

译 者 的 话

激光器具有许多优异的特性，因此在物理学、化学、生物学、医学以及工农业生产中获得了愈来愈广泛的应用，不少科技领域由于应用了激光器而发生了革命性的变革。

大多数激光器是用电能泵浦的，电源作为一种主要的泵浦装置，是激光器的重要组成部分。但是，目前电源的体积和重量往往比激光器本身还大，甚至大得多；电源的性能常常不能适应激光器的要求，而且随着激光技术的发展，对电源的要求也进一步提高。因此，如何研制出体积小、重量轻、损耗低、可靠性高、稳定度好的各种激光器电源，是摆在电工工作者面前的一项任务。

本书介绍了激光器对电源的要求；对不同的电源电路进行了理论分析，指出其优缺点，并且举例进行了计算。书中所介绍的有些内容如 LC 变换器，有一定的普遍意义，不仅适用于激光器电源，而且适用于电工部门或其他物理研究部门的冲击电流发生器和冲击电压发生器。尤其是冲击电压发生器，采用了 LC 变换器后，可以很容易地解决各级充电电压的均匀性问题，从而提高设备的利用率及动作的可靠性。本书对从事激光器电源研制的工作人员和其他有关工作者有一定参考价值。

在翻译过程中，我们纠正了原版中一些公式、电路图和符号的错误，一般未作说明。由于译者水平有限，错误在所难免，欢迎读者批评指正。

序 言

在过去的十年中,由于量子电子学的迅速发展,制成了大量的各种类型的激光器。不同类型的激光器,其工作物质、输出参数和功能用途各不相同。由于激光器具有十分独特的性能,所以近年来,在科学、技术、医学和生物学等各个方面,都成功地获得了愈来愈广泛的应用。现在,在近代科学技术发展的过程中,几乎没有一个方面,科学家和工程师们不想利用这种新的、具有高度单色性和相干性、具有极大光流密度和光波电场强度的大功率辐射源。

电源,或者象通常所称呼的电泵浦源,是激光设备最重要的组成部分之一,其特性主要由激光器的类型及它的使用条件来确定。随着激光技术的发展和使用激光器部门的增加,对电源的要求也正在提高,电源的功能部件也复杂起来。

本书的目的是介绍各种连续激光器和脉冲激光器的电源,这些电源要能满足经济、质量指标及使用参数的再现性的要求。

本书把主要注意力放在工业上所用的固体激光器电源设备上。这是由于固体激光器比其他类型的激光器制成较早。直到目前为止,它的许多重要参数仍然比气体和半导体激光器优越。固体激光器设备正用于各种材料的焊接和加工方面,也用于物理学、化学、医学和生物学的研究方面。

同时,书中所研究的大多数技术结论带有普遍的意义,可以成功地用来指导任何一种激光器电源的研制工作。当然,这是就脉冲电源和连续电源的方框电路以及储能器的充电设

备而言的。书中着重注意的是电感-电容变换器的利用问题，这种变换器的外特性，能与固体和气体激光器中所用的气体放电的伏-安特性理想地匹配起来。

研究激光器电源时所要弄清楚的问题，就其与量子振荡器各种参数的相互关系而言，是非常广泛的，因此，本书只叙述了其中的一部分。

目 录

译者的话	i
序言	ii
第一章 激光器的基本特性及其对电源的要求	1
1. 固体激光器的一般特性	1
2. 气体放电灯的参数和特性	5
3. 气体激光器和半导体激光器的主要电特性	10
4. 电源的特点和对电源的基本要求	14
5. 脉冲调制器和连续电源的方框电路	17
6. 储能器	21
第二章 电容储能器的充电设备	27
1. 最佳充电过程	27
2. 通过接在交流回路里的限流元件充电	35
3. 通过接在整流回路里的限流元件充电	41
4. 对电容储能器充电的可控整流电路	51
5. 脉冲充电	59
第三章 电感-电容变换器	67
1. 工作原理和基本特性	67
2. 单相变换器	73
3. 三相变换器	78
4. 设计方法	89
第四章 电感-电容变换器的应用	102
1. 在脉冲激光器中用来对电容储能器充电的变换器	102
2. 连续激光器电源中的变换器	121
第五章 激光器电源的电路	132

1. 脉冲灯调制器放电回路的设计.....	132
2. 脉冲灯调制器的控制系统.....	140
3. 固体激光器的电源电路.....	146
4. 气体激光器和半导体激光器的电源.....	157
参考文献.....	165

第一章 激光器的基本特性 及其对电源的要求

1. 固体激光器的一般特性

每一种类型的激光器——固体的、气体的、半导体的，都需要研制专门的电源，以便以最小损耗来泵浦激光工作物质，保证获得所要求的辐射参量。为了设计电源电路，首先必须研究激光器的电气特性，并查明这些特性对电源的功能部件和原理电路选择的影响。

任何一种激光器，其基本部分都是泵浦电源以及由激光工作物质和光学谐振腔组成的辐射器^[4,7,51,55,71]。

现在已经知道了大量的固体激光工作物质。人造红宝石晶体激光器是最早制成的。就物理性能和机械性能而言，红宝石晶体是最好的激光工作物质之一。钕玻璃激光器，在辐射比功率方面不如红宝石激光器，但在最大辐射能量和效率方面却超过它。最近，掺钕钇铝石榴石激光器已经问世。这种激光器使振荡阈值大大降低，效率大大提高。

在固体激光器中，通常采用由气体放电形成的高强度辐射源——光泵（简称为灯），作为泵浦手段。光泵是辐射器的一个组成部分。对光泵的基本要求是，在泵浦能量足够高的条件下，其辐射频谱要与激光工作物质的强吸收频谱相匹配。

按照工作状态的性质，固体激光器通常分为脉冲的和连续的两种。顾名思义，这样的分类也就确定了电源的研制方

向。因为在一种情况下,对光泵系统,必须保证脉冲式供电,而在另一种情况下,则必须保证连续供电。

脉冲激光器可以在自由振荡的状态下工作,也可以在调 Q 的状态下工作。第一种工作状态的特点是,振荡实际上是在整个光泵脉冲作用期间内形成的(图1),而且辐射脉冲时间 $\tau_{\text{辐射}}$ 通常比光泵脉冲时间 $\tau_{\text{泵}}$ 延迟一段时间,这段时间是激光工作物质内形成能级上的粒子数反转所必需的。延迟时间的长短,取决于工作物质的性质。对于红宝石大约为300微秒,钕玻璃大约为200微秒,掺钕钇铝石榴石大约为50微秒。自由振荡条件下的最大辐射脉宽,是由对辐射性质的要求来确定的,可达几十毫秒。

固体激光器的辐射能量取决于工作物质的性质、辐射器

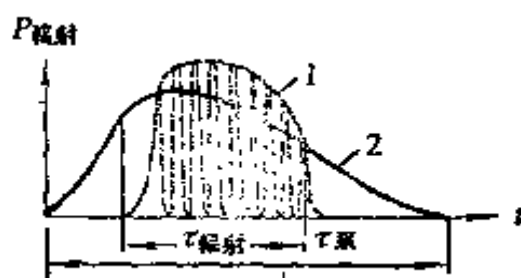


图1 固体激光器辐射功率与时间的关系

1——激光辐射; 2——光泵辐射

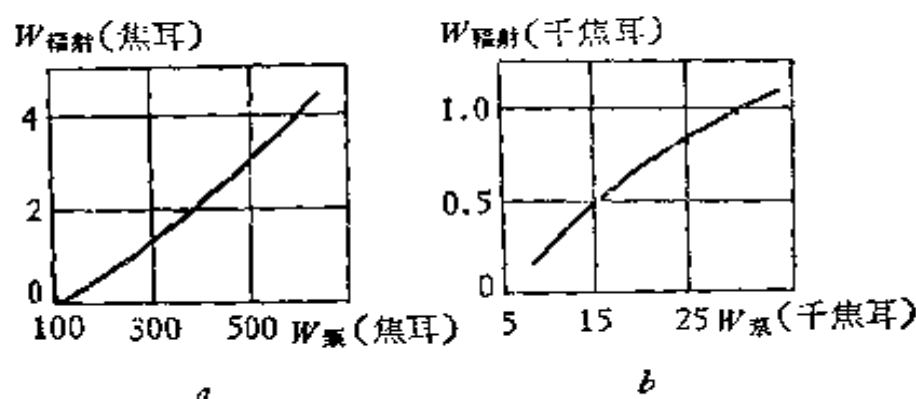


图2 固体激光器辐射能量与泵浦能量之间的关系

(a) 红宝石(晶体长度 $L=80$ 毫米,直径 $d=8$ 毫米); (b) 钕玻璃
($L=300$ 毫米, $d=45$ 毫米)

的结构以及泵浦能量的大小。泵浦能量愈是超过阈值，辐射能量就愈大。图 2 指出了红宝石激光器 [图 2 (a)] 和钕玻璃激光器 [图 2 (b)] 的辐射能量 $W_{\text{辐射}}$ 跟泵浦能量 $W_{\text{泵}}$ 之间的实验关系。利用这些关系，不仅可以判断固体激光器可能输出的辐射能量，而且可以确定所需要的泵浦能量。对红宝石激光器作能量平衡计算表明^[66]，储能器中全部能量的 50% 左右损耗于放电回路和灯中，输入辐射器的能量就是那么一些，以至总效率只有 1%（钕玻璃激光器高些，为 2%—4%）。

由于外界的气候因素和机械因素的影响，固体激光器的工作物质和谐振腔的参量要发生变化，因而其辐射能量将不稳定，光泵的发光效率也要逐渐降低。这些是固体激光器的特点。在泵浦能量不变的条件下，红宝石激光器的辐射能量随时间变化的曲线（曲线 1）如图 3 所示。为了使辐射能量不变（曲线 2），就必须逐渐增加泵浦能量。

固体激光器辐射脉冲的最高重复频率与工作物质和辐射器的冷却系统的效率有关。红宝石和钕玻璃这两种激光器的

重复频率通常较低，或者是单次的；在适当的冷却条件下，可达几十赫。掺钕钇铝石榴石激光器的重复频率有很大提高，可达到 500 赫，如果对连续辐射进行调制，还可达 50 千赫。

调 Q 能使固体激光器的辐射功率显著增加。调 Q 时可以采用电动机械开关、电光开关、磁光开关，也可以采用光化学开关。

在泵浦脉冲作用期间内，谐振腔先保持低的 Q 值，使得激光工作物质在充分泵浦之前，不能振荡，等到充分泵浦以后，打开光开关，使谐振腔恢复正常的 Q 值。这样，激光器就能输

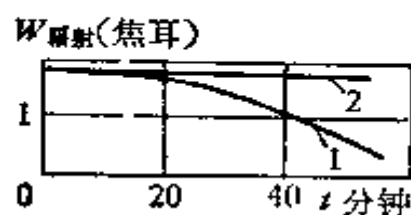


图 3 固体激光器的辐射能量随时间的变化情况

射出一个短 (10^{-7} — 10^{-9} 秒) 而强 (10—1000 兆瓦) 的脉冲, 在以这种方式工作的激光器中, 电动机开关和电光开关获得了极为广泛的应用。光开关的打开应该与激光器电源的工作严格地协调起来。在图 4 中画出了红宝石激光器的辐射能量与光开关打开时刻的关系。这一关系表明, 存在着一个最佳的延迟时间 $\tau_{\text{最佳}}$, 与此相对应的辐射脉冲的能量有最大值。最佳延迟时间与工作物质和激光器的结构有关。

可以把几台脉冲激光器组成一个工作在自由振荡状态或调 Q 状态的激光器组。建立这种多路激光器的目的在于增加辐射脉冲的重复频率和功率以及延长整个系统的工作寿命。对于多路激光器的供电, 需要专门的多路电源。

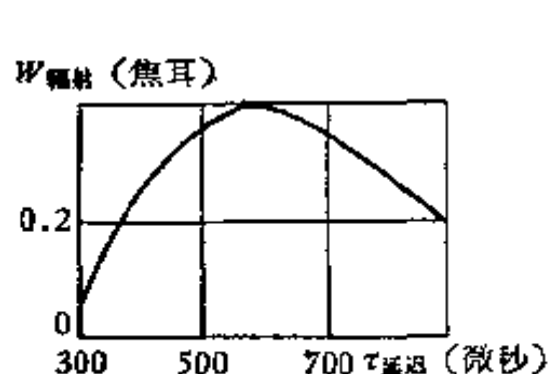


图 4 激光器的辐射能量与光开关打开时刻的关系

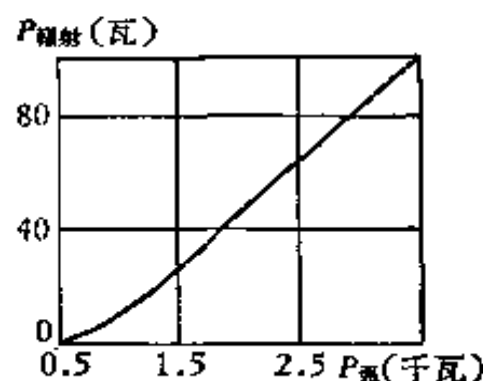


图 5 连续辐射功率与泵浦功率之间的关系

随着掺钕钇铝石榴石晶体的应用, 固体激光器的连续辐射有了实际意义。这种连续激光器的泵浦, 通常是采用连续的高强度光源。辐射功率 $P_{\text{辐射}}$ 与泵浦功率 $P_{\text{泵}}$ 之间的关系, 如图 5 所示。为了增加连续辐射功率, 可以采用多路系统。此外, 考虑到许多工作物质, 包括掺钕钇铝石榴石在内, 既可以工作在脉冲状态, 也可以工作在连续状态, 因此, 建立一套能自动地从一种状态转变为另一种状态的综合性供电系统是需要。

这样, 固体激光器电源的研制, 实际上可以归结为脉冲调

制器或气体放电光泵(即灯)的连续电源的研制。

2. 气体放电灯的参数和特性

在研究气体放电灯的特性时,我们是把灯作为对固体激光器电源的设计有重要影响的电路元件来考虑的。灯的主要特性有:电特性、辐射特性、负载特性、频率特性和运行特性^[69]。

氙灯作为脉冲光泵,获得了最为广泛的应用,它的辐射特性与工作物质的特性能够最有效地匹配起来。

气体放电灯是一种可控的开关器件,就是说,在加上电源电压时,它能保证放电回路不导通。但是,对每一个灯来说,都存在着某个最小的自行放电电压——自闪电压。通常,电源的最大电压不超过自闪电压,而为了保证灯能够放电,可用高压短脉冲触发点燃。

灯上的电压,存在着一个下限值,电压高于此值时,灯才能在触发脉冲的作用下,产生自持放电。这一下限值叫做起燃电压。

因此,脉冲灯技术条件中的起燃电压和自闪电压,确定了电源输出电压的允许变化范围。

触发脉冲使灯击穿以后,储能器便开始向灯放电。当灯内的氙气压力为 600 毫米汞高、放电电流密度 j 为 100 到 10000 安/厘米²时,下述关系是成立的^[48,83]:

$$\rho_{\pi} = 1.15/\sqrt{j}, \quad (1)$$

式中 $\rho_{\pi} = R_{\pi}S/l$ 为灯中等离子柱的电阻率,等离子柱的截面积为 S , 长度为 l ; $j = I_{\pi}/S$ 为充满整个放电管截面的电流 I_{π} 的密度。

把一些已知值代入方程(1),就可以直接得到灯电阻 R_{π} 的表达式:

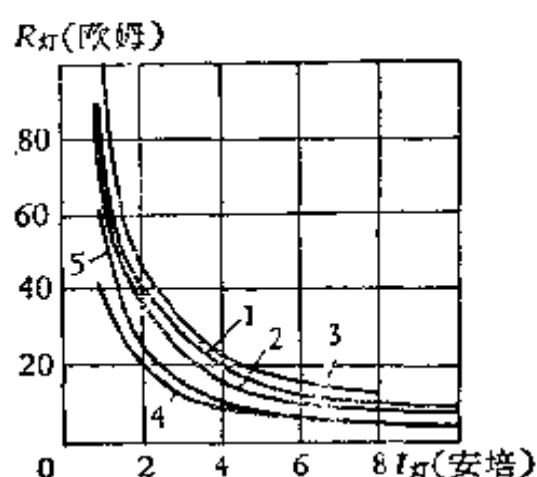


图 6 灯的电阻与泵浦电流的关系

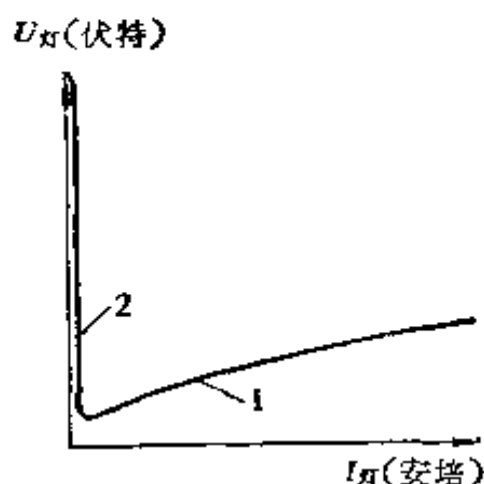


图 7 脉冲灯的伏-安特性

$$R_{\pi} = k_0 / \sqrt{I_{\pi}}, \quad (2)$$

式中 $k_0 = 1.3 l/d$, 对于一定型号的氙灯来说, 它是只和灯的几何尺寸有关的一个常数; d 为灯的内径.

甚至在电流密度 $j > 25$ 安培/厘米²的条件下, 关系式 (2) 也能与下面一些灯的实验特性 (图 6) 符合得很好 (起燃的阶段除外): 氙灯 ИСПТ-6000 (曲线 1)、ИФП-800 (曲线 2)、ИСП-250 (曲线 4) 和一些氮灯 (曲线 3 和 5).

作为光泵的气体放电灯具有非线性的伏-安特性 $U_{\pi} = k_0 \sqrt{I_{\pi}}$, 如图 7 所示. 特性曲线上的第 1 段为工作段; 第 2 段为起燃段, 具有负的动态电阻 (即 $\frac{dU_{\pi}}{dI_{\pi}} < 0$).

泵浦脉冲的宽度属于灯的辐射时间特性. 最小的泵浦脉宽应该超过激光器工作物质形成能级粒子数反转所需要的时间. 最大的泵浦脉宽则取决于放电回路的参数, 可以超过几毫秒.

脉冲灯辐射的空间特性和光谱特性决定了它的照明效率.

泵浦能量的极限值 $W_{\text{泵, 极限}}$, 是脉冲灯的基本参数之一.

超过此值,灯点燃几次之后就会损坏。实验表明,极限泵浦能量跟放电电流的脉宽、灯的几何尺寸和结构有关^[90]:

$$W_{\text{泵, 极限}} = 12ld\sqrt{\tau_{\text{泵}}},$$

式中 l 和 d 的单位为厘米, $\tau_{\text{泵}}$ 为微秒, $W_{\text{泵, 极限}}$ 为焦耳。一些脉冲灯的极限泵浦能量跟泵浦脉宽的关系,如图 8 所示。

当脉冲灯在重复频率状态下工作时,灯中允许的耗散功率成了一个重要参数。对于无强制冷却的石英管脉冲灯来说,灯管外表面所耗散的极限平均功率为 10 瓦/厘米²。在热稳定状态下,下述条件必须满足:

$$W_{\text{泵}}F \leq \bar{P}_{\pi},$$

式中 F 为脉冲重复频率, $\bar{P}_{\pi}$ 为灯的最大允许平均功率。

灯的管壁和电极被强制冷却时,电负载可以显著提高。如果泵浦能量不超过极限值,则泵浦脉冲的最高重复频率,可由脉冲灯的频率特性来确定。每一个灯都有它的极限频率,超过这个频率,脉冲灯就会过渡到连续导通的状态。为了恢复脉冲灯的耐电强度,就需要在储能器放电完了和再次充电开始之间,引进一个消游离的时间间隔。脉冲灯的消游离时间跟许多因素有关,对于一个具体类型的灯来说,它主要取决于泵浦能量或功率以及电源电路的参数。大多数脉冲灯的消游离时间不超过 15—20 毫秒。

为了恢复灯的耐电强度,就必须使灯从储能器上断开,或者使储能器的重复充电延迟一段时间(等于消游离的时间间隔)。第一种方法有一个缺点,就是全部的高达几千安培的脉冲放电电流要流过放电开关(这些开关,可以是电动机械开

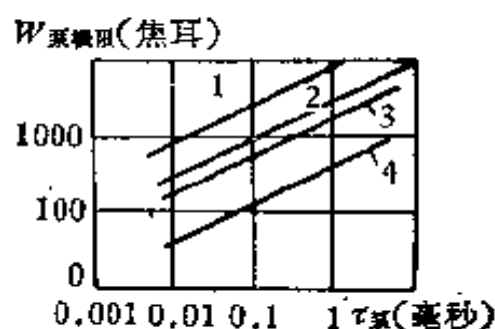


图 8 脉冲灯的极限泵浦能量与泵浦脉宽的关系

1——ИФП-500; 2——ИФП-1200;
3——ИФП-800; 4——ИСП-250

关——继电器，接触器；也可以是电子开关——闸流管，引燃管，可控硅）。这种方法现正在应用着，特别是用预燃方法点灯时要采用。第二种方法，在充电回路中接入开关元件即可实现。

在灯消游离的时间内，必须断开充电设备，这就使得充电电流不连续。因而，从原则上排除了在无附加损耗的条件下自电网吸取恒定功率的可能性。在泵浦脉冲重复频率范围宽的情况下，这一点表现得尤其明显。如果消游离时间与储能器充电时间可以相比较的话，那么，运用预燃方法点灯就合理了。这时，充电电流脉冲之间的间隙能缩减到最小值。

设计这样的电源时，应该考虑到灯过渡到连续导通状态的可能性，应使电源本身，或采取附加手段，限制事故状态下流过灯的电流。

脉冲灯的实验特性，具有重要的意义，例如不论在何种状态下，脉冲灯的可靠性和使用寿命是适用的标准。使用寿命是由使用过的脉冲数来表示的，它跟灯的负载程度（即实际负载与允许的极限负载之比）及其他许多因素有关。根据实验资料，在泵浦脉宽不变的条件下，使用寿命跟能量之间的关系为

$$N = K^{-8.57},$$

式中 N 为使用寿命（使用过的脉冲数）； $K = W_{\text{泵}} / W_{\text{泵, 极限}}$ 为负载系数。

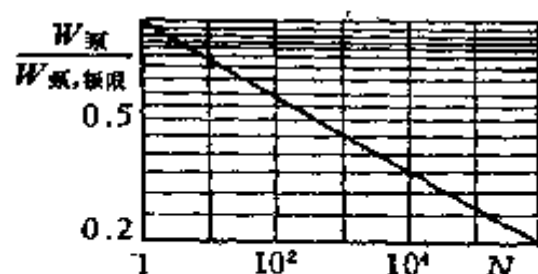


图9 灯的寿命跟泵浦能量之间的关系

在极限状态下工作时，寿命降低；减小负载系数时，寿命提高（图9）。

脉冲灯的一系列特性决定了它对电源的要求，这些要求不同程度地影响到电源原理电

路的选择和各个元件的结构设计。表 1 列出了固体激光器中最常用的脉冲灯的参数^[5]。

表 1 一些脉冲灯的参数

型 号	泵浦能量 (焦耳)	功率 (瓦)	起燃电压不 高于(千伏)	白闪电压不 低于(千伏)	尺寸* (毫米)	冷却方式
ИФП-800	800	800	0.7	2.5	80×7	水冷
ИФП-1200	600	6000	0.6	3.0	120×7	水冷
ИФП-2000	2000	2000	0.6	2.0	130×11	强制风冷
ИФП-5000	5000	165	1.2	3.0	250×11	自然冷却
ИФП-5000-2	5000	500	1.5	3.5	250×11	水冷
ИФП-8000	8000	261	1.8	3.5	250×16	自然冷却
ИФП 20000	20000	660	2.0	6.0	580×16	自然冷却
ИСП-250	50	250	0.5	2.0	40×5	水冷
ИСПТ-6000	600	6000	0.6	3.0	120×7	水冷

* 第一个数字为电极之间的距离,第二个数字为内径。

固体连续激光器的泵浦,可采用氙灯、高压氪灯、超高压汞灯和白炽碘钨灯。由于掺钕钇铝石榴石激光器主要是工作在连续状态,因此,在研制它的泵浦系统时,主要的注意力是放在寻找高强度的光源上,而且光源的光谱特性要能很好地与掺钕钇铝石榴石的吸收光谱相匹配。氪灯能最有效地满足这些要求。

对连续灯的辐射特性的要求与脉冲灯是相同的,但要考虑伏-安特性的特点。几种氙灯和两种氪灯的静态伏-安特性实验曲线,如图 10(a)所示。特性曲线分为三种不同的区间。在小电流的起燃电压的区间,灯电流与其极间电压有十分明显的关系;在中间的对应于灯电压最低的区间,电压与电流的关系是不明显的;第三区间,电压 $U_{\text{н}}$ 随电流的增加而增加。应该指出,无论是哪一种类型的灯,它的伏-安特性都可能离散性。在设计电源时,必须考虑到这一点。

灯的功率 P_{π} 和电流 I_{π} 之间具有近似于线性的关系。图 10(b) 中所示的前面提到过的几种灯的功率特性曲线, 很好地说明了这一点。研究伏-安特性和功率特性, 就可以对连续灯电源, 提出简明而正确的要求。

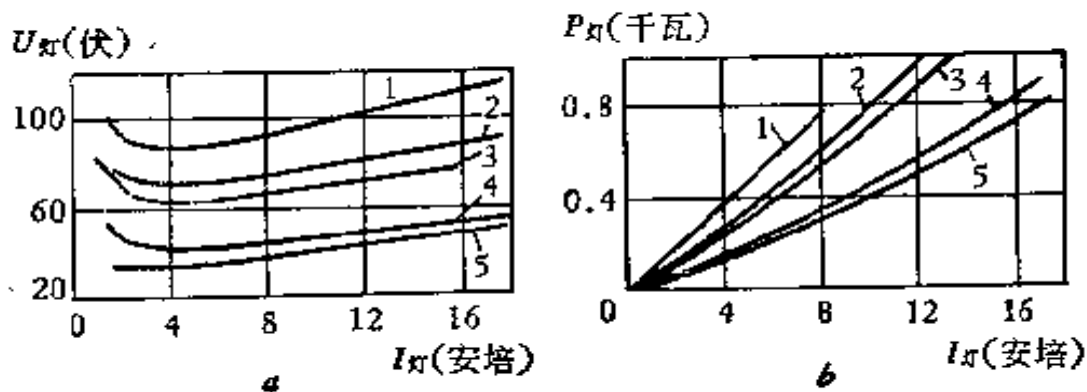


图 10 泵浦灯的实验特性

(a) 静态伏-安特性; (b) 功率特性

1——氩灯, $l = 120$ 毫米; 2——氙灯 (ИСПТ-000); 3——氙灯 (ИФП-800); 4——氩灯, $l = 80$ 毫米; 5——氙灯 (ИСП-250)

3. 气体激光器和半导体激光器的主要电特性

气体激光器的研制, 是量子电子学中的一个最有代表性的方面。气体激光器是用气体作为工作物质的。其实不仅使用气体, 而且还使用在正常条件下处于液体或固体状态的各种物质的蒸气作为工作物质。

与其他类型的量子振荡器相比, 气体激光器的优点是: 辐射的相干度高; 在连续辐射的状态下, 能够获得大的功率。在原子、分子和离子激光器中, 都有这些优点。气体激光器工作物质的泵浦, 主要是用直流来实现的。

氩-氖激光器是典型的原子激光器。它的输出功率从几毫瓦到几十毫瓦。根据所要求的功率和其他参数, 把工作物质充到长为 15 到 200 厘米、直径为 10 毫米以下的气体放电管中去, 在放电管的电极之间加上直流电压时, 管内就产生辉

光放电，管长为 $l_{\text{管}} = 50.5$ 厘米、辐射功率为 $P_{\text{辐射}} = 2-3$ 毫瓦的氦-氖激光器的伏-安特性，如图 11(a)所示。放电间隙上的电压降 U_{π} 跟泵浦电流 I_{π} 有关，在几百伏到 10 千伏的范围内变化。氦-氖激光器的泵浦电流为几毫安到几十毫安。

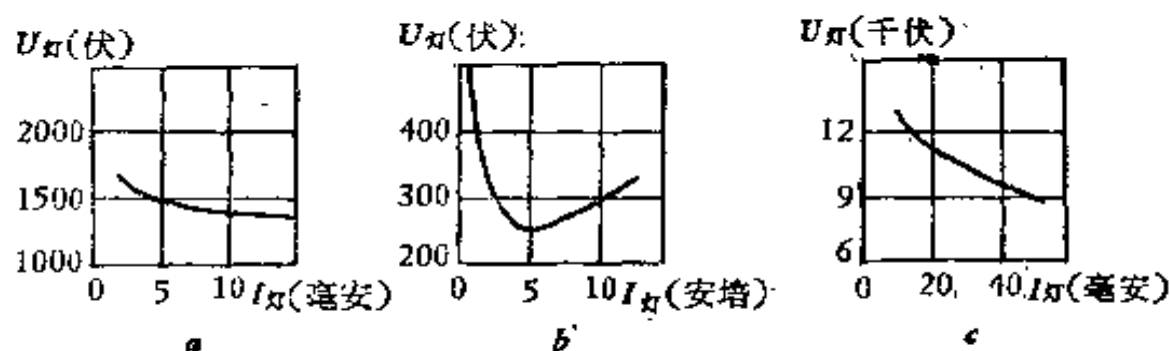


图 11 气体激光器的伏-安特性

氦-氖激光器的辐射功率跟泵浦电流 (图 12)、混合气体的压力和成分以及辐射器的结构有极大的关系。

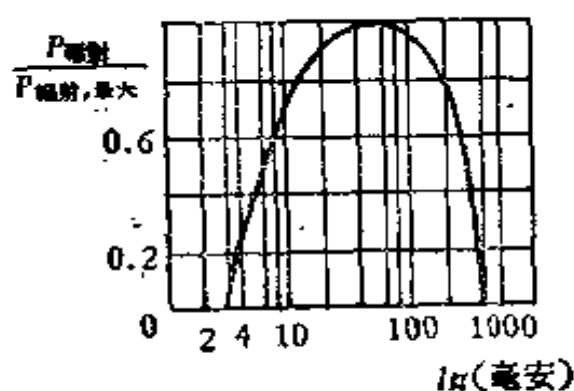


图 12 氦-氖激光器的辐射功率与泵浦电流的关系

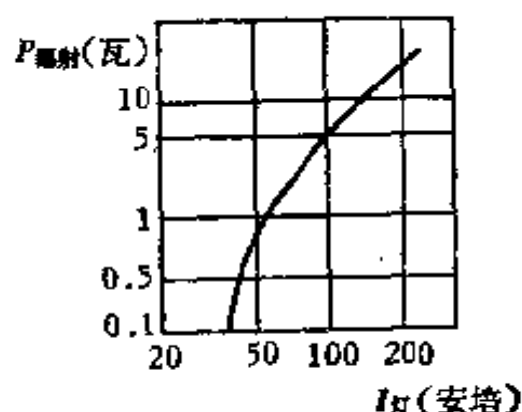


图 13 氦激光器的辐射功率与泵浦电流的关系

离子激光器 (例如, 氩离子激光器) 输出功率的范围为 1 瓦到 100 瓦, 相应的最大效率为 10^{-3} 到 10^{-4} 。在离子激光器中, 利用了毛细管 (管的直径为 1—3 毫米) 内的强电流弧光放电, 其典型的伏-安特性, 如图 11(b) 所示 (管长 $l_{\text{管}} = 37$ 厘米; 辐射功率 $P_{\text{辐射}} = 1$ 瓦)。

跟氦-氖激光器不同, 氩激光器的辐射功率, 随泵浦电流

(功率)的增加而不断增加,直至允许的极限值(图 13)。在泵浦电流不变的条件下,氩激光器的辐射功率不是常数,而有随时间逐步下降的趋势。

二氧化碳分子激光器是最强的连续激光辐射源。根据辐射功率的不同,这种激光器的管长在 1 米到 6 米的范围内变化(放电长度每增加 1 米,输出功率大约增加 60—80 瓦)。当效率为 0.15 到 0.2 时,能够达到的最大辐射功率为几十千瓦。

