

磁 性 器 件

(下 册)

內 部 教 材

北 京 科 学 教 育 編 輯 室

1964年8月

目 录

第一章 脉冲变压器	4
引言	4
§ 1-1 脉冲变压器的等效电路及其基本参数	7
§ 1-2 脉冲变压器的沿失真	10
§ 1-3 脉冲变压器的平顶失真和反突起	18
§ 1-4 脉冲变压器磁芯的磁化	21
§ 1-5 涡流对磁芯工作的影响	23
§ 1-6 脉冲变压器电气参数的计算	28
§ 1-7 脉冲变压器的结构计算	33
第二章 磁放大器	47
§ 2-1 磁放大器的理论分析	47
§ 2-2 磁放大器的响应时间	57
§ 2-3 反馈及校正反馈式磁放大器	62
§ 2-4 磁放大器的应用	68
一、用磁放大器做稳压器	69
二、当作无触点继电器用的磁放大器	70
三、磁放大器倍频调制(交流)器	74
第三章 铁氧体存储磁芯及逻辑元件	78
§ 3-1 磁芯在存储器中的应用	78
§ 3-2 磁芯的物理性质	81
一、磁芯的矩形度	81
二、磁芯的反转时间	83
三、提高信号噪音比的方法	85
四、磁芯性能的稳定性	86
五、磁芯的振动性能	87
§ 3-3 环形磁芯反转磁化曲线之计算	90
§ 3-4 电流重合法	100
§ 3-5 多孔磁芯存储器	105
§ 3-6 双孔磁芯概述	108
§ 3-7 双孔磁芯的几何形状及其特性	110
一、几何形状问题	110

二、双孔磁芯的工作特性	114
§ 3-8 双孔磁芯的应用	119
一、无毁灭随机存取记忆器	119
二、电路选择器	125
§ 3-9 多孔铁氧体磁芯	127
第四章 铁氧体变参数元件	131
§ 4-1 变参数元件概述	131
§ 4-2 变参数元件的振荡原理及特性	132
§ 4-3 变参数元件基本电路	136
一、变参数电路的数学分析	136
二、耦合方式	138
三、串联耦合时控制信号的大小	139
四、变参数元件的开关性能及其信息的传输	141
§ 4-4 眼镜型变参数元件的设计与制造	145
一、磁芯的形状及尺寸	146
二、磁芯的工艺加工	146
§ 4-5 眼镜型变参数元件的电特性	150
一、动作点的决定	151
二、临界耦合衰减量, 频率和电路常数的决定	152
三、上升时间和衰减时间	155
四、温度特性	155
五、机械应力的影响	158
§ 4-6 眼镜型变参数元件的应用	159
一、基本二进制逻辑电路	159
二、记忆电路和计数电路	161
第五章 薄膜存储器, 磁鼓及磁性扭结器	164
§ 5-1 磁性薄膜存储器	164
一、薄膜的性能	164
二、磁性薄膜存储器的结构	169
三、薄膜的制备及存储器制造	173
四、不毁灭性薄膜存储器	175
§ 5-2 磁性记忆鼓	177
一、磁鼓存储器的一般介绍	177
二、磁鼓存储器结构的某些考虑	179
§ 5-3 磁性扭结器	182
第六章 磁致伸缩器件	186

§ 6-1	磁致伸縮振动的物理过程·····	186
§ 6-2	机电换能器及等效电路·····	190
§ 6-3	各种形式机械滤波器·····	196
§ 6-4	机械滤波器的特性与制造技术·····	202
§ 6-5	磁致伸縮超声波发生器及其应用·····	208
§ 6-6	磁致伸縮延迟线·····	213

目 录

第一章 脉冲变压器	4
引言	4
§ 1-1 脉冲变压器的等效电路及其基本参数	7
§ 1-2 脉冲变压器的沿失真	10
§ 1-3 脉冲变压器的平顶失真和反突起	18
§ 1-4 脉冲变压器磁芯的磁化	21
§ 1-5 涡流对磁芯工作的影响	23
§ 1-6 脉冲变压器心气参数的计算	28
§ 1-7 脉冲变压器的结构计算	33
第二章 磁放大器	47
§ 2-1 磁放大器的理论分析	47
§ 2-2 磁放大器的响应时间	57
§ 2-3 反馈及校正反馈式磁放大器	62
§ 2-4 磁放大器的应用	68
一、用磁放大器做稳压器	69
二、当作无触点继电器用的磁放大器	70
三、磁放大器倍频调制(交流)器	74
第三章 铁氧体存储磁芯及逻辑元件	78
§ 3-1 磁芯在存储器中的应用	78
§ 3-2 磁芯的物理性质	81
一、磁芯的矩形度	81
二、磁芯的反转时间	83
三、提高信号噪音比的方法	85
四、磁芯性能的稳定性	86
五、磁芯的振动性能	87
§ 3-3 环形磁芯反转磁化曲线之计算	90
§ 3-4 电流重合法	100
§ 3-5 多孔磁芯存储器	105
§ 3-6 双孔磁芯概述	108
§ 3-7 双孔磁芯的几何形状及其特性	110
一、几何形状问题	110

