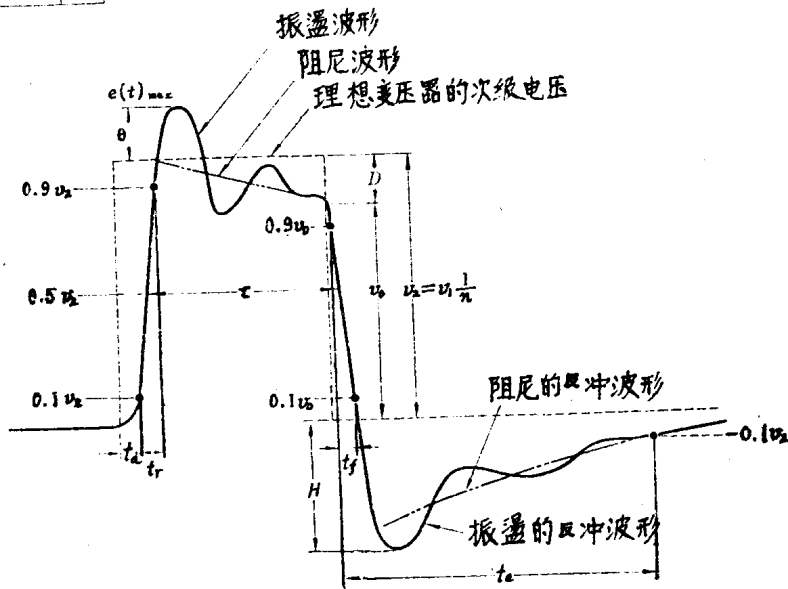
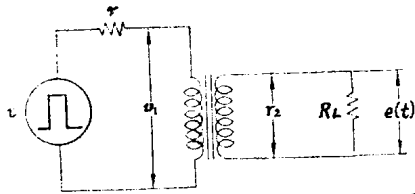


图 1.1 脉冲变压器的典型电压瞬态特性

实际变压器的瞬态特性 $e(t)$ 如图 1.1 的实线所示，波形被延迟并有一定的上升时间。根据不同的电路参数波形上升后会出现振荡和阻尼两种情况。从输入波形上升处至脉冲的 $0.1v_2$ 处这段时间称为延迟时间 t_d ， $0.1v_2$ 到 $0.9v_2$ 这段时间称为上升时间 t_r 。通常脉冲宽度 τ 用脉冲 $0.5v_2$ 处的两点时间间隔来表示。和一般脉冲电路的定义一样，在瞬态特性出现振荡时， $e(t)_{max} - v_2 = \theta$ 称作上冲。

在上升后的顶部处，电压幅值低于 v_2 。这段下跌值 D 称为下垂或顶降。

瞬态特性后沿是从电压幅值 $v_2 - D = v_0$ 点开始。 v_0 是后沿电压波形的初始值，从 $0.9v_0$ 到 $0.1v_0$ 这段时间称作下降时间 t_f 。

在后沿处，由于放出磁心中所贮存的磁场能量和等效电容中所贮存的电场能量而形成一 个反冲波形。按不同条件，可出现振荡和阻尼两种情况。不管是振荡还是阻尼，都把 $|e(t)_{min}| = H$ 定义为反冲的最大值。通常顶降 D 大的变压器， H 值也大。从所加脉冲后沿算起至反冲恢复到 $-0.1v_2$ 为止这段时间定义为反冲的恢复时间 t_a 。

另外，在后沿处还叠加有漏感和等效电容产生的比反冲波形周期更短的振荡，但这一点在瞬态特性波形上没有显示出来。不过，因为它对反冲波形的影响很小，在画反冲波形等效电路时，一般把漏感略去。

用电子管或晶体管作非饱和激励时，由于逐级放大，波形畸变会积累起来，所以对 上冲 和 顶降 限制很严格。而当用晶体管饱和激励时，由于有整形效果，因此对上冲和顶降的限制不象上面那样严格。

在很多场合，反冲也受到严格限制。例如，脉冲变压器接在晶体管集电极上时，特别在间歇振荡器情况下，反冲能成为击穿的直接原因，很危险。另外，脉冲变压器接在基极电路时，反冲一大的话，有可能使基极—发射极结击穿。还有，在电子计算机磁心存储器输入变压器或读出线匹配变压器中，反冲的恢复时间限制着重复周期。这样，在采用脉冲变压器的电路中，由于反冲会带来很多祸害，因此对反冲的幅值和恢复时间问题需要进行充分研究。