辐射功率为 25 瓦、管长 $l_{\text{管}} = 1$ 米的二氧化碳分子激光器气体放电管的伏-安特性,如图 11(c)所示。在 5 到 15 千伏下工作的不同放电管的泵浦电流为几十到几百毫安。辐射功率与泵浦电流之间的关系特征,以及输出功率不稳定的原因,类似于氦-氖激光器。

各种气体激光器,都可以工作在脉冲状态,这可以使辐射功率显著增加,并使其他的一些特性也能得到改善。与固体激光器不同的是,气体脉冲激光器,通常用短脉冲电压来泵浦,电压的幅值为几千伏到几十千伏,最大重复频率可达几十千赫,泵浦脉冲的功率可达几兆瓦。

不同类型的气体激光器的电特性和功率特性,彼此之间有很大的差别,这就在电源的研制当中造成了一定的困难。

现在,我们来研究以各种半导体为工作物质的激光器。通过电子-空穴的迁移来注入载流子,是泵浦这类激光器的最普遍的方法(叫做电流泵浦)。此外,也研究出了电子泵浦^[70]、光泵浦的方法和直接用电激励的方法,这些方法揭示了半导体激光器的一系列新的性质。

半导体激光器多半是在脉冲状态下工作的。由于注入式激光器的尺寸极小(平均约为 $0.3 \times 0.2 \times 0.2$ 毫米³),因此它的功率也较小(每个脉冲几瓦到几十瓦),但就比功率(辐射功

率与工作物质体积的比值)而言,却大大超过了其他类型的振荡器。

以砷化镓为基质的注入式激光器的伏-安特性,如图 14 所示,它与普通半导体二极管的伏-安特性类似,伸出来的直线部分是工作区域。这一区域的动态电阻,是由砷化镓材料本身和接触结所造成的,其阻值很小(0.03—0.3 欧姆)。

激光二极管在脉冲状态下工作时,泵浦脉冲的前沿宽度愈短愈好。因为二极管的发热主要是在前沿作用的时间内产

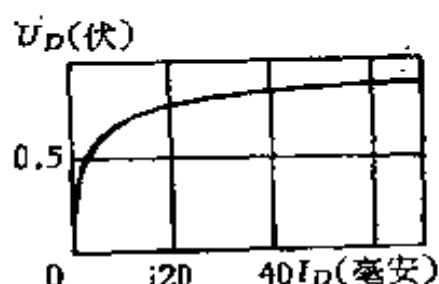


图 14 注入式激光器伏-安特性 (U_D , I_D 分别为二极管的电压和电流)

生的,而发热最终会导致激光辐射遭到破坏。当泵浦电流的整个脉宽为 100—200 毫微秒时,最佳的前沿宽度为 10—20 毫微秒。室温下工作的半导体激光器,实际上不能保证辐射脉宽大于 200 毫微秒。由于为了产生辐射所必需的电流(亦即阈值电流)大(40—70 安培),所以这些激光器要求幅值很高的泵浦电流。对于无冷却的激光二极管来说,正常的工作电流在 70 到 130 安培的范围内。电流的进一步增加,将导致二极管不能输出,因为发热量与泵浦电流的平方成正比。由于同样的原因,辐射脉冲的最高重复频率,要有所限制(在 100—200 千赫以内),尽管半导体结构中的物理过程的进行速度允许达到几千兆赫。

由于用外延生长法研制成功了异质结构,使半导体量子电子学获得了重大的进展。阈值电流成功地降低了许多倍;在辐射功率相同的条件下,工作泵浦电流相应地也降低了许多倍。实际上,在室温下连续辐射也是可能的。

半导体激光器的辐射功率与泵浦电流之间的关系,如图

15 所示。其特征是，无论是在脉冲状态下，或是在连续状态下，都有颇大的一段直线部分。这是半导体激光器的一个重要

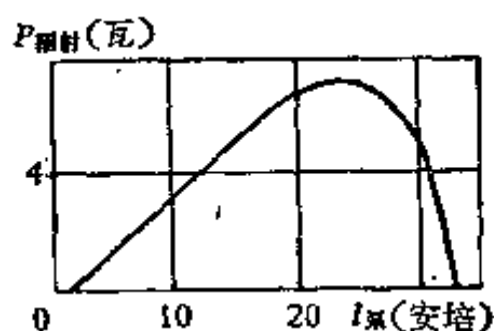


图 15 半导体激光器的功率特性

的优点，这使得我们能够通过调节泵浦电流的大小，来调制辐射，而畸变很小。

为了增强辐射功率，可以用一些激光二极管构成矩阵。这些二极管的连接方式可以是多种多样的：串联、并联或串

并联。具体地使用哪一种方式，是由结构上、工艺上和运行上的特点以及泵浦效果来确定的。

半导体激光器的参数与温度有密切的关系，这是它的一个特点。随着迁移温度的升高，阈值电流要增大，因此输出的辐射功率要下降。例如，在 50°C 时测得的辐射功率，仅仅是室温 (18°C) 下的五分之一。所有这些，是设计泵浦电源时必须考虑的。

尽管注入式激光器的制造工艺比较复杂，但所用的设备却比固体激光器和气体激光器的简单。所采用的电流泵浦方法，也比较简单而有效。它们具有很高的效率，而且可以在泵浦调制器的输入端加上适当的信号，来调制输出的辐射。正因为这些，半导体激光器在科学和技术中获得了广泛的应用。

4. 电源的特点和对电源的基本要求

负载接到电源时，就成了电路元件，因此，电源的性能也就要受到给定的负载参数及其中所进行的过程性质的制约。

在固体激光器和气体激光器中，气体放电间隙成了电路元件，而且气体中一切可能的放电状态——从辉光放电到弧

光放电,实际上都获得了应用。气体中所有这些形式的放电(不论是脉冲的或是连续的),也广泛地应用于同量子电子学无关的各种技术领域^[36,69]。

至于半导体激光器的激励源,它必须在具有二极管伏-安特性的负载下工作。实际上,这是非常罕见的。

但是,负载的特殊性,远远没有使电源的整体结构和原理电路受到影响。譬如说,在使用储能器的脉冲电源中,照常应该有把能量从初始电源输送到储能器去的设备。能量的储存过程和向负载释放的过程也必须由控制系统来控制。即使储能系统的特性必须与负载的伏-安特性严格匹配,然而充电设备,在一定程度上还有控制系统,跟是否利用气体放电灯(为泵浦固体激光器或其他目的而用的)作为负载,或是否利用另一种具有类似电参数和动力参数的负载(例如,等离子体推进器,电容式电焊机等)却是无关的。

在术语统一、电源的电流、电压、功率的大小和其他特性、以及各个功能部件都标准化的条件下,就可以研制一些相同的脉冲或连续的供电设备,使这些设备能在各种技术领域中通用,这样会给国民经济带来很大的经济效果。

为了泵浦激光工作物质,对电源的电压、电流、泵浦能量和功率这些参数的数值范围,以及泵浦脉冲的参数和波形,要提出一定的要求,这些要求使得激光器电源具有一种特殊性,但是,并不排除,可以用它们较快地补充电工学原来的一个分支(该分支是与实验物理学、无线电电子学及生产工艺学的各种新领域中使用具有专门特性的脉冲或连续电源相联系的),以形成一门独立的学科。

对固体、气体和半导体激光器的特性加以分析,就可以对电源提出下述的一些基本要求。

电源的外特性(即输出电压与负载电流之间的关系)必须

与负载(即激光器中的高强度非相干光的辐射源、各种气体放电管、半导体二极管)的伏-安特性相匹配。同时,获得高的动力指标和运行指标以及所要求的电泵浦参数,也是这种匹配的重要内容之一。

对电源的一些主要参数,应该既能手动控制,又能自动控制。这样,就可以规定或者说在给定的范围内改变辐射能量或功率;保证各类激光器输出的辐射参数,在外界的气候和机械因素影响下,也能不随时间而改变;辐射脉冲波形的控制,也有了可能。

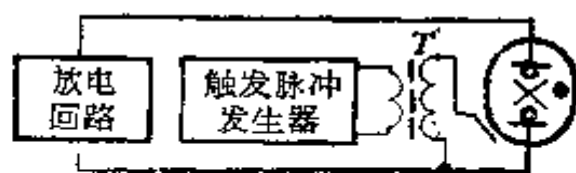
在许多情况下,电源主要参数——泵浦电流和电压,也就是泵浦功率——的稳定性,是很重要的。这些参数稳定,就有可能用比较简单的方法,来获得近于理想的辐射功率或能量;在泵浦能量波动的情况下,单位体积中的功率达到不允许的数值时,工作物质就要破坏,而这些参数稳定,有时(例如,固体激光器在调 Q 状态工作时)又是防止这种破坏的唯一可行的电保护手段。

负载中主要物理过程的引发,应保证激光器能平稳地启动,并保证对辐射参数的影响最小。这一要求主要是针对具有气体放电器件的固体和气体激光器而言的。

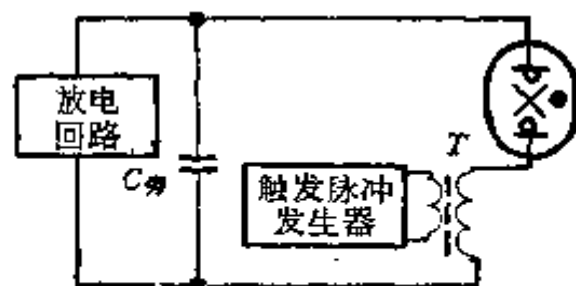
由于激光器(特别是固体激光器)的效率不高,因此,必须尽量使得电源具有最小的重量尺度和最好的动力效果。对于定型的器件,电路的结构应该统一。这样,为各种技术领域所研制的电源的参数和结构就可以标准化,从而其元件和部件也能有互换性。

此外,激光器电源应能满足运行、结构以及其它方面所提出的一些要求:电源应有故障保护;应能在一定的气候和机械条件下工作;使用方便,可以修理;研制时,应能充分利用可从工业部门买来的标准产品;保证结构上的工艺性好,即独立

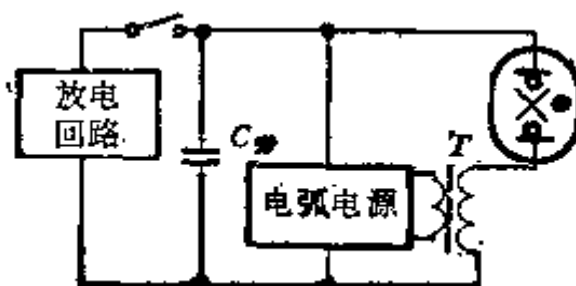
此，借助于电弧电源在灯的电极之间保持一个小功率的弧光放电。在这种情况下，只有在电弧电源接通时刻，才有高压脉



(a)



(b)



(c)

图 17 脉冲灯的触发电路

触发时，灯管上没有高压触发脉冲；为了触发，只要接到灯电极的外端就行了，不需要为了安装灯的附加外电极而深入到辐射器的内部去；有液体冷却系统时，灯的一个电极可以接地，而且辐射器支架可以装在接地基础上；触发脉冲的幅值也可小一些。

不论是外部脉冲触发，还是串联脉冲触发，都会产生很强的、频率在 50 赫—30 兆赫范围内的电磁干扰，这是一大缺点。这些干扰不仅使调制器本身的控制系统无法工作，而且也使周围的灵敏接收机不能正常工作。在这方面比较起来，

冲加到灯上；而小功率电弧形成后，高压脉冲便从灯上消失。我们把触发脉冲参数(幅值、脉宽和功率)归到灯的技术条件里去。

触发脉冲的幅值，一般为几万伏，脉宽为几微秒。这将使触发脉冲变压器的设计和结构复杂化。在串联触发的电路中，由于全部的脉冲放电电流要流过变压器的次级绕组，因而其导体截面积就要大，这就出现了附加的困难。尽管如此，串联触发电路仍然比外触发电路用得得多得多。这是由于串联

预燃点灯的方法是最受欢迎的，因为只是在初始时刻，变压器才输出单次高压脉冲或一小列高压脉冲（频率为几十赫—几百赫）。预燃点灯的方法也有缺点，这就是：触发器所需要的功率大；电弧电源的电路复杂，因为此电源的外特性必须与脉冲灯的伏-安特性相匹配；放电回路中，必须接入开关元件，此开关又处于高压电路之中，且流过全部的脉冲放电电流。在半导体激光器中，将控制脉冲加到放电开关（放电器，晶体三极管，可控硅等）上，就可以接通负载。

储能器的充电设备，除了要求效率高以外，还应能同放电回路一起，满足下述要求：保证激光器的输出能量、功率和脉冲重复频率这样一些给定参数只能在一定的范围内变化；保证运行可靠，并具有最小的重量尺度指标。在充电回路中接入开关元件，就能使脉冲激光器运行在重复频率状态，且可调节其泵浦能量的大小。

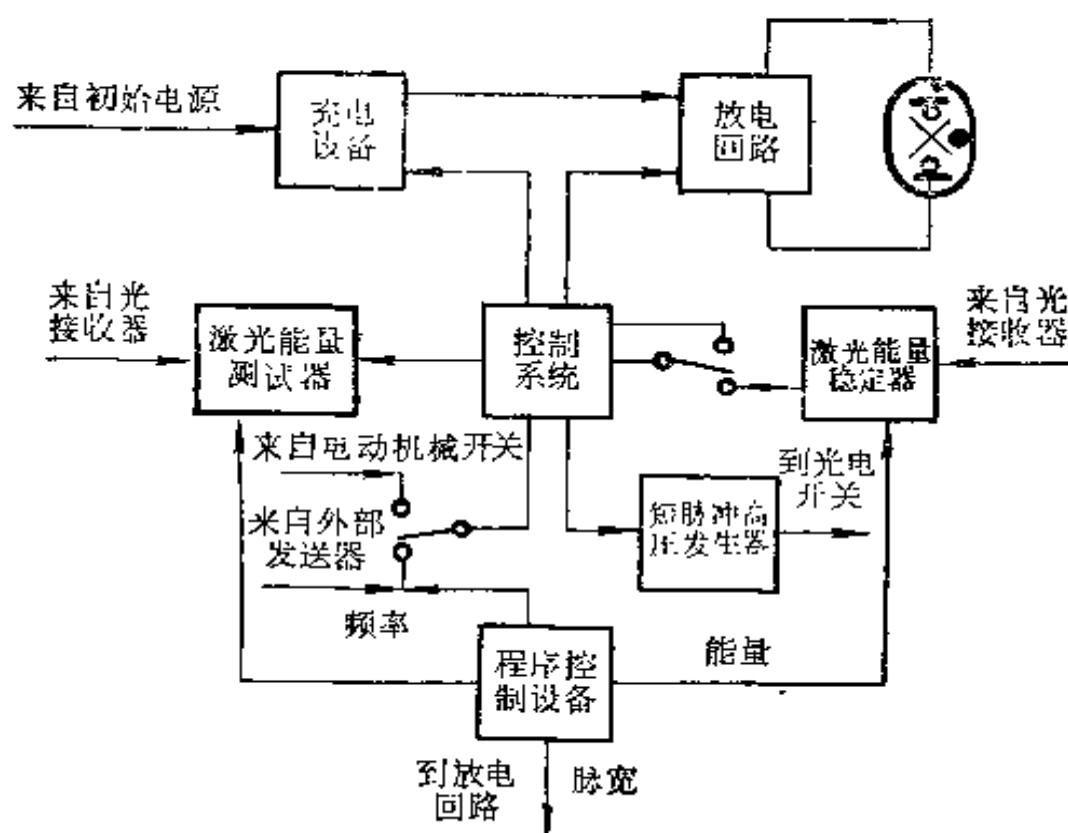


图 18 控制脉冲激光器的仪器的功能性连接电路

由控制系统发出指令信号,来控制充电设备和放电回路,要使泵浦能量和储能器的充放电频率保持精确的重复性,这些指令信号是不可缺少的。

在激光器的组成部分中,除了调制器以外,还包括诸如激光能量测试器^[44]、激光能量稳定器、高压短脉冲发生器(用来控制调Q激光器中的电光开关)^[38]、程序控制设备(用来自动调节调制器的运行状态)这样一些独立的仪器设备。至于具体的选用何种仪器设备,要根据对激光器输出参数的具体要求来确定。

例如,能量稳定器的作用是,把进入光接收器的那一部分激光能量转换为与之成正比的电信号。这个信号再与系统中的整定电压相比较,并根据不平衡的数值,来指挥充电设备在放电回路中建立起必须的能量,也就是减少或增加泵浦工作物质的能量。激光器输出能量的调节和稳定,可用手动方式进行,也可根据能量测试器的读数,用程序控制设备自动进行。用系统中的内拍频发生器、外部发送器或荡振器、程序控制器(它在各种情况下都能控制放电脉宽)作用于调制器的放电回路,就可以发射或改变辐射脉冲的重复频率。

连续激光器电源的主要功能元件是:外特性与负载伏-安特性相匹配的电源,它的电流或电压,可以是稳定的,也可以是不稳定的;用来平滑电流脉动的滤波器;触发气体放电灯

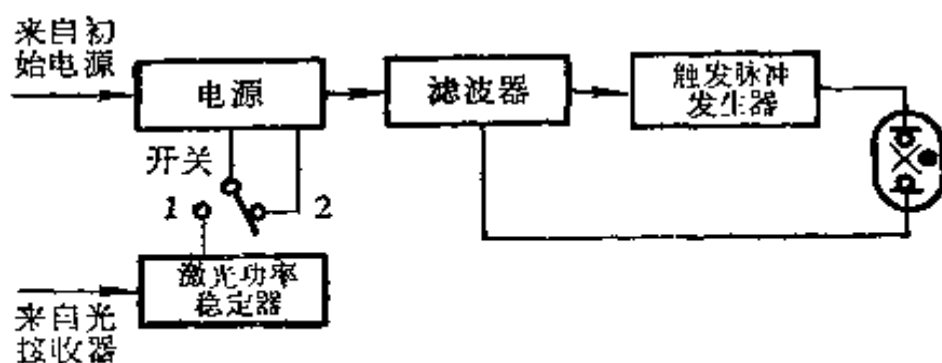


图 19 连续灯电源的方框电路

的脉冲发生器。连续激光器电源的方框电路，如图 19 所示。其中还接入了能够控制泵浦功率水平的激光功率稳定器。转换开关的位置 1 和 2，分别与自动稳定功率和手动稳定功率相对应。

6. 储 能 器

对泵浦调制器中的储能器提出什么要求，是由惰性气体或半导体中的脉冲放电的特殊性决定的。这些要求基本上可以归纳为如下几点：

1. 储能范围必须很宽(从零点几焦耳到几十万焦耳)。同时，还可能要求所储存的能量能够保持足够长的时间，能量数值、放电脉宽和各种脉冲重复频率能够控制。

2. 要能短时间运行在接近于短路的状态，因为气体放电器件和半导体器件在导通状态下的电阻只有零点几欧姆或几欧姆。这就必须使储能器在一定的泵浦能量下，能保证相当大的脉冲功率。

3. 在储能器的使用寿命尽可能长的条件下，储能器的能量要能够相当有效地转换为辐射能量。

此外，还有一些一般的要求，即设备的结构要简单，维护要方便，运行要安全。显然，只用一种储能器或许是不能同时满足这些要求的。因此，在各种具体的情况下，对装置的要求，不得不有所侧重。

电场能可以储存在电容器里，磁场能可以储存在电感线圈里。电磁能也可以储存在蓄电池组里，这种电化学储能方法，已获得了广泛的应用。建立大功率储能系统时，还可以利用能把飞轮的功能转换为电磁能的冲击发电机。通常，用储能器的体积、重量和造价与所储能量的比值这样一些指标来评价储能器^[59,88]。

$$V_{\text{比}} = \frac{V}{W}; \quad G_{\text{比}} = \frac{G}{W}; \quad C_{\text{比}} = \frac{C}{W}.$$

式中 $V_{\text{比}}$, $G_{\text{比}}$, $C_{\text{比}}$ 分别为储能器的比体积、比重量和比造价;
 W 为储能量, 对电容储能器来说 $W_C = \frac{1}{2} C_{\text{储}} U_C^2$, 对电感储能器来说 $W_L = \frac{1}{2} L_{\text{储}} I_{\text{充}}^2$; V , G , C 分别为储能器的体积, 重量和造价; U_C 为电容储能器上的电压; $I_{\text{充}}$ 为电感储能器中的电流.

表 2 几种电储能器的参数

类 型	参 数		
	v_W , 米 ³ /兆焦耳	v_I , 米 ³ /安培	v_P , 米 ³ /兆瓦
铅蓄电池	10^{-4}	10^{-4}	10^2
冲击发电机	1.0	1.0	1.0
脉冲电容器	10^2	10^{-3}	10^{-3}

蓄电池拥有最好的比体积指标, 但在脉冲功率方面, 却远不如电容储能器. 表 2 中列出了一些数据, 可供从比体积 ($V/W = v_W$, 米³/兆焦耳) 方面、最大短路电流 ($V/I_{\text{短, 最大}} = v_I$, 米³/安培) 和脉冲功率方面 ($V/P_{\text{脉冲}} = v_P$, 米³/兆瓦) 来评比电储能器. 由这些数据可知, 电容器的脉冲功率比冲击发电机高三个数量级, 比蓄电池高五个数量级.

但是, 就一些能够达到的最大值而言, 蓄电池、冲击发电机和电感储能器的指标比电容器要大大改善. 例如, 在冲击发电机系统使用辅助储能电容器, 可以使输出能量大大增加^[37]; 以超导材料为基础的电感储能器的研究, 也是很有前途的^[43].

电感储能器的优点, 可以归纳如下: 不需要高压充电设备; 可以平滑地改变放电脉冲的宽度; 负载接通之前, 储能器输出电压自动地升高, 总是可以达到气体放电灯的着火电压;

储能器的电阻与负载电阻的匹配比较简单;使用期限长,可靠性高。

电感储能器尽管有这些优点,但暂时还未获得广泛的应用。其原因在于:电流回路中的开关设备的研制,遇到了很大的困难;在等待状态(从储能器中的能量达到规定值的时刻起,到它对负载放电止的这一段时期——译注)下,要长时间保存和稳定储能器中的能量是一件很复杂的事情;储能器的重量和外形尺寸大(特别是使用铁芯时);故障保护复杂。

因此,在泵浦系统(例如,固体激光器的泵浦系统)中,从技术观点来看,只有当使用电容储能器是不合理的时候,才使用电感储能器。例如,为了形成长脉冲,不得不借助于电容储能器与电感一起构成 Lc 网络。这时,却增加了储能器的总重量;而且,由于放电回路的电阻必须与灯电阻匹配,从而又导致了电容储能器上的电压减小,比体积下降。放电脉宽大于或等于 6 毫秒时,电感储能器的比体积指标,才比电容储能器的好。

泵浦一些能量不大的气体和固体(石榴石)激光器时,储能电容器在电压方面往往得不到充分利用,这就降低了它的比体积指标。在这种情况下,使用电感储能器比较好。

当储电能量超过 0.5 兆焦耳时(例如,建立可控热核聚变反应的激光引爆系统时,这样大的能量是需要的),使用超导电感储能器,在技术上和经济上都是合理的。目前,在各类脉冲激光器的电源中,大多数还是采用电容储能器。

激光技术的发展,要求研制专用的脉冲储能电容器。这些电容器的主要参数是:额定电压,额定电容量,放电脉冲的重复频率,放电脉宽和使用寿命。前三个参数是由调制器放电回路的要求所决定的。这三个参数对储能电容器的寿命有重要的影响。在图 20 中,根据一定的技术条件,作出了某些

型号的储能电容器在连续脉冲作用下的寿命跟频率和工作电压 $U_{c_{\text{放}}}$ 之间的关系，放电回路的参数如下：对于 K 75-11 电

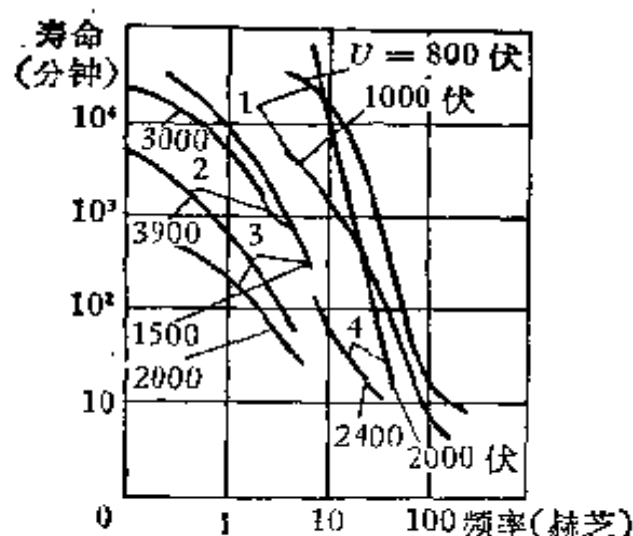


图 20 储能电容器的寿命跟放电频率和工作电压的关系

1——K 75-17； 2——K 75-20；
3——K 75-11； 4——K 75-19。

容器，电阻 $R_{\text{放}} = 0.5$ 欧姆，电感 $L_{\text{放}} = 8$ 微亨；对于 K 75-17， $R_{\text{放}} = 0.2$ 欧姆， $L_{\text{放}} = 7$ 微亨；对于 K 75-19， $R_{\text{放}} = 0.8$ 欧姆， $L_{\text{放}} = 14$ 微亨；对于 K 75-20， $R_{\text{放}} = 0.5$ 欧姆， $L_{\text{放}} = 5$ 微亨。

储能电容器可以运行在各种各样的状态，毫无疑问，这是一个优点。降低放电电压和频率，增加

放电回路的电感和电阻，就可以延长储能电容器的寿命，但这样又使得放电电流脉冲的幅值降低，储能器的放电时间拉长。

电容器的寿命对重量体积指标有重要的影响。因此，评价储能电容器的比特性时，还应该考虑到它的寿命（以脉冲放电的次数 N 来表示）。这时，经济合理的比体积是

$$v_{\text{比}} = \frac{V}{WN},$$

经济合理的比重是

$$g_{\text{比}} = \frac{G}{WN},$$

一次放电的比造价是

$$C_{\text{比}} = \frac{c}{WN}.$$

表 3 一些脉冲储能电容器的主要参数

型 号	额定电压 (千伏)	额定电容 量(微法)	脉冲重 复频率 (赫芝)	重量 (公斤)	体积 10^{-3} 米 ³	价格 (卢布)
K 41 И-7	5	100	1/120	15	8.5	159
МБГВ	1	200	1.5	3.1	1.8	26.3
	1	100	1	1.75	1	15.5
K 42-13	1	20	5	0.31	0.165	—
K 75-11	2	100	0.5	2.2	1.1	40.3
K 75-14	3	100	1	7.5	4.5	230
K 75-17	1	50	100	1.25	0.6	30
K 75-19	2	100	10	8.2	5	150
K 75-20	4	100	1/30	11.5	7	—
K 75-27	2	100	0.1	2.7	1.5	96.5
K 75-28	3	100	1	4.9	2.7	215
ИМ 5-140	5	140	1/6	62	36	92
K 50 И-8	0.3	800	0.1	0.24	0.14	—
	0.4	500	0.1	0.24	0.14	—
K 50-13	0.35	250	0.1	0.07	0.039	—

在表 3 和表 4 中,列出了泵浦脉冲灯所用的储能电容器的主要参数和比特性指标。K 75-17, K 75-19, K 75-28, K 75-27, МБГВ 这些储能电容器的经济比指标较好。电介电容器,尽管它的比体积和比重量小,但在经济比指标方面,却不如纸介和混介电容器。

在寿命一定的条件下,借助于强制冷却,可以明显地改善储能电容器的比特性指标。这是完全可以做到的。因为强激光器本身几乎总是有冷却工作物质的系统。

寿命短是储能电容器的缺点之一。建造巨大的电容储能器时,在保护和个别部分的检查方面,困难相当大。使用电容储能器时,电方面的人身安全问题,要引起我们的特别注意。此外,由于生产工艺很困难,使得造价(一次投资)相当高。

总的来说, 电容储能器能最充分地满足大多数脉冲激光器对电源提出的要求。因此, 在激光设备和激光系统中, 电容储能器获得了更为优先的使用。

表 4 一些脉冲储能电容器的指标

型 号	额定储 能量 (焦耳)	比 指 标					
		体积 (10^{-6} 米 ³ / 焦耳)	重量 (10^{-3} 公 斤/焦耳)	价格 (卢布/ 焦耳)	经济体积 (10^{-12} 米 ³ /焦耳·1次 放电)	经济重量 (10^{-9} 公斤/焦耳·1 次放电)	1次放电的价格 (10^{-6} 卢布/1次 放电)
K 41 И-7	1250	6.8	12.0	0.127	1360	2400	25.4
МБГВ	50	20.0	35.0	0.31	11.1	19.5	0.17
	100	18.0	31.0	0.263	6.7	11.5	0.1
K 42-13	10	16.5	31.0	—	275	520	—
K 75-11	200	5.5	11.0	0.202	1100	2200	40.0
K 75-14	450	10.0	16.5	0.51	100	165	5.1
K 75-17	25	24.0	50.0	1.2	0.67	1.4	0.033
K 75-19	200	25.0	41.0	0.75	0.7	1.15	0.021
K 75-20	800	8.75	14.5	—	875	1450	—
K 75-27	200	7.5	13.5	0.48	300	540	19.1
K 75-28	450	6.0	11.0	0.48	120	220	9.6
ИМ 5-140	1750	20.5	35.0	0.035	2050	3500	5.3
K 50 И-8	36	3.87	6.7	—	387	670	—
	40	3.48	6.0	—	348	600	—
K 50-13	15.3	2.55	4.6	—	255	460	—

第二章 电容储能器的充电设备

1. 最佳充电过程

最大效率，也就是输送给负载的能量与初始电源所消耗的能量的比值，是评价电容储能器充电设备的主要标准之一。对于长期运行的固定设备来说，效率问题是特别重要的。因为在转换过程中，白白消耗了的能量价值，有可能同电气设备的价值相比拟。

但是，作为一个工业用的泵浦调制器设备，仅仅根据最大效率这一条件来选择最佳结构是不够的。还必须考虑到对调制器的一般的和具体的要求（储能器电压的调节范围和稳定性，充电和放电周期，气体放电器件中所必须的消游离时间的保证，调制器和气体放电器件本身的故障保护）。

充分利用象整流器、变压器、电容器和电抗器这些变换元件，和使这些元件具有最小的额定功率，也是很重要的因素。

在充电期间内，调节输入电压是提高储能电容器充电效率的有效方法之一。最简单的 RC 充电电路的等效电路，如图 21(a)所示。在充电时间 $T_{\text{充}}$ 不变的情况下，我们来求这一

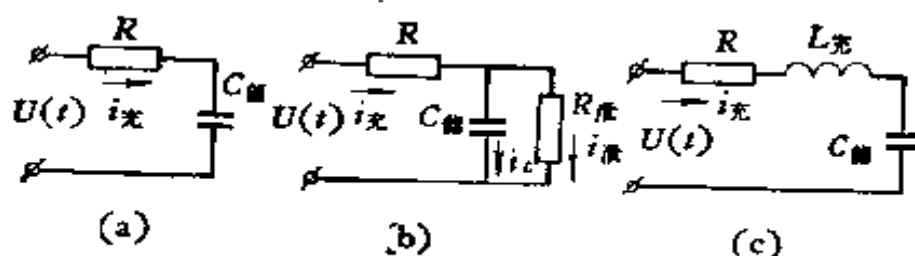


图 21 最简单的充电电路的等效电路
(图中 $U(t)$ 应为 $u(t)$)

电路的最佳充电条件^[31]，也就是要找出输入电压变化曲线的最佳形状，使得充电电路中的欧姆损耗最小。从数学角度来看，这是一个求泛函最小值的变分课题。

对于所讨论的情况，泛函是以热形式消耗在充电电路中的能量损耗：

$$W_{\text{损耗}} = \int_0^{T_{\text{充}}} i_{\text{充}}^2 R dt = RC_{\text{储}}^2 \int_0^{T_{\text{充}}} (u'_c)^2 dt, \quad (3)$$

式中 $i_{\text{充}}$ 为充电电流； $u'_c = du_c/dt$ 。

用来求这一类泛函极值曲线的函数是欧拉微分方程的解：

$$\frac{\partial F}{\partial u_c} - \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial F}{\partial u'_c} \right) = 0, \quad (4)$$

式中 F 为泛函 (3) 的被积函数。

在这种条件下， F 只跟 u'_c 有关。于是，方程 (4) 可以变为 $u''_c = 0$ 的形式。解这一方程，就可以求出使泛函 (3) 最小的极值曲线——双参数直线族 $u_c = A_1 t + A_2$ 。参数 A_1 和 A_2 ，由下述的边界条件来确定：

$$u_c(0) = U_{c_0}; \quad u_c(T_{\text{充}}) = U_{c\text{额定}},$$

式中 U_{c_0} 为电容器上的初始电压； $U_{c\text{额定}}$ 为充电结束时电容器上的额定电压。

由此可知，

$$A_1 = \frac{U_{c\text{额定}} - U_{c_0}}{T_{\text{充}}}, \quad A_2 = U_{c_0}.$$

因此，储能电容器上的电压随时间线性上升，是损耗最小的条件：

$$u_c = (U_{c\text{额定}} - U_{c_0}) \frac{t}{T_{\text{充}}} + U_{c_0}$$

此时，充电电流为

$$i_{\text{充}} = C_{\text{储}} \frac{du_c}{dt} = C_{\text{储}} \frac{U_{C_{\text{额定}}} - U_{C_0}}{T_{\text{充}}} = \text{常数}, \quad (5)$$

也就是说,在整个充电时间内,充电电流 $i_{\text{充}}$ 应该不变;而电源电压应该按线性规律变化:

$$u = i_{\text{充}} R + u_c = (U_{C_{\text{额定}}} - U_{C_0}) \frac{t + RC_{\text{储}}}{T_{\text{充}}} + U_{C_0}.$$

对所得到的表达式的分析表明,求出的极值曲线能使泛函(3)最小.