二、双孔磁芯的工作特性	114
§ 3-8 双孔磁芯的应用	119
一、无毁灭随机存取记忆器	119
二、电路选择器	125
§ 3-9 多孔铁氧体磁芯	127
第四章 铁氧体变参数元件	131
§ 4-1 变参数元件概述	131
§ 4-2 变参数元件的振荡原理及特性	132
§ 4-3 变参数元件基本电路	136
一、变参数电路的数学分析	136
二、耦合方式	138
三、串联耦合时控制信号的大小	139
四、变参数元件的开关性能及其信息的传输	141
§ 4-4 眼镜型变参数元件的设计与制造	145
一、磁芯的形状及尺寸	146
二、磁芯的工艺加工	146
§ 4-5 眼镜型变参数元件的电特性	150
一、动作点的决定	151
二、临界耦合衰减量, 频率和电路常数的决定	152
三、上升时间和衰减时间	155
四、温度特性	155
五、机械应力的影响	158
§ 4-6 眼镜型变参数元件的应用	159
一、基本二进制逻辑电路	159
二、记忆电路和计数电路	161
第五章 薄膜存储器, 磁鼓及磁性扭结器	164
§ 5-1 磁性薄膜存储器	164
一、薄膜的性能	164
二、磁性薄膜存储器的结构	169
三、薄膜的制备及存储器制造	173
四、不毁灭性薄膜存储器	175
§ 5-2 磁性记忆鼓	177
一、磁鼓存储器的一般介绍	177
二、磁鼓存储器结构的某些考虑	179
§ 5-3 磁性扭结器	182
第六章 磁致伸缩器件	186

§ 6-1	磁致伸縮振动的物理过程·····	186
§ 6-2	机电换能器及等效电路·····	190
§ 6-3	各种形式机械滤波器·····	196
§ 6-4	机械滤波器的特性与制造技术·····	202
§ 6-5	磁致伸縮超声波发生器及其应用·····	208
§ 6-6	磁致伸縮延迟线·····	213

第一章 脉冲变压器

引言

脉冲技术是无綫电技术的重要分支，它的发展就直接关連着整个无綫电技术的发展。例如視頻脉冲广泛的应用在脉冲通訊（无綫的和有綫的），图像的傳送（无綫电傳真和电视）目标位置的确定（雷达和导航），电子計算机和遙远控制等。在需要天綫发送时，必須事先把視頻脉冲变换成射頻脉冲，再在接收后，把射頻脉冲还原成視頻脉冲。

与普通无綫电技术相比，脉冲无綫电通訊有許多重大的优点；其中主要优点之一，是各种干扰的影响可以减小，应用脉冲方法，还可以在同一載波上实现多路通訊。

雷达，电视和导航都是应用脉冲技术的最大部門之一，依靠狹窄脉冲来发现目标，确定目标的空間坐标或者进行空間“摄影”，無論在軍事上还是民用上都有极其重大的意义。

因此，为了实现脉冲通訊，脉冲控制等用途，从理論及实验方面来研究各种窄脉冲的形成，不失真地放大和变换問題都是具有重要的意义。众所周知，在脉冲的形成，放大和变换等方面都广泛的使用着脉冲变压器。

脉冲变压器是用来变换間隔度相当高，周期性重复的电脉冲。除了几种特殊的应用以外（例如，用作所謂顛值变压器，微分变压器以及一些其他类型的变压器），在大多数情况下，对脉冲变压器的主要要求是在傳送电脉冲时，脉冲波形应该沒有畸变。就是说，当在这种变压器的輸入端上加上某一定形状的电脉冲时，在变压器輸出端希望得到（在理想情况下）一个形状完全相同的，但是振幅或极性可以不同的脉冲。以后所指的脉冲变压器就是这样的变压器。

脉冲变压器一般是可以用在多种脉冲的形成电路，寬脉冲阻塞（間歇）振蕩器中，在电视中用它来产生扫描脉冲，在定位，导航等技术中用它来控制，形成搜索脉冲系統以及产生时标。应用脉冲变压器通常是为了达到以下几个主要目的：

- a) 匹配阻抗（图 1 a）；
- b) 升高或降低脉冲电压（图 1 b）；
- c) 改变脉冲的极性；
- d) 使变压器的次級电路的电位和初級电路的电位分开（图 1 d）；
- e) 利用数个次級綫圈，得到几个大小不同但处在一定相位关系下的电压脉冲（图 1 e）；
- f) 消除电源电流的直流分量；
- ж) 在电子管脉冲发生器中，使电子管的阳极电路与栅极电路間具有强耦合（例如，在阻塞振蕩器中（图 1 ж））。

现在讓我們来研究几个应用脉冲变压器的具体例子。

图 1 a 中画出了一个脉冲装置的綫路，这个装置把貯集在充了电的电容器（ C_a ）中的能量，用波阻抗为 P_a 的饋綫（ ϕ ），傳輸到电阻性的，但不等于波阻抗 P_a 的負載 R_n 中。如果沒有饋綫，那么这就是电容器在純电阻上放电的最簡單的情况。如果由于技术上的原因，負載

必須放在离电容器很远的地方时，这时能量的傳輸就要用饋綫来实现。一般饋綫的波阻抗和給定的負載电阻 R_n 相差很大。在利用饋綫傳輸能量时，为了得到最佳的傳輸条件，同时也为了在負載阻抗上获得一定形状和大小的电压脉冲，就必须使負載阻抗 R_n 和饋綫的波阻抗

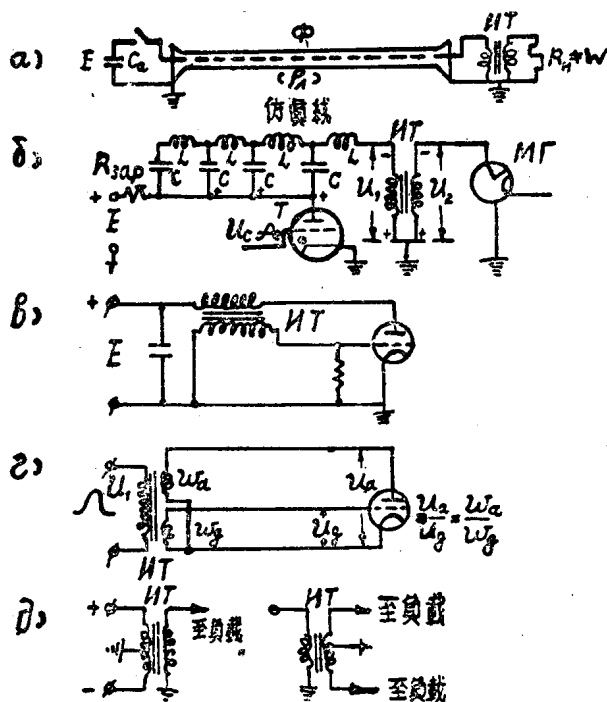


图 1 脉冲变压器在无线电设备中的应用

P_n 匹配。这样的匹配是用脉冲变压器 NT 来完成的。还要注意，在某些情况下，不仅在饋綫的末端需要有匹配变压器，同时，在饋綫的始端也必须有脉冲变压器，以使饋綫的波阻抗与脉冲电源的内阻相匹配。