从上述理由来看，在设计脉冲变压器时，一般对上升时间、上冲、顶降、反冲都提出很严格的条件，很注意其有关瞬态特性。不过，上面所有这些瞬态特性很难用一个特征方程式来表示，本章准备按前沿特性、顶部特性和反冲特性这样三个部份，分别使等效电路简化，只保留其特性本身有关的参数，顺次进行考察。

§ 1.3 脉冲变压器等效电路

不存在一种完满的脉冲变压器等效电路。在较早采用的形式中，有一种用集中参数近似的方法，而近来采用分布参数来分析等效电路。

可是，在一般情况下，当用于电子线路时，集中参数表示的等效电路已经能够足够近似，从实用简便角度来讲是非常有效的。本书就利用集中参数来推导等效电路，并阐述设计理论。

集中参数等效电路的分析方法，先是在寄生电容不起作用的中频段，采用和普通变压器相同的方法，构成基本等效电路，然后再在此电路中添加上寄生电容，构成完整的等效电路。

上一节中提到的前沿、顶部以及反冲这三种特性，分别对应于阶跃波的高频瞬态特性，低频瞬态特性和脉冲结束时所贮存能量的释放过程。

现在如图1.2(a)所示那样，在初级电感为 L_1 ，次级电感为 L_2 ，互感为 M 的变压器的初级接上一个电动势为 v ，内阻为 r 的脉冲讯号发生器。当次级负载为 R_L 时，如初、次级电流分别用 i_1 ， i_2 表示，则电压电流特性可用阻抗矩阵表示：

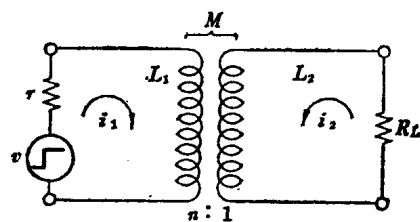
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} SL_1 & SM \\ SM & SL_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

再把(1.1)式改写成下列形式：

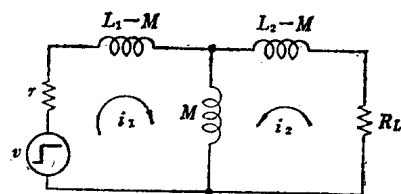
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \left[\begin{pmatrix} S(L_1 - M) & 0 \\ 0 & S(L_2 - M) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} SM & SM \\ SM & SM \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

图1.2(a)就变换成图1.2(b)的等效电路。

一般讲，分析时引进变压器圈数比 n ，画出换算成电压电流关系的等效电路有利于分析电路的瞬态特性。也就是说，在图1.2(a)中添画上 $1:n$ 和 $n:1$ 的理想变压器，改画成图1.3



(a) 变压器基本接法



(b) 变压器的基本等效电路

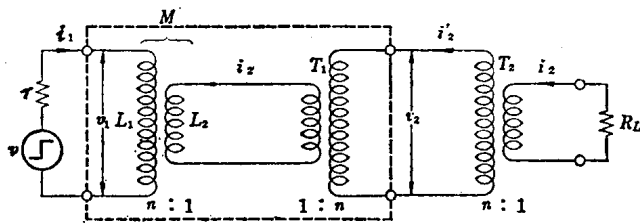
图 1.2

(a)那样的电路。用虚线围起来的方块内的电压电流关系，可参考图 1.2(b)，用矩阵之积表示：

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & S(L_1 - M) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{SM} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & S(L_2 - M) \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{n} & 0 \\ 0 & n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2' \end{pmatrix}$$

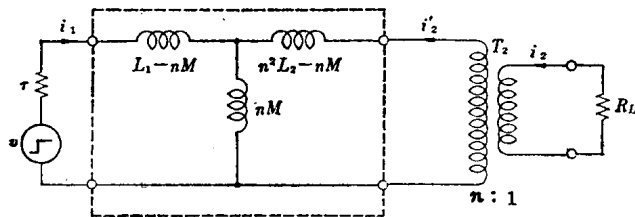
整理后，变成：

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{L_1}{nM} & S\left(\frac{nL_1L_2}{M} - nM\right) \\ \frac{1}{SnM} & \frac{nL_2}{M} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2' \end{pmatrix}$$