能保证 $i_{\text{充}}$ 和 u 按照上述规律变化的电源,必须是一个电流源,换句话说,必须是一个等效内阻很大的能量源. 在负载从零(短路)变到无穷大(空载)的条件下进行充电的任何时刻,其输出电流的瞬时值,始终都是恒定的^[12,72,73,96].

将(5)式代入(3)式,就得到了恒流充电时的能量损耗:

$$W_{\text{损耗}} = \frac{RC_{\text{储}}^2}{T_{\text{充}}} (U_{C_{\text{额定}}} - U_{C_0})^2$$

由此可见,只要减小充电电阻 R 的数值,就可以使损耗任意小. 同时,也不必担心初始电流会突然增大,因为电流源能保证 $i_{\text{充}}$ 的大小在 0 到 $T_{\text{充}}$ 的整个充电期间始终不变.

在输入电压的波形最佳和初始电压 $U_{C_0} = 0$ 的条件下,充电过程的效率为

$$\eta_{\text{充}} = \frac{W_{\text{储}}}{W_{\text{电网}}} = \frac{W_{\text{储}}}{W_{\text{储}} + W_{\text{损耗}}} = \frac{1}{1 + 2RC_{\text{储}}/T_{\text{充}}}.$$

这一效率仅仅与比值 $T_{\text{充}}/RC_{\text{储}}$ 有关,理论上可以达到 100%. 这里, $W_{\text{电网}}$ 为初始电源消耗的能量.

在电容储能器的实际充电设备中,总要产生附加损耗. 这是由电容器本身的电阻,以及并联在电容器上的测量和保护回路的电阻引起的. 在图 21(b)的等效电路中, $R_{\text{漏}}$ 为漏泄电阻. 现在我们就来求存在漏泄电阻 $R_{\text{漏}}$ 情况下的最佳充电

规律。对于这一电路：

$$i_{\text{充}} = i_c + i_{\text{泄}} = C_{\text{漏}} \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R}, \quad (6)$$

$$u = i_{\text{充}} R + u_c.$$

从 $t = 0$ 到 $t = T_{\text{充}}$ 这段充电时间内的能量损耗为

$$\begin{aligned} W_{\text{损耗}} &= \int_0^{T_{\text{充}}} (i_{\text{充}}^2 R + i_{\text{泄}}^2 R_{\text{泄}}) dt \\ &= \int_0^{T_{\text{充}}} \left[\left(C_{\text{漏}} \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R} \right)^2 R + \frac{u_c^2}{R} \right] dt, \end{aligned} \quad (7)$$

式中 i_c 和 $i_{\text{泄}}$ 分别为电容器 $C_{\text{漏}}$ 中的电流和漏泄电流。

与上述情况一样，泛函 $W_{\text{损耗}} = W_{\text{损耗}}[u_c(t)]$ 的最小值与欧拉方程的一条极值曲线相对应。

根据方程(4)，对(7)式的被积函数进行微分后，得到

$$\frac{d^2 u_c}{dt^2} - a^2 u_c = 0, \quad (8)$$

式中

$$a = \sqrt{\frac{R + R_{\text{泄}}}{R R_{\text{泄}} C_{\text{漏}}^2}}.$$

方程(8)的解为

$$u_c = A_1 e^{at} + A_2 e^{-at}. \quad (9)$$

根据边界条件 $u_c(0) = U_{c_0}$ 和 $u_c(T_{\text{充}}) = U_{c\text{额定}}$ ，求得参数 A_1 和 A_2 ：

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{U_{c\text{额定}} - U_{c_0} e^{-aT_{\text{充}}}}{2 \operatorname{sh} a T_{\text{充}}}, \\ A_2 &= \frac{-U_{c\text{额定}} + U_{c_0} e^{aT_{\text{充}}}}{2 \operatorname{sh} a T_{\text{充}}} \end{aligned}$$

将 A_1 和 A_2 的值代入方程(9)，再作一系列变换，就可得到电容器上电压的最佳变化规律：

$$u_c = U_{c\text{额定}} \frac{\operatorname{sh} at}{\operatorname{sh} a T_{\text{充}}} + U_{c_0} \frac{\operatorname{sh} a(T_{\text{充}} - t)}{\operatorname{sh} a T_{\text{充}}} \quad (10)$$

在初始电压 $U_{c_0} = 0$ 的条件下, 根据方程 (6) 和 (10), 电压、电流的表达式具有下面的形式:

$$u_c = U_{C\text{额定}} \frac{\text{sh } at}{\text{sh } aT_{\text{充}}}, \quad (11)$$

$$i_c = C_{\text{储}} a \frac{\text{ch } at}{\text{sh } aT_{\text{充}}}, \quad i_{\text{源}} = \frac{U_{C\text{额定}}}{R_{\text{源}}} \cdot \frac{\text{sh } at}{\text{sh } aT_{\text{充}}};$$

$$i_{\text{充}} = \frac{U_{C\text{额定}}}{\text{sh } aT_{\text{充}}} \left(\frac{1}{R_{\text{源}}} \text{sh } at + C_{\text{储}} a \text{ch } at \right), \quad (12)$$

$$u = \frac{U_{C\text{额定}}}{\text{sh } aT_{\text{充}}} \left[\left(1 + \frac{R}{R_{\text{源}}} \right) \text{sh } at - RC_{\text{储}} a \text{ch } at \right],$$

采用专门的程序电压调节器, 就可以使充电电路输入端的电压按这样的规律变化。

现在来研究, 在不同充电条件下电容器上电压增长的特性。为此, 引入一个不变的参数 $b = aT_{\text{充}}$, 并用相对值表示方程 (11):

$$\frac{u_c}{U_{C\text{额定}}} = \frac{\text{sh} \left(b \frac{t}{T_{\text{充}}} \right)}{\text{sh } b}. \quad (13)$$

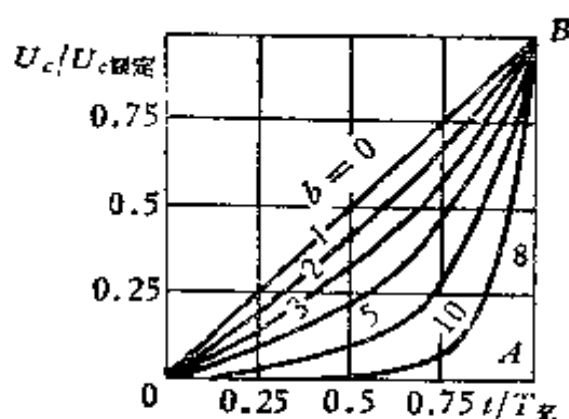


图 22 电容器上电压的变化曲线
(图中 U_c 应为 u_c)

参数 b 为不同数值时, 根据方程 (13) 作出的一些曲线, 如图 22 所示。当 $b = 0$ (因而充电电流不变) 时, 电容器上的电压

按线性规律增长, 当 b 值很大时, 方程 (13) 变为

$$\frac{u_c}{U_{C\text{额定}}} = e^{-b(1-\frac{t}{T_{\text{充}}})}.$$

当 $b \rightarrow \infty$ 时, 电容器充电过程的曲线蜕变为折线 OAB . 在 $R \rightarrow 0$ 或 $R_{\text{泄}} \rightarrow 0$ 时, 这种情况是可能存在的, 但此时提出变分问题是没有意义的.

现在, 我们来研究实际上很重要的一种情况, 也就是当漏泄电阻 $R_{\text{泄}}$ 大到一定程度时, 可以取方程 (11) 和 (12) 中的双曲正弦值等于它们的辐角, 而不会引起重大的误差. 这时,

$$\begin{aligned} u_c &= U_{C\text{额定}} \frac{t}{T_{\text{充}}}, \\ i_{\text{充}} &= \frac{U_{C\text{额定}}}{R_{\text{泄}}} \left(\frac{R_{\text{泄}} C_{\text{漏}}}{T_{\text{充}}} + \frac{t}{T_{\text{充}}} \right), \\ u &= U_{C\text{额定}} \left[\frac{RC_{\text{漏}}}{T_{\text{充}}} + \left(1 + \frac{R}{R_{\text{泄}}} \right) \frac{t}{T_{\text{充}}} \right]. \end{aligned}$$

在 $R_{\text{泄}}$ 很大的情况下, 为了对电容器充电, 必须使电源的电流按线性规律变化. 这一点可以用程序电流调节器来实现.

存在漏泄电流时, 正象从方程 (13) 的分析中所看到的那样, 减小实际的充电时间 $T_{\text{充}}$, 能获得可行的 b 值. 这时, 就有可能在不降低充电效率的情况下, 转变为线性充电, 而且不用稳流源的程序调节器.

应该指出, 在这种情况下, 存在着一个使充电回路电阻 R 和漏泄电阻 $R_{\text{泄}}$ 上的能量损耗最小的最佳充电时间 $T_{\text{充, 最佳}}$.

在 $i_{\text{充}} = I_{\text{充}} = \text{常数}$ 和零值初始条件下, 方程 (6) 的解具有如下的形式:

$$u_c = I_{\text{充}} R_{\text{泄}} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{\text{泄}} C_{\text{漏}}}} \right).$$

通常,时间常数 $R_{\text{充}}C_{\text{储}} \gg T_{\text{充}}$,因此,我们可以只研究在实际上是很重要的情况,亦即

$$1 - e^{-\frac{t}{R_{\text{充}}C_{\text{储}}}} \approx \frac{t}{R_{\text{充}}C_{\text{储}}} \quad (14)$$

这时, $u_c = \frac{I_{\text{充}}}{C} t$. 由此不难求出在 $T_{\text{充}}$ 时间内使电容储能器充到额定电压所必需的电流 $I_{\text{充}}$:

$$I_{\text{充}} = \frac{U_{C\text{额定}} C_{\text{储}}}{T_{\text{充}}}$$

利用所获得的等式,就可以确定充电期间的损耗:

$$\begin{aligned} W_{\text{损耗}} &= \int_0^{T_{\text{充}}} (I_{\text{充}}^2 R + i_{\text{充}}^2 R_{\text{充}}) dt \\ &= I_{\text{充}}^2 R \int_0^{T_{\text{充}}} \left(1 + \frac{t^2}{R R_{\text{充}} C_{\text{储}}^2} \right) dt \\ &= U_{C\text{额定}}^2 C_{\text{储}}^2 R \left(\frac{1}{T_{\text{充}}} + \frac{T_{\text{充}}}{3 R R_{\text{充}} C_{\text{储}}^2} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

将表达式 (15) 对 $T_{\text{充}}$ 求导,并令一阶导数等于零,就可以求得保证最小损耗 ($W_{\text{最小损耗}}$) 的、以恒流充电的最佳充电时间:

$$T_{\text{充,最佳}} = C_{\text{储}} \sqrt{3 R R_{\text{充}}} \quad (16)$$

R 是充电电流通过的所有电路元件的总电阻,通常总是要尽可能地减小 R 值,因此,可以认为 $R \ll R_{\text{充}}$. 这时,由 (16) 式可知:

$$\frac{T_{\text{充,最佳}}}{R_{\text{充}} C_{\text{储}}} = \sqrt{\frac{3 R}{R_{\text{充}}}} \ll 1.$$

可见,推导方程 (14) 时所作的假设总是可以满足的.

充电时间为 $T_{\text{充,最佳}}$ 时,充电电流为

$$I_{\text{充}} = \frac{U_{C\text{额定}}}{\sqrt{3 R R_{\text{充}}}}$$

利用方程 (15) 和 (16),就可以确定最佳充电时间 $T_{\text{充,最佳}}$ 内的

损耗:

$$W_{\text{最小损耗}} = 2C_{\text{储}}U_{C\text{额定}}^2\sqrt{\frac{R}{3R_{\text{泄}}}} \quad (17)$$

这时, R 和 $R_{\text{泄}}$ 上的损耗是相同的.

现在, 将所获得的损耗与充电电路输入电压按最佳规律变化[见方程(12)]时的损耗比较一下:

$$\begin{aligned} W_{\text{损耗, 最佳}} &= \int_0^{T_{\text{充}}} (i_{\text{充}}^2 R + i_{\text{泄}}^2 R_{\text{泄}}) dt \\ &= \frac{C_{\text{储}} U_{C\text{额定}}^2}{R_{\text{泄}}} \left(\sqrt{RR_{\text{泄}} + R^2} \operatorname{cth} aT_{\text{充}} + R \right). \end{aligned}$$

当 $T_{\text{充}} \rightarrow \infty$ 时, 这些损耗趋向于最小值:

$$\begin{aligned} W_{\text{损耗}, \infty} &= \frac{C_{\text{储}} U_{C\text{额定}}^2}{R_{\text{泄}}} \left(\sqrt{RR_{\text{泄}} + R^2} + R \right) \\ &\approx C_{\text{储}} U_{C\text{额定}}^2 \sqrt{\frac{R}{R_{\text{泄}}}}. \end{aligned} \quad (18)$$

根据方程(17)和(18)可得

$$\frac{W_{\text{损耗最小}}}{W_{\text{损耗}, \infty}} = 1.16.$$

因此, 当 $T_{\text{充}} = T_{\text{充, 最佳}}$ 时, 用恒流源对储能器充电, 在动力指标方面, 接近于最佳充电过程. 这时, 不需要专门的电压调节器. 当 $T_{\text{充}} > T_{\text{充, 最佳}}$ 时, 合理的做法是: 仍在最佳时间内进行充电; 同时, 在充电周期和放电周期之间引进一个时间间隔.

根据方程(15)–(18), 在图23中, 以相对值作出了恒流源充电的损耗曲线(曲线1)和最佳充电过程的损耗曲线(曲线2). 当充电时间相对于 $T_{\text{充, 最佳}}$ 偏大或偏小时, 恒流充电的损耗急剧上升. 在 $0 < T_{\text{充}} < T_{\text{充, 最佳}}$ 的范围内, 电阻 R 上的损耗占优势, 而且, 所讨论的两种充电类型的情况, 实际上是一

样的. 在 $T_{\text{充}} > T_{\text{充, 最佳}}$ 的范围内, 电阻 $R_{\text{限}}$ 上的损耗占优势. 并且, 按最佳规律充电跟在恒流条件下按最佳充电时间充电一样, 都具有很好的经济性, 损耗降低几十倍, 效率接近于 1.

用电压源对电容储能器充电时, 它的电流随着负载电阻的变化而变化. 为了使输入电压的波形接近于最佳波形, 必须利用各种限流元件. 在动力方面比较合理的另一种方式是, 采用电感-电容变换器, 把电压源变为电流源.

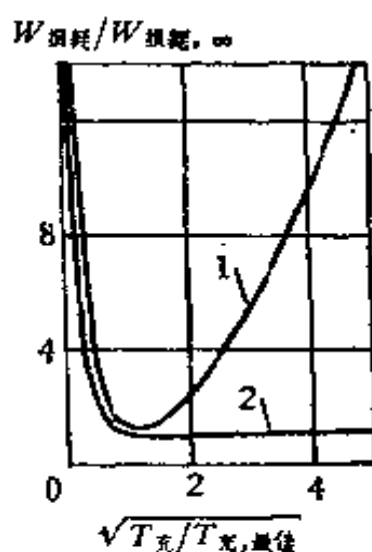


图 23 充电电路损耗的变化曲线

2. 通过接在交流回路里的限流元件充电

储能器缓慢充电及对负载电阻快速放电, 是大多数脉冲负载的工作原则. 所谓“缓慢”, 通常是指充电时间比电源电压的半周期大得多 (几十、几百个半周期). 这点关系到一些固体激光器的电源. 其中, 红宝石和玻璃激光器的辐射脉冲重复频率, 一般为零点几赫和 1 赫. 而只有钕铝石榴石激光器能达几百赫, 亦即可与工频 (промышленная частота) 相比.

在用交流电网对电容储能器充电的电路中, 可以利用电阻、电感和电容作为限流元件. 在电源电压的几个半周期内, 对电容储能器进行充电时, 这些限流元件能限制充电电流的幅值 $(I_{\text{限, 充}} = \frac{U_{\text{幅}}}{Z})$. 这里的 Z 为限流元件的复数阻抗 (R , ωL 或 $1/\omega C$), $U_{\text{幅}}$ 为外加电压的幅值. 限流元件可以接在初始的交流电压回路里, 也可以接在升压变压器的输出端. 输出回路里的整流器 (使充电电流单方向流过) 对具有有限流元件的充

电电路运行状态,有重要的影响:当限流元件是线性元件时,整个充电电路却是非线性的,因而,这种电路难以计算。

分析和导出具有限流电阻的充电电路的计算关系,要花很多的功夫^[10,91,95]。尽管对具有限流元件的充电电路中过渡过程的研究,有各种出发点,但实质上可以归结为:确定充电过程中电容储能器上电压增长的特性;确定限流元件的数值;确定充电电流的最大值、平均值和有效值。掌握这些数值,就能正确地计算充电设备的电路并选配为保证设备可靠运行所必须的全部元件。

为了提高充电过程的效率,不用电阻限流器,而用线性电抗器^[61,64,68,76,77]、电容器^[65,78,81]或将两者组合起来^[33,79]作为无功限流元件,是合理的。在放电脉冲重复频率不高的情况下,使用无功限流元件,可以获得很高的效率(超过0.9)。

具有电容限流元件的一种充电电路,如图24所示。这一

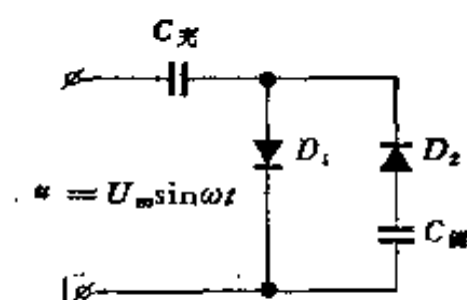


图24 具有限流电容器的
二倍压充电电路
(图中 U_m 应为 $U_{\text{网}}$)

电路的优点是,可以获得2倍的电压;输入电压相应地降低2倍。这样一来,在许多情况下,可以不用升压变压器,或者只用自耦变压器,如果储能器所需要的电压不超过电网电压幅值1.5—2倍的话。

为了按照文献[78]中提出的方法来计算充电电路,在输入电压初相为零(即 $u = U_m \cdot \sin \omega t$) 以及忽略有功损耗和漏泄电阻的条件下充电时,限流电容 C_k 、储能电容 C_n 上的电压波形和充电电流波形,如图25所示。用正弦电压的正半周通过整流器 D_1 ,使 C_k 充到最大电压 U_m 。然后, C_k 开始反向充电,而电容 C_n 在此时通过二极管 D_2 和 C_k 充电(假定 $C_n \gg C_k$)。当负半周电压到达

幅值(图 25 中的 b 点)时, $C_{\text{蓄}}$ 的充电过程停止。从这个时

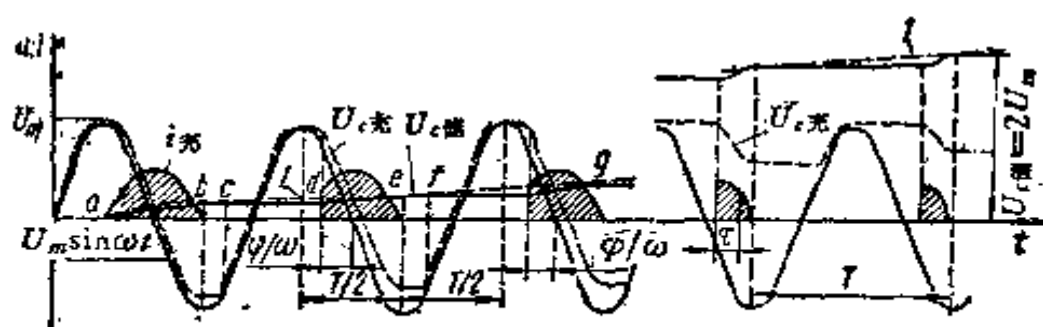


图 25 二倍压充电电路的运行波形图

I—电容器 $C_{\text{蓄}}$ 上的电压变化的平均曲线

(图中 U_m 应为 $U_{\text{幅}}$; $U_{c\text{充}}$ 应为 $U_{c\text{充}}$; $U_{c\text{蓄}}$ 应为 $U_{c\text{蓄}}$)

刻起,两个二极管都处于截止状态,当输入电压等于 $C_{\text{充}}$ 上的电压时(图中的 c 点),二极管 D_1 导通, $C_{\text{充}}$ 被重新充到外加电压的幅值 $U_{\text{幅}}$; 此后, D_1 截止,而 $C_{\text{蓄}}$ 在 dc 这段时间间隔内被充电。下面的过程依此类推,充电过程结束时, $C_{\text{蓄}}$ 上的电压为外加电压幅值的 2 倍。

在对 $C_{\text{蓄}}$ 充电的第 n 个充电脉冲期间内的任何时刻,下述方程都是正确的:

$$u_{C_{\text{蓄}}^n} + u_{C_{\text{充}}^n} = u = U_{\text{幅}} \sin(\omega\tau + \varphi_n), \quad (19)$$

式中 τ 为从开始充电时算起的时间; φ_n 为二极管的导通角。

将方程(19)对 τ 微分;并考虑到在充电过程中流过 $C_{\text{充}}$ 和 $C_{\text{蓄}}$ 的是同一电流

$$i_{\text{充}n} = C_{\text{蓄}} \frac{du_{C_{\text{蓄}}^n}}{d\tau} = C_{\text{充}} \frac{du_{C_{\text{充}}^n}}{d\tau},$$

于是,我们得到在 D_2 导通期间充电电流的表达式:

$$i_{\text{充}n} = U_{\text{幅}} \omega \frac{C_{\text{充}} C_{\text{蓄}}}{C_{\text{充}} + C_{\text{蓄}}} \cos(\omega\tau + \varphi_n).$$

在 D_2 导通期间,电路元件上的电压按下述方式分配:

$$|u_{C_{\text{蓄}}^n}(0)| - |u_{C_{\text{充}}^n}(0)| = U_{\text{幅}} \sin \varphi_n.$$

因为在这一期间,总有 $u_{C_{\text{充}}^n}(0) = U_{\text{幅}}$, 所以

$$u_{C_{\text{储}}^n}(0) - U_{\text{充}} = U_{\text{充}} \sin \varphi_n,$$

由此可得

$$\sin \varphi_n = \frac{u_{C_{\text{储}}^n}(0)}{U_{\text{充}}} - 1. \quad (20)$$

在第 n 个充电电流脉冲通过以后, $C_{\text{储}}$ 上的电压为

$$u_{C_{\text{储}}^n} = \frac{1}{C_{\text{储}}} \int i_{\text{充}n} d\tau = \frac{U_{\text{充}} C_{\text{充}}}{C_{\text{充}} + C_{\text{储}}} \sin(\omega\tau + \varphi_n) + K,$$

式中 K 为积分常数, 由边界条件来确定。

充电电流在 $\omega\tau = 0$ 时出现, 在 $\omega\tau + \varphi_n = \frac{\pi}{2}$ 时终止,

因此

$$\left. \begin{aligned} u_{C_{\text{储}}^n}(0) &= \frac{U_{\text{充}} C_{\text{充}}}{C_{\text{充}} + C_{\text{储}}} \sin \varphi_n + K \\ u_{C_{\text{储}}^{(n+1)}}(0) &= \frac{U_{\text{充}} C_{\text{充}}}{C_{\text{充}} + C_{\text{储}}} + K \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

将方程 (20) 中的 $\sin \varphi_n$ 值代入 (21) 式后, 就可以确定在第 n 个充电时间间隔内的 $C_{\text{储}}$ 上电压的增量:

$$\begin{aligned} \Delta u_{C_{\text{储}}} &= u_{C_{\text{储}}^{(n+1)}}(0) - u_{C_{\text{储}}^n}(0) \\ &= \frac{C_{\text{充}}}{C_{\text{充}} + C_{\text{储}}} [2U_{\text{充}} - u_{C_{\text{储}}^n}(0)]. \end{aligned} \quad (22)$$

将表达式 (22) 变换为下面的形式:

$$\frac{u_{C_{\text{储}}^{(n+1)}}(0)}{2U_{\text{充}}} = 1 - (1 - k) \left[1 - \frac{u_{C_{\text{储}}^n}(0)}{2U_{\text{充}}} \right],$$

式中 $k = \frac{C_{\text{充}}}{C_{\text{充}} + C_{\text{储}}}$, 这时可以得到零初始条件 [即 $u_{C_{\text{储}}^1}(0) =$

0] 下充电的一些关系式:

$$\frac{u_{C_{\text{储}}^2}(0)}{2U_{\text{充}}} = 1 - (1 - k),$$

$$\frac{u_{C_{\text{储}}^3}(0)}{2 U_{\text{幅}}} = 1 - (1 - k)^2,$$

$$\frac{u_{C_{\text{储}}^4}(0)}{2 U_{\text{幅}}} = 1 - (1 - k)^3.$$

因此,对第 n 个充电时间间隔来说,应有

$$\frac{u_{C_{\text{储}}^n}(0)}{2 U_{\text{幅}}} = 1 - (1 - k)^{n-1}.$$

式中 $(n - 1)$ 为已经过去的充电时间间隔的数量:

$$n - 1 = \frac{t}{\Delta t} = \frac{\omega t}{\pi}.$$

从间断的 Δt 过渡到连续的时间 t , 就可以得到储能电容器上电压的平均变化曲线的方程:

$$u_{C_{\text{储}}} = 2 U_{\text{幅}} [1 - (1 - k)^{\omega t / \pi}]. \quad (23)$$

由方程 (23), 可以确定储能器 $C_{\text{储}}$ 从 0 充到 $u_{C_{\text{储}}}$ 所需要的时间:

$$T_{\text{充}} = \frac{\pi \ln \left(1 - \frac{u_{C_{\text{储}}}}{2 U_{\text{幅}}} \right)}{\omega \ln(1 - k)}.$$

电容器 $C_{\text{储}}$ 上有初始电压 $U_{C_{\text{储}}^0}$ 时, 充到 $u_{C_{\text{储}}}$ 的时间为

$$T_{\text{充}0} = \frac{\pi \ln \frac{2 U_{\text{幅}} - U_{C_{\text{储}}^0}}{2 U_{\text{幅}} - u_{C_{\text{储}}}}}{\omega \ln \frac{C_{\text{充}} + C_{\text{储}}}{C_{\text{储}}}}.$$

这两个表达式, 可以确定充电电容的大小, 在零值初始条件下:

$$C_{\text{充}} = C_{\text{储}} \left[\left(1 - \frac{u_{C_{\text{储}}}}{2 U_{\text{幅}}} \right)^{-\pi / \omega T_{\text{充}}} - 1 \right],$$

在非零值初始条件下:

$$C_{\text{充}} = C_{\text{储}} \left[\left(\frac{2U_{\text{幅}} - U_{C_{\text{储}}0}}{2U_{\text{幅}} - U_{C_{\text{储}}}} \right)^{-\pi/\omega T_{\text{充}}} - 1 \right].$$

充电电流脉冲的幅值为

$$I_{\text{充,幅}} = U_{\text{幅}} \omega \frac{C_{\text{充}} C_{\text{储}}}{C_{\text{充}} + C_{\text{储}}}.$$

从开始一直到 $u_{C_{\text{储}}} = U_{\text{幅}}$ 和 $\varphi_n = 0$ 的时刻, $I_{\text{充,幅}}$ 都是常数.

充电电流的平均值为

$$\begin{aligned} \bar{I}_{\text{充}} &= \frac{1}{T} \int_0^{\frac{\pi}{2} - \varphi_n} U_{\text{幅}} \omega \frac{C_{\text{充}} C_{\text{储}}}{C_{\text{充}} + C_{\text{储}}} \cos(\omega\tau + \varphi_n) d\omega\tau \\ &= \frac{I_{\text{充,幅}}}{\pi} \left(1 - \frac{u_{C_{\text{储}}}}{2U_{\text{幅}}} \right) \end{aligned}$$

式中, T ——输出电压的变化周期.

充电电流的有效值为

$$\begin{aligned} I_{\text{充,有效}} &= \frac{1}{T} \int_0^{\frac{\pi}{2} - \varphi_n} [I_{\text{充,幅}} \cos(\omega\tau + \varphi_n)]^2 d\omega\tau \\ &= \frac{I_{\text{充,幅}}^2 \omega}{4\pi} f(\varphi_n), \end{aligned}$$

式中 $f(\varphi_n) = \frac{\pi}{2} - \varphi_n - \sin \varphi_n \cos \varphi_n$, φ_n 在 $-\frac{\pi}{2}$ 到 $+\frac{\pi}{2}$ 之间变化.

电源电压的频率为50赫时,

$$\frac{I_{\text{充,有效}}}{I_{\text{充,幅}}} = \frac{\sqrt{f(\varphi_n)}}{5},$$

也就是说,当二极管 D_2 的导通角在 $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi_n \leq +\frac{\pi}{2}$ 范围内变化时,充电电流有效值的相对值从 0.35 单调地降到 0.