图 1 δ 是脉冲调制的大功率磁控管振荡器的原理图。在脉冲工作情况下，在磁控管振荡器的阴极上必須加上一个负极性的、接近于矩形的高压调制脉冲。为了产生所需要的脉冲，可以应用图 1 δ 中所示的由直流电压电源 E 充电的仿真綫。仿真綫充电以后，通过閘流管 T （或其他的放电管）向負載（磁控管）放电。閘流管的工作由同步脉冲 u_c 来控制，这些同步脉冲是由一个同步脉冲发生器（这个发生器在图中沒有画出）得来的，它們周期性地加在閘流管的栅极上。在大多数情况下，閘流管的工作电压小于磁控管的工作电压，而且通常用仿真綫获得的脉冲电压只等于充电电压 E 的二分之一。因此，为了在磁控管阴极上得到一个幅度足够大的电压脉冲，就必须应用升压的脉冲变压器。举例說，如果磁控管的工作电压等于 20000 伏，而閘流管的工作电压等于 10000 伏，那么就必須选择仿真綫的充电电压 $E=10000$ 伏，同时必須应用变压系数 $q_T=4$ 的变压器（此时变压器初級綫圈上的电压将为 $U_1 = \frac{E}{2} = 5000$ 伏）。

在上述的例子中，作用在磁控管振荡器上的电压脉冲的极性（負的）与得自形成装置和加在变压器初級綫圈上的电压脉冲的极性是一致的。但是，如果不用磁控管振荡器而用电子

管高频振荡器时，在它的阳极上就要加上正极性的脉冲，这时正如图 1 δ 所示的线路中采用脉冲变压器，就不仅是为了提高脉冲电压，同时也是为了改变脉冲的极性。例如，某一个脉冲装置，它的供给电源的极性已经给定，而且根据技术上的考虑不能加以改变；同时在这个设备中，采用闸流管或其他器件作为电阀，为了使这种电阀能够正常地工作，在其上必须加上一个极性完全确定的电压（图 1 δ 中这个电压是正极性的），在这种情况下，就必须采用脉冲变压器。

在脉冲工作时，绝缘物的耐压强度增加，根据这一点考虑，在某些情况下，我们愿意采用升压的脉冲变压器。我们知道，在脉冲工作时（电压只在几微秒内产生作用），绝缘物的耐压强度比在直流电压的作用下要高得多。当脉冲的持续时间为一微秒或更短时，耐压强度可以增加两倍或两倍以上。从这一点来看，当某一种装置是在脉冲情况下工作，而且供给电压必须非常高时，最好先在相当低的电压下形成脉冲，然后再把所得的脉冲变换到所需的高压。采用这种方法时，长时间作用在绝缘体上的电压（例如图 1 δ 中形成线的电容器上的电压）是一个比较低的电压，而高压只是在脉冲产生的极短时间内发生作用。

对脉冲变压器来说，在理论和实际应用方面最重要的问题是研究前沿和后沿很陡，而持续时间极短的电压脉冲作用在变压器线圈上时所发生的过程。要想变换这样的脉冲是很困难的。另一方面，几乎所有的适用于窄脉冲的结论和计算公式，在脉冲持续时间较大时仍然可以应用。从这些考虑出发，以后我们主要是研究现在常用的，最窄的脉冲变换，这些脉冲的持续时间约为 1 至 2 微秒，或更窄些；脉冲的间隔度也很高，约为 1000。当我们把所得的结论推广到持续时间比较长的脉冲时，只须注意变压器工作时的能量关系和它的发热情况，在脉冲的持续时间相当长，重复频率相当高时，这种发热情况可能成为决定脉冲变压器结构的因素。与此相反，当脉冲的持续时间很短时，变压器发热的情况以及变压器内的能量关系就都没有决定性的意义。

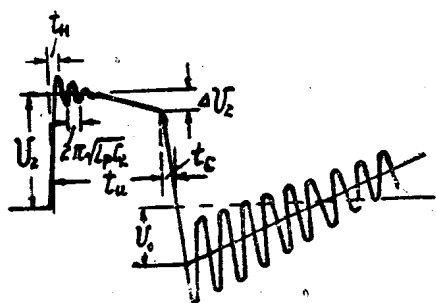


图 2 寄生参量对脉冲变换后波形的影响

对脉冲变压器的主要要求是变换后的脉冲形状应该没有畸变。从这一点来看，在确定脉冲变压器的结构和尺寸时，变压器电路中产生的寄生振荡具有很重要的意义。产生这些振荡的原因，是因为在变压器电路存在着寄生参量——寄生电容和变压器线圈的漏感。因有寄生参量而产生的振荡使变换后的脉冲前沿发生畸变（图 2）；在脉冲的前沿，脉冲波的“冠顶”，以及脉冲的后沿部分，都出现了叠加的高频振荡；此外，和变压器输入端的情况比较，变压器输出