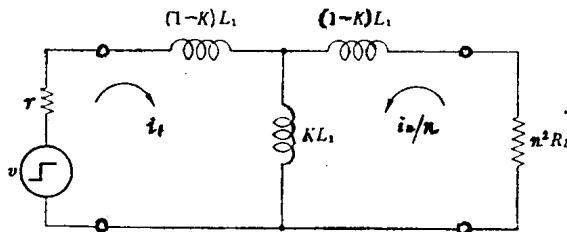


(a) 将次级折合到初级的操作步骤

T_1, T_2 : 理想变压器



(b) 圈数比为 $n:1$ 时，将次级换算到初级的等效电路



(c) 变压器的一般等效电路

图 1.3

再换算成阻抗矩阵，变成：

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} SL_1 & SnM \\ SnM & Sn^2L_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2' \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

可再改写成：

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \left[\begin{pmatrix} S(L_1 - nM) & 0 \\ 0 & S(n^2L_2 - nM) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} nM & nM \\ nM & nM \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2' \end{pmatrix}$$

图1.3(a)就可画成图1.3(b)那样的等效电路。

这里，根据(1.1)和(1.2)式，可得：

$$\begin{aligned} I_2 &= (V_1 - SL_1I_1)/SM \\ I_2' &= (V_1 - SL_1I_1)/SnM \end{aligned}$$

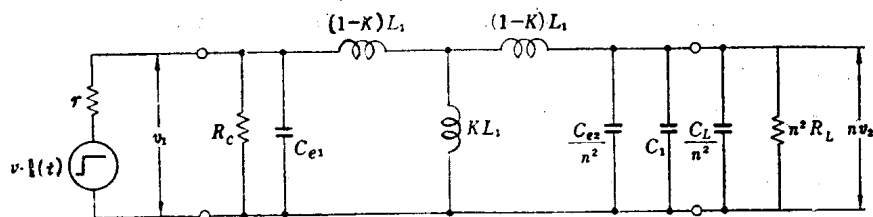
因此，注意到 $i_2' = \frac{i_2}{n}$ ，再设 $M = K \sqrt{L_1 L_2}$ ($1 > K > 0$)，

$$\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = n$$

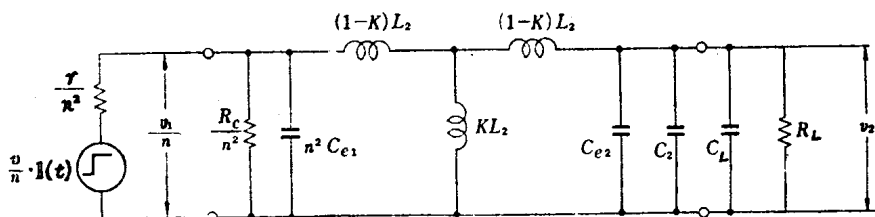
因为 $M = K n L_2$ 或 $n M = K n^2 L_2 = K L_1$ ，图 1.3(b) 还可再对负载阻抗作变换，改成图 1.3(c) 那样的基本电路。

事实上，用集中电容来代表分布电容，再加上磁心损耗电阻后，图 1.4 可作为脉冲变压器的实用等效电路。

图 1.4(a) 将负载换算到初级，图 1.4(b) 则将信号源换算至次级。一般来说，因为使用中初级常常是接在电子管板极或晶体管集电极上的，因此预先将它换算到初级比较方便。



(a) 将负载换算至初级



(b) 将信号源换算至次级

图 1.4 添上等效电容和考虑损耗后的脉冲变压器等效电路

图 中： L_1 —初级电感 L_2 —次级电感

K —偶合系数 $K = M / \sqrt{L_1 L_2}$ M —互感

n —圈数比 $n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$

C_{e1} —初级绕组的分布电容 C_{e2} —次级绕组的分布电容

C_1 —与初、次级绕组间分布电容成比例的数值，符号 1 表示是负载归算到初级时的等效电容。
 C_2 —同上。符号 2 表示是电源归算到次级时的等效电容。

C_L —负载本身所带电容 R_C —铁耗电阻（磁滞损耗 + 涡流损耗）

r —电源内阻 R_L —负载电阻

v_1 —初级电压 v_2 —次级电压 v —输入脉冲电压

一般说，脉冲变压器用细导线绕的圈数并不多，所以在画等效电路时常常略去铜耗。

按初、次级间静电电容求得的等效电容 C_1 或 C_2 并不是各个独立地存在于初级或次级的。将负荷换算至初级时，采用 C_1 值，而将信号源换算至次级时，采用 C_2 值， $C_2 = n^2 C_1$ 。