因此,在二倍压电路中,利用输入电容作为限流元件,既可以提高充电电路的效率,又可以使大多数低重复频率的固体激光器电源能省去升压变压器,这就有可能大大缩小充电

设备的尺寸。

3. 通过接在整流回路里的限流元件充电

限流元件接在整流回路里的电路，在电容储能器的充电设备中，获得了广泛的应用。

具有电阻限流元件的电路，由于简单和容易做到，目前广泛地用于研究各种激光器的性能和特征的实验设备中。可是由于效率极低和其他一些缺点，用这类电路来研制工业用的激光器电源是不合适的。因此在这里就不作讨论了。

具有线性充电电抗器的脉冲调制器，它的个别设计问题，在文献[44, 84, 85]中已作了叙述。但在那里没有考虑到使用气体放电脉冲灯作为负载时的一些特殊性，尤其是没有考虑到相当大的储能电容量和灯在脉冲状态下的特性。

供脉冲灯用的电容储能器，它的振荡充电电路，如图26(a)所示。充电电路运行时的波形如图26(b)所示。在充电电路中，可控二极管（即可控硅）SCR起充电开关的作用，同时也起固定电容储能器上最大电压的作用。充电电路的运行状态将取决于储能器的充电时间 $T_{\text{充}}$ 、灯的消游离时间 $T_{\text{消}}$ 和放电脉冲重复周期 T 之间的比例关系。这对于脉冲重复频率变化的情况，也是正确的。

振荡充电的等效电路，如

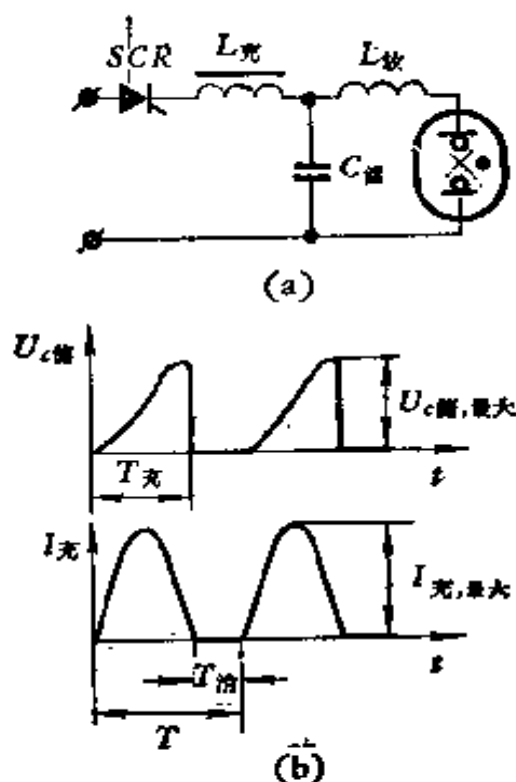


图26 电容储能器的振荡充电电路(a)及充电电路的运行波形(b)

(图中 $U_{c_{\text{储}}}$ 应为 $U_{c_{\text{放}}}$)

图 21(c)所示。对于这一电路，作如下的假定：可控二极管能保证充电电路的零值初始条件，也就是说，放电电流脉冲一过去以后，就立即断开充电电路；放电电感 $L_{\text{放}}$ 比充电电感 $L_{\text{充}}$ 小；充电电感 $L_{\text{充}}$ 是一个常量，也就是说，它运行在铁芯不饱和的状态；如果电容储能器做成多节的形成线，那么各节电容器的电容量集中为一个电容器的电容量 $C_{\text{储}}$ ，而充电电路中所有的有功损耗，看成是一个电阻 R 上的损耗；电源电压不随时间变化，亦即 $u(t) = E = \text{常数}$ 。

振荡充电时，储能电容器上的电压为

$$u_{C_{\text{储}}}(t) = E \left[1 - e^{-\omega_0 t / 2Q_{\text{充}}} \left(\cos \omega_0 \sqrt{1 - 1/4 Q_{\text{充}}^2} t + \frac{1}{2 Q_{\text{充}} \sqrt{1 - 1/4 Q_{\text{充}}^2}} \sin \omega_0 \sqrt{1 - 1/4 Q_{\text{充}}^2} t \right) \right], \quad (24)$$

而充电电抗器绕组上的电压为

$$u_{L_{\text{充}}}(t) = E e^{-\omega_0 t / 2Q_{\text{充}}} \left(\cos \omega_0 \sqrt{1 - 1/4 Q_{\text{充}}^2} t - \frac{1}{2 Q_{\text{充}} \sqrt{1 - 1/4 Q_{\text{充}}^2}} \sin \omega_0 \sqrt{1 - 1/4 Q_{\text{充}}^2} t \right), \quad (25)$$

式中 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{\text{充}}C_{\text{储}}}$ 为充电电路的固有振荡频率； $Q_{\text{充}} = \sqrt{L_{\text{充}}/C_{\text{储}}}/R = \rho_{\text{充}}/R$ 为充电电路的品质因数； $\rho_{\text{充}}$ 为特性阻抗。充电电流为

$$i_{\text{充}}(t) = \frac{E}{\rho_{\text{充}} \sqrt{1 - 1/4 Q_{\text{充}}^2}} e^{-\omega_0 t / 2Q_{\text{充}}} \sin \omega_0 \sqrt{1 - 1/4 Q_{\text{充}}^2} t. \quad (26)$$

在考虑振荡充电时，取 $Q_{\text{充}} = 2$ 是合理的，因为在 $Q_{\text{充}}$ 值小的情况下，电路的运行状态接近于临界状态 ($Q_{\text{充}} = 0.5$) 或非周期状态 ($Q_{\text{充}} < 0.5$)，这种情况下的充电效率不超过 50%。

当 $Q_{\text{充}} = 2$ 时， $1/4 Q_{\text{充}}^2$ 与 1 相比可以忽略，因而表达式

(24)–(26) 可以简化为

$$\left. \begin{aligned} u_{c_{\text{储}}}(t) &= E \left[1 - e^{-\omega_0 t / 2Q_{\text{充}}} \left(\cos \omega_0 t + \frac{1}{2Q_{\text{充}}} \sin \omega_0 t \right) \right], \\ u_{I_{\text{充}}}(t) &= E e^{-\omega_0 t / 2Q_{\text{充}}} \left(\cos \omega_0 t - \frac{1}{2Q_{\text{充}}} \sin \omega_0 t \right), \\ i_{\text{充}}(t) &= \frac{E}{\rho_{\text{充}}} e^{-\omega_0 t / 2Q_{\text{充}}} \sin \omega_0 t. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

在振荡充电的情况下，储能电容器上的电压变化特性，如图 27 所示。实线表示可控硅接通充电回路时的过渡过程。可控硅能使电容器上的最大电压保持下去。在

$$\frac{du_{c_{\text{储}}}(t)}{dt} = E \omega_0 e^{-\omega_0 t / 2Q_{\text{充}}} \sin \omega_0 t = 0,$$

亦即 $t = \pi / \omega_0$ 时，建立起最大电压。因此，

$$\frac{u_{c_{\text{储}}, \text{最大}}}{E} = 1 + e^{-\pi / 2Q_{\text{充}}} = \gamma, \quad (28)$$

式中 γ 为振荡充电时，电容器上电压的升高系数。虚线表示没有可控硅时的过渡过程。

将 $t = \pi / 2\omega_0$ 代入 (27) 式，可以求出充电电流的最大值

$$I_{\text{充}, \text{最大}} = \frac{E}{\rho_{\text{充}}} e^{-\pi / 4Q_{\text{充}}}.$$

充电电流的平均值和有效值取决于充电电路的运行状态即储能器充电时间与放电脉冲重复周期的比例。我

们用系数 $s = T_{\text{充}} / T$ 来表示这个比例。对于我们所讨论的情况， s 总是小于或等于 1。先算出积分

$$\bar{I}_{\text{充}} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{E}{\rho_{\text{充}}} e^{-\omega_0 t / 2Q_{\text{充}}} \sin \omega_0 t dt,$$

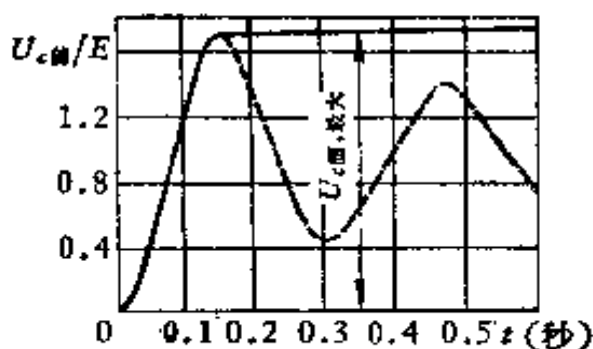


图 27 振荡充电时电容器上电压的变化曲线

(图中 $U_{c_{\text{储}}}$ 应为 $U_{c_{\text{储}}}$)

$$I_{充}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{E}{\rho_{充}} e^{-\omega_0 t / 2Q_{充}} \sin \omega_0 t \right)^2 dt,$$

再作一些相应的变换,我们就得到电流的平均值和有效值:

$$\bar{I}_{充} = \frac{E}{\rho_{充}} \cdot \frac{\gamma s}{\pi}$$

$$I_{充} = \frac{E}{\rho_{充}} e^{-\pi/4Q_{充}} \sqrt{\frac{s}{2}}.$$

充电过程中,有功损耗的能量为

$$W_{损耗} \cong \int_0^T i_{充}^2 R dt = \frac{E^2 R}{\rho_{充}^2} \int_0^T e^{-\omega_0 t / Q_{充}} \sin^2 \omega_0 t dt.$$

经过积分和变换以后,得到

$$W_{损耗} = \frac{E^2 R \omega_0}{\rho_{充}^2 \left(\frac{\omega_0^2}{Q_{充}^2} + 4 \omega_0^2 \right)} \left[e^{-\pi/sQ_{充}} \sin \pi \left(-\frac{1}{Q_{充}} \sin \frac{\pi}{s} \right. \right. \\ \left. \left. - 2 \cos \frac{\pi}{s} \right) - 2 Q_{充} e^{-\pi/sQ_{充}} + 2 Q_{充} \right].$$

为了简化下面的计算,我们取 $s = 1$, 并假设 $1 \ll 4 Q_{充}^2$. 将(28)式代入后,得到

$$W_{损耗} = \frac{u_{C_{储}}^2 \cdot C_{储}}{2} \cdot \frac{1}{\gamma^2} (1 - e^{-\pi/Q_{充}}) = \frac{W_{储}}{\gamma^2} (1 - e^{-\pi/Q_{充}})$$

式中 $W_{储}$ 为储存的能量.

因此充电电路的效率为

$$\eta_{充} = \frac{1}{1 + \frac{1 + e^{-\pi/Q_{充}}}{\gamma^2}} = \frac{1 + e^{-\pi/2Q_{充}}}{2}.$$

在放电脉冲重复频率和储能电容器 $C_{储}$ 给定的情况下,可以由所需要的充电电路运行状态来确定充电电抗器的电感量:

$$L_{充} = \frac{s^2}{\pi^2 f^2 C_{储}},$$

式中 f 为充电脉冲重复频率。

现在来求充电电抗器的铁芯体积与充电电路的参数之间的关系。铁芯中的磁感应变化量为

$$\Delta B = \frac{1}{ws_c} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_{L_{充}}(t) dt, \quad (29)$$

式中 w 为绕组匝数, s_c 为铁芯截面积。

把方程(27)中的 $u_{L_{充}}(t)$ 值代入(29)式, 进行积分, 则得到

$$\Delta B = \frac{E}{ws_c \omega_0} e^{-\pi/4Q_{充}} \quad (30)$$

充电电抗器的电感量为

$$L_{充} = \frac{w^2 s_c}{l} \mu_0 \mu_{有效} = \frac{(ws_c)^2}{V_c} \mu_0 \mu_{有效}, \quad (31)$$

式中 $V_c = s_c l$ 为铁芯体积, l 为铁芯的平均磁路长度, μ_0 为绝对磁导率, $\mu_{有效}$ 为有效磁导率。

由(30)式可得

$$ws_c = \frac{u_{C_{储}, 最大}}{\gamma \Delta B \omega_0} e^{-\pi/4Q_{充}}.$$

将 ws_c 值代入(31)式, 就确定了铁芯的体积:

$$V_c = \frac{\mu_0 \mu_{有效}}{\Delta B^2} \cdot \frac{2}{\gamma} W_{储} = v_c W_{储}, \quad (32)$$

式中 v_c 为铁芯的比体积。

由(32)式可知, 铁芯的体积和重量正比于电容储能器中的能量, 同时也跟铁芯的材料、结构的尺寸以及充电电路的品质因数有关。充电电抗器在满足给定的线性度这一前提下, 应该力求最小的比体积。为此, 必须正确地选择铁芯材料、结构和充电电路的其他一些元件。为了预先估算铁芯的体积和

重量,对于 3330 电工钢,比体积可取为 $v_c = (0.025-0.03) \times 10^{-3} \text{米}^3/\text{焦耳}$, 这时,铁芯重量为 $G_c = (0.2-0.3)W_{\text{储}}$ 公斤。

必须在电容器中储存相当大的能量时 (这是脉冲灯调制器的特征),铁芯和整个电抗器的重量往往太大。这就迫使我们寻求减小它的可能性。

利用 (32) 式,就可以调制充电的功率回路。如果保持充电电路的电参数 (储能电容量) 不变,而减小电容储能器上的电压,也就是降低储能量,那么充电电抗器的重量就能相应地降低,而充电电路中过渡过程的脉宽和波形又能保持不变。

如果不是在充电电路的一个固有振荡半周期内,而是在几个半周期内,把储能器充到给定电压,那么电抗器的尺寸可以大大减小。这时,放电脉冲的重复周期跟固有振荡半周期的比值为

$$\frac{T}{T_n} = \frac{nT_n}{T_n} = n,$$

式中 T_n 为第 n 个充电脉冲的脉宽。这种情况下,充电电抗器的电感 (L'_n) 与普通充电电路中的电感 (L_n) 的关系为

$$n = \frac{1/\sqrt{C_{\text{储}}L'_n}}{1/\sqrt{C_{\text{储}}L_n}} = \sqrt{\frac{L_n}{L'_n}}. \quad (33)$$

由于是在 n 个充电脉冲的时间内,向电容器储存能量,因此由 (32) 式确定的充电电抗器铁芯的体积可以减小到

$$V'_c = v_c \frac{W'_n}{W_n} = v_c \frac{W'_n}{nW'_n} = \frac{V_c}{n},$$

也就是说,比普通的振荡充电电路缩小 n 倍。

图 28(a),(b) 是两个可以实现上述原则的电路,图 28(c) 所示的充电电路的电压和电流的波形,可以作为这两个电路的特征。由可控硅 $\text{SCR}_1, \text{SCR}_2 \cdots \cdots \text{SCR}_n$ 的相继导通来保证的每一个充电循环 ($t_1, t_2 \cdots \cdots t_n$),就象在普通的振荡充

电电路里一样地进行(图 28(c)中的虚线表示具有电感 L_3 的普通充电电路的波形)。

根据(33)式,级联充电电路中的充电电感为

$$L'_{\text{充}} = L_{\text{充}}/n^2.$$

同时,电路的特性阻抗为

$$\rho'_{\text{充}} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{L_{\text{充}}}{C_{\text{储}}}} = \frac{\rho_{\text{充}}}{n},$$

$\rho'_{\text{充}}$ 也比 $\rho_{\text{充}}$ 缩小 n 倍。由于电感量与匝数平方成正比,即 $L_{\text{充}} \propto w^2$ 。所以

$$\frac{w_{\text{充}}}{w'_{\text{充}}} = n,$$

也就是说,在充电电路的品质因数和电容器 $C_{\text{储}}$ 上电压的升高系数保持不变的条件下,电抗器绕组的匝数和电阻都可以缩小 n 倍。

串联连接的 n 个整流器 $B_1, B_2, \dots, B_n$ 上的电压为

$$U_n = \frac{u_{C_{\text{储}}, \text{最大}}}{n\gamma} (2n - 1)$$

在储能器上电压相同的条件下,与普通的振荡充电电路相比,整流器输出端最大电压之间的差为:

$$\Delta U = \frac{u_{C_{\text{储}}, \text{最大}}}{n\gamma} (2n - 1) - \frac{u_{C_{\text{储}}, \text{最大}}}{\gamma} = U_n \frac{n - 1}{n}.$$

因此,在级联充电电路中(图 28),甚至在理论上也不可能使储能器上的电压二倍于整流器的输出电压。考虑到变压器的生产工艺复杂,这些电路的优点也就不那么突出了,但是它能使充电电抗器的重量和体积大大减小。此外,它还能调节储能器上的电压,而不要在输入端安装对普通电路来说是不可缺少的电压调节器。

级联充电电路中,充电电流的幅值为

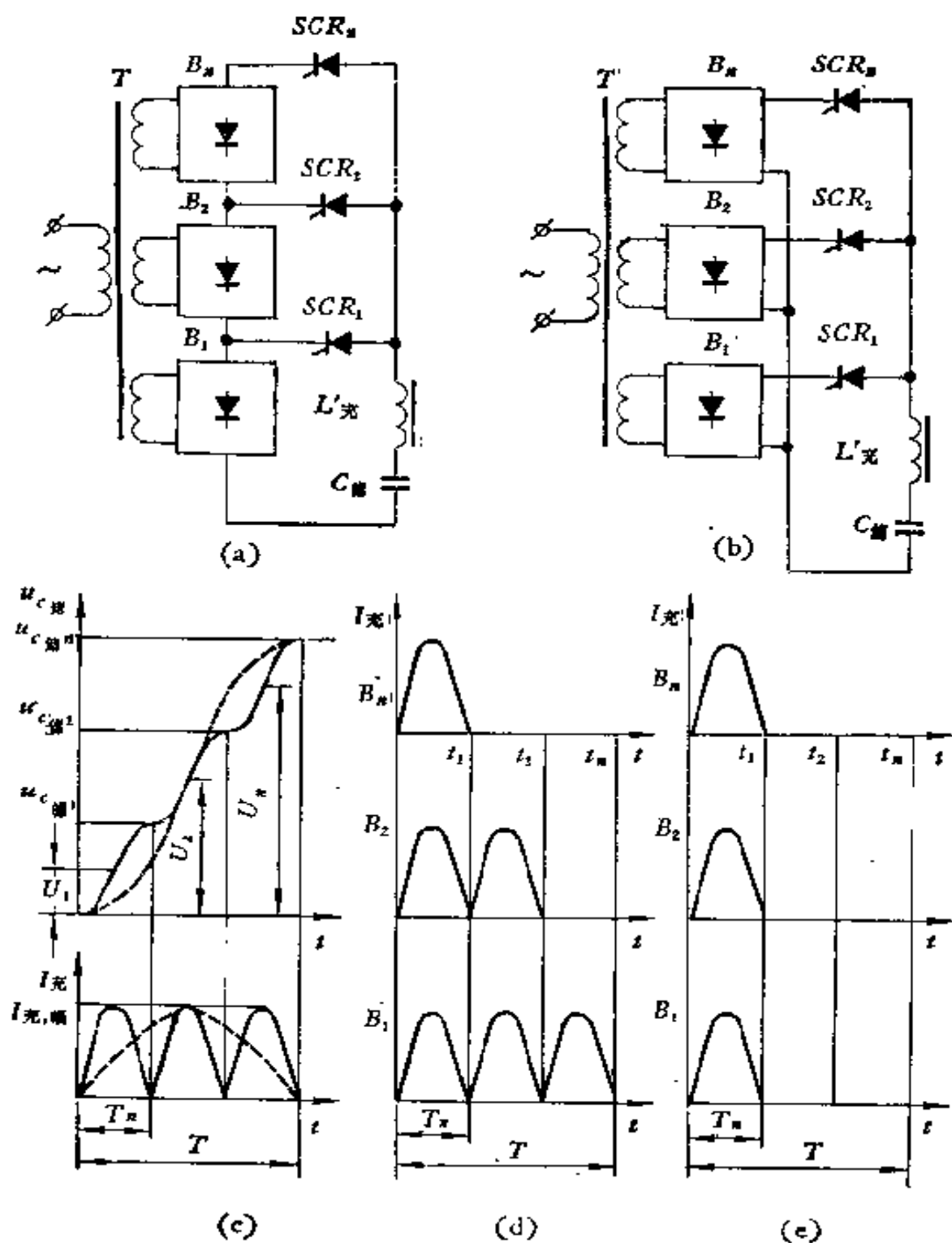


图 28 级联充电电路及其电压和电流的波形

$$I_{充, 最大} = \frac{U_n}{n\rho_{充}} = \frac{U_n}{\rho_{充}}$$

充电电流的有效值和平均值, 与普通的振荡充电电路(见

图 26) 一样。

图 28 中两个电路的差别在于阶梯形输出电压的形成方式不同。在第一个电路 (图 28(a)) 中, 各级整流器是串联连接的。这时, 所消耗的平均电流随级数的增加而成比例地下降 (图 28(d))。除了第一级以外, 各级整流器的输出电压是相同的。在第二个电路 (图 28(b)) 中, 各级整流器的连接是互不相关的, 输出电压的大小与级数成正比, 而所有整流器的电流 (图 28(c)) 都相同, 并且比普通电路缩小 n 倍。

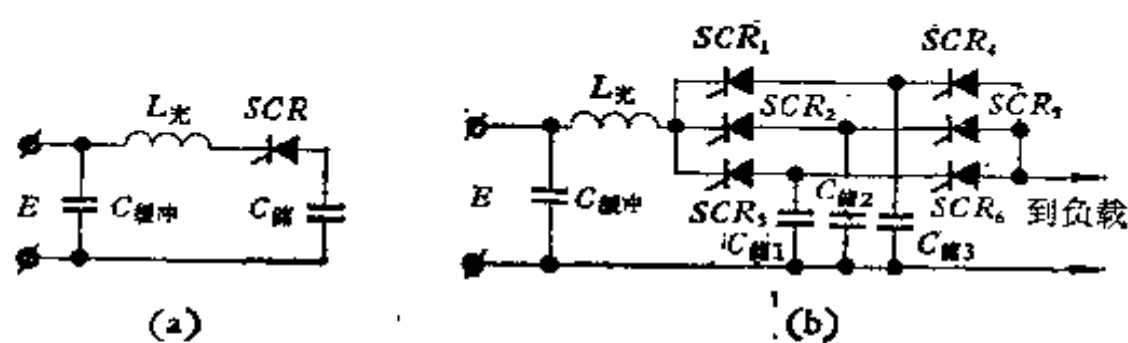


图 29 具有缓冲电容的振荡充电电路

如果采用无铁芯的电感线圈, 则充电电抗器的重量可以减轻。这时, 在整流器的输出端要接一只起缓冲作用的电容 (图 29(a) 中的 $C_{\text{缓冲}}$)。对于具有缓冲电容器的电路来说, 它的动力参数和电参数, 在很大程度上取决于缓冲电容量与储能电容量的比值。

这种充电电路的效率为

$$\eta_{\text{充}} = \frac{C_{\text{缓冲}}}{C_{\text{缓冲}} + C_{\text{储}}} \cdot \frac{1 + e^{-\pi/2Q_{\text{充}}}}{2}$$

如果缓冲电容量为储能电容量的 5—7 倍, 则效率将足够高。这种电路广泛地应用于泵浦脉冲重复频率高而泵浦能量不大的场合。由于泵浦能量不大, 因而缓冲电容器的尺寸也不会大。

如把储能器分成几组, 各组的充电不同时进行 (图 29(b)),

那么缓冲电容量将随着储能器的组数成比例地减小。

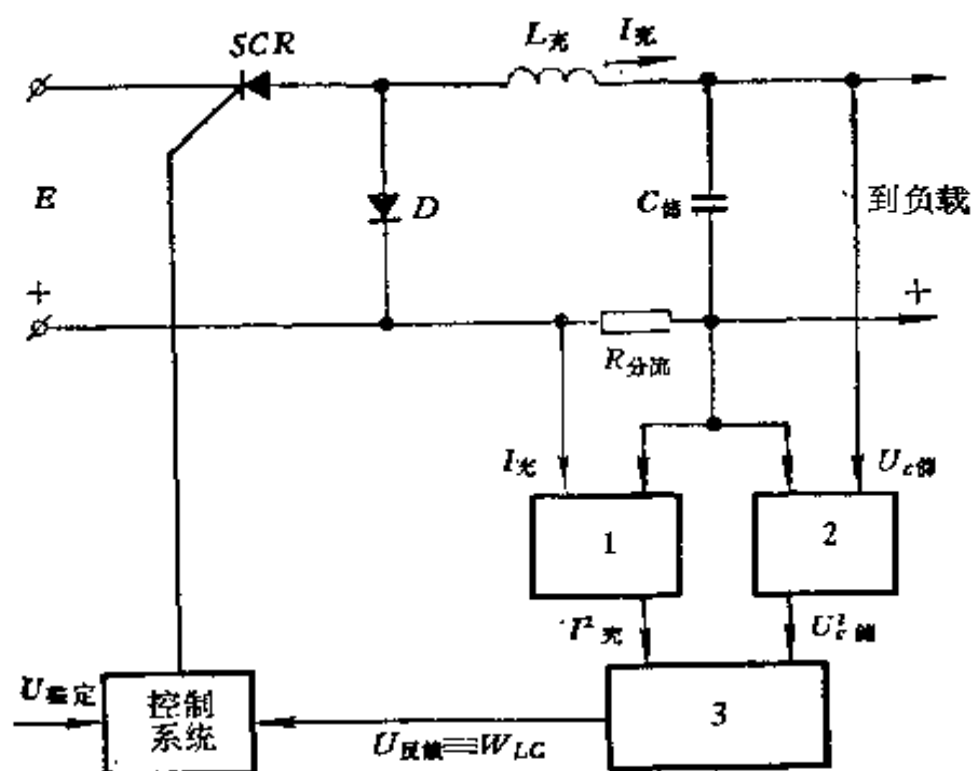


图 30 LC 充电回路的能量稳定器方框图
(图中 $U_{c\text{储}}$ 应为 $U_{c\text{充}}$; $U_{c\text{放}}$ 应为 $U_{c\text{放}}$)

不安装输入电压调节器(安装的话,充电设备的外形尺寸要增大),就不能平滑地调节和稳定电容储能器上的电压,这是用直流电压源通过电感来充电的电路的一个缺点。此外,整流电压 E 的脉动也对振荡充电电路中的过程有重要影响,如果脉动频率可以与放电脉冲重复频率相比较的话,

在图 30 中画出了能量稳定器的方框电路。在电容储能器 $C_{\text{储}}$ 振荡充电时,使用这种能量稳定器,就可以不接输入电压调节器。可控硅(全控式的或强迫关断的半控式的) SCR 是充电电路的开关元件,由控制系统来控制。在控制系统中,在整定电压 $U_{\text{整定}}$ 与反馈电压 $U_{\text{反馈}}$ (它的数值必须与储存在电感 $L_{\text{充}}$ 和电容 $C_{\text{储}}$ 中的能量成正比)相比较的时刻,便输出一个封锁可控硅 SCR 的信号,此后,储存在电感 $L_{\text{充}}$ 中的能量通

过续流二极管 D 全部送到电容器 $C_{\text{储}}$ 中去。如果不考虑电路元件的损耗, 则此时电容器 $C_{\text{储}}$ 中的能量为

$$W_{\text{储}} = W'_{L_{\text{充}}} + W'_{C_{\text{储}}}$$

式中 $W'_{L_{\text{充}}}$ 和 $W'_{C_{\text{储}}}$ 为在充电电路断开的时刻, $L_{\text{充}}$ 和 $C_{\text{储}}$ 中所储存的能量。

在每一个充电周期, 到充电电路断开的时刻为止, 充到 LC 回路中去的总能量, 如果能保持不变, 那么在有续流二极管的情况下, 当电路中的过渡过程结束时 (即 $I_{\text{充}} = 0$ 时), 电容储能器上的电压和能量, 也就能保持不变。换言之, 当 $W_{\text{储}} = \text{常数}$ 时, 便有

$$U_{C_{\text{储}}} = \sqrt{\frac{2W_{\text{储}}}{C_{\text{储}}}} = \text{常数}.$$

把正比于电压 $U_{C_{\text{储}}}$ 的信号和正比于充电电流 $I_{\text{充}}$ (流过分流器 $R_{\text{分流}}$) 的信号, 加到平方律放大器 1 和 2 的输入端, 就可以在它们的输出端产生与电感中的能量和储能电容器中的能量成正比的反馈电压, 即 $U_{\text{出1}} \equiv I_{\text{充}}^2 \equiv W_{L_{\text{充}}}$, $U_{\text{出2}} \equiv U_{C_{\text{储}}}^2 \equiv W_{C_{\text{储}}}$ 。再将这两个电压送到加法器的输入端, 在它的输出端就产生一个与 LC 回路中所储存的总能量成正比的电压; 此电压被送到控制系统。

电容储能器的振荡充电电路, 正被用于各类激光器 (固体、气体和半导体) 的泵浦调制器中。

4. 对电容储能器充电的可控整流电路

在电容储能器的充电电路中, 使用可控二极管 (即可控硅或闸流管), 为建立用电网的交流正弦电压供电的有效的充电设备, 提供了很大的可能性。

改变可控硅导通和截止的角度, 就获得所希望的输入电压波形或建立一个具有一定的充电过程调节特性的电路。

文献 [8, 43, 58, 101] 中, 对调节充电电流的电子调节器作了叙述。在这些电子调节器中, 开关元件是接在交流电压回路里的。开关元件是这样工作的: 仅仅在电源电压每一个半周期的一部分时间内, 把储能器的充电电路与电源电压接通 (图 31(a))。表征开关元件导通状态的导通角 α , 随着储

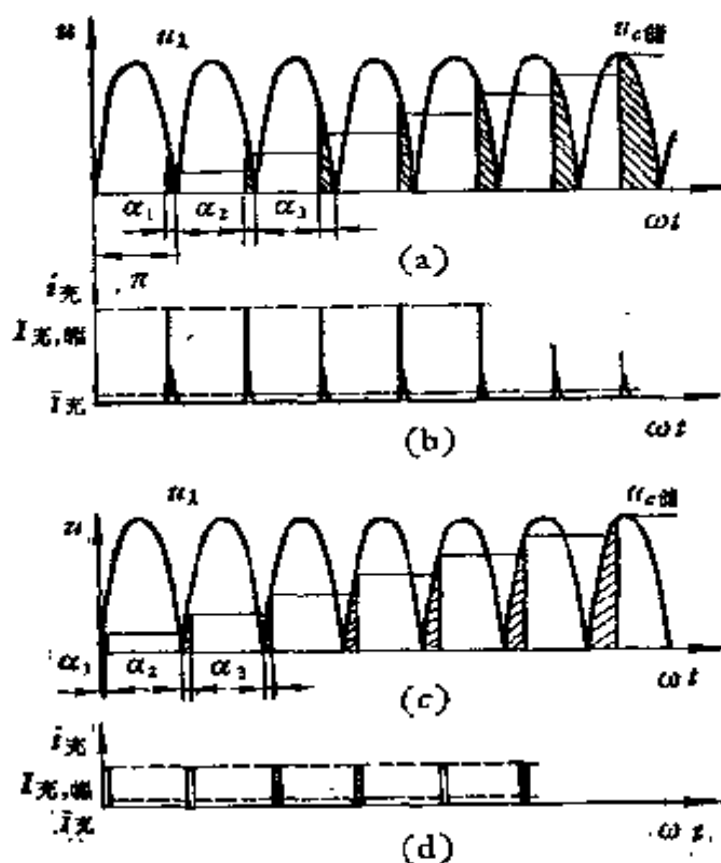


图 31 具有可控二极管的充电电路运行状态
(图中 $u_{c\text{储}}$ 应为 $u_{c\text{储}}$)

能器的充电而增大 ($\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3$), 而可控硅开关在每一个半周期内的导通时刻从右向左移动。

开关元件导通瞬间产生的充电电流脉冲 (图 31(b)), 它们的幅值 $I_{\text{充, 幅}}$, 在整个充电期间实际上是保持不变的。因此, 平均充电电流 $\bar{I}_{\text{充}}$ 也是不变的。

但是, 在保持平均充电电流不变的条件下, 也可以这样来控制充电过程: 不是在电源电压每一个半周期的结束时刻,

而是在开始时刻,使开关元件导通,并将导通角 α 从零逐步地增大到 $\pi/2$ (图 31(c),(d)).

为了估算这种可控整流器的主要参数,我们首先研究最简单的充电方式,即初相为零的交流电压通过不控二极管对储能器充电的方式(图 32)^[20].