端脉冲的前沿和后沿的斜度也降低了。

这样，很窄的电压脉冲通过变压器时主要障碍，就是变压器电路的寄生参量，因为这些寄生参量使脉冲波形产生了畸变。这就是限制脉冲变压器的应用以及确定极窄脉冲的变换是否可能的主要因素。当负载具有整流（活门）特性时（例如磁控管），脉冲后沿上所产生的振荡就具有非常大的振幅，而且衰减很慢（图 2），这些振荡在负载上产生附加的寄生脉冲——“假讯号”，因而可能破坏有关设备的正常工作。

为了消除变换后的脉冲波形的畸变，必须尽量减少寄生参量。减少寄生参量的方法是：变压器的磁芯应该用特殊的材料制成，同时，线圈的结构也应当恰当。但是，在这一方面，

具有主要意义的还是减小磁芯尺寸和线圈匝数。在设计变压器时，我们力求减小这些数值，于是在脉冲工作的时间内，磁芯中磁感应增量 ΔB 就会很大。这是因为：由变压器的基本电磁公式知道，磁芯中磁感应增量是与磁芯的截面积和线圈匝数成反比的。因此，磁芯中磁感应变化的速度非常快（可能达到每秒 10^{11} 高斯），这比一般低频变压器中磁感应的变化速度至少要快数十倍。当磁感应的变化具有这样的速度时，在磁芯材料中将感应出很大的涡流，造成很强的反磁场。因而使励磁电流强度强烈地增加。通常，这一电流和负载工作电流是可以比拟的；如果变压器的结构不正确时，它甚至比工作电流还要大。这样大的励磁电流使脉冲顶部产生畸变（图2），对很多实际的应用来说，这是不能允许的。这一情况，也就是由于企图减小寄生参量所直接引起的，由此可见，变压器磁芯的电磁过程对变压器的工作具有很大的影响。因此我们必须对它加以详细的研究。

从上面所提到的这些特点看来，研究脉冲变压器的工作原理并拟定它的计算方法就显得非常必要了。事实上，在许多学者和工程师的著作中已经建立了脉冲变压器的理论。下面我们将要对变压器的某些理论和计算问题进行讨论。

§ 1-1 脉冲变压器的等效电路及其基本参数

脉冲变压器的等效电路如图3所示。在这里，次级电路的参数被归算至变压器初级线圈的线路中，而变压器用下面参数表示：

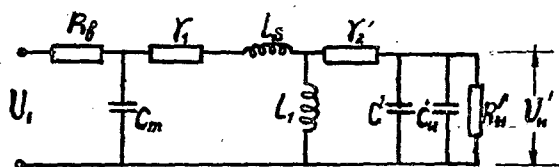


图3 脉冲变压器的等效电路

r_1, r_2 —— 变压器初级、次级线圈电阻；
 L_s —— 线圈的漏感；
 C —— 总的绕组电容；
 L_1 —— 变压器的初级电感；

R_g —— 输入阻抗；

标有一撇的为归算后的电压，电流和次级电路的参数用下面的公式表示：

$$r_2' = \frac{r_2}{n^2} ; \quad (1-1-1)$$

$$C_n' = C_n n^2 ; \quad C' = C n^2 ; \quad (1-1-2)$$

$$U_n' = \frac{u_n}{n} ; \quad i_n' = i_n \cdot n ; \quad (1-1-3)$$

$$R_n' = \frac{R_n}{n^2} ; \quad R_n = \frac{U_n}{I_n} ; \quad (1-1-4)$$

$$n = \frac{W_2}{W_1} \text{ —— 变压系数；} \quad (1-1-5)$$

U_n —— 负载脉冲电压的额定值；

I_n —— 负载电流的额定值（在脉冲中）；

由于次级线圈电阻很小（ $r_2' \ll R_n'$ ），励磁电流的数值也不大（ $i \ll i_n'$ ），所以，可以把阻抗 r_2' 与阻抗 r_1 合并在一起，寄生电容 $C_m \ll C' + C_n'$ 也可以与电容 C' 和 C_n' 合并在一起。作为这种完全可以容许的简化之后，就可以用图4的计算线路；在线路内：

$$R_{1s} = R_g + r_1 + r_2' \quad (1-1-6)$$

$$C_n' = C' + C_n' + C_m ; \quad (1-1-7)$$

$$R'_{2s} = R'_H; \quad u'_2 = u'_H; \quad i'_2 = i'_H; \quad (1-1-8)$$

此时經变换的脉冲电压的額定值（归算值）是：

$$U'_2 = U'_H = U \frac{R'_{2s}}{R_{1s} + R'_{2s}} = U \frac{R'_H}{R_{1s} + R'_H} \quad (1-1-8a)$$

在图 4 上所示出的計算綫路的特点是：这个計算綫路和用电压脉冲饋电的变压器电路相符合，在計算时，这个电压的数值可以看成是常数，即 $u = U = \text{常数}$ 。

在图 5 a 上，示出具有儲能电容換向管和輸出脉冲变压器的脉冲調制器的原理图。在綫路上，給出調制器的寄生电容 C_H （电子管 Π_K 的电容， C_3 电容器的引綫电容和装置电容）和負載寄生电容 C_H 。由式（1-1-4）的

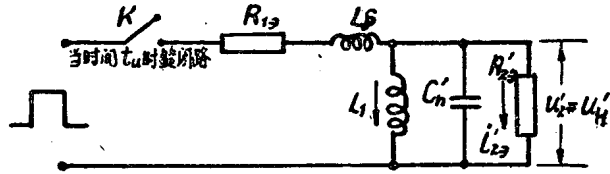


图 4 电压饋电脉冲变压器的計算綫路

第二个公式确定出来的負載电阻，是負載电流直流分量（在脉冲間內）的負載电阻的平均值。

在計算脉冲变压器时，图 5 a 上所示出的綫路可以用图 5 δ 上繪出的等效电路来代替。这里的 r_1 , r'_2 , L_s , I_K 和 C' 是变压器等效参数， u_H , i'_H , R'_H 和 C'_H 是归算到初級綫圈的数值，可由上面的公式（1-1-1）~（1-1-5）計算出来，在計算时，調制器可用并联有两个电阻 R_1