§ 1.4 前沿特性

脉冲变压器的前沿特性无非就是阶跃波瞬态特性的高频部份。从图1.4中略去不影响高频特性的 KL 值，再考虑到磁心是工作在磁化曲线的线性区域，还可略去铁耗电阻 R_c ，这样就变成图1.5。

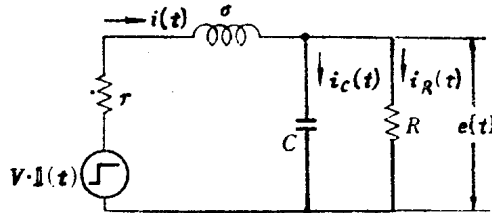


图1.5. 前沿特性的等效电路(将负载换算至初级)

图中： σ —总漏感 $\sigma = 2(1-K)L_1$ C —总等效电容
 $C = C_1 + C_{e1} + (C_{e2} + C_L)/n^2$ R —换算至初级的负载阻抗
 $R = n^2 R_L$ n —圈数比 $n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$

等效电容 C 表示所有因素产生的并联电容之总和，这一问题在以后专门介绍。为了从实际线路中建立一种抽象的等效电路，到底把这个电容 C 移到漏感前信号源一边呢还是放在负载端，这一问题长期来一直没有确切的结论。

Lee^(1.1)、Glasoe^(1.2)、Moskowitz^(1.3)等人认为在处理上升阶跃讯号时，要以次级的寄生电容 C_{e2} 为主，而将其他电容略去，将等效电容放在漏感后面画成图1.5；而当处理下降阶跃信号时，以初级的寄生电容 C_{e1} 为主，而略去其它电容，将等效电容放在漏感之前，放在信号源一边。对于在雷达上使用的一类变压器，即那些用电子管推动的，阻抗较高，圈数很多的脉冲变压器，上述分析方法在实用上是可行的。但是用于电子线路时，由于这时脉冲变压器的绕组不再象用于雷达中那样要分成几层分开来绕，因此，等效电容主要是由与初、次级电容成比例的等效电容以及负载本身电容组成，这时如再想原封不动使用上述分析方法就有困难。

对于上述问题，Millman、Tauub等人认为在恒压源输入时，如将等效电容放在信号源一边，会使一致性不好，因此应放在负载一边。而且他们提供了一些结论，这些结论虽然稍欠明确，但用在电子线路中取得了很好效果。

在本节，作者不再打算建立一种抽象的等效电路，而是假定了三种模型：1. 等效电容放在信号源一边；2. 放在负载一边；3. 分开来同时放在初、次级上。然后，再将这些模型与实际变压器的瞬态特性作些对比。在电子线路应用中，除特殊情况外，图1.5表示的第二个模型在各种情况下不管信号源阻抗及圈数比多少，图1.5都与实际波形非常符合，只要不预先申明，下面分析前沿特性时就都按图1.5形式进行。

1.4.1 前沿波形

这里，按图1.5的等效电路，求脉冲变压器的前沿特性 $e(t)$ 。

设 $\frac{R}{\sigma} = \frac{1}{rC} = 2a$ $\frac{r+R}{C\sigma r} = b$ (1.3)

$$\left. \begin{aligned} k &= \frac{a}{\sqrt{b}} && \text{(前沿特性的阻尼系数)} \\ T &= \frac{2\pi}{\sqrt{b}} = \frac{2\pi k}{a} && E = \frac{RV}{r+R} \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

分三种情况考虑:

$k > 1$ 过阻尼状态

$$\frac{e}{E} = 1 - \left(\frac{k}{\sqrt{k^2-1}} \sinh 2\pi\sqrt{k^2-1} \cdot \frac{t}{T} + \cosh 2\pi\sqrt{k^2-1} \cdot \frac{t}{T} \right) e^{-2\pi k t / T} \quad (1.5)$$

$k = 1$ 临界阻尼状态

$$\frac{e}{E} = 1 - \left(1 + 2\pi \frac{t}{T} \right) e^{-2\pi t / T} \quad (1.6)$$

$k < 1$ 欠阻尼状态

$$\frac{e}{E} = 1 - \left(\frac{k}{\sqrt{1-k^2}} \sin 2\pi\sqrt{1-k^2} \cdot \frac{t}{T} + \cos 2\pi\sqrt{1-k^2} \cdot \frac{t}{T} \right) e^{-2\pi k t / T} \quad (1.7)$$