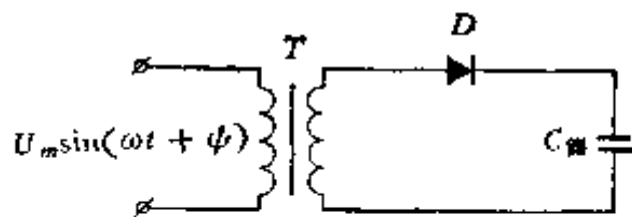


图 32 用交流电压通过不控二极管对储能器充电的电路
(图中 U_m 应为 $U_{幅}$)

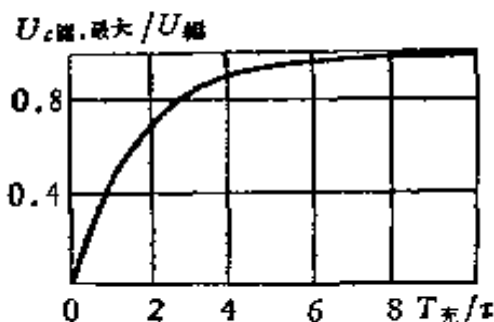


图 33 电容储能器上电压的相对变化曲线
(图中 $U_{C_储}$ 应为 $U_{C_储}$)

如果忽略变压器的漏抗,并将其绕组的有功电阻归到充电电路的总有功电阻 R 中去,就可以建立下述方程:

$$u_R + u_{C_{储}} = u_A = U_{幅} \sin(\omega t + \Psi),$$

式中 Ψ 为输入电压的初相。当 $\Psi = 0$ (这是我们所研究的电路的必要条件)时,可得

$$\frac{du_{C_{储}}}{dt} + \frac{1}{RC_{储}} u_{C_{储}} = \frac{1}{RC_{储}} U_{幅} \sin \omega t. \quad (34)$$

解(34)式,可确定充电电路中电流电压与时间的关系:

$$i_{充}(t) = \frac{U_{幅}}{1 + \tau^2 \omega^2} (\tau \omega \sin \omega t + \cos \omega t - e^{-t/\tau}), \quad (35)$$

$$u_{C_{储}}(t) = \frac{U_{幅}}{1 + \tau^2 \omega^2} (\sin \omega t - \tau \omega \cos \omega t + \tau \omega e^{-t/\tau}), \quad (36)$$

式中 ω 为交流电压的角频率; $\tau = RC_{储}$ 为充电电路的时间常数。

当 $t = T_{充}$ 时,电容储能器上的电压达到最大值。根据

在 $T_{\text{充}} \gg \tau$ (即 $U_{C_{\text{储}}} \approx U_{\text{幅}}$) 的场合, 根据方程 (35), 充电电流的平均值和有效值为

$$\bar{I}_{\text{充}} = \frac{U_{C_{\text{储}}} C_{\text{储}} \omega}{2\pi}; \quad (40)$$

$$I_{\text{充}} = \frac{U_{C_{\text{储}}} C_{\text{储}} \omega}{2\sqrt{2}}. \quad (41)$$

电容储能器中所储存的能量与电网所消耗的能量比值, 也就是充电电路的效率为

$$\begin{aligned} \eta_{\text{充}} &= \frac{W_{\text{储}}}{W_{\text{网耗}}} = \frac{W_{\text{储}}}{W_{\text{储}} + W_{\text{损耗}}} \\ &= \frac{\frac{1}{2} U_{C_{\text{储}}}^2 C_{\text{储}}}{\frac{1}{2} U_{C_{\text{储}}}^2 C_{\text{储}} + \frac{\pi U_{C_{\text{储}}}^2 C_{\text{储}}^2 \omega R}{4}} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{\tau \pi \omega}{2}} = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{\tau}{T_{\text{充}}}}, \end{aligned}$$

式中 $W_{\text{损耗}} = \frac{2\pi}{\omega} I_{\text{充}}^2 R$ 为充电电路中的有功电阻上的能量损耗。

根据比值 $T_{\text{充}}/\tau$, 在图34中作出了效率的变化曲线 (曲线1)。图中曲线2是最佳充电条件下的恒流充电效率变化曲线。这两条曲线之间的差别并不大。因此, 类似于图32所示的那些电路, 在 $\psi = 0$ 和 $T_{\text{充}} \gg \tau$ 的条件下, 可以成功地运用在实践当中。

这类电路还具有下述一个

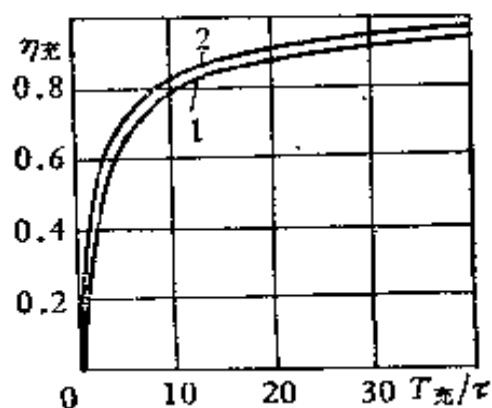


图34 充电电路效率变化曲线

特点：那就是当电源电压的半周期大于脉冲灯消游离的时间时，在充电电路中可以不接开关元件，这时仍然可以保证运行在重复频率状态下的脉冲灯能恢复其控制特性（即恢复耐电强度——译注）。在这种情况下，脉冲灯的触发要与电网频率同步。

其次，应当指出，通过二极管对储能器充电的缺点，以便确定其应用范围和寻求克服这些缺点的方法。对于图(32)中的电路，应该想到变压器的利用率是不高的，因此，其外形尺寸和重量都很大：

$$k_t = \frac{P_{\text{负载}}}{P_{\text{计算}}}$$

式中 $P_{\text{负载}}$ 为供给负载的功率； $P_{\text{计算}} = \frac{1}{2}(P_1 + P_2)$ 为变压器的计算功率； $P_1 = U_1 I_1$ ， $P_2 = U_2 I_2$ 为变压器原边和副边的计算功率，若取 $P_1 = P_2 = P_{\text{计算}}$ ，则有

$$k_T = \frac{\frac{1}{2} C_{\text{储}} U_{\text{储}}^2 \frac{\omega}{2\pi}}{\frac{U_{\text{储}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{\text{储}} C_{\text{储}} \omega}{2\sqrt{2}}} = \frac{1}{\pi} \approx 0.32.$$

在脉冲灯调制器中，使用由两个储能电容器串联起来的一级倍压电路（图 35(a)），就可以不必再接升压变压器。储能电容器 $C_{\text{储}1}$ 和 $C_{\text{储}2}$ ，在相应的半周期内，通过可控硅 SCR_1 和 SCR_2 充电，这两个可控硅都在输入电压的零相位开始导通（图 35(b)）。每当储能器上的电压达到最大值之后，经过一段时间 $t_{\text{关断}}$ ，可控硅便自然关断。此后，储能电容器才可以向负载放电。在这种电路中，放电脉冲的最大重复频率为 50 赫。

为了使放电频率增加一倍，储能电容器必须在每一个半周期以内充电完毕。因此，在充电电路的输出端采用桥式整

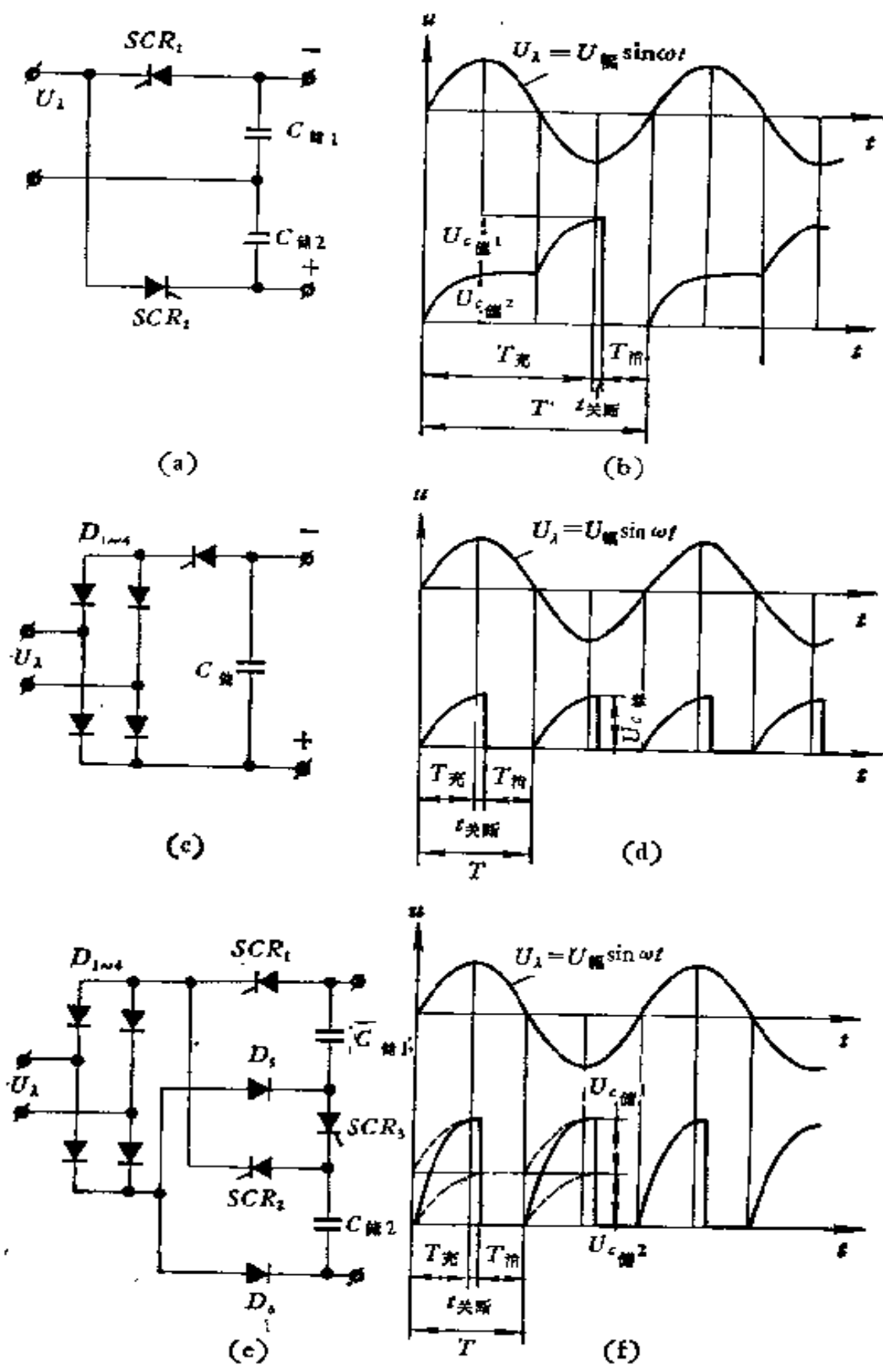


图 35 对电容储能器充电的可控整流器的几种连接方案及它们运行时的波形图

流(图 35(c),(d)). 为了获得最大的放电频率(100 赫),充电电流的平均值和有效值必须为

$$\bar{I}_{充} = U_{C_{储}} C_{储} \omega / \pi; \quad I_{充} = U_{C_{储}} C_{储} \omega / 2.$$

在储能电容器上的电压必须超过电网相电压或线电压幅值的情况下,充电电路的输入端就应该接入变压器. 当 $U_{C_{储}} = U_{幅}$ 时,变压器的利用率为

$$k_T = \frac{U_{C_{储}} \bar{I}_{充} / 2}{U_{幅} I_{充} / \sqrt{2}} = 0.45.$$

为了消除变压器的辅助磁化,放电脉冲的重复频率应等于

$$F = \frac{\omega}{2\pi(0.5 + n)},$$

式中 n 为任意整数. 当供电电网的频率为 50 赫时,可以得到下列的一些重复频率: 100, 33.3, 20, 14.29, 11.11, 9.8 赫.

对于 100 赫的频率,建议采用二倍压电路(图 35(e)). 这样,在大多数场合下,可以不接升压变压器. 电路的工作原理是,两只相同的电容器 $C_{储1}$ 和 $C_{储2}$ 同时充电;放电时,借助于可控硅 SCR,把它们串联起来. 在电路运行的波形图(图 35(f)中,实线表示两个储能电容器上的电压之和,虚线表示每一只电容器上的电压. 由于充电过程的起始时刻,必须与交流电压的零相位同步,因而储能器的最大放电频率也就自然地受到限制. 这是所有这一类充电电路的共同特点.

图 35 所示的那些电路,对于最佳重复频率处于 50 到 100 赫范围内的钇铝石榴石激光器来说,是很合适的. 此外,在充电电路中接入全控式或半控式可控硅开关以后,就可以平滑地调节和稳定电容储能器上的电压. 这样,可以建成比功率高而又经济合理的充电设备.

对于频率较低的红宝石和钕玻璃激光器来说, 它们的储能器较大, 要在交流电压的 $1/4$ 周期内完全充好电是不允许的。因为对供电电网来说, 这是属于充电电流幅值急剧增加的脉冲负载。假使采用电磁调频器或可控硅调频率的话, 又将使充电设备的电路显著复杂化并使外形尺寸增加。因此, 对这一类激光器, 可控二极管的导通角从零开始到 $\pi/2$, 必须能自动调节。在这种情况下, 可以使用强迫关断的半控式可控硅, 也可以使用全控式可控硅。

如果按照图 31(c) 那样, 把控制脉冲加到强迫关断电路, 则充电过程能在几个半周期内实现。这时, 在充电的半周期数及其他条件都相同的情况下, 充电电流的幅值和充电时间都将减小而效率提高。至于强迫关断电路, 由于它们广泛地运用于可控硅逆变器和可控硅脉冲稳定器中, 因此它们的特点很不相同, 研制时要非常仔细。利用全控式可控硅, 可以使这些电路大大简化。

还应该指出, 用交流电网对储能器进行谐振充电的电路, 可以使储能器上的电压几乎达到外加电压幅值的两倍^[79], 但此时, 负载上要出现交变的放电电流脉冲。这对于目前用来泵浦激光器的大多数气体放电器件来说, 将使它们的寿命急剧降低。

前面所研究的对电容储能器充电的可控整流电路, 能够实现各种不同的(由具体要求决定)、动力指标高的充电状态, 在许多情况下, 充电设备可获得最小的重量和外形尺寸。

5. 脉 冲 充 电

在具备直流电压源的条件下, 利用工作于脉冲状态的半导体器件(晶体三极管, 可控硅), 来获得最佳充电过程, 往往既方便又经济。这些器件可以改变供给充电电路的调制电压

的平均值, 供电电压的调制方式有脉冲幅值调制、脉冲宽度调制和脉冲频率调制三种。现在研究这些调制方式的可能性。

脉冲幅值调制。把借助于开关元件形成的阶梯形电压 $u(t)$ (图 36(a)) 加到 RC 电路的输入端, 每一个阶梯的宽度都等于 $\tau_{\text{阶宽}}$, 而幅值为 $\alpha_1 E, \alpha_2 E, \dots$; α_i 为待定系数 ($0 < \alpha_i < 1$)。

假设阶梯宽度远远大于电路的时间常数, 即 $\tau_{\text{阶宽}} \gg \tau = RC = 1/\delta$ 。在这种情况下, 如果每个阶梯的充电都重新记时的话, 则各个阶梯的充电过程可以看作是单独进行的。

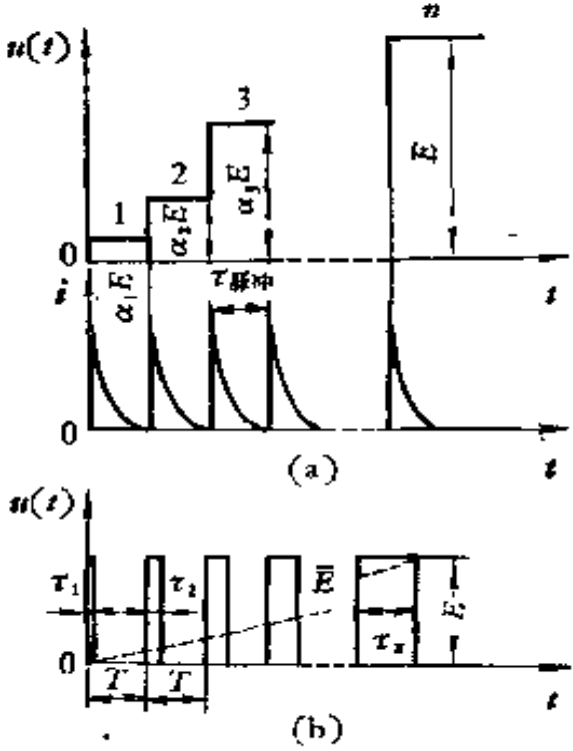


图36 电容器充电电压的脉冲调制
(a) 幅值调制; (b) 脉宽调制
(图中 $\tau_{\text{脉冲}}$ 应为 $\tau_{\text{阶宽}}$)

大家已经知道, 把具有初始电压 U_{c_0} 的电容器与电压 U 接通时, 电路中的电流和电容器上的电压分别为

$$i = \frac{1}{R} (U - U_{c_0}) e^{-\delta t}; \quad (42)$$

$$u_C = U(1 - e^{-\delta t}) + U_{C_0}e^{-\delta t}.$$

同时, 方程(42)对任何一个阶梯都是适用的. 例如对 $U = \alpha_k E$ 的第 k 个阶梯, 可以认为 $U_{C_0} = \alpha_{k-1} E$, 此时

$$i_k = \frac{E}{R} (\alpha_k - \alpha_{k-1}) e^{-\delta t}.$$

假设 $\tau_{\text{阶段}} \gg \tau$, 那么在第 k 个阶梯消耗于电阻 R 上的能量为

$$W_{\text{损耗}k} = R \int_0^{\tau_{\text{阶段}}} i_k^2 dt = \frac{CE^2}{2} (\alpha_k - \alpha_{k-1})^2.$$

在全部的 n 个阶梯中, 充电时所损耗的总能量 (取 $\alpha_n = 1$) 为

$$\begin{aligned} W_{\text{总损}} &= \sum_{k=1}^n W_{\text{损耗}k} \\ &= \frac{CE^2}{2} \left[\sum_{k=1}^{n-1} (\alpha_k - \alpha_{k-1})^2 + (1 - \alpha_{n-1})^2 \right]. \end{aligned} \quad (43)$$

现在, 我们利用欧拉差分法, 来求能量最小时的阶梯电压的形成规律. 由于 $W_{\text{总损}}$ 是 $(n-1)$ 个变量的函数, 为了求出系数 α_i , 就必须列出并求解 $(n-1)$ 个方程 $\frac{\partial W_{\text{总损}}}{\partial \alpha_i} = 0$, 其中 $i = 1, \dots, n-1$;

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial W_{\text{总损}}}{\partial \alpha_1} &= \frac{CE^2}{2} [2(\alpha_1 - \alpha_0) - 2(\alpha_2 - \alpha_1)] = 0, \\ \frac{\partial W_{\text{总损}}}{\partial \alpha_2} &= \frac{CE^2}{2} [2(\alpha_2 - \alpha_1) - 2(\alpha_3 - \alpha_2)] = 0, \\ &\dots\dots\dots \\ \frac{\partial W_{\text{总损}}}{\partial \alpha_{n-1}} &= \frac{CE^2}{2} [2(\alpha_{n-1} - \alpha_{n-2}) - 2(1 - \alpha_{n-1})] \\ &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (44)$$

解方程组 (44), 并考虑到 $\alpha_0 = 0$, 则系数 α 的值为

$$\alpha_1 = \frac{1}{n}; \alpha_2 = 2\alpha_1; \cdots; \alpha_k = k\alpha_1; \cdots \alpha_n = n\alpha_1 = 1. \quad (45)$$

因此, 如果阶梯的幅值选为 $\frac{E}{n}k$, 亦即每一个阶梯都必须比前一个阶梯大相同的数值 E/n , 则损耗将最小. 将 (45) 式中的 α 值代入方程 (43), 并确定电容器中储能的大小以后, 就可以求出脉冲幅值调制情况下的最佳充电过程的效率:

$$\eta = \frac{W_{\text{储}}}{W_{\text{储}} + W_{\text{总损}}} = \frac{n}{1+n}.$$

阶梯数愈大, 效率愈接近于 1. 在四阶梯充电的情况下, 效率就已经达到 $\eta = 0.8$. 显然, 每一个阶梯的脉冲电流的波形和大小都是重复的, 也就是说, 它们跟电容负载上的电压毫无关系, 具有独特的稳定性.

可以证明, 电容器有漏泄时, 阶梯的规律跟方程 (45) 是不同的: 阶梯的大小增长得更快.

脉冲宽度调制. 借助于开关元件, 对直流电压 E 进行如图 36(b) 所示的脉冲宽度调制, 比幅值调制简单得多. 在規定脉冲重复周期 T 的条件下, 进行脉冲宽度调制时, 脉冲宽度 τ_i 应该逐级增加, 以便使得供电电压平均值 $E \frac{\tau_i}{T}$ 随着电容器的充电而增加. 显然, 只有当每一个脉冲的宽度远小于电路的时间常数时 ($\tau_i < \tau$), 脉冲宽度调制才是可能的.

考虑到这一条件, 在第 k 个脉冲期间内的电流为

$$i_k = \frac{E}{R} \exp \left[-\delta \left(\sum_{i=1}^{k-1} \tau_i + t \right) \right].$$

在所有的 n 个充电脉冲时间内, 能量损耗为

$$\begin{aligned}
 W_{\text{总损}} &= \sum_{k=1}^n R \int_0^{\tau_k} i_k^2 dt = \sum_{k=1}^n \frac{CE^2}{2} \left[\exp\left(-2\delta \sum_{i=1}^{k-1} \tau_i\right) \right. \\
 &\quad \left. - \exp\left(-2\delta \sum_{i=1}^k \tau_i\right) \right] \\
 &= \frac{CE^2}{2} \left[1 - \exp\left(-2\delta \sum_{i=1}^n \tau_i\right) \right].
 \end{aligned}$$

到第 n 个脉冲结束时为止, 电容器中储存的能量为

$$W_{\text{储}} = \frac{CE^2}{2} \left[1 - \exp\left(-\delta \sum_{i=1}^n \tau_i\right) \right]$$

损耗能量跟储存能量的比值为

$$\lambda = \frac{W_{\text{总损}}}{W_{\text{储}}} = \frac{1 + \exp\left(-\delta \sum_{i=1}^n \tau_i\right)}{1 - \exp\left(-\delta \sum_{i=1}^n \tau_i\right)}$$

这一比值跟充电期间脉冲宽度的变化规律无关, 而只跟全部脉冲的总宽度有关. 在不完全充电 (即 $U_c < E$ ——译注) 的情况下, λ 总是大于 1 的; 只有在 $\sum_{i=1}^n \tau_i \rightarrow \infty$ 时的完全充电 (使 $U_c = E$) 的情况下, 才有 $\lambda \rightarrow 1$. 也就是说, 在最好的情况下, 充电效率为 50%. 因此, 脉冲宽度调制充电方式与恒定电压连续充电方式相比, 在效率方面并没有什么优越性. 对于频率调制充电方式 (脉冲频率随着充电增加, 而宽度和幅值不变), 这一结论也是正确的.

改变电路的结构. 要在充电效率方面, 得到好处, 只有使用这样的一种充电方式: 即在开始充电时, 不把全部电压加到电容器组上, “串联-并联” 充电是实现这种充电的方法之一. 所谓“串联-并联” 充电, 就是把电容器组分成几部分, 在

充电过程中,首先把各部分串联起来充电,然后是串联和并联充电(这样的阶段可以有几个),最后是并联充电。这种充电方式分三个阶段进行时,效率就已能达到73%。

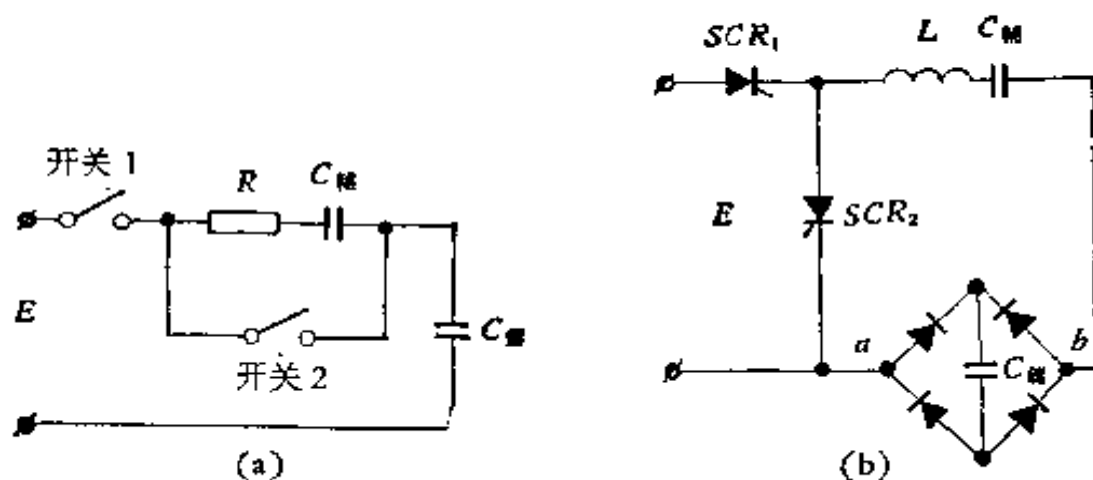


图 37 利用辅助储能器对电容器充电的电路

利用辅助储能器。利用辅助储能器(电感和电容),可以逐步提高输入电容器的电压。具有辅助电容器 $C_{\text{储}}$ (与储能电容器 $C_{\text{主}}$ 串联)的一种原理电路,如图 37(a)所示。开关 1 和开关 2 轮流地接通和关断。如果储能电容器的电容是辅助电容器的 N 倍 ($N \gg 1$),那么在第 k 个充电脉冲的期间(开关 1 接通,开关 2 关断)电路中的电流和这一充电脉冲结束时储能电容器上的电压分别为

$$i_k = \frac{E}{R} \left(\frac{N}{N+1} \right)^{k+1} e^{-t/\tau};$$

$$U_{C_{\text{储}}}^k = \sum_{j=1}^k \frac{N^{j-1}}{(N+j)^j}$$

式中

$$\tau = R \frac{C_{\text{主}} C_{\text{储}}}{C_{\text{主}} + C_{\text{储}}} \approx R C_{\text{主}}.$$

在所有的 n 个充电脉冲期间,电阻 R 上的能量损耗为

$$\begin{aligned}
 W_{\text{损耗,充}} &= \sum_{k=1}^n \int_0^{\infty} i_k^2 R dt \\
 &= \frac{C_{\text{辅}} E^2}{2N} \sum_{k=1}^n \left(\frac{N}{N+1} \right)^{2(k-1)} \\
 &= \frac{C_{\text{辅}} E^2}{2N} \cdot \frac{1 - \left(\frac{N}{N+1} \right)^{2n}}{1 - \left(\frac{N}{N+1} \right)^2}
 \end{aligned}$$

这些损耗要加上在 n 个辅助放电脉冲期间(开关 1 关断, 开关 2 接通)电阻 R 上的损耗:

$$W_{\text{损耗,放}} = W_{\text{损耗,充}} - \frac{C_{\text{辅}} E^2}{2N}.$$

在同一时间内,最后一个即第 n 个充电脉冲结束时,电容器 $C_{\text{主}}$ 中所储存的能量为

$$W_{\text{主}} = \frac{C_{\text{主}} E^2}{2} \left[1 - \left(\frac{N}{N+1} \right)^n \right]^2.$$

当 n 和 N 足够大时,充电设备的效率超过 50%; 当 $N \rightarrow \infty$ 和 $n \rightarrow \infty$ 时,效率 $\eta = 66.6\%$.

具有辅助储能器的电路,充电时,一般地可以不用镇定电阻,而用品质因数高的电感限流元件(电抗器),这使充电效率大大提高. 用恒定电压源充电时,当然可以把电抗器与电容器直接串联起来. 可是,为了保证电容器缓慢充电(这是用小功率电源充电时的必要条件),电抗器的电感量必须很大. 利用辅助储能器就能克服这一缺点. 辅助储能器的电容量比主储能器小许多倍,因此,充电电抗器的电感量不大. 辅助储能器的大量的充电-放电(充好电后,接着就向主储能器放电)周期,能保证充电过程有必要的持续时间. 同时,充电效率也是足够高的,它仅仅受电抗器品质因数的限制.

利用辅助储能器 $C_{\text{辅}}$ 、充放电电抗器 L 和可控硅开关 SCR_1 和 SCR_2 对电容器 $C_{\text{储}}$ 充电的一种原理电路,如图 37(b)所示。控制脉冲加到可控硅 SCR_1 上时,两个电容器就通过电抗器 L 充电。由于 $C_{\text{辅}} \gg C_{\text{储}}$,在第一个充电脉冲结束时,电容器 $C_{\text{储}}$ 上的电压远远小于电源电压 E ,而电容器 $C_{\text{辅}}$ 上的电压几乎等于 E 。第二个控制脉冲加到可控硅 SCR_2 上时,辅助电容器 $C_{\text{辅}}$ 通过同一只电抗器 L 向储能器 $C_{\text{储}}$ 放电。这样的充放电循环一直重复到电容器 $C_{\text{储}}$ 完全充好电。在这里控制可控硅的电路是很简单的:只需要形成使可控硅导通的脉冲,而闭锁是在充电和放电电流过零时自行实现的。从本质上说,图 37(b)中的电路,是一个以电容为负载的串联逆变器。

除了经济性以外,具有辅助储能器的电路还能使储能电容器上的电压高于电源电压。例如,在图 37(b)的电路中,将升压变压器的付边绕组接在 a, b 两点之间,就可以达到这个目的。

第三章 电感-电容变换器

1. 工作原理和基本特性

近几年来,在激光技术领域,其中特别是在电容储能器的充电系统、连续激光器和气体激光器的泵浦电源方面,能把电压源变为电流源的电感-电容变换器获得了广泛的应用^[25,29,72,73]。

电感-电容变换器,是专供在正弦电流下工作的一种特殊设备。其工作原理是以含有电感、电容的电路中的谐振现象为基础的。变换电磁能的方式是:在它的输出端能获得与输入端电压成正比的、与负载阻抗的变化无关的正弦电流。这种变换器的外部伏-安特性如图 38 所示。

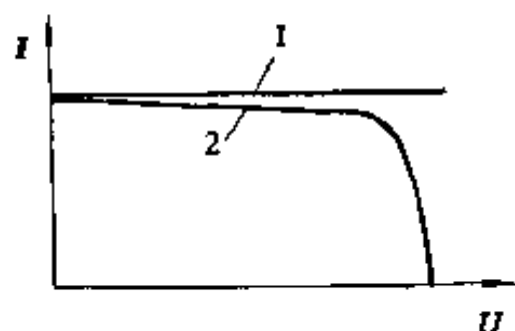


图 38 电感-电容变换器的外部伏-安特性
1——理想的; 2——实际的

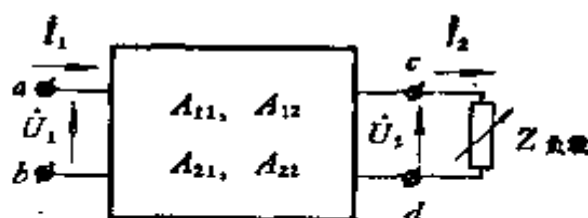


图 39 以通常的四端网络形式表示的单相变换器的等效电路

变换器使负载电流与其阻抗大小无关的这一特性,应用于电工技术——电热学、电工工艺学、电力拖动、激光器的电源系统等等许多方面。

由于电感-电容变换器是接在电源和负载之间的,因此可以用通常的具有两个输入端(a, b)和两个输出端(c, d)的

四端网络来表示(图 39)。输入端和输出端的电压、电流之间的关系,可用下面的方程来描述:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= A_{11}\dot{U}_2 + A_{12}\dot{I}_2, \\ \dot{I}_1 &= A_{21}\dot{U}_2 + A_{22}\dot{I}_2,\end{aligned}\quad (46)$$

式中的 A_{11} , A_{12} , A_{21} , A_{22} 为复数系数,跟电源频率、四端网络的元件参数及其连接方式有关。

考虑到负载上的电压电流可用等式 $\dot{I}_2 Z_{\text{负载}} = \dot{U}_2$ 联系起来 (Z_{H} 为负载阻抗), 根据方程 (46) 可得:

$$\dot{I}_2 = \dot{U}_1 / A_{12} + A_{11} Z_{\text{负载}}.$$

如果选择四端网络的结构和参数,使得 $A_{11} = 0$, 则负载电流便与其阻抗完全无关,而仅仅决定于电源电压和系数 A_{12} 。这是设计任何这类变换器的一个基本原则。

对称四端网络 (单相电感-电容变换器正是属于这种形式) 的系数,具有如下的线性关系:

$$\begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix} = A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21} = 1.$$

也就是说四个参数中只有三个是独立的。因此,可用三元件的电路,例如 T 形电路(图 40(a)) 或 π 形电路(图 40(b)) 来构成四端网络。

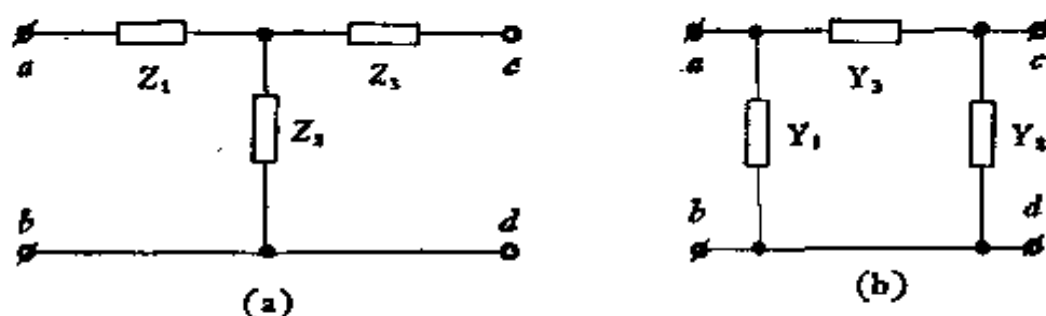


图 40 四端网络电路

对于 T 形电路, 元件参数和网络系数之间的关系是

$$A_{11} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}, \quad A_{12} = Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2},$$

$$A_{11} = \frac{1}{Z_2}, \quad A_{22} = 1 + \frac{Z_3}{Z_2}.$$

由这些表达式可见,当 $Z_1 = -Z_2$ 时,我们所需要的等式 $A_{11} = 0$ 就能成立. 对于 π 形电路,当 $y_2 = -y_3$ 时,便有 $A_{11} = 0$. 显然,如果电路中的阻抗(导纳)是纯电抗-感抗和容抗时,这两个条件均可满足.