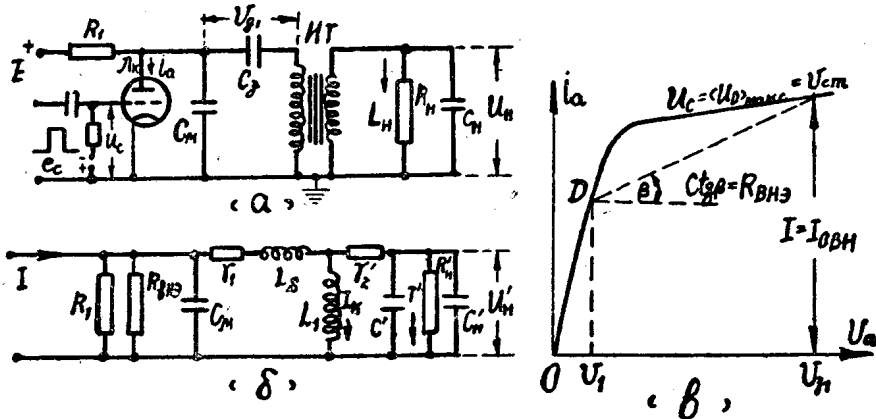


图 5 具有輸出脉冲变压器的脉冲調制器的原理图和等效电路

和 R_{BH3} 的脉冲电流电源来表示，其中 R_1 等于調制器的充电电阻， $R_{BH3} = \text{ctg} \beta$ 等于換向管 Π_K 的等效內阻（图 5 δ）。因此，在我們所研究的情况下，变压器电路应当用宽度为 T 的矩形电流脉冲来饋电，这个宽度 t_n 决定于換向管开启状态的持續期作用于电子管栅极的脉冲宽度 $t_n = t_{no}$ 。饋电电流脉冲的数值 $i = I = \text{常数}$ ，决定于电子管的阳极电压 $u_2 = U_3$ ，（这里 U_3 是电容器 C_3 的充电电压）和电子管栅极电压

$$u = (u_c)_{\max} = U_{cm}。$$

由于阻抗 $r_1 + r'_2 \ll R'_H$ 和电流 i_K ($i_K \ll i'_H$) 的数值很小，在計算变压器时，可以把阻抗 r_1 和 r'_2 与电阻 R'_H 合并起来，并且把比較不大的电容 $C_H \ll C' + C'_H$ 与电容 C' 和 C'_H 也一起合并成为一个总的寄生电容 C'_H 。这样，我們可以得到图 6 的計算电路，其中：

$$C'_n \approx C_n + C' + C'_H; \quad C' = Cn^2; \quad C'_H = C_H n^2 \quad (1-1-9)$$

$$R_{2s} \approx R'_H + r_1 + r'_2; \quad R'_H = \frac{R_H}{n^2}; \quad r'_2 = \frac{r_2}{n^2} \quad (1-1-10)$$

$$R_{1s} = \frac{R_1 \cdot R_{BH\beta}}{R_1 + R_{BH\beta}}; \quad R_{BH\beta} \approx \text{ctg} \beta \quad (\text{图 } 5 \text{ } \sigma) \quad (1-1-11)$$

$$u'_2 = i'_2 \cdot R'_{2s}; \quad i'_2 = i'_H = i_H \cdot n \quad (1-1-12)$$

这是变换的脉冲振幅的额定值（归算值）。

$$u'_2 = I \cdot \frac{R_{1s} \cdot R'_{2s}}{R_{1s} + R'_{2s}} = I \cdot R'_s \quad (1-1-12a)$$

式中：

$$R'_s = \frac{R_{1s} \cdot R'_{2s}}{R_{1s} + R'_{2s}} \quad (1-1-12b)$$

所以图 6 的计算线路的特点是：变压器电路用脉冲电流馈电，而图 4 的计算线路特点是：变压器电路用脉冲电压馈电的。

图 7 是级间脉冲变压器的接线线路，在负载电阻 R_H （既考虑到电子管 Π_2 的栅极电流，又考虑到流过栅极电路电阻 R_c 的电流）的功率不大的情况下，即当视在励磁电流 i_k 可以同负载电流 i'_H 相比较的时候，为了改善经变换后的电压脉冲平顶部分的形状，通常在变换器的一个或两个线圈上并联上电阻 R_{w1} 及 R_{w2} ，以使变压器的有功电流增加到所需值。

级间脉冲变压器的计算，也是按照图 6 上所示的计算线路来进行。在此图中，对变压器电路馈电的电流强度 $I = \text{常数}$ （在宽度为 t_n 的冲间内， T 等于电子管 Π_1 开启状态的持续期），电子管的特性曲线上的点（ $u_a = E$ 和 $u_c = (u_c)_{max} = U_{cm}$ ）来确定的。电容