欠阻尼时, 振荡角频率 ω 等于

$$\omega = \sqrt{\frac{r+R}{C\sigma R} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{CR} + \frac{r}{\sigma} \right)^2} \quad (1.8)$$

以上公式可参考附录 1。

如以 k 为参数, 对(1.5)、(1.6)、(1.7)式的瞬态特性进行数值计算的话, 可得到图 1.6。图中(a)表示一族完整的波形; (b)详细地画出其前沿波形。

下面把这些计算曲线和变压器的实际瞬态特性作一对比。图 1.7 表示在 $k = 0.71$ 情况下按(1.7)式进行计算的负载电流 $i_R(t)$ 和初级输入电流 $i(t)^*$ 的波形。图 1.8 是表示在 $k = 0.71$ 条件下, 输入到具有表 1.1 所列数值的脉冲变压器时的瞬态特性。将图 1.8 和图 1.7 作一比较, 除了次级电流的前沿有些延迟外, 波形符合得相当好。

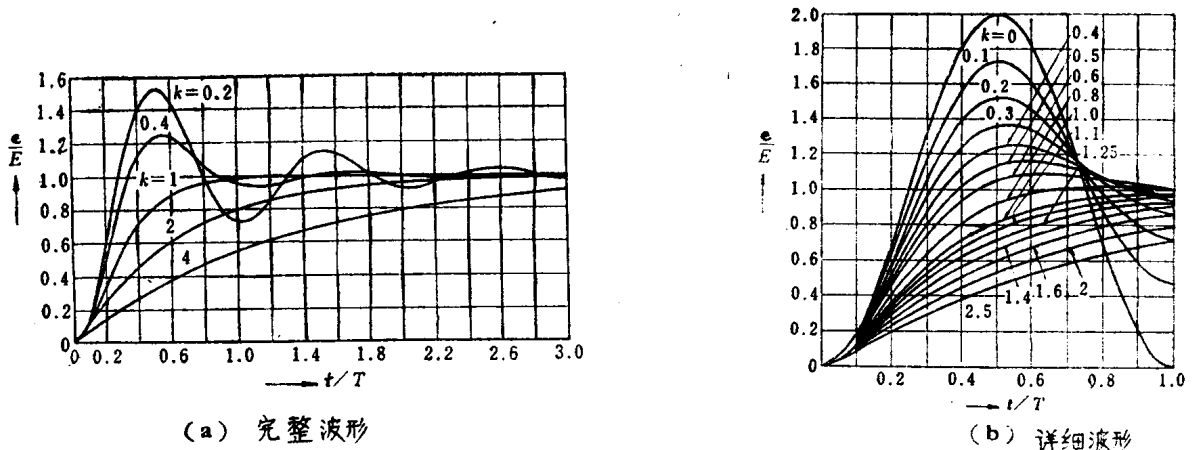


图 1.6 脉冲变压器的前沿特性

*参考附录 2

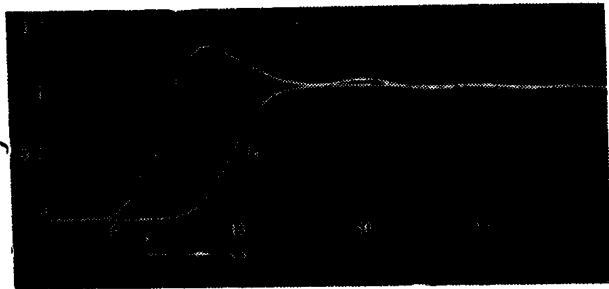
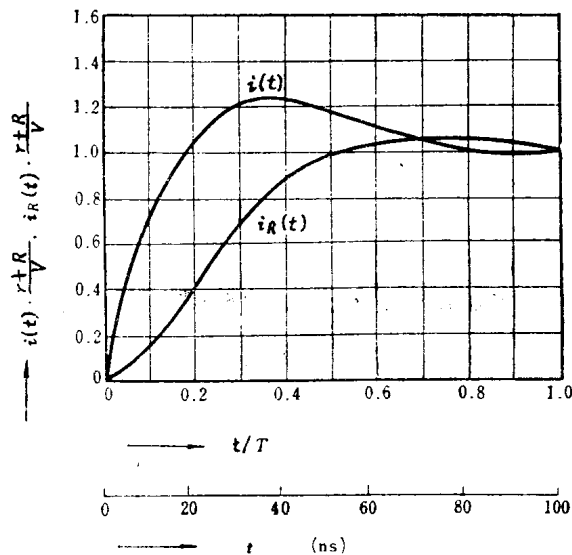