法国学者 Поль Бушери^[73]首先注意到了只含有电抗元件的一些电路的有趣特性,即在负载阻抗变化时,负载电流保持不变. 图 41 是三个最简单的变换器电路——称为“Бушери电路”.

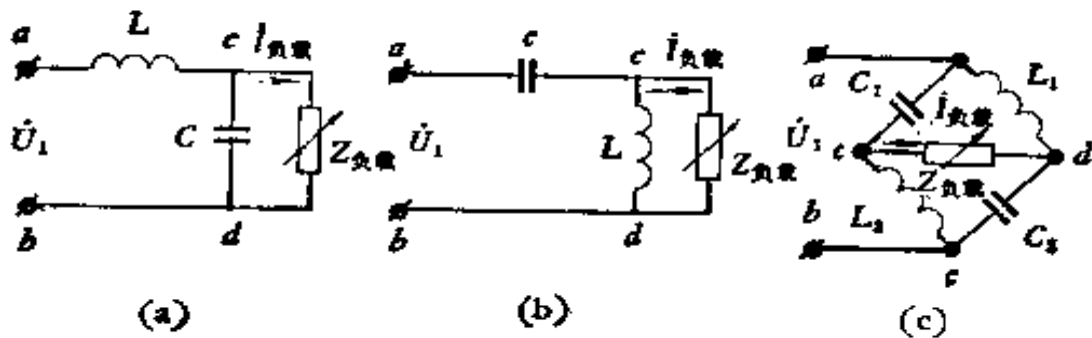


图 41 最简单的电感-电容变换器电路 (“Бушери 电路”)

(a) 具有前置电感的 Γ 形电路; (b) 具有前置电容的 Γ 形电路; (c) 桥形电路

在含有电抗 $Z_1 = j\omega L$ 和 $Z_2 = -j\frac{1}{\omega C}$ 的电路中 (图 41(a)), 当供电电压为 $u_1 = U_m \sin \omega t$ 时, 负载电流的复数有效值为

$$I_{\text{负载}} = \frac{-j\dot{U}_1}{\omega L + Z_{\text{负载}}(\omega^2 LC - 1)}.$$

如果根据对电源频率共振的条件 $\omega^2 LC = 1$ 来选择 L 和 C , 也就是使 L 和 C 满足电抗相等的条件 ($\omega L = 1/\omega C$), 那么, 所导出的方程的分母第二项将变为 0, 于是负载电流与 $Z_{\text{负载}}$ 的大小无关, 对图 41 中 (b), (c) 电路的要求是类似的.

“Бушери 电路”能在变化的负载中保持电流恒定的, 这一

初看起来似乎是奇怪的特性,可以以图 41(a)的电路为例,从物理上加以解释。在短路 ($Z_{\text{负载}} = 0$) 时,短路支路 cd 中的电流取决于外加电压和电感 L 的阻抗,随着阻抗 $Z_{\text{负载}}$ 的增加, cd 支路对电容 C 的分流作用就愈小,当 $Z_{\text{负载}} \rightarrow \infty$ 时,电路的工作状态接近于谐振,因此电容和负载上的电压就增加。负载上电压的增加,恰巧补偿了其阻抗的增加,于是负载电流不变。负载开路,将导致电网电流急剧增加(由于形成了完全谐振的回路);而负载短路,却不危险,因为电流不能超过额定值。具有前置电感的 Γ 形变换器电路在三种任意数值的有功负载下的电压电流向量图,如图 42 所示。

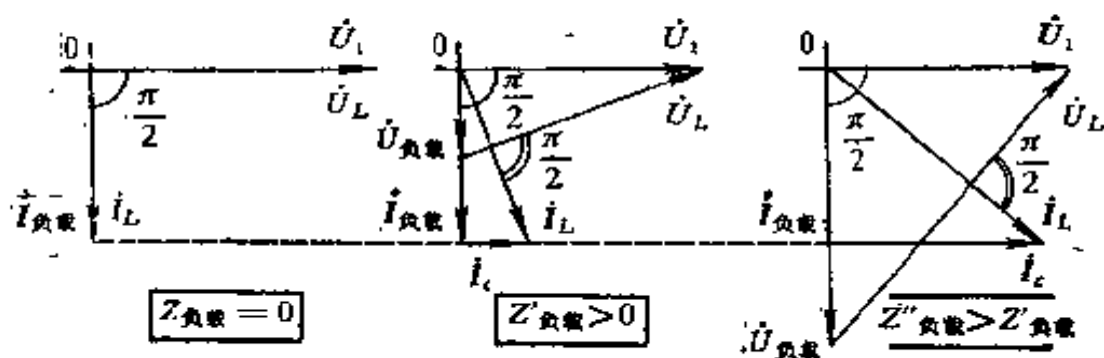


图 42 具有前置电感的 Γ 形变换器电路的电压电流向量图

实际的电路元件——电抗器和电容器——除了电抗分量 $j\omega L$ 和 $1/j\omega c$ 以外,不可避免地还有有功分量 R (对电抗器来说,是绕组的欧姆电阻和磁路损耗引起的电阻;对电容器来说,是介质损耗引起的电导)。因此,要绝对精确地满足 $A_{11} = 0$ 的条件,原则上是不可能的。例如,对于图 41(a)的电路来说,元件的实际阻抗是 $Z_1 = R_1 + j\omega L$ 和 $Z_2 = R_2 - j\frac{1}{\omega c}$,与 $A_{11} = 0$ 这一条件相应的一个要求 $\left(j\omega L - j\frac{1}{\omega c}\right)$ 是可以满足的,而另一个要求 ($R_1 + R_2 = 0$) 是不可能的。

因此,所有的电感-电容变换器,只能以一定的近似程度

满足电压源变为电流源的变换函数，而变化的负载中的电流也是近似地恒定不变。在工频下，使负载电流恒定度和电路效率变坏的主要因素是电抗器绕组的欧姆电阻。

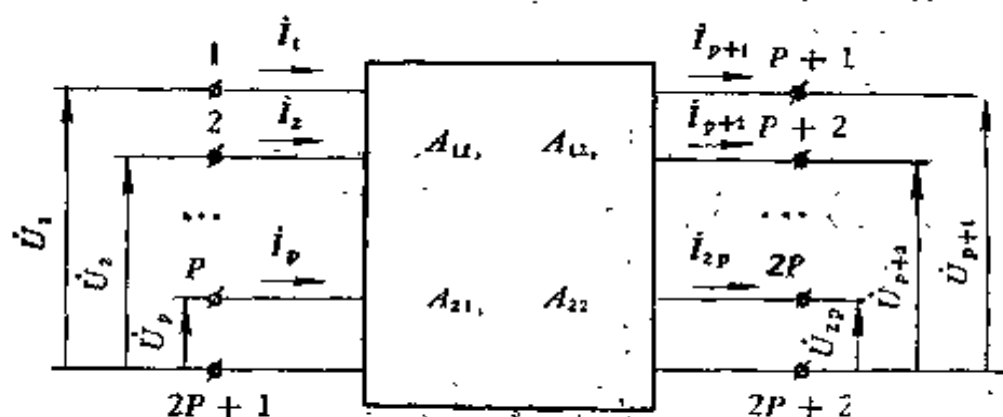


图 43 以 $2(P+1)$ 端网络形式表示的多相电感-电容变换器的等效电路

对于多相电感-电容变换器，可借助于 $2(P+1)$ 端即多端网络的理论来分析。也就是把这种多端网络的所有端子分成两组（输入的 and 输出的），每组有 $(P+1)$ 个端子（图 43）。这种多端网络的方程结构与四端网络的相同 [见公式 (46)]，但前者的电压电流要用直列矩阵

$$\dot{U}_1 = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \vdots \\ \dot{U}_p \end{bmatrix}, \quad \dot{U}_2 = \begin{bmatrix} \dot{U}_{p+1} \\ \vdots \\ \dot{U}_{2p} \end{bmatrix},$$

$$\dot{I}_1 = \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \vdots \\ \dot{I}_p \end{bmatrix}, \quad \dot{I}_2 = \begin{bmatrix} \dot{I}_{p+1} \\ \vdots \\ \dot{I}_{2p} \end{bmatrix}$$

来描述，而网络参数的矩阵元要用方矩阵来描述。例如：

$$A_{11} = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1p} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{p1} & \cdots & a_{pp} \end{bmatrix}.$$

仔细研究矩阵方程 $\dot{U}_1 = A_{11}\dot{U}_2 + A_{12}\dot{I}_2$ 就可以看出，如果选择多端网络的参数，保证 $A_{11} = 0$ （为此，必须使 A_{11} 的所有矩阵元都等于 0），则网络处于把电压源变成电流源的工作

状态。有趣的是,多相变换器在任何不对称的电源电压下工作时,也能使每一相负载电流保持恒定。

文献[72]指出,在 $2(P+1)$ 端网络中,每一个端子的空载输入阻抗等于 0,是负载电流恒定的必要而充分的条件。这一性质的实际价值在于,根据它就可以用分析方法(当被研究的电路的参数和结构已知时)或实验结果(当只有电路的外部端子已知时)作出结论:网络能否作为电压源变为电流源的变换器。需要着重指出的是,只有当变换器是纯电抗性、而且必须含有两种类型电抗元件(L 和 C)的多端(四端)网络,才能满足负载电流恒定的条件。换言之,无电抗器或无电容器的变换器是不可能存在的。

为了使负载的参数与电源相匹配,在变换器的输入端(图 44(a))或输出端(图 44(b)),通常必须接入变压器。否则,变

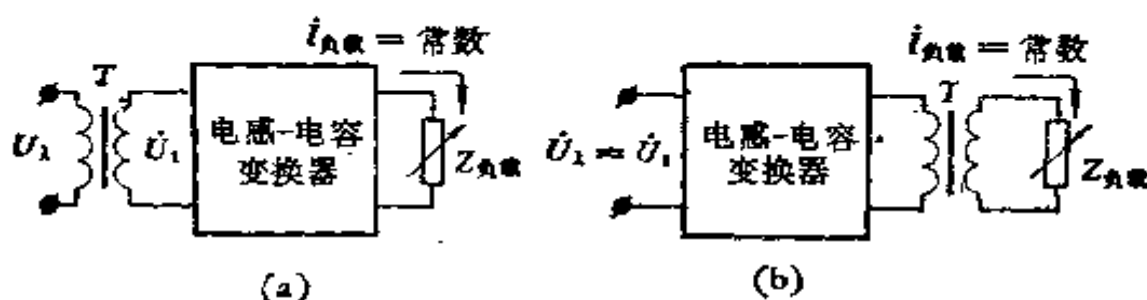


图 44 接入匹配变压器的电路
(图中 U_2 应为 $\dot{U}_2$)

换器必须选择很大的电容(当负载阻抗小时)或很大的电感(当负载阻抗大时)。匹配变压器接入位置的选择与许多因素有关。在激光技术设备中,匹配变压器通常象图 44(b)那样,接在变换器与负载之间。

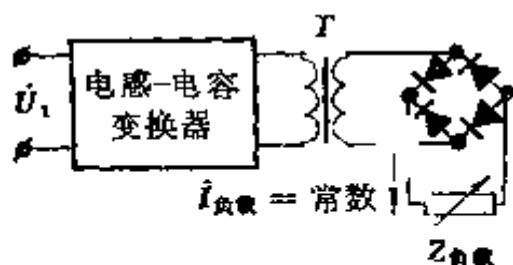


图 45 负载通过整流器接入变换器的电路

如果负载通过整流器(例如单相整流器,见图 45)接到变

换器的后面,负载变化时,变换器也能使负载电流保持恒定。正是这样的负载连接方式,在激光器电源中获得了应用。

2. 单相变换器

能够满足 $A_{11} = 0$, 从而使负载电流恒定的电抗性四端网络,有许多不同类型的电路方案,其中T形和桥形变换器具有最好的特性。前者如图46(a)所示,由两个相同的电抗器 L_1 和 L_2 ($L_1 = L_2 = L$, 其互感为 M) 和一个电容器 C 组成。电抗器的磁路中具有非磁性间隙,以保证工作在线性状态。绕组的有功电阻大致相同:

$$R_1 = R_2 = R.$$

T形变换器等效电路如图46(b)所示。 $Z_{\text{负载}}$ 为折合到输出变压器原边的负载阻抗。变换器的参数根据谐振条件

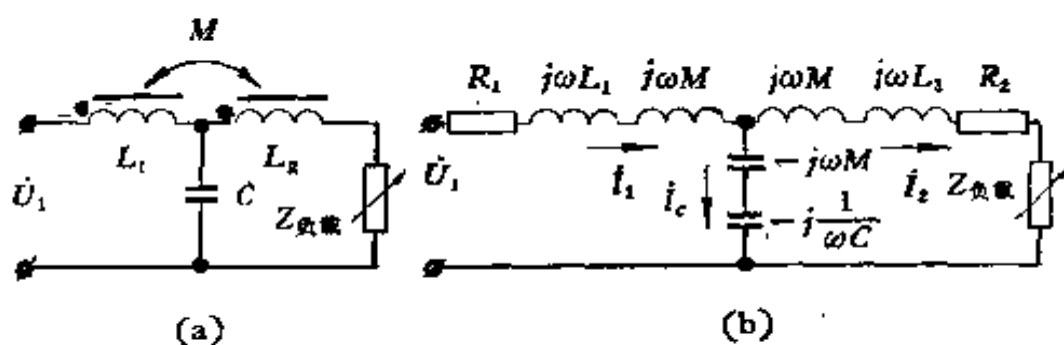


图46 T形变换器电路

($\omega^2 LC = 1$) 来选择。如果用电抗器绕组间的耦合系数来表示互感 M 的大小,也就是

$$M = k_c \sqrt{L_1 L_2} = k_c L,$$

那么,图46(b)所示的四端网络的系数可以表示为:

$$A_{11} = A_{22} = j \frac{1}{Q(k_c + 1)};$$

$$A_{12} = jR \frac{1 + Q^2(k_c + 1)^2}{Q(k_c + 1)};$$

$$A_{21} = j \frac{1}{RQ(k_c + 1)},$$

式中 $Q = \frac{\omega L}{R}$ 为电抗器的品质因数。

变换器输出端、输入端及其元件中的电流为

$$\begin{aligned} i_2 = i_{L_2} &= \dot{U}_1 \frac{1}{A_{11}Z_{\text{负载}} + A_{12}} \approx -j\dot{U}_1 \frac{Q(k_c + 1)}{Z_{\text{负载}} + RQ^2(k_c + 1)^2}; \\ i_1 = i_{L_1} &= i_2(A_{21}Z_{\text{负载}} + A_{22}) \\ &\approx \frac{\dot{U}_1}{R} \cdot \frac{Z_{\text{负载}} + R}{Z_{\text{负载}} + RQ^2(k_c + 1)^2}; \\ i_c = i_1 - i_2 &\approx \frac{\dot{U}_1}{R} \cdot \frac{Z_{\text{负载}} + R[1 + jQ(k_c + 1)]}{Z_{\text{负载}} + RQ^2(k_c + 1)^2}, \end{aligned} \quad (47)$$

式中 i_{L_2} , i_{L_1} , i_c 分别为流过绕组 L_2 , L_1 和电容 C 的电流。

从等式 (47) 中可见, 当电抗器的品质因数足够高时 [$RQ^2(k_c + 1)^2 \gg Z_{\text{负载}}$], 变换器输出端的电流几乎与负载阻抗无关, 而与电源电压成正比。在极限情况下, 也就是当绕组的电阻可以忽略不计 ($Q \rightarrow \infty$, $R \rightarrow 0$), 并且认为耦合系数 k_c 等于 1 的时候, 电流的表达式具有如下的形式:

$$\begin{aligned} i_2 &= -j\dot{U}_1 \frac{1}{2\omega L}; \quad i_1 = \dot{U}_1 \frac{Z_{\text{负载}}}{4\omega^2 L^2}; \\ i_c &= \frac{\dot{U}_1}{4\omega^2 L^2} (Z_{\text{负载}} + j2\omega L). \end{aligned} \quad (48)$$

初步设计变换器时, 可以运用这些表达式。

单相桥形变换器电路如图 47 所示。绕组 L_1 和 L_2 绕在具有非磁性间隙的同一磁路上, 桥形电路工作在电流源状态的条件与 T 形电路稍有区别:

$$\omega^2(L + M)C = 1.$$

这里 $L_1 = L_2 = L$, $C_1 = C_2 = C$. 当 $k_c \rightarrow 1$ (通常, 实际上这是能够做到的) 时, $\omega^2 LC = 0.5$. 桥形电路输入端、输出端

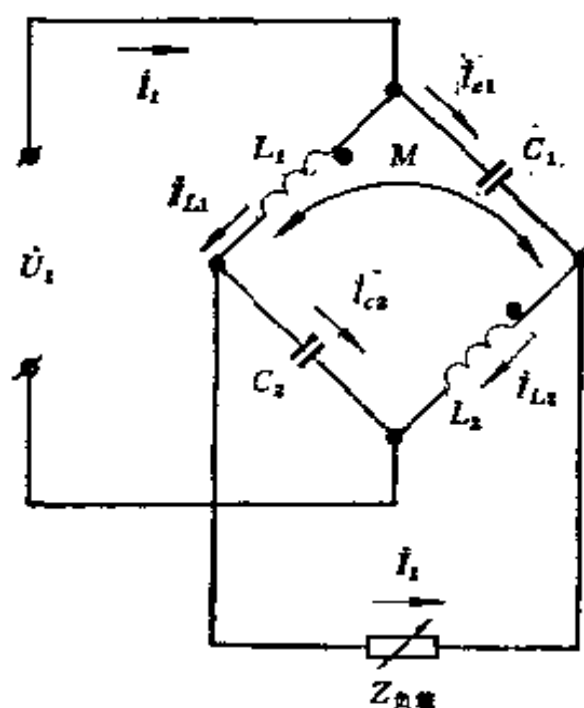


图 47 桥形变换器电路

和各元件中的电流为

$$i_1 \approx \frac{\dot{U}_1}{R} \cdot \frac{2Z_{\text{负载}} + R}{Z_{\text{负载}} + 2RQ^2(k_c + 1)^2};$$

$$i_2 \approx -j\dot{U}_1 \frac{2Q(k_c + 1)}{Z_{\text{负载}} + 2RQ^2(k_c + 1)^2},$$

$$i_L = i_{L_1} = i_{L_2} \approx \frac{\dot{U}_1}{2R} \cdot \frac{2Z_{\text{负载}} + R[1 - j2Q(k_c + 1)]}{Z_{\text{负载}} + 2RQ^2(k_c + 1)^2},$$

$$i_C = i_{C_1} = i_{C_2} \approx \frac{\dot{U}_1}{2R} \cdot \frac{2Z_{\text{负载}} + R[1 + j2Q(k_c + 1)]}{Z_{\text{负载}} + 2RQ^2(k_c + 1)^2}.$$

初步设计时, 可以利用(当 $R \rightarrow 0$ 和 $k_c \rightarrow 1$ 时才正确)下列表达式:

$$i_1 = \dot{U}_1 \cdot \frac{Z_{\text{负载}}}{4\omega^2 L^2}, \quad i_2 = -j\dot{U}_1 \cdot \frac{1}{2\omega L},$$

$$i_L = \dot{U}_1 \cdot \frac{Z_{\text{负载}} - j2\omega L}{8\omega^2 L^2}, \quad i_c = \dot{U}_1 \cdot \frac{Z_{\text{负载}} + j2\omega L}{8\omega^2 L^2}. \quad (49)$$

对于实际的变换器 ($R \neq 0$), 存在着某一个最佳的负载电阻, 在这个负载下, 变换器的效率最高. 不论是桥形变换器或者是 T 形变换器, 最佳负载电阻均为

$$Z_{\text{最佳负载}} = R_{\text{最佳负载}} \approx RQ(k_c + 1) = \omega L(k_c + 1). \quad (50)$$

而在最佳负载下, 不同电路的最大效率稍有区别:

$$\text{T 形电路} \quad \eta_{\text{最大}} = \frac{Q(k_c + 1)}{Q(k_c + 1) + 2},$$

$$\text{桥形电路} \quad \eta_{\text{最大}} = \frac{Q(k_c + 1)}{Q(k_c + 1) + 1}.$$

因此, 增加互感(当然, 还有品质因数)可以提高效率. 例如, 当 $Q = 20$, $k_c = 1$ 时, T 形电路的最大理论效率为 95.3%, 桥形电路为 97.6%.

在工作过程中, 变换器的负载要在很宽的范围内变化, 大大地偏离最佳负载. 这时, 效率不再等于最大值. 如果用

$$\nu = \frac{R_{\text{负载}}}{R_{\text{最佳负载}}}$$

来表示实际负载对最佳负载的比值, 那么:

$$\text{T 形电路的效率为} \quad \eta = \frac{\nu Q(k_c + 1)}{\nu^2 + \nu Q(k_c + 1) + 1},$$

$$\text{桥形电路的效率为} \quad \eta = \frac{2\nu Q(k_c + 1)}{\nu^2 + 2\nu Q(k_c + 1) + 1}.$$

从这些表达式中可见, 负载在很宽的范围内变化时, 变换器的效率变化不大. 同时, 电感线圈绕在同一磁路上, 增大耦合系数 k_c , 不但能提高最大效率, 而且能减弱它对负载的依赖关系. 这一点可见图 48. 图中曲线 1 为单相桥形变换器 $k_c = 1$ 时的情况; 曲线 2 为单相桥形变换器 $k_c = 0$ 和单相 T 形变换器 $k_c = 1$ 时的情况; 曲线 3 为单相 T 形变换器 $k_c = 0$

时的情况。

在实际的变换器中,由于受元件品质因数的限制,负载电流不可能与其阻抗绝对无关。根据负载电流对计算值 ($I_{2\text{计算}}$, 即最佳负载时的有效值) 的偏离, 可以很方便地评定它的恒定度。图 49 给出了 $Q = 20$ 的单相变换器的恒流性能曲线, 纵坐标表示电流的相对值 $i' = I_2/I_{2\text{计算}}$, 横坐标表示负载阻抗的相对值。曲线编号的意义与图 48 中的相同。

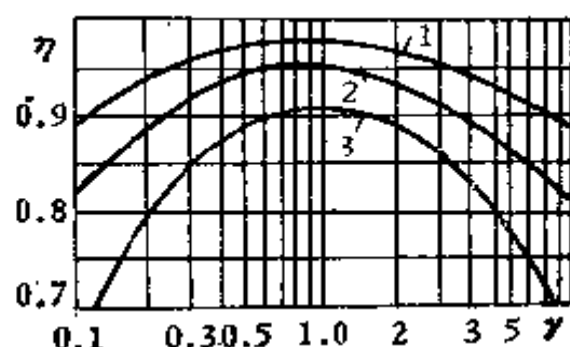


图 48

外特性 (即负载特性) 最能清楚地反映变换器的恒流性能。图 50 给出了单相桥形变换器的外特性。

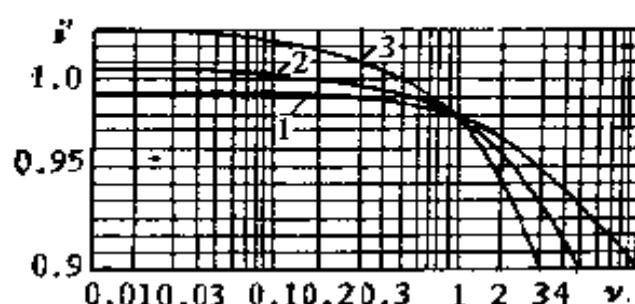


图 49 电感-电容变换器恒流特性曲线

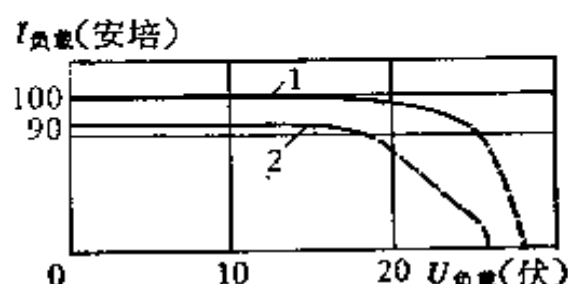


图 50 单相变换器的外特性
1——电网电压 $U = 380$ 伏
2——电网电压 $U = 350$ 伏

输入端的功率因数 ($\cos \phi$), 是变换器的一个重要特性参数。在电阻负载下, 对称变换器 (即用四端网络的概念来看时, 满足 $A_{11} = A_{22}$ 的变换器) 的功率因数获得最大值 ($\cos \phi_1 = 1$), 并且与负载电阻的大小无关。对于 T 形和桥形变换器, 从公式 (48) 和 (49) 的 i_1 表达式中, 可以直接得出这一结论。

对称变换器能使其电抗性负载的相角反号。例如, 它的

感性负载对供电电网来说,却象是容性负载一样。反之亦然。

在方程(50)中的、就取得最大效率而言的桥形和T形变换器最佳负载电阻值,也是电抗元件(电抗器和电容器)取得最小标称功率时的负载电阻值。在最佳负载下,电容器和电抗器的标称功率都等于负载所消耗的最大功率。文献[24]中指出,这一关系对任何单相变换器都是正确的。

3. 三相变换器

三相电感-电容变换器与单相比,具有更好的动力指标和重量体积指标。因此,它适用于负载功率超过几百瓦的场合。这时,负载电流的脉动和滤波器的外形尺寸大大减小。三相变换器电抗元件的标称功率与单相的不同,它取决于负载的变化范围。这一点被应用于许多为了减小电源外形尺寸和重量的场合。

三相电感-电容变换器分为两种类型,每一种类型都有它的应用范围。第一种类型的变换器,包含有三个各相分开的电抗器,每个电抗器的磁路是独立的,并带有非磁性间隙。这就是所谓的三电抗器式电感-电容变换器。

第二种类型的变换器,其电抗器的磁路是相互关联的,整个变换器公用一只三相心式电抗器。两种类型变换器的基本特征都取决于负载的变化范围,也取决于我们所选择的衡量设备最佳性能的标准。通常选择电抗元件的标称功率、变换器的效率或功率因数作为衡量标准。

负载的变化范围可以是“无限”的,也可以是有限的。所谓无限,就是包括负载电阻等于零的短路状态在内的变化范围。例如,在脉冲激光器中,作为电容器组充电设备的变换器便具有这种变化范围的特征。所谓有限,就是不包括短路状态的变化范围。例如,在连续激光器和气体激光器的泵浦电源

中,在维持预燃电弧的电源中,都没有短路状态。

三电抗器式电感-电容变换器

相内耦合型T形变换器(图51)是由三个示于图46(a)的单相变换器组成的。这种三相变换器的基本特性与单相T形变换器完全相同。

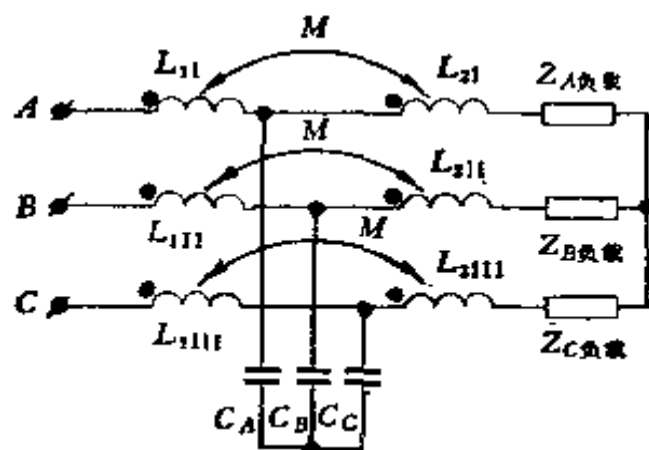


图51 相内耦合型三相T形变换器电路

相间耦合型T形变换器(图52(a))的特征是每一只电抗器的两个绕组接在不同相的电源和负载上,例如,公用I号磁路的两个绕组 L_{11} 和 L_{21} 分别接在A相电源和B相负载上。假设电源、负载、电路元件都是对称的,并且忽略电抗器和电容器中的损耗,那么计算时,可以采用单相等效电路。图中 $\dot{E}_1$ 和 $\dot{E}_2$ 为另外两相感应到A相来的互感电动势:

$$\dot{E}_1 = \dot{I}_{B\text{负载}} j\omega M, \quad \dot{E}_2 = \dot{I}_{C1} j\omega M.$$

如果根据保证负载电流与其阻抗无关的谐振条件 $\omega^2 L_1 C = 1$ 来选择 L_1 和 C ,那么,下面的电流表达式是正确的:

$$\dot{I}_1 = \frac{E}{X} \cdot \frac{jk_{21}^2 - j + n}{k_c^2 k_{21}^2 - k_c k_{21} + 1}, \quad (51)$$

$$\dot{I}_{\text{负载}} = -\frac{E}{X} \cdot \frac{j(ak_c k_{21} + 1)}{k_c^2 k_{21}^2 - k_c k_{21} + 1}, \quad (52)$$

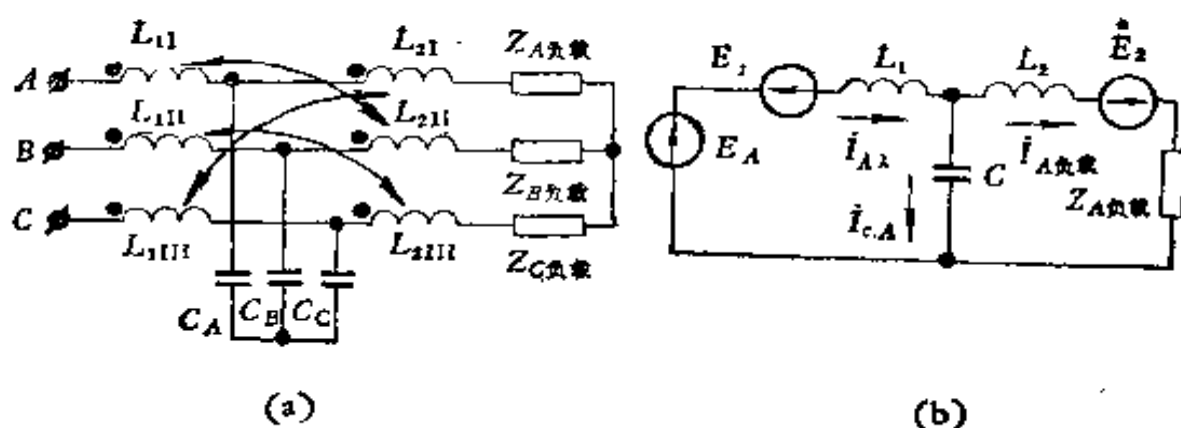


图 52 相间耦合型三相 T 形变换器电路

$$\hat{i}_c = \frac{E}{X} \cdot \frac{j k_{21}(k_{21} + a k_c) + n}{k_{21}^2 k_{21}^2 - k_c k_{21} + 1} \quad (53)$$

式中 $\hat{i}_c$ 为输入端的相电流。

式中省去了表示 A 相的脚注 A，因为其他两相的电流也可以用这些方程来表示，而只是分别具有 $\pm \frac{2\pi}{3}$ 的相位差。方程 (51) — (53) 中所用的符号的意义如下：

$$k_{21} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

为电抗器绕组间的变换系数（以下简称变比）； $k_c = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ 为绕组间的耦合系数；

$$n = \frac{Z_{\text{负载}}}{\omega L_1} = \frac{Z_{\text{负载}}}{X}$$

为变换器输出端的相对负载； x 为电抗器绕组的感抗； $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 为算子。

由于采用电路对称的假设而得出的一些关系，也整理如下：

$$\begin{aligned} \hat{E}_A &= E; & \hat{E}_B &= E a^2; & \hat{E}_C &= E a; \\ \hat{i}_{B\text{负载}} &= \hat{i}_{A\text{负载}} a^2; & \hat{i}_{cA} &= \hat{i}_{A\text{负载}} a. \end{aligned}$$

从 (52) 式可知， $\hat{i}_{\text{负载}}$ 的表达式中不含有 n ，也就是说负载

电流不取决于负载阻抗,而取决于电压 E 和参数 k_{21} 及 k_c 。

现在我们来估算相间耦合型 T 形变换器元件的功率。用 q_c 表示变换器中电容器的比功率,它等于任意工作状态下电容器的无功功率

$$Q_c \left(= |I_c|^2 \frac{1}{\omega C} \right)$$

与同一工作状态下每一相负载的有功功率 $P_{\text{负载}} (= |I_{\text{负载}}|^2 R_{\text{负载}})$ 的比。假设 $k_c \approx 1$, 根据 (51) — (53) 式可得

$$q_c = \frac{Q_c}{P_{\text{负载}}} = \frac{n^2 - nk_{21}\sqrt{3} + k_{21}^2(k_{21}^2 - k_{21} + 1)}{n(k_{21}^2 - k_{21} + 1)} \quad (54)$$

分析 (54) 式可知,在最佳相对负载 $n_{c\text{最佳}}$ 下,比功率取得最小值 $q_{c\text{最小}}$ 。当 $k_{21} = 0.5$ 时, $q_{c\text{最小}} = 0$; $n_{c\text{最佳}} = 0.43$ 。就是说,这种变换器电路的负载在有限的范围内变化时,电容器组的标称功率可以大大降低。

当 $k_{21} = 0.5$ 时,电容器的相对标称功率 $\bar{Q}_c$ 与负载变化范围 $\gamma (= n_{\text{最大}}/n_{\text{最小}})$ 的关系,示于图 53。这里的 $\bar{Q}_c$ 为给定范围内最大的 Q_c 与 $n = n_{\text{最大}}$ (即给定范围的上限) 时的负载功率 $P_{\text{负载}}$ 的比。在图 53 中, $\gamma = 1$ 与相对负载 $n_c = n_{c\text{最佳}} = 0.43$ 相对应。

图 53 中的曲线适用于负载变化范围有限的情况。当负载在“无限”范围内变化时,必须考虑到下述情况。由于 $\bar{Q}_c = f(n)$ 具有抛物线性质^[29,72],负载变化范围

的上限 $n_{\text{最大}}$ 的选择,应该满足 $Q_c(n_{\text{最大}}) = Q_c(0)$ 。这时,在 n 的整个变化范围内,电容器的相对标称功率不超过下面的值:

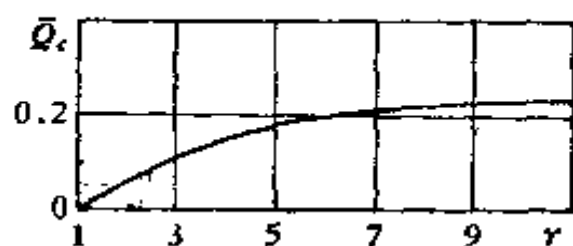


图 53 电容器的相对标称功率与负载的关系

$$\bar{Q}_c = \frac{Q_c(0)}{P_{\text{负载}}(n_{\text{最大}})} \quad (55)$$

令 $Q_c(n_{\text{最大}}) = Q_c(0)$, 则 $n_{\text{最大}} = k_{21}\sqrt{3}$. 将此值代入方程 (55), 得到

$$\bar{Q}_c = \frac{1}{\sqrt{3}} k_{21}.$$

因此, 通过选择 k_{21} 值的方法, 就可以获得任意小的 $\bar{Q}_c$ 值. 例如, 当 $k_{21} = 0.5$ 时, $\bar{Q}_c = 0.29$; $n_{\text{最大}} = 0.87$. 但是, 必须注意到, 由于电抗器的功率损耗, 电容器的标称功率要有所增加. 电抗器的外形尺寸取决于它的标称功率^[72]. 对于我们所研究的电路, 标称功率按下式计算:

$$Q_{LT} = 0.5 \frac{E^2}{x} F(n, k_{21}), \quad (56)$$

式中

$$F(n, k_{21}) = \frac{\sqrt{A} + k_{21}\sqrt{B}}{k_{21}^2 - k_{21} + 1},$$

$$A = (n^2 + k_{21}^4 - 2k_{21}^2 + 1) \times (n^2 - nk_{21}\sqrt{3} + k_{21}^2 - k_{21} + 1),$$

$$B = (k_{21}^2 - k_{21} + 1)(n^2 - nk_{21}\sqrt{3} + k_{21}^2 - k_{21} + 1).$$

我们发现, 电抗器的外形尺寸与一个等价(就有效材料的体积而言)的双绕组变压器外形尺寸相等, 如果它们的标称功率和电磁负载都相同的话. 根据 (56) 式作出的曲线, 示于图 54 中. 利用这些曲线和上述求 $\bar{Q}_c$ 的方法, 就可以确定电抗器的相对标称功率 $\bar{Q}_{LT} = Q_{LT}/P_{\text{负载}}(n_{\text{最大}})$ 与负载变化范围 r 的关系, 这一关系(对应于三个 k_{21} 值)如图 55 所示. 设计计算时, 根据负载的变化范围来选择 k_{21} 的值, 负载在 A 范围内变化时, 应取 $k_{21} = 2$, 在 B 范围内变化时, 应取 $k_{21} = 1.5$, 在 C 范围内变化时, 应取 $k_{21} = 1$.