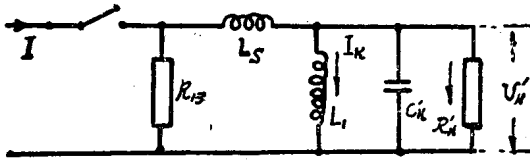


图 6 电流馈电脉冲变压器的计算电路

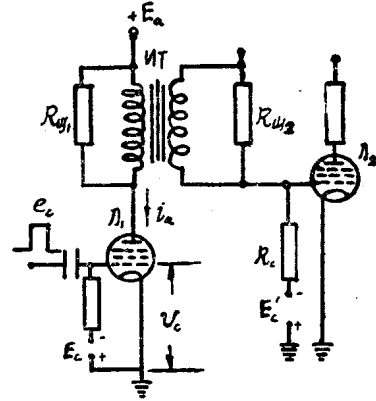


图 7 级间脉冲变压器的接线图

C'_H 用公式 (1-1-9) 表示（这里 C_n ——作用在电子管 Π_1 电路内的总寄生电容，而 C_H ——作用在电子管 Π_2 栅极电路内的总寄生电容）。而电阻 R_{1s} 和 R'_{2s} 用下面的公式表示：

$$R_{1s} = \frac{R_{BH\beta} \cdot R_{w1}}{R_{BH\beta} + R_{w1}}, \quad R'_{2s} = (r_1 + r'_2) - \frac{R'_{H2} \cdot R'_{w2}}{R'_H + R'_{w2}} \quad (1-1-13)$$

式中 $R_{BH\beta} = \text{ctg} \beta$ ，可以从绘制与图 5 σ 相类似的图中求出。电压 u'_2 用公式 (1-1-12) 表示，公式中的负载电流 i_H 不但考虑到电子管 Π_2 的栅极电流也考虑到流过电阻 R_c 的电流。换句话说，负载电阻 R_H 应按下面公式计算：

$$R_H = \frac{R_{cet} \cdot R_c}{R_{cet} + R_c}, \quad \text{式中 } R_{cet} = \frac{U_{cm}}{I_c} \quad (1-1-14)$$

I_c ——电子管 Π_2 的最大栅极电流。

图 4 和图 6 的线路都是典型的计算线路，实际上所遇到的变压器的线路都可以转换成这

种形式，間歇振蕩器的变压器綫路，也可以轉換成为上述綫路的第二种（图 6 上的）形式（带有允許的近似度），在以后将认为需要計算的变压器电路均能归到上述計算綫路中的任一种。如图 4 所示当我们将一个理想的矩形脉冲加于这样的网络的輸入端时，首先由于漏感 L_s 的存在使得电流 i 不能立刻建立，同时也由于分布电容 C' 的存在使得即使已经有电流存在的情况下負載电阻 R'_n 两端的輸出电压 U'_n 也还要較电流再迟后一个時間才能建立起来，因而使輸出脉冲的前沿陡度比輸入脉冲的前沿陡度为小，这就形成了脉冲变压器的失真，这样的失真是由 L_s 及 C' 所造成。此外，由图 4 也易于看出 L_s 及 C' 在网络中是以串联諧振回路的形式出現的，因此他們还可能形成振蕩，使得 u'_n 在开始的一瞬间有可能超过輸入脉冲电压 U ，这就形成了所謂突起，当然这一振蕩应受到回路中电阻 R_{1s} 及 R_n 所衰减，因而突起的程度就可以由这一衰减的程度所决定。其次由于初級电感 L_1 的存在，当脉冲建立之后， L_1 中的电流 i_L 要逐渐增加而使得流过电阻 R_{1s} 的总电流 $i = i_L + i_n$ (i_n 是流过 R_n 支路的电流) 增加了，因而于 R_{1s} 上的电压降逐渐增加， U'_n 逐渐减小，使脉冲的平顶随時間的增加而逐渐下斜这就造成了所謂平顶失真（下陷）。此外，当脉冲輸入訊号結束时，輸入端电压为零，但此一瞬间 L_1 中电流不能突变，仍保持一定的电流使得輸出端的电位处于負值，这就产生了所謂反突起。因此变压器的最后輸出有如图 2 所示的失真波形。下面我們将对脉冲变压器的沿失真及平顶失真分別予以討論。

§ 1-2 脉冲变压器的沿失真

前沿后沿失真及突起只决定于 L_s 及 C' ，与 L_1 无关，因此忽略 L_1 后图 4 可簡化成图 8。回路的微分方程經拉普拉斯变换后，运算阻抗可写成：

$$\begin{aligned} Z(P) &= R_{1s} + PL_s + \frac{1}{PC' + 1/R'_n} \\ &= R_{1s} + PL_s + \frac{R'_n}{1 + PC'R'_n} \end{aligned} \quad (1-2-1)$$

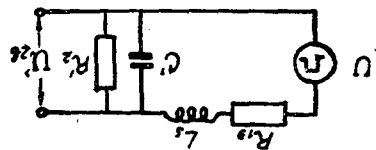


图 8 脉冲变压器的高频等效电路

因此通过回路的电流的变换函数可写成：

$$I(p) = \frac{U}{P} \cdot \frac{1 + PC'R'_n}{L_s C' R'_n P^2 + (L_s + C'R_{1s}R'_n)P + (R_{1s} + R'_n)} \quad (1-2-2)$$

由图 8 及式 (1-2-2) 可知輸出电压：

$$\begin{aligned} U'_n(P) &= \frac{U \left(\frac{1 + PC'R'_n}{L_s C' R'_n} \right)}{P \left[P^2 + \left(\frac{L_s + C'R_{1s}R'_n}{L_s C' R'_n} \right) P + \left(\frac{R_{1s} + R'_n}{L_s C' R'_n} \right) \right]} \cdot \left(\frac{R'_n}{1 + PC'R'_n} \right) \\ &= \frac{U \left(\frac{1}{L_s C'} \right)}{P \left[P^2 + \left(\frac{R_{1s}}{L_s} + \frac{1}{R'_n C'} \right) P + \left(\frac{R_{1s}}{R'_n L_s C'} + \frac{1}{L_s C'} \right) \right]} \end{aligned} \quad (1-2-3)$$

令：

$$\left. \begin{aligned} \alpha_s &= \frac{R'_n}{R_{1s}}, \quad A_s = \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s}, \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{A_s L_s C'}} \\ d &= \sqrt{A_s} \left(R_{1s} \sqrt{\frac{C'}{L_s}} + \frac{1}{R'_n} \sqrt{\frac{L_s}{C'}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (1-2-4)$$