图1.8 脉冲变压器前沿特性实例 (条件: 电源内阻抗 r 、负载阻抗 R 和作为低通滤波器的标称阻抗 $\sqrt{\frac{\sigma}{C}}$ 匹配, 实样: №1)

←图1.7 电容换算至负载端的L形等效电路的前沿特性 (负载和电源内阻相等) (从图1.5等效电路进行计算 $r = R = \sqrt{\frac{\sigma}{C}}$, $k = 0.71$)

表1.1 脉冲变压器的参数 (其一)

项	目	试验样品 №1 (A)
接	法	<p>(正绕倒相形)</p>
所	用 磁 心	$H_{5B} EI40$
绕	组	$\phi 0.16$ 塑料线和 $\phi 0.12$ 两层丝包线并绕50圈(双线绕组)
电	感 $L_1 = L_2$	28.1 mH
漏	感 σ	1.65 μ H
初,次级	静电容量 C_{12}	320 P F
实际	等效电容 C^*	$C_1 = \frac{C_{12}}{3n^2} (n^2 + n + 1) = 320 P F (n = 1)$
作为低通滤波器的	标称阻抗 $R_0 = \sqrt{\frac{\sigma}{C}}$	72 Ω
备	注	因为是单层绕组, C_{e1}, C_{e2} 可省略, 纯负载电阻的 $C_L = 0$, 因此 $C = C_1$, C_1 参见附表10.1

还有, 图1.9表示在 $k = 0.5$ 恒压输入条件下, 按(1.7)式进行计算的负载电流 $i_R(t)$ 和初级输入电流 $i(t)$ 的计算曲线值。把它和图1.10的实际瞬态特性作一比较, 可发觉两者之间非常相似。从这两个实例来看, 证明图1.5模型作为脉冲变压器前沿特性的等效电路, 在实用

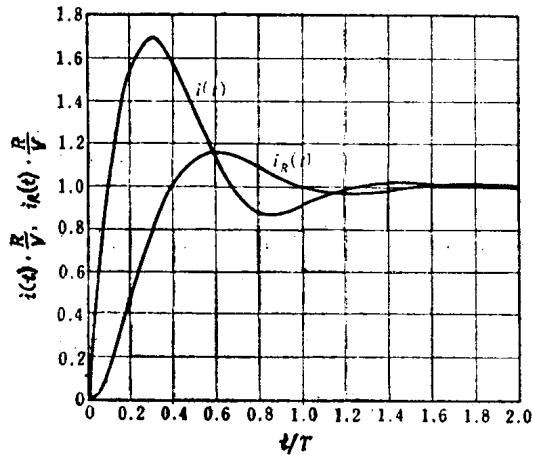
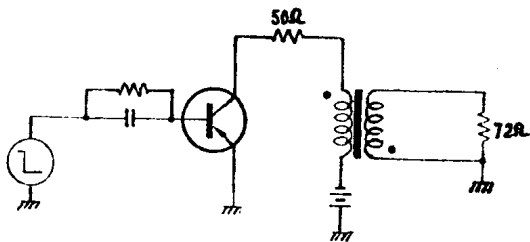


图1.9 恒压输入时电容集中在负载端的L形等效电路的瞬态特性

$$\left(r=0, R = \sqrt{\frac{\sigma}{c}}, k=0.5 \right)$$

根据图1.5等效电路计算



输入电路的接法

晶体管的开关时间约5毫微秒，比变压器的前沿特性快得多，可看成内阻为20Ω的电压源

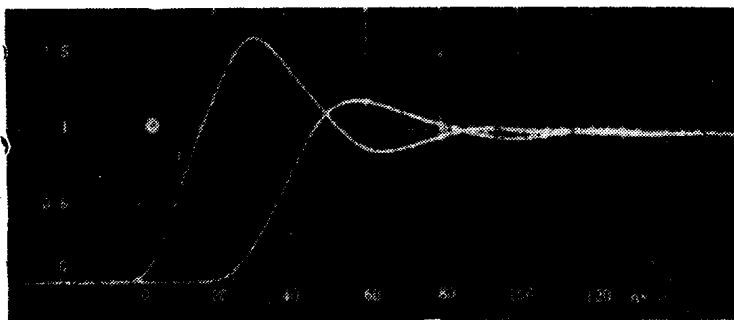


图1.10 脉冲变压器前沿特性实例（条件：负载阻抗和作为低通滤波器的标称阻抗 $\sqrt{\frac{\sigma}{c}}$ 匹配 恒压输入

样品 №1 $n=1:1$ $r=0$ $R = \sqrt{\frac{\sigma}{c}} = 72\Omega$
 $\sigma = 1.65 \mu\text{H}$ $C = 320\text{PF}$ $k = 0.5$