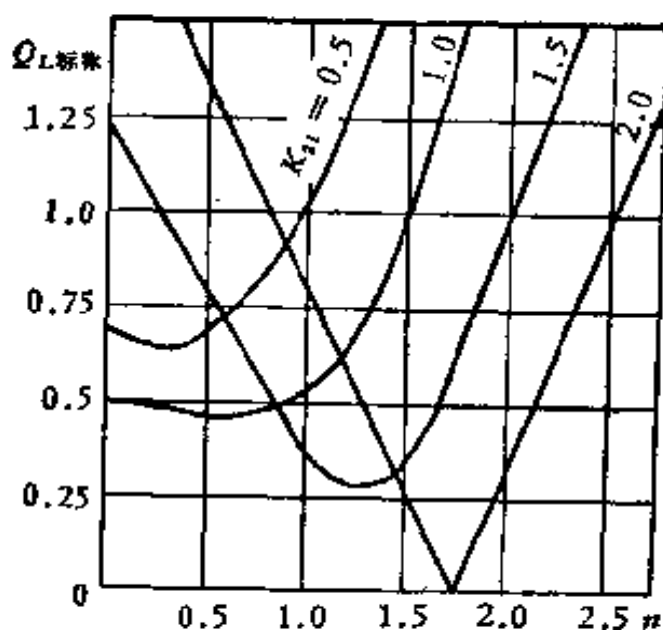


图 54 电抗器的标称功率与负载的关系

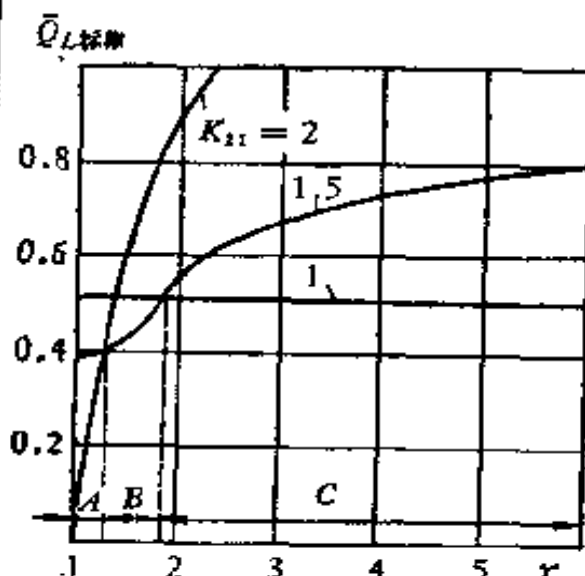


图 55 电抗器的相对标称功率与负载变化的关系

桥形变换器。这种变换器的电路如图 56 所示。如果按照下述条件来选择参数,则每一相负载电流恒定不变:

$$\omega^2 L_1 C (1 + k_c k_{21} + k_{21}^2) \approx 1.$$

计算表明^[72],每一只电抗器的两个绕组相同(即 $k_{21} = 1$)时,桥形变换器具有最佳的动力指标和重量指标。这时,若 $k_{21} \approx 1$,则绕组中 (I_L)、电容器中 (I_C) 和负载中 ($I_{\text{负载}}$) 的电流有效值为

$$I_L = I_C = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{3}}{9} \sqrt{n^2 - n\sqrt{3} + 3}, \quad (57)$$

$$I_{\text{负载}} = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}. \quad (58)$$

每一相电容器的无功功率 Q_C 、每一相负载的有功功率 $P_{\text{负载}}$ 和电容器的比功率 q_C 由下面的公式确定:

$$Q_C = I_C^2 \frac{1}{\omega C} = \frac{E^2}{X} \cdot \frac{n^2 - n\sqrt{3} + 3}{9},$$

$$P_{\text{负载}} = I_{\text{负载}}^2 R_{\text{负载}} = \frac{E^2}{X} \cdot \frac{n}{3},$$

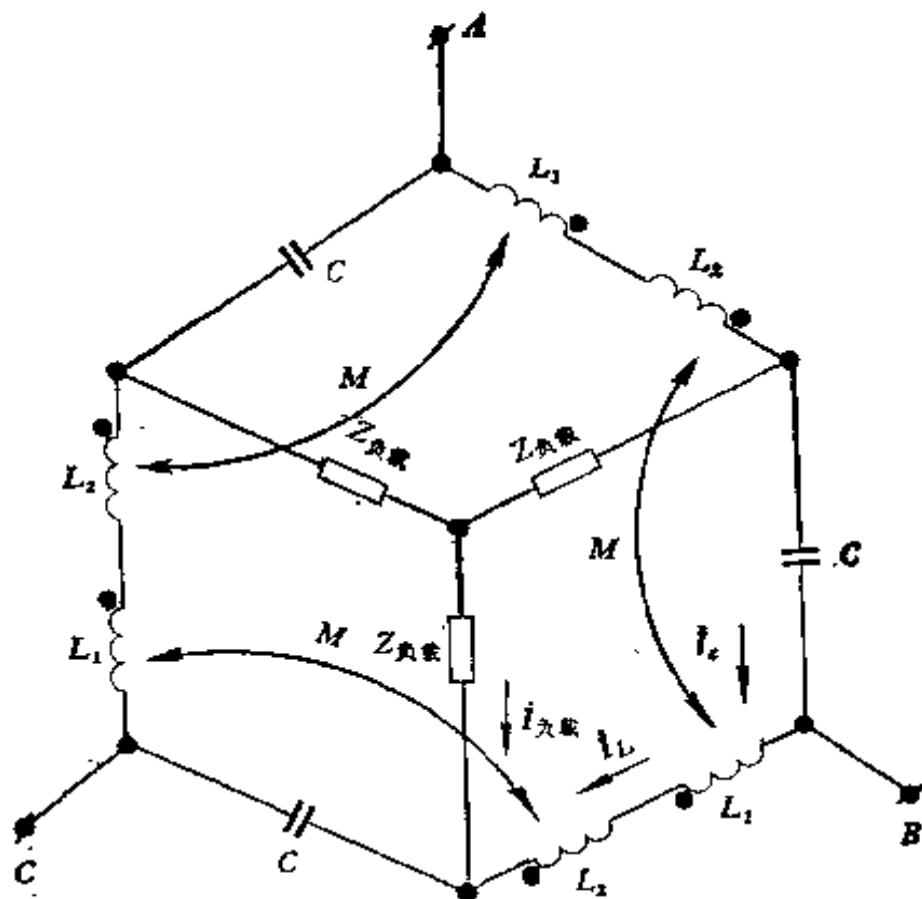


图 56 三相桥形电感-电容变换器电路

$$q_c = \frac{Q_c}{P_{\text{负载}}} = \frac{n^2 - n\sqrt{3} + 3}{3n}. \quad (59)$$

利用这些表达式，就可以确定电容器的相对标称功率。不论负载的变化范围是有限的还是“无限”的，这一功率都等于：

$$\bar{Q}_c = \frac{Q_c(n_{\text{最大}})}{P_{\text{负载}}(n_{\text{最大}})} = \frac{\sqrt{3}}{3} \approx 0.58.$$

式中，最大相对负载 $n_{\text{最大}} = n_{\text{最佳}} = \sqrt{3}$ 。

电抗器的标称功率为

$$Q_{LT} = \frac{E^2}{x} \cdot \frac{n^2 - \sqrt{3}n + 3}{27}. \quad (60)$$

显然， $n_{L\text{最大}} = n_{C\text{最大}} = \sqrt{3}$ 。把相对负载的这些数值代入式

(59) 和 (60), 不难得到, 电抗器的相对标称功率 $\bar{Q}_{L_T} \approx 0.19$, 比起前一电路的负载在“无限”范围内变化时的 $\bar{Q}_{L_T}$ 值大大降低。输入端的功率因数 ($\cos \phi$) 高, 接近于 1, 而且与负载大小无关, 这也是此电路的优点。

三星形变换器电路 (图 57), 当元件调谐 (即 $\omega^2 LC = 1$) 时, 这种电路便工作在恒流源状态。当绕组间的耦合系数 $k_c \approx 1$ 时, 电路中的电流有效值可用下面的方程来确定:

$$I_L = \frac{E}{X} \cdot \sqrt{\frac{3n^2 - \sqrt{3}n(3 - 2k_{21}^2 + 3k_{21}) + 4k_{21}^4 + 3(1 - k_{21}^2)(1 - 2k_{21})}{k_{21}^2 + k_{21} + 1}},$$

$$I_{\text{负载}} = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{k_{21}^2 + k_{21} + 1}},$$

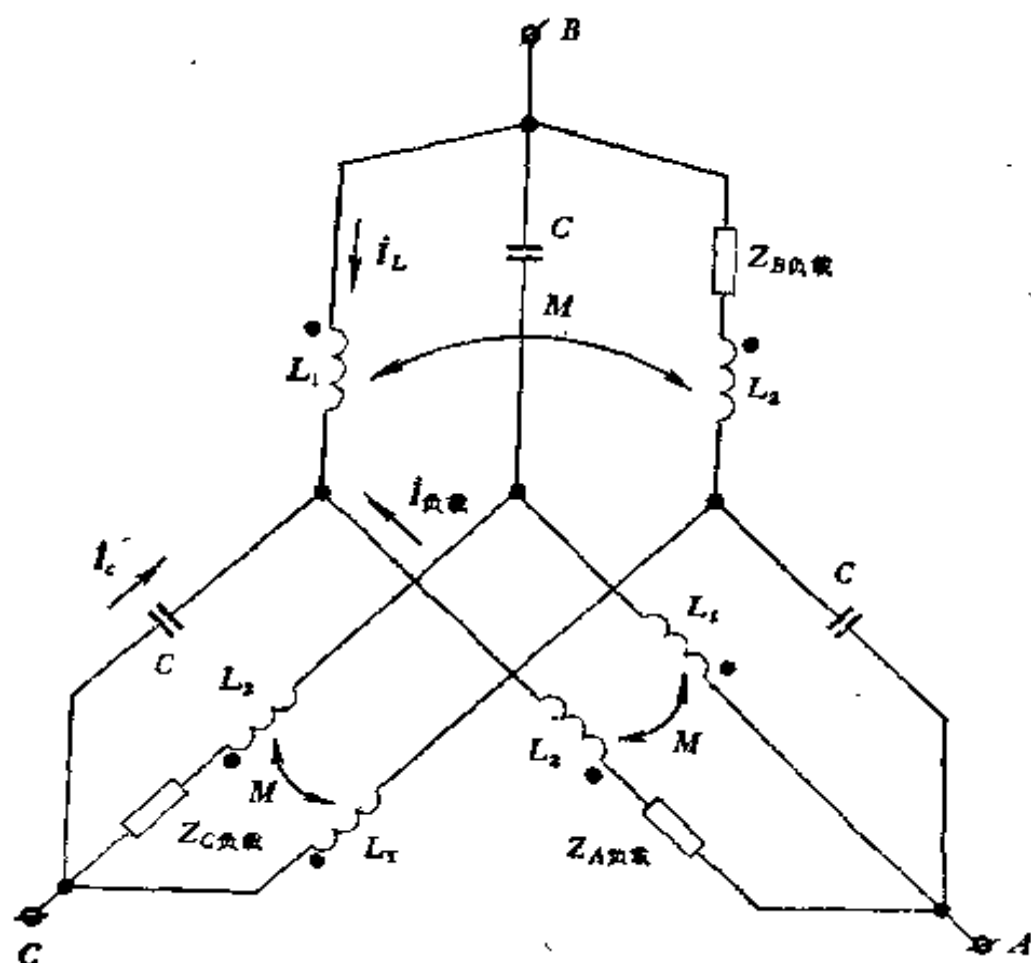


图 57 三星形变换器电路

$$I_c = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{3} \sqrt{n^2 - \sqrt{3}n + 1 + k_{21}^2 + k_{21}^4}}{k_{21}^2 + k_{21} + 1},$$

当相对负载为 $n_{\text{最佳}} = \sqrt{k_{21}^4 + k_{21}^2 + 1}$ 时,电容器的比功率获得最小值:

$$q_{c\text{最小}} = \frac{2\sqrt{k_{21}^4 + k_{21}^2 + 1} - \sqrt{3}}{k_{21}^2 + k_{21} + 1}. \quad (61)$$

负载在有限范围内变化时,选择 $k_{21} = 0.2$,就可以由(61)式得到比功率的最小数值.

负载在无限范围内变化时,电容器相对标称功率为

$$\bar{Q}_c = \frac{Q_c(n_{\text{最大}})}{P_{\text{负载}}(n_{\text{最大}})} = \frac{1}{\sqrt{3}} (k_{21}^2 - k_{21} + 1), \quad (62)$$

这里, $n_{\text{最大}} = \sqrt{3}$, 与系数 k_{21} 无关.

$k_{21} = 0.5$ 时,电容器的相对标称功率取得最小值 ($\bar{Q}_{c\text{最小}} \approx 0.433$). 这时,电抗器的相对标称功率 $\bar{Q}_{L_T} = 0.33^{[72]}$. 若选 $k_{21} = 0$ (就是说,将图 57 的电路变为普通的星形电路),则可得小一些的 $\bar{Q}_{L_T}$ 值 (等于 0.29), 但这时 $\bar{Q}_c$ 值要增加到 0.58.

具有三相心式电抗器的电感-电容变换器

在这一类型的变换器中,三相电抗器的磁路相互关联,构成了一个整体——三相心式磁路. 在每一个铁心柱中都具有非磁性间隙^[26].

三相心式磁路的每个铁心柱上有一个绕组的桥形变换器电路,如图 58 所示. 其参数应根据下面的条件来选择:

$$\omega^2 LC = \frac{1}{1 + k_c}, \quad (63)$$

式中 k_c 为不同铁心柱上的绕组之间的耦合系数(在理想情况

下,也就是在没有漏磁通,并且磁路完全对称的情况下, $k_c = 0.5$).

电路中的电流有效值由下列各式来确定:

$$I_{\text{负载}} = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{3}}{1 + k_c};$$

$$I_A = \frac{E}{X} \cdot \frac{3n}{(1 + k_c)^2};$$

$$I_C = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{3n^2 - \sqrt{3}n(1 + k_c)} + (1 + k_c)^2}{(1 + k_c)^2}.$$

式中 $x = \omega L$ 为每一相的感抗.

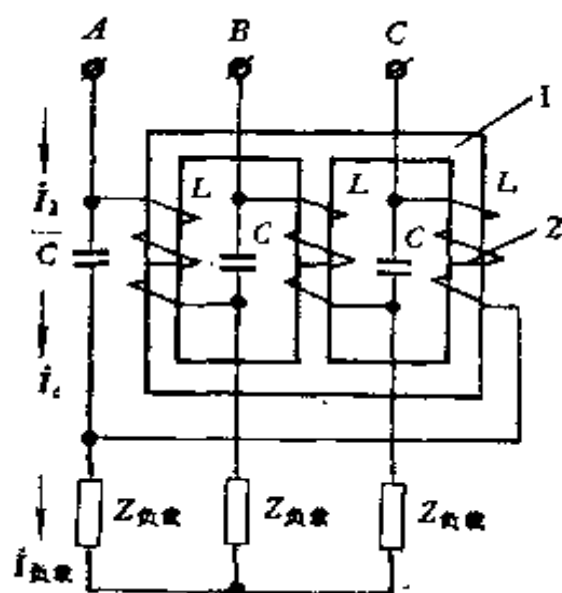


图 58 具有三相心式电抗器的桥形变换器电路 1 为磁路; 2 为非磁性间隙

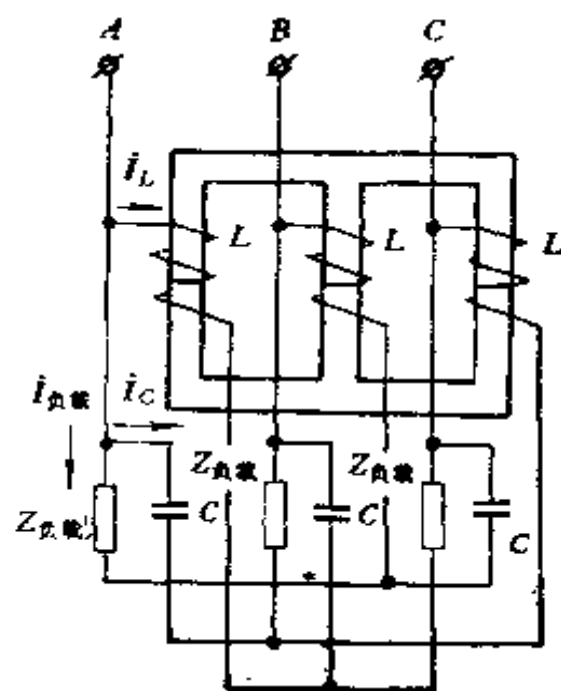


图 59 具有三相心式电抗器的星形变换器电路

如果取 $k_c = 0.5$, 那么变换器每一相负载的有功功率、每一相电容器的无功功率及比功率分别为

$$P_{\text{负载}} = \frac{E^2}{X} \cdot 1.33n,$$

$$Q_c = \frac{E^2}{X} (0.89n^2 - 0.77n + 0.67),$$

$$q_c = \frac{0.67n^2 - 0.58n + 0.5}{n}.$$

电容器的相对标称功率跟负载的变化范围无关, 并且在这种情况下, $\bar{Q}_c = 0.58$. 负载在“无限”范围内变化时, 最大相对负载应选为 $n_{\text{最大}} = 0.5\sqrt{3}$. 同样, 电抗器的相对标称功率也跟负载变化范围无关, 而且, 如果把三相心式电抗器看成是单相壳式变压器, 则 $\bar{Q}_{L_T} = 0.58$; 如果看成是三相心式变压器, 则 $\bar{Q}_{L_T} = 0.29$.

具有三相心式电抗器的星形变换器电路如图 59 所示. 这种变换器使负载电流恒定的工作条件, 与桥形变换器一样, 也可用 (63) 式来表达. 这时, 每一相负载、每一相绕组和电容器中的电流分别为

$$I_{\text{负载}} = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{3}}{1 + k_c},$$

$$I_c = I_L = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{3} \sqrt{n^2 - \sqrt{3}n(1 + k_c) + (1 + k_c)^2}}{(1 + k_c)^2}.$$

$k_c = 0.5$ 时,

$$Q_c = \frac{E^2}{X} \cdot \frac{n^2 - 2.6n + 2.25}{1.125},$$

$$Q_{L_T} = \frac{E^2}{X} \cdot \frac{n^2 - 2.6n + 2.25}{1.69},$$

$$P_{\text{负载}} = \frac{E^2}{X} \cdot \frac{n}{0.75},$$

这里 $n_{\text{最大}} = 2.6$; $n_{\text{最佳}} = 1.5$; $\bar{Q}_c = 0.58$; $\bar{Q}_{L_T} = 0.4$ (看成是单相壳式变压器). 关于这个变换器的更加详细的介绍, 见文献 [26, 72].

最后,我们指出,三电抗器式电感-电容变换器和具有三相心式电抗器的电感-电容变换器,在实践中都获得了应用。从减小电抗器的外形尺寸和简化制造工艺的观点出发,当功率超过1—2 瓩时,倾向于采用具有三相心式电抗的变换器。但三电抗器式变换器调整简单,对电源对称性的要求也较低。

4. 设计方法

设计变换器时,必须给出:负载额定电流 $I_{\text{额定负载}}$;负载的变化范围,也就是最大的和最小的负载电阻 $R_{\text{最大负载}}$ 和 $R_{\text{最小负载}}$,或者与此相应的负载电压 $U_{\text{最大负载}}$ 和 $U_{\text{最小负载}}$;电源的相数、电压和频率;衡量所设计的变换器最佳性能的标准。根据具体的任务要求,可以使得变换器重量最轻、尺寸最小、造价最小、耗电最低、元件最少,或者效率最大、功率因数最高、生产的工艺性最好等等。

各种变换器电路方案的设计方法,有许多共同之处。因此,我们首先较为详细地设计一种最通用最典型的电路,然后再研究其他电路设计的特殊性。

相间耦合型三相 T 形电感-电容变换器的设计

这种变换器的电路如图 52a 所示。从本质上说,电感-电容变换器的设计方法取决于负载的变化范围。在“无限”的范围内,负载是从零(短路状态)变到额定值(最大值)。例如,在脉冲激光器中,对电容器恒流充电的变换器的负载,就具有这种变化范围的特征。设计顺序如下。

1. 选择电抗器绕组间的变比 k_{21} 和最大相对负载 $n_{\text{最大}}$ 。这种不同数值的选择,取决于我们所要求的这样或那样的最佳指标:使变换器中电容器的标称功率最小,或者使电抗器的

标称功率最小,或者使功率因数最大。

对于“无限”的负载变化范围,推荐两个变比: $k_{21} = 0.5$, $k_{21} = 1$ 。第一种方案有利于在电抗器标称功率 ($\bar{Q}_{L_T} \approx 0.8$) 不高的条件下,大大降低电容器的标称功率 ($\bar{Q}_C \approx 0.29$)。这时,最大相对负载应选为 $n_{\text{最大}} = 0.5\sqrt{3} \approx 0.87$ 。 k_{21} 和 $n_{\text{最大}}$ 选择这些数值,有一个缺点,就是使得最大负载下的变换器功率因数降到 0.7。

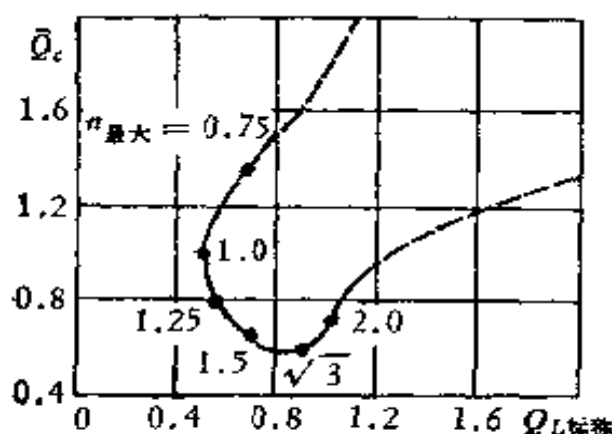


图 60 相间耦合型 T 形变换器的设计用图

第二种方案 ($k_{21} = 1$), 在整个负载变化范围内,功率因数都等于 1。而且能使电抗器的标称功率降到 $\bar{Q}_{L_T} \approx 0.58$ 。可是,这时电容器的标称功率 $\bar{Q}_C$ 要增加。 $k_{21} = 1$ 时,不同 $n_{\text{最大}}$ 下的 $\bar{Q}_{L_T}$ 和 $\bar{Q}_C$ 的关系如图 60 所示^[72]。 $n_{\text{最大}}$ 在 1 到 $\sqrt{3}$ 的范围内时, $\bar{Q}_{L_T}$ 和 $\bar{Q}_C$ 可以在 $0.58 \leq \bar{Q}_C \leq 1$ 、 $0.87 \geq \bar{Q}_{L_T} \geq 0.51$ 的范围内任意组合。

2. 确定变换器输出端(即匹配变压器的输入端)的最大相电压:

$$U'_{\text{最大负载}} = I'_{\text{负载}} R'_{\text{最大负载}} = E n_{\text{最大}} \frac{\sqrt{k_{21}^2 - k_{21} + 1}}{k_{21}^2 - k_{21} + 1},$$

式中的变换器输出端电流有效值 $I'_{\text{负载}}$ 由公式 (52) 确定 ($k_c \approx 1$ 时)。此外,折合到匹配变压器原边的负载电阻 $R'_{\text{最大负载}} =$

x 并最大。

3. 确定介于变换器与负载之间的匹配变压器的变比:

$$k_T = \frac{w_{T_1}}{w_{T_2}} = \frac{U'_{\text{最大负载}}}{U_{\text{最大负载}}}.$$

4. 求电抗器 L_1 绕组的感抗:

$$x = \omega L_1 = \frac{R_{\text{进入负载}}}{n_{\text{最大}}} \cdot k_T^2$$

5. 求变换器每一相的电容:

$$C = \frac{1}{\omega x}.$$

把求得的 C 值取成标准值, 然后再重算 x , k_T , $U_{\text{最大负载}}$ 和 k_{21} . 如果三相电容器不是接成如图 52 所示的星形, 而是接成三角形, 有时也可以按照前面选择标准定额的条件来计算, 但这时应把算得的 C 值乘以 $1/3$.

6. 确定变换器输出端的相电流 (即匹配变压器原边的相电流):

$$I'_{\text{负载}} = I_{\text{负载}} \frac{1}{k_T}.$$

7. 利用公式 (51) 确定变换器输入端从电网吸取的最大和最小相电流:

$$I_{1\text{最大}} = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{n_{\text{最大}}^2 + k_{21}^4 - 2k_{21}^2 + 1}}{k_{21}^2 - k_{21} + 1}, \quad n = n_{\text{最大}};$$

$$I_{1\text{最小}} = \frac{E}{x} \cdot \frac{|k_{21}^2 - 1|}{k_{21}^2 - k_{21} + 1}, \quad n = n_{\text{最小}}.$$

8. 确定电抗器绕组的铜导线截面积. 流过恒定电流 $I'_{\text{负载}}$ 的负载侧绕组 w_2 的导线截面积为

$$q_2 = \frac{I'_{\text{负载}}}{\delta},$$

式中 δ 为电流密度, 安/毫米²。对于在长期允许温升 ($\Delta\theta \approx 50^\circ\text{C}$) 条件下工作的壳式电抗器来说, 建议 δ 取下列数值:

$$Q_{L.T} < 1 \text{ 千伏安时}, \quad \delta = (2.0-2.5) \text{ 安/毫米}^2,$$

$$Q_{L.T} = (1-10) \text{ 千伏安时}, \quad \delta = (1.2-2.0) \text{ 安/毫米}^2,$$

$$Q_{L.T} = (10-50) \text{ 千伏安时}, \quad \delta = (0.8-1.2) \text{ 安/毫米}^2.$$

对于输入绕组,

$$q_1 = \frac{I_{\lambda\text{等效}}}{\delta},$$

式中 $I_{\lambda\text{等效}}$ 为变换器输入端的热等效电流, 它取决于负载阻抗的变化规律, 也就是取决于输入端电流 (从 $I_{\lambda\text{最小}}$ 变到 $I_{\lambda\text{最大}}$) 的变化规律。例如, 对储能电容器充电时, 电流 I_λ 具有锯齿形状 (在 t_1 期间充电, 电流从 $I_{\lambda\text{最小}}$ 线性地变到 $I_{\lambda\text{最大}}$; 然后, 在 t_2 期间内, 可控硅将变换器输出端短接, 电流仍然是 $I_{\lambda\text{最小}}$)。这种情况下:

$$I_{\lambda\text{等效}} = \sqrt{\frac{(I_{\lambda\text{最小}}^2 + I_{\lambda\text{最小}}I_{\lambda\text{最大}} + I_{\lambda\text{最大}}^2) \frac{t_1}{3} + I_{\lambda\text{最小}}^2 t_2}{t_1 + t_2}}$$

负载任意变化时, 也就是输入端电流 $I_\lambda(t)$ 任意变化时, 热等效电流为

$$I_{\lambda\text{等效}} = \sqrt{\frac{\int_0^T I_\lambda^2(t) dt}{T}}.$$

9. 确定变换器中电容器上最大的电压有效值:

$$\begin{aligned} U_{C\text{最大}} &= I_{C\text{最大}} x \\ &= E \frac{\sqrt{n_{0+}^2 - \sqrt{3} n_{\pi} k_{21} + k_{21}^2 (k_{21}^2 - k_{21} + 1)}}{k_{21}^2 - k_{21} + 1}. \end{aligned}$$

电容器接成三角形时, 电压 $U_{C\text{最大}}$ 要扩大 $\sqrt{3}$ 倍 (但这时电容量可缩小 3 倍)。

10. 确定电抗器的主要尺寸指标, 它等于窗口面积 S_0 和磁路的有效截面积 S_c 的乘积^[72]:

$$S_0 S_c = \frac{\sqrt{2} E^2}{X} \cdot \frac{1}{\omega B_m \delta k_M} F(n, k_{21}) \quad (64)$$

$k_{21} = 0.5$ 、 $n_{\text{最大}} = 0.5\sqrt{3}$ 时, 函数 $F(n, k_{21}) = 1.83$.
 $k_{21} = 1$ 时,

$$F(n, k_{21}) = (n_{\text{最大}} + 1) \sqrt{n_{\text{最大}}^2 - \sqrt{3} n_{\text{最大}} + 1}$$

最大磁密 B_m 的选择取决于所拥有的磁性材料. 对冷轧钢 $\Theta 310 - \Theta 360$, 建议取 $B_m = (1.3 - 1.4)$ 忒斯拉¹⁾. 更大的磁密是不允许的. 因为这会引起磁路中的损耗增加, 而使电流的恒定度下降.