則:

$$U'_n(P) = UA_s \frac{\omega}{P(P^2 + d\omega P + \omega^2)}$$

$$= UA_s \frac{\omega}{P(P - P_1)(P - P_2)} \quad (1-2-3a)$$

式中 P_1, P_2 为 $P^2 + d\omega P + \omega^2 = 0$ 的两个根,

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= \frac{-d\omega + \omega\sqrt{d^2 - 4}}{2} \\ P_2 &= \frac{-d\omega - \omega\sqrt{d^2 - 4}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (1-2-5)$$

将变换式 (1-2-3a) 变换成原函数, 并把式 (1-2-5) 代入原式则得到:

$$U'_n = UA_s \left(1 + \frac{\omega}{2P_1 + d\omega P_1} e^{P_1 t} + \frac{\omega}{2P_2 + d\omega P_2} e^{P_2 t} \right)$$

$$= UA_s \left(1 + \frac{2e^{-0.5\omega(d + \sqrt{d^2 - 4})t}}{d\sqrt{d^2 - 4} + (d^2 - 4)} - \frac{2e^{-0.5\omega(d - \sqrt{d^2 - 4})t}}{d\sqrt{d^2 - 4} - (d^2 - 4)} \right)$$

$$= UA_s \left[1 - \frac{2}{\sqrt{d^2 - 4}} e^{-0.5d\omega t} \left(\frac{d}{2} \operatorname{sh} 0.5\sqrt{d^2 - 4} \omega t - \frac{\sqrt{d^2 - 4}}{2} \operatorname{ch} 0.5\sqrt{d^2 - 4} \omega t \right) \right] \quad (1-2-6)$$

令:

$$\operatorname{th} \varphi = \frac{\sqrt{d^2 - 4}}{d}$$

經簡化后得到:

$$U'_n = UA_s \left[1 - \frac{2}{\sqrt{d^2 - 4}} e^{-0.5d\omega t} (\operatorname{ch} \varphi \cdot \operatorname{sh} 0.5\sqrt{d^2 - 4} \omega t - \operatorname{sh} \varphi \cdot \operatorname{ch} 0.5\sqrt{d^2 - 4} \omega t) \right]$$

$$= UA_s \left[1 - \frac{2}{\sqrt{d^2 - 4}} e^{-0.5d\omega t} \operatorname{sh} (0.5\sqrt{d^2 - 4} \omega t - \varphi) \right] \quad (1-2-6a)$$

由此可見, 当 $d > 2$ 时 U'_n 按指数規律

$$1 - \frac{2}{\sqrt{d^2 - 4}} \operatorname{sh} (0.5\sqrt{d^2 - 4} \omega t - \varphi) e^{-0.5d\omega t} \quad (1-2-7)$$

上升, 同时

$$\frac{\partial \left[1 - \frac{2}{\sqrt{d^2 - 4}} \operatorname{sh} (0.5\sqrt{d^2 - 4} \omega t - \varphi) e^{-0.5d\omega t} \right]}{\partial(d)} < 0 \quad (1-2-8)$$

可見 d 愈小, 上升速度愈快, 脉冲前沿陡度愈大, 失真愈小。

当 $d=2$ 时:

$$U'_n = \lim_{d \rightarrow 2} UA_s \left\{ 1 - \frac{\partial [2 \operatorname{sh} (0.5\sqrt{d^2 - 4} \omega t - \varphi) e^{-0.5d\omega t}] / \partial(d)}{\partial \sqrt{d^2 - 4} / \partial(d)} \right\}$$

$$=UA_s[1-e^{-\omega t}(1+\omega t)] \quad (1-2-9)$$

这是临界情况； U'_n 仍按指数律上升，并且上升速度较 $d > 2$ 时快。

当 $d < 2$ 时双曲綫函数可用三角函数来表示，这时：

$$\left. \begin{aligned} \varphi &= th^{-1}j\sqrt{\frac{4}{d^2}-1} = jtg^{-1}\sqrt{\frac{4}{d^2}-1} \\ shj(0.5\sqrt{4-d^2}\omega t - \varphi) &= j\sin(0.5\sqrt{4-d^2}\omega t - \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (1-2-10)$$

把 (1-2-10) 式代入 (1-2-6a) 式，则获得：

$$U'_n = UA_s \left[1 - \frac{2}{\sqrt{4-d^2}} e^{-0.5d\omega t} \sin(0.5\sqrt{4-d^2}\omega t - \varphi) \right] \quad (1-2-11)$$

由 (1-2-11) 式可知，当 $d < 2$ 时， U'_n 将产生减幅振荡， U'_n 的极大值可由

$$\frac{\partial \left[1 - \frac{2}{\sqrt{4-d^2}} e^{-0.5d\omega t} \sin(\sqrt{1-0.25d^2}\omega t - \varphi) \right]}{\partial(\omega t)} = 0$$

求得，此时：

$$\omega t = \frac{\pi}{\sin \varphi} \quad (1-2-12)$$

把条件 (1-2-12) 代入 (1-2-11) 式，求出电压最大值：

$$U'_{n\max} = UA_s \left(1 + e^{-0.5\frac{\pi d}{\sqrt{1-0.25d^2}}} \right) > UA_s \quad (1-2-13)$$

由式 (1-2-11) 显而易见，电压稳定值是等于 UA_s ，与 (1-2-13) 式比较，发现这时有突起产生。超量随 d 的变化由

$$\begin{aligned} & \frac{\partial \left(1 + e^{-0.5\frac{\pi d}{\sqrt{1-0.25d^2}}} \right)}{\partial(d)} \\ &= -e^{-0.5\frac{\pi d}{\sqrt{1-0.25d^2}}} \cdot \frac{\pi\sqrt{1-0.25d^2} + \frac{\pi}{4}(1-0.25d^2)^{-\frac{1}{2}}d^2}{1-0.25d^2} < 0 \end{aligned} \quad (1-2-14)$$