中是可信的*。

1.4.2 前沿上升时间

前沿特性中波形从稳定幅值的10%点到90%点这段时间叫做前沿上升时间。

譬如， $k=1$ 时，如从(1.6)式中能求出满足下式

$$\left. \begin{aligned} 1 - \left(1 + 2\pi \frac{t_1}{T}\right) \cdot e^{-2\pi t_1/T} &= 0.1 \\ 1 - \left(1 + 2\pi \frac{t_2}{T}\right) \cdot e^{-2\pi t_2/T} &= 0.9 \end{aligned} \right\} (1.9)$$

的 $\frac{t_1}{T}$ ， $\frac{t_2}{T}$ 值，那么用 T 规一后，上升时间 t_r 就可由

$$\frac{t_r}{T} = \frac{t_2}{T} - \frac{t_1}{T} \quad (1.10)$$

式计算出来。

如从(1.5)、(1.6)、(1.7)式计算出 k 和 $\frac{t_r}{T}$ 的关系曲线，可得附图10.1**。根据曲线，由已知条件可立即求得上升时间。

1.4.3 上冲

从图1.5等效电路的阶跃信号瞬态特性中，可用下式

$$l = \frac{e(t)_m}{V} - 1 \quad (1.11)$$

来求出脉冲变压器的上冲 l 值。这里， $e(t)_m$ 是欠阻尼公式(1.7)的最大值，等于满足 $\frac{de(t)}{dt} = 0$

$t > 0$ 的最小 t 所对应的 $e(t)$ 值。对(1.11)式作数值计算，可得附图10.2***。

1.4.4 临界终端条件

根据附图10.1， k 越小，脉冲变压器的上升时间越快，而根

*图1.8和图1.10中，对前沿来讲， i_R 瞬态特性落后于 i 瞬态特性，这一情况将在磁滞损耗一节中谈到。

**此图在设计时经常使用，所以作为设计参考资料收集在附录内。

***此图在设计时经常使用，作为设计资料收集在附录中。

据图10.2, k 越小, 上冲会越大。因此, 在一般使用时, 要选取终端负载, 使 k 稍小于 1, 而上冲也能满足要求。

当漏感为 σ , 等效电容为 C 时, 由下式

$$\sqrt{\frac{\sigma}{C}} = R_0 \quad (1.12)$$

定义的 R_0 值就是由 σ 和 C 构成的低通滤波器的标称阻抗。假如使变压器负载阻抗 R 等于其标称阻抗 R_0 。

$$R = R_0 = \sqrt{\frac{\sigma}{C}} \quad (1.13)$$

则 k 可以有二个不同的值。

(1) 对恒压信号源而言, 由(1.3)、(1.4)式可得

$$k = \frac{a}{\sqrt{b}} = \frac{CrR + \sigma}{2\sqrt{C\sigma R(r+R)}}$$

分子、分母同除以 C , 可得:

$$k = \frac{rR + \frac{\sigma}{C}}{2\sqrt{\frac{\sigma}{C}} \cdot \sqrt{R(r+R)}}$$

将(1.13)式代入上式, 可得:

$$k = \frac{R(r+R)}{2R\sqrt{R(r+R)}}$$

用恒压源时, $r \ll R$, 因此,

$$k = 0.5 \quad (1.14)$$

查附图10.2可知上冲值大约等于15%左右。

(2) 当电源内阻 r 等于 R 时, 即

$$r = R$$

$$k = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.71 \quad (1.15)$$

查附图10.2可知上冲值大约等于5%左右。

如果取 $R > R_0$, 则 k 值小, 会造成过份欠阻尼。若取 $R < R_0$ 时, 上冲要末很小, 要末完全消失, 前沿波形就变坏。因此, 对具体变压器而言, 按(1.13)式条件进行终端匹配可理解为求出最大允许的临界终端电阻, 使变压器处于上升时间短, 而上冲也不太大的工作状态。这里, 把(1.13)式条件称为临界终端条件, 而把满足该条件的电阻称作临界终端电阻。

因此, 在实际使用中电阻值希望按临界终端条件设计, 或者取得比它还小些。这里应注意在小于临界终端条件的情况下, 虽然上冲变小, 但是变压器本身的上升时间将变大。

一般说, 因为 $R = n^2 R_L$, 因此 R 值可以在设计时进行调整。用调整 n 或用在负载 R_L 上并联损耗电阻的方法使其匹配。

这样做的话, 用恒压源时条件(1)一定成立, 再串接 $r = R$, 条件(2)也成立。用恒流源时, 在电源上并联阻尼电阻 r , 如取 $r = R$, 条件(2)成立。

从上述分析可知, 临界终端条件使脉冲变压器的参数和负载电阻直接联系起来, 而且阻

尼条件肯定满足实用中所希望的要求。因此，无论在使用现成脉冲变压器或按给定负载设计新的脉冲变压器时，临界终端条件都是一种基准条件，非常重要。

1.4.5 饱和晶体管推动的脉冲变压器前沿特性

用饱和晶体管推动脉冲变压器的话，变压器的前沿出现特殊的瞬态特性。

现在，假定推动脉冲变压器的晶体管本身的开关时间比变压器固有的上升时间小很多。因为达到饱和时晶体管的内阻极小，几乎可看成为恒压源，因此作为恒压输入来考虑不成问题。

可是，当脉冲变压器本身的上升时间比晶体管开关时间 t_s 更短时，变压器的视在瞬态特性略有变化。也就是说，若把晶体管的开关特性看作是由非饱和区和饱和区构成的折线特性，那末由于晶体管在饱和之前内阻很高，处于过阻尼状态，不产生上冲。一旦晶体管进入饱和区，由于其内阻变得非常小，因此对顶部特性来讲，这相当于恒压输入时的瞬态特性，不产生顶降。

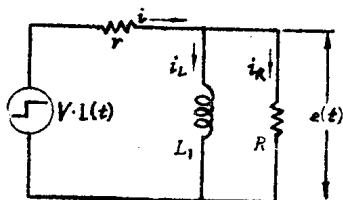
因此，如果制造一个上升时间足够快的变压器，使电路的上升时间完全由晶体管的开关时间来决定，虽然变压器的上升时间会变差些，但脉冲变压器的视在前沿特性能变得很理想。这给脉冲变压器或者包含脉冲变压器的电子线路的设计工作带来很大好处，是一个值得重视的设计技巧。因此在设计接在晶体管上的脉冲变压器时，应使其上升时间比普通晶体管开关时间快几倍。

§ 1.5 顶部特性

脉冲上升后的顶部瞬态特性称为顶部特性。画出变压器的低频等效电路，可以分析其对阶跃波的瞬态特性。在图1.3(c)中，略去漏感，再注意到，在一般情况下偶合系数 K 很近似等于1，即认为 $KL_1 \cong L_1$ ，这时，对图1.11的等效电路，负载电流 $i_R(t)$ 等于：

$$i_R(t) = \frac{V}{R+r} \cdot e^{-\frac{rR}{r+R} \cdot \frac{t}{L_1}} \quad (1.16)^{*1}$$

将(1.16)式，以 R 和 r 的关系作为参数，用 $t/(L_1/r)$ 规一化后来表示的话，就得到图1.12。



$$R = n^2 R_L$$

$$i_L = i - i_R$$

图 1.11

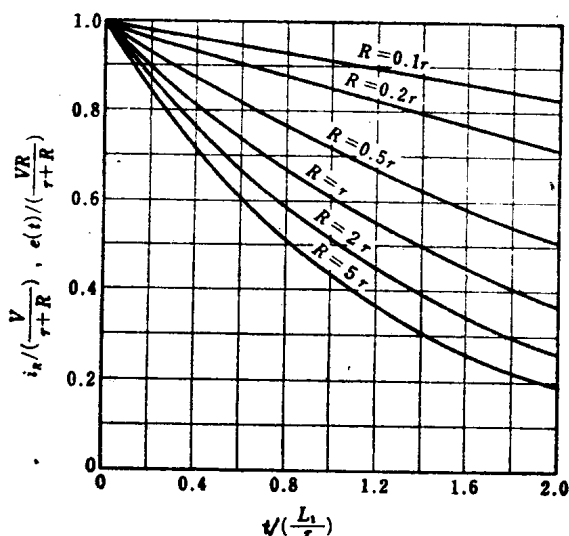


图1.12 脉冲变压器的顶部特性

*1附录—3，参照(17)式。