显而易见，超量随着 d 值的减小而增大。

由 (1-2-4) 式知：

$$d = \sqrt{A_s} \left(R_{1s} \sqrt{\frac{C'}{L_s}} + \frac{1}{R'_n} \sqrt{\frac{L_s}{C'}} \right)$$

其中第一项 $R_{1s}/\sqrt{L_s/C'}$ 代表 R_{1s} 与 L_s 、 C' 串联谐振回路阻抗 $\sqrt{L_s/C'}$ 的比值。比值愈大，表示 R_{1s} 对该回路的衰减愈大。第二项 $\sqrt{L_s/C'}/R'_n$ 代表 R'_n 与 L_s 、 C' 并联谐振回路阻抗的比值。比值愈大， R'_n 对该回路的衰减亦愈大。因而 d 实际上就是图 4 所示网络的总衰减系数，它的大小表征着 R_{1s} 及 R'_n 对网络的衰减程度。

因而 d 愈小网络的衰减就愈小。前沿的上升就愈快。因为 R_{1s} 对 L_s 、 C' 串联回路实际上是起限流作用，它愈小，回路电流增长就愈快。 R'_n 对 L_s 、 C' 并联回路实际上起旁路作用，它愈大，旁路作用愈小，回路负载电压 U'_n 建立得愈快，同时 d 愈小，网络的衰减就愈小，因而超量（突起）就愈大。当 d 小至 R_{1s} 及 R'_n 不足以在一周期内将回路的振荡能量吸收，则将产生周期性的振荡过程。由此可见，要前沿失真小与不产生突起是存在矛盾的，因此，设

計者要解决这个矛盾就需要按具体要求来选择 d 值。

按不同 d 值代入方程式

$$\frac{U_H}{U_{Hycm}} = 1 - \frac{2}{\sqrt{d^2 - 4}} e^{-0.5d\omega t} \operatorname{sh}(\sqrt{0.25d^2 - 1} \omega t - \varphi) = f(d, \omega t) \quad (1-2-15)$$

則可得到如图 9 的曲綫族，这是变压器次級綫圈上矩形脉冲电压增长的综合曲綫。图中横軸表示与時間成正比的 ωt 值。

从这些曲綫也可以看出， d 愈小則上升時間亦愈快。但是，当 d 减小时，随着上升時間加快的同时超量却增加了。因此，在計算脉冲变压器时，选择 d 值要符合該情况最大容許的超量；这时上升時間将是最低可能的時間。

由 (1-2-11) 式知道，前沿是按指数曲綫变化，随着時間增长指数曲綫趋于稳定值 $A_0 U$ 。理論上达到稳定值的時間需要滿足：

$$\frac{2}{\sqrt{d^2 - 4}} e^{-0.5d\omega t} \operatorname{sh}(\sqrt{0.25d^2 - 1} \omega t - \varphi) = 0$$

要滿足上述条件，建立稳定值的時間趋于无限长。实际上，确定上升時間 t_H 即是輸出电压从 0.1 增长到 0.9 的時間，因此得到下列方程式：

$$t_H = t_2 - t_1$$

$$\frac{2}{\sqrt{d^2 - 4}} e^{-0.5d\omega t_1} \operatorname{sh}(\sqrt{0.25d^2 - 1} \omega t_1 - \varphi) = 0.9 \quad (1-2-16)$$

$$\frac{2}{\sqrt{d^2 - 4}} e^{-0.5d\omega t_2} \operatorname{sh}(\sqrt{0.25d^2 - 1} \omega t_2 - \varphi) = 0.1 \quad (1-2-17)$$

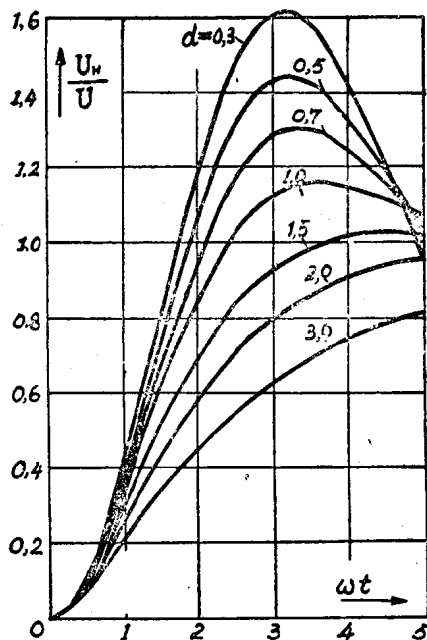


图 9 不同 d 时的电压脉冲前沿

电压最大值和稳定值之差与稳定电压之比叫做电压超量，或简称超量，用 δ 来表示：

$$\delta = \frac{U_{Hmax} - U_{Hycm}}{U_{Hycm}} = \frac{U_{Hmax}}{U_{Hycm}} - 1 \quad (1-2-18)$$

式中 U_{Hycm} 表示稳定值，由 (1-2-11) 式不难看出，电压稳定值是等于 $A_0 U$ 的；将所得电压稳定值和最大值代入 (1-2-18) 式，求出超量与衰减系数的关系：

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{UA_0(1 + e^{-0.5\sqrt{1-0.25d^2}})}{UA_0} - 1 \\ &= e^{-0.5\sqrt{1-0.25d^2}} \end{aligned} \quad (1-2-19)$$

按 (1-2-19) 式算出的超量与 d 的关系曲綫如图 10 所示；由此不难看出，当 d 值大于 1.5 时，超量不超过 3%。当 $d = \sqrt{2}$ 时，超量等于

$$\delta = e^{-\pi} \approx 0.0433$$