初步设计时, 窗口的利用系数暂取为 $k_M = 0.3 - 0.4$ (在电抗器设计的最后阶段, 绕组的容积就可以精确地确定了).

11. 选择比值 S_0/S_c . 功率为 1 到几十千伏安时, 建议取 $S_0/S_c = 2.0 - 2.5$ (所谓磁路的折衷几何尺寸).

12. 根据所选的比值 S_0/S_c 和第 10 条中所求得的乘积 $S_0 S_c$, 分别求出 S_0 和 S_c .

13. 根据求得的 S_0 和 S_c 值, 从片状或带状壳式磁路的标准系列中选择磁路. 具有切开了的 IIII 型带状磁路的电抗器, 如图 61 所示. 也可用片状磁路做成类似的电抗器. 采用 III 型片时, 磁路由上下两个相同的、被非磁性垫片隔开的半 III 型片组装起来. 因此, 磁路窗口总高度比所选的 III 型片窗口高度大一倍. 在标准的尺寸型号系列中所没有的更大功率的铁心, 可用片状导磁体加工制成, 其几何尺寸 [中间铁心柱的宽度 a 、窗口宽度 c 、窗口高度 h 和迭厚 b (见图 61)] 由下述

1) 忒斯拉 (Tesla) 为磁密单位, 等于韦伯/米². ——译者注

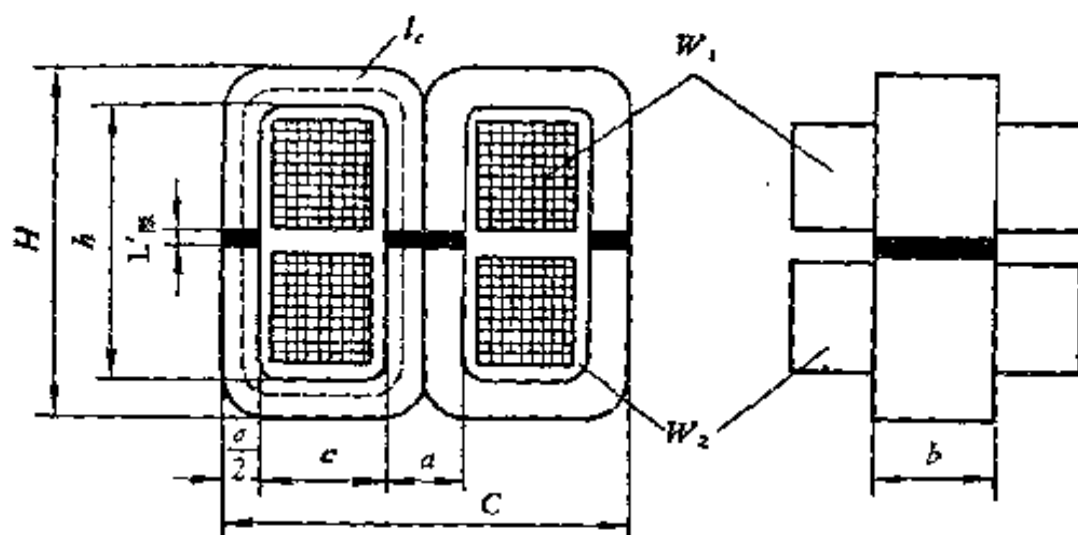


图 61 三相变换器电抗器的基本尺寸

关系确定:

$$\frac{c}{a} \approx 1, \quad \frac{h}{a} \approx 3-4, \quad \frac{b}{a} \approx 2.$$

迭厚 $b = \frac{S_c}{a} \cdot \frac{1}{k_c}$, 这里, 磁路中钢片的绝缘系数 $k_c^{(1)} \approx 0.93$.

14. 确定电抗器绕组的匝数:

$$w_1 = \frac{\sqrt{2} E}{\omega B_m S_c} \times \frac{\sqrt{n_{\text{最大}}^2 - \sqrt{3 n_{\text{最大}} k_{21} + k_{21}^2 - k_{21} + 1}}}{k_{21}^3 - k_{21} + 1};$$

$$w_2 = k_{TF} w_1.$$

15. 确定非磁性间隙。为此, 对电抗器磁路运用全电流定律:

$$\sqrt{2} |\Sigma i w| = H_B l_B + H_c l_c,$$

式中 $\Sigma i w$ 为最大负载下, 两个绕组的安匝数总和, H_B 、 H_c

⁽¹⁾ 请读者注意, 此处 k_c 与耦合系数 k_c 不要混淆。——译者注

分别为间隙和铁心中的磁场强度最大值， l_B 为两个铁心柱中的间隙总长（每一铁心柱中的间隙为 $l'_B = 0.5l_B$ ）， l_c 为电抗器磁路的平均（磁力线）长度。

用磁通密度来表示磁场强度，则有

$$H_B l_B + H_c l_c = \frac{B_m}{\mu_0 k_B} \left(l_B + \frac{k_B l_c}{\mu/\mu_0} \right).$$

式中 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 亨/米为空气的磁导率， μ 为磁路材料的磁导率， k_B 为间隙内的漏磁系数（对于这里所讨论的功率等级的壳式磁路来说， $k_B \approx 2$ ）。

因为 $\mu/\mu_0 \gg 1$ ，所以忽略第二项，实际上下述表达式也有足够的精度。这时间隙的总长度为

$$l_B = \frac{\sqrt{2} |\Sigma \dot{I} w|}{B_m} \mu_0 k_B,$$

式中

$$\begin{aligned} |\Sigma \dot{I} w| &= w_1 |\dot{I}_{2\text{最大}} + a^2 k_{21} \dot{I}'_{\text{负载}}| \\ &= w_1 \frac{E}{x} \cdot \frac{\sqrt{n_{2\text{最大}}^2 - \sqrt{3} n_{2\text{最大}} k_{21}} + \sqrt{k_{21}^2 - k_{21} + 1}}{k_{21}^2 - k_{21} + 1}. \end{aligned}$$

电抗器的计算到此结束。将三只这样的电抗器分别接到变换器的各相上。非磁性间隙的垫片厚度 l'_B 在电抗器与电容器 C 调谐时，才能精确地确定下来。必须指出， l'_B 的大小应能在一定的范围内改变，这样可以通过调整，来补偿电抗器在设计 and 制造过程中的一些误差，使变换器能获得所需要的工作电流和电压。

由于电抗器磁路中，存在着非磁性间隙和由此而引起的间隙区域内漏磁通的增加，对电抗器的结构，要提出一些附加要求。固紧磁路的螺钉和螺帽，应该与磁路本体以及夹板或角“铁”绝缘起来。在夹板下面沿着板的整个长度，应该垫上一层绝缘厚纸，而夹板或角“铁”本身应该用非磁性材料来做。

这样,可以防止在电抗器的附件中产生涡流和附加损耗,从而使得电抗器的电感在整个负载变化范围内保持线性。

处于变换器输出端和负载之间的匹配变压器的设计,如果对空载电压的限制和由于引进变压器而造成的误差的减小,没有很高的要求,那么,可以按照文献中同等功率及相数的普通变压器设计方法进行。但此时需要考虑下面的一些情况。变换器输出端的变压器工作状态,与普通变压器工作状态有本质的区别。负载变化时,它的原边电流几乎不变,而磁通与普通变压器不同,要在很宽的范围内变化,短路时为最小值(等于磁化通量),满载时为最大值。

现在,我们来研究负载变化范围有限时的情况。例如,固体激光器光泵电源、气体激光器电源和预燃电源等等,其中变换器的负载变化范围,就具有这种特征。初步的设计按下列步骤进行:

1. 选择电抗器绕组间的变比 (k_{21})。最佳标准,如果是功率 Q_c 最小,则 $k_{21} = 0.5$; 如果是 Q_{L_T} 最小,则应根据给定的负载变化范围 $\gamma = R_{\text{最大负载}}/R_{\text{最小负载}} = n_{\text{最大}}/n_{\text{最小}}$ 。在下列三个 k_{21} 值中选取一个: 1.0, 1.5 或 2 (见图 55)。

2. 根据给定的 γ 值和图 53、54 中的曲线,确定电容器的相对标称功率 $\bar{Q}_c$ 或电抗器的相对标称功率 $\bar{Q}_{L_T}$ 。

3. 在 Q_c 最小的情况下,解关于 $n_{\text{最大}}$ 的方程:

$$\bar{Q}_c = \frac{Q_c(n_{\text{最大}})}{P_{\text{负载}}(n_{\text{最大}})},$$

这里,当 $k_{21} = 0.5$ 时,

$$Q_c(n_{\text{最大}}) = \frac{E^2}{X} \cdot \frac{n_{\text{最大}}^2 - 0.5\sqrt{3} n_{\text{最大}} + 0.19}{0.75},$$

$$P_{\text{负载}}(n_{\text{最大}}) = \frac{E^2}{X} \cdot \frac{n_{\text{最大}}}{0.75},$$

由此可得 $n_{\text{最大}}$ 和 $n_{\text{最小}} \left(= \frac{n_{\text{最大}}}{\gamma} \right)$ 的数值。

4. 在 Q_{LT} 最小的情况下，用图解的方法解关于 $n_{\text{最大}}$ 的方程：

$$\bar{Q}_{LT} = \frac{Q_{LT}(n_{\text{最大}})}{P_{\text{负载}}(n_{\text{最大}})}$$

$P_{\text{负载}}(n_{\text{最大}})$ 根据下面的关系来求：

$$P_{\text{负载}}(n_{\text{最大}}) = \frac{E^2}{X} \cdot \frac{n_{\text{最大}}}{k_{21}^2 - k_{21} + 1},$$

而 Q_{LT} 用 (56) 式来确定，(56) 式中的函数 $F(n, k_{21})$ 用前面采用过的 k_{21} 值来计算。

这样，就求出了 $n_{\text{最大}}$ 和 $n_{\text{最小}} \left(= \frac{n_{\text{最大}}}{\gamma} \right)$ 值，其余的设计过程，类似于负载在“无限”范围内变化时的情况。

桥形变换器的设计

三相桥形变换器电路如图 56 所示。它适用于负载在“无限”范围内变化及力图减小电抗器标称功率的场合。设计顺序与 T 形的一样，但主要参数的数值不同。

1. 按照分析桥形变换器时所作出的结论，选 $k_{21} = 1$ ， $n_{\text{最大}} = \sqrt{3}$ 。

2. 利用 $k_{21} = k_c = 1$ 时的电流表达式 (58)，确定变换器处于满载亦即 $n = n_{\text{最大}} = \sqrt{3}$ 情况下的输出端相电压：

$$U'_{\text{最大负载}} = I'_{\text{负载}} R'_{\text{最大负载}} = E.$$

3. 匹配变压器的变比：

$$k_T = \frac{E}{U_{\text{最大负载}}}.$$

4. 电抗器绕组的感抗：

$$x = \omega L_1 = \frac{R_{\text{最大}}}{\sqrt{3}} k_{21}^2.$$

5. 变换器每一相电容:

$$C = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{\omega x}.$$

6. 变换器输出端相电流的确定, 与 T 形的相同.

7. 利用 (57) 式来确定电抗器两个绕组中的最大电流:

$$I_{L_1 \text{最大}} = I_{L_2 \text{最大}} = \frac{E}{3x}.$$

不论是在最大负载 ($n_{\text{最大}} = \sqrt{3}$) 下, 或是在最小负载 ($n = 0$) 下, 电流都将等于这个值. 当 $n = 0.5\sqrt{3}$ 时, 电流将取得最小值 ($I_{L_{\text{最小}}} = 0.86 I_{L_{\text{最大}}}$). 可见, 在负载变化过程中, 电抗器绕组中的电流变化并不显著, 因此, 可按最大电流来计算绕组导线的截面积.

8. 两个绕组导线的截面积:

$$q = \frac{I_{L_{\text{最大}}}}{\delta}.$$

9. 电容器上最大的电压有效值:

$$U_{C_{\text{最大}}} = I_{C_{\text{最大}}} \cdot 3x = E.$$

10. 确定电抗器的主要尺寸指标. 将 $k_{21} = 1$ 和 $n_{\text{最大}} = \sqrt{3}$ 代入 (64) 式, 得到

$$S_o S_c = \frac{\sqrt{2} E^2}{x} \cdot \frac{1}{\omega B_m \delta k_M} \cdot \frac{2}{9}.$$

B_m , δ 和 k_M 的选择, 建议与 T 形变换器的一样.

11、12、13. ——参阅 T 形变换器的设计.

14. 电抗器绕组的匝数:

$$w_1 = w_2 = \frac{\sqrt{2} E}{\omega B_m S_c} \cdot \frac{1}{3}.$$

15. 按照与前面一样的公式，确定间隙的大小，但在这里：

$$|\Sigma \dot{I} \omega| = |\dot{I}_{L_1} \omega_1 + \dot{I}_{L_2} a \omega_1| = |\dot{I}_{L_1}| \omega_1 |1 + a| = \frac{E \omega_1}{3x}.$$

匹配变压器的参数，与所选择的变换器电路无关。

三星形变换器的设计（图 57）

1. 负载在“无限”范围内变化时，建议 k_{21} 取两种方案： $k_{21} = 0$ ，这时电抗器尺寸和重量最小； $k_{21} = 0.5$ ，这时电容器的标称功率最小。两种方案下的最大相对负载均为

$$n_{\text{最大}} = \sqrt{3}.$$

2. 变换器输出端的最大相电压为

$$U'_{\text{最大负载}} = E \frac{\sqrt{3} n_{\text{最大}}}{\sqrt{k_{21}^2 + k_{21} + 1}},$$

因此， $k_{21} = 0$ 时， $U'_{\text{最大负载}} = 3E$ ， $k_{21} = 0.5$ 时， $U'_{\text{最大负载}} = 2.25E$ 。

3、4、5、6. k_T , x , C 和 $I'_{\text{负载}}$ 的数值求解，类似于 T 形电路。

7. 确定电抗器绕组中的最大电流。在 $n = 0$ 或 $n = \sqrt{3}$ 的条件下， $k_{21} = 0$ 时，电流

$$I_{L\text{最大}} = \frac{\sqrt{3} E}{X};$$

在 $n = 0$ 的条件下， $k_{21} = 0.5$ 时， $I_{L\text{最大}} = \frac{1.37E}{X}$ 。

8. 绕组导线截面积的确定，与 T 形电路的一样。

9. 电容器上的最大电压为

$$u_{C\text{最大}} = \sqrt{3} E.$$

10. 电抗器主要尺寸指标：

$$S_o S_c = \frac{k_R E^2}{X} \cdot \frac{1}{\omega B_m \delta k_M},$$

$k_{21} = 0$ 时, 式中的尺寸系数 $k_R = 3\sqrt{2}$; $k_{21} = 0.5$ 时, $k_R = 2.66\sqrt{2}$.

11、12、13. 见 T 形变换器的设计.

14. 电抗器的匝数:

$$k_{21} = 0 \text{ 时, } w_1 = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} E}{S_c \omega B_m}, \quad w_2 = 0;$$

$$k_{21} = 0.5 \text{ 时, } w_1 = \frac{1.33 \sqrt{2} E}{S_c \omega B_m}, \quad w_2 = 0.5 w_1.$$

15. 按照与前面一样的公式确定间隙的大小. 但这里, 当 $k_{21} = 0$ 时, $|\Sigma \dot{I} w| = I_{L_{\text{最大}}} w_1$. 当 $k_{21} = 0.5$ 时,

$$|\Sigma \dot{I} w| = |\dot{I}_{L_{\text{最大}}} w_1 + \dot{I}_{\text{负载}} w_2 a^2|.$$

具有三相心式电抗器的变换器设计

具有三相心式电抗器的桥形变换器电路, 如图 58 所示. 在三心式磁路的每一个铁心柱上有一个绕组. 设计时, 要确定下面的一些数值.

1. 最大相对负载: $n_{\text{最大}} = 0.5\sqrt{3}$.

2. 变换器输出端最大相电压:

$$U'_{\text{最大负载}} - I'_{\text{负载}} R'_{\text{最大负载}} = 1.15 \frac{E}{X} R'_{\text{最大负载}} = E.$$

3. 匹配变压器的变比:

$$k_T = \frac{E}{U_{\text{最大负载}}}.$$

4. 电抗器绕组的感抗:

$$x = \frac{R_{\text{最大负载}}}{0.5 \sqrt{3}} k_T^2.$$

5. 变换器的每相电容:

$$C = \frac{1}{1 + k_c} \cdot \frac{1}{\omega x} = \frac{0.67}{\omega x}.$$

6. 变换器每一相的输出电流:

$$I'_{\text{负载}} = I_{\text{负载}} \frac{1}{k_T}.$$

7. 电抗器绕组中的电流:

$$I_L = \frac{E}{X} \cdot \frac{\sqrt{3n^2 - 1.5\sqrt{3}n + 2.25}}{2.25}.$$

当 $n=0$ 和 $n=0.5\sqrt{3}$ 时, 电流获得最大值 $I_{L\text{最大}} = \frac{E}{X} \times 0.67$; 当 $n=0.25\sqrt{3}$ 时, 电流获得最小值 $I_{L\text{最小}} = \frac{E}{X} \times 0.33$.

8. 电抗器绕组导线截面积的确定, 与 T 形变换器的一样.

9. 电容器上最大的电压有效值: $U_{C\text{最大}} = E$.

10. 主要尺寸指标:

$$S_o S_c = \frac{2\sqrt{2} x (1 + k_c) I_{L\text{最大}}^2}{\omega B_m \delta k_M} = \frac{E^2}{X} \cdot \frac{1.91}{\omega B_m \delta k_M}.$$

11、12、13. 按照 T 形变换器中的公式, 求 S_o 和 S_c , 并把三相心式磁路的尺寸型号取成接近的标准系列.

14. 每一相铁心柱上的匝数:

$$w = \frac{\sqrt{2} E}{\omega B_m S_c}.$$

15. 每一相铁心柱中的非磁性间隙的大小:

$$l'_B = \frac{0.5 \sqrt{2} I_{L\text{最大}} \cdot w}{B_m} k_B \mu_0.$$

第四章 电感-电容变换器的应用

1. 在脉冲激光器中用来对电容储能器充电的变换器

对脉冲激光器中的电容储能器充电设备,除了提出一般的要求(高的动力指标,运行的可靠性,最小的重量和外形尺寸等)外,还要提出一些与激光器工作状态的特点以及作为负载的脉冲灯特性相联系的要求。

储能电容器的各种不同的充电线路,是根据设计电源时提出的具体任务、电网电压的特点和运行要求来确定的。在各种类型的充电设备中,具有电感-电容变换器的充电设备占有特殊的地位。这种充电设备能够满足对脉冲激光器电源提出的大多数要求。现在,我们来研究一种典型的充电设备的电路,其主回路部分如图 62 所示。

相间耦合型三相 T 形变换器,通过升压变压器和整流桥与储能电容器组 C_{Σ} 相接。放电一周以后,当脉冲灯(它与放电电感 L_{Σ} 一起接到电容器组 C_{Σ} 上)恢复了电气强度时,便开始充电的循环。在刚刚充电的瞬间,储能器上的电压为 0,这对充电设备来说,等于输出端短路。为了限制短路电流,通常需要利用各种电阻性或电抗性二端网络。而在我们所研究的电路中,却并不需要。因为变换器输出端的电流,也就是升压变压器副边的电流和整流桥输出端的电流,跟负载阻抗无关。因此,在整个充电期间,充电电流 I_{Σ} 是不变的;储能电容器上的电压按线性规律上升:

$$u_C = U_{\text{初始}} + \frac{I_{\Sigma}}{C_{\Sigma}} t,$$

式中 $U_{\text{初始}}$ 为开始充电时电容器上的电压(若电容器充分放电, 则 $U_{\text{初始}} = 0$)。

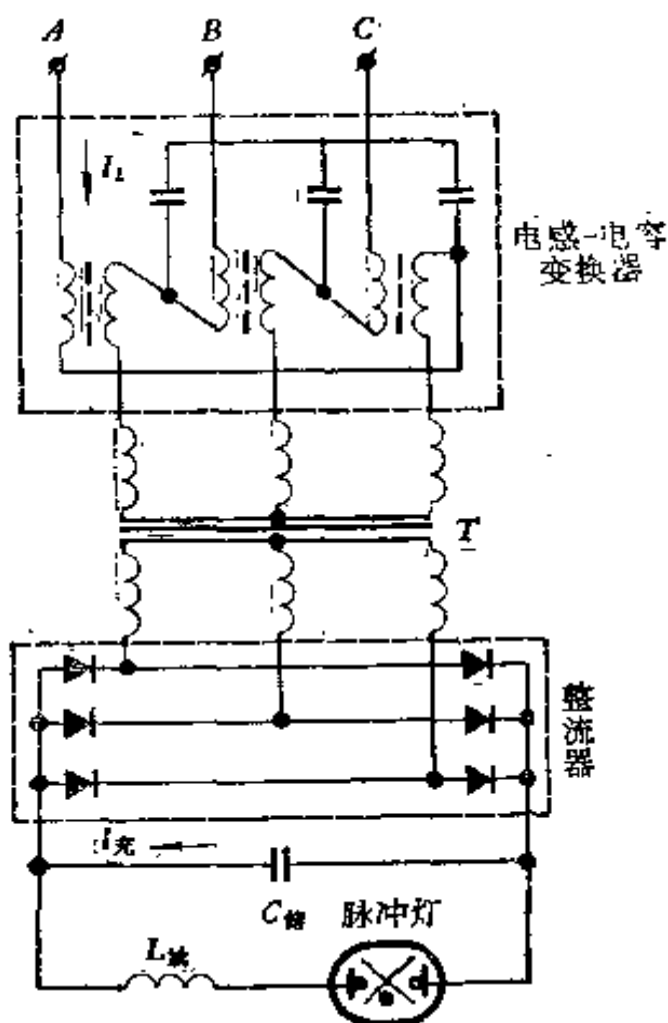


图 62 以变换器为基础的充电电路

充电设备的工作曲线,如图 63 所示。在充电期间 $T_{\text{充}}$ 内, 变换器的输入电流 I_L 从最大值 $I_{L\text{最大}}$ 变小, 当 $t = T_{\text{充}}/2$ 时, 达到最小值; 然后, 又重新变大, 当 $t = T_{\text{充}}$ 时, 达到最大值。 $t = T_{\text{充}}$ 时, 即储能器上的电压达到额定值时, 在脉冲灯上施加触发脉冲, 使储能器在时间 $\tau_{\text{脉}}$ 内对灯放电。在这短短的脉冲期间内, 电流 $I_{\text{充}}$ 在电容器回路和灯回路内重新分配, 与放电脉冲电流叠加在一起。当然, 图中所表示的是将充电设备性能理想化了的曲线: 首先, 图中所描绘的都是电流的平均

值,而不是它的瞬时值;其次,在整个充电期间,实际上 $I_{\text{充}}$ 并不是严格不变的,而是相应于实际的变换器外特性,到充电结束时,要降低百分之几。此外,电流平均值的这种变化特征,仅仅在充电时间远大于电网电压周期的情况下,才能出现。

还有一些其他的三相或单相变换器电路,也可用于充电设备^[59,72]。现在我们来

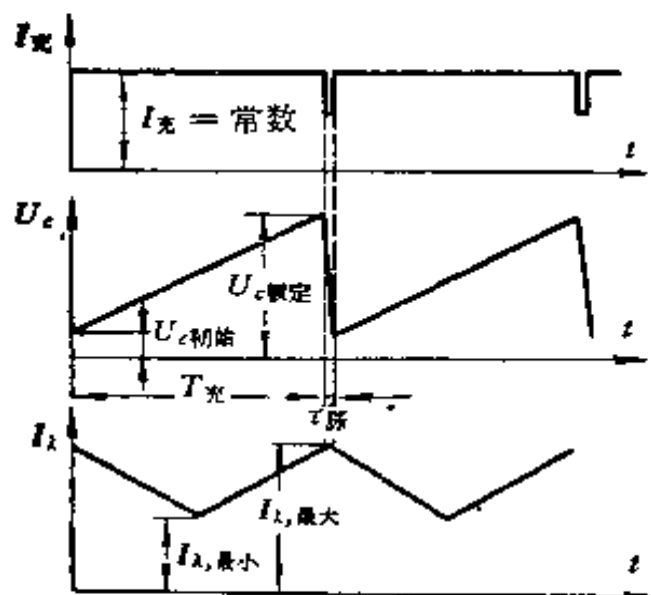


图 63 充电设备的工作曲线图

分析,在脉冲激光器中利用电感-电容变换器作为储能电容器充电设备时的一些主要特性和优点。

1. 电感-电容变换器能保证高的动力指标,因为恒流充电的效率比其他按任何规律变化的电流、电压充电的

效率都高。虽然在变换器电路中,由于存在非线性元件(整流器)从而导致充电电流脉动,并在电路元件中出现高次电流谐波。然而充电电流平均值,大致上仍然是恒定的。而且实际的充电效率可达 80—85%。同时,这种充电设备不同于具有电抗性限流元件的交流电路,它的功率因数 $\cos \phi$ 接近于 1,并在整个充电期间内,都保持这样高的值。

2. 在储能器放电的瞬间,脉冲灯的电阻急剧下降,实际上造成了充电电路的短路状态。如果充电电路是低内阻的电压源,那么,短路将是一个事故。这就必须采取附加措施,使得在短路时,充电电路能与电网断开。即使在这种电路中有开关元件的情况下,充电设备对短路也可能仍然是敏感的。但利用变换器,就能消除这个危险,因为即使在长时间短路的情

况下,变换器的输出电流也不会超过额定值,脉冲灯也不会损坏。

3. 与其他类型的充电设备(例如,具有电容限流器的电路,“恒定功率”充电电路^[86],可控整流电路等)不同,具有变换器的设备,在充电的起始阶段,从电网吸取的电流,没有冲击的性质,因而不存在电压波动,这一点对于公用同一电网的用户特别重要。

4. 变换器的输出电压随着负载阻抗的增加而增加,并能超过电网电压的许多倍。这是它的一项特点。因此,在许多场合下,可以省去升压变压器,从而大大降低充电设备的重量和外形尺寸。

5. 在充电电流 $I_{\text{充}}$ 不变的条件下,充电时间与储能器上的电压成线性关系: $T_{\text{充}} = C_{\text{储}} U_{C_{\text{储}}} / I_{\text{充}}$ 。这样,就可以根据工艺要求,通过调节充电时间来调节给定的脉冲能量(也就是给定的 $U_{C_{\text{储}}}$ 值);也可以在充电时间 $T_{\text{充}}$ 不变的条件下,改变脉冲能量,如果使用可以调节电流 $I_{\text{充}}$ 值的变换器的话。因此,有了 $U_{C_{\text{储}}}$ 和 $T_{\text{充}}$ 的比例关系,就可以用确定充电时间的办法来代替确定充电电压的办法,从而简化了充电的控制系统和控制程序。

6. 在一些以变换器为基础的充电设备中,可以借助于并联的可控硅开关来合理地控制充电电路。这时,能可靠地控制储能器上的电压,保证脉冲灯在重复频率状态下正常工作。作为气体放电器件的脉冲灯,只有在一定的极间电压增长速度以下,才能恢复其电气强度^[69]。随着闪光频率的提高,灯的工作可能被破坏。为此,在灯放电结束与下一次加电压之间,引进一个专门的消游离时间间隔(2—5 毫秒),在这段时间内,必须使灯与储能器断开,或者停止对储能器充电。后者可通过开关元件(例如可控硅)来实现。通常,可控硅元件还可

以起到调节储能器上电压的作用。由于电感-电容变换器不怕短路,因此在它的输出端允许并联可控硅开关(图 64)。这

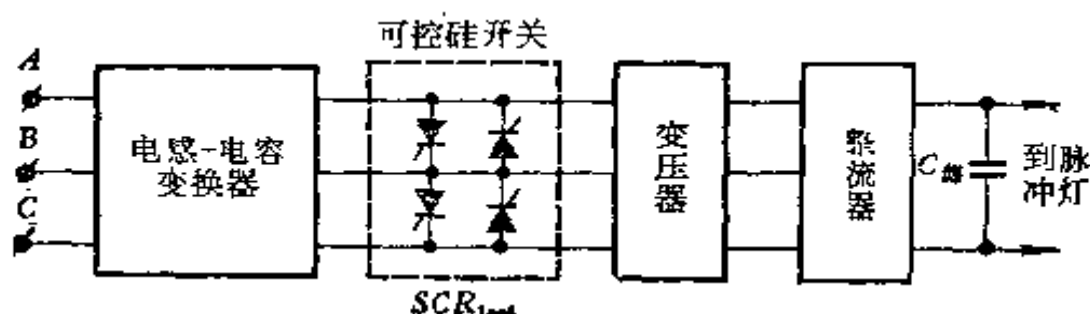


图 64 在变换器输出端接入可控硅开关的电路

种并联方式与大家熟知的在电压源充电电路中串联这些开关元件的方式相比,具有一系列的优点。当电压信号加到可控硅控制极上时,变换器输出端和变压器原边就被短接,储能器的充电也就停止。当电压信号从控制极上取消、可控硅闭锁时,充电过程重新开始。

在变换器输出端的线电压之间接入可控硅开关时,两对可控硅中的每一只都要流过半周期电流 I_{SCR} 。 I_{SCR} 的平均值为

$$\bar{I}_{SCR} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} (1 - S) I_{\text{变换器}},$$

式中 $S = \frac{T_{\text{充}}}{T}$ 为充电电路的工作状态系数; T 为放电脉冲的重复周期(见图 65); $T_{\text{充}} = q T_{\text{充,最大}}$ 为储能器充到给定电压的时间; $q = \frac{U_{C\text{最小}}}{U_{C\text{最大}}}$ 为电压调节比; $T_{\text{充,最大}}$ 为消游离时间等于 $T_{\text{消}}$ 时储能器的最大充电时间($T_{\text{充,最大}} = T - T_{\text{消}}$); $I_{\text{变换器}}$ 为变换器输出端的短路电流有效值。当 $q = 0.7 \sim 1.0$ 时(储能器中的能量变化两倍),与串联电路相比,开关元件中的损耗,显著降低。

电子开关的并联连接,也能使充电电路与储能器断开的

速度最快。因为在电压信号加到可控硅控制极的那一瞬间(5—30 微秒),变换器输出端,实际上就被在这一瞬间阳极电位为正的那只可控硅短接。必要时,可以利用快速充电开关,使得每一个周期内的充电电压不同。轮流工作的几个脉冲灯接到一个储能器时,如果开关工作的特征如图 65 所示的那样,就能使每一个脉冲灯获得不同的泵浦能量。

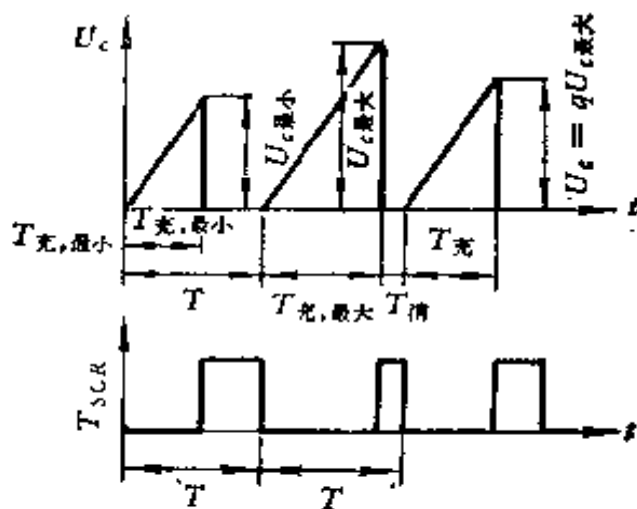


图 65 可控硅开关的工作曲线

7. 利用变换器,可以按照不同的指令,用一个充电设备对几个储能器或用几个充电设备对一个大的储能器进行互不相关的充电。这一点,在几个脉冲灯或几台激光器的系统中,往往是需要的。对于这些电路,匹配变压器(图 66 中的 $T_1—T_n$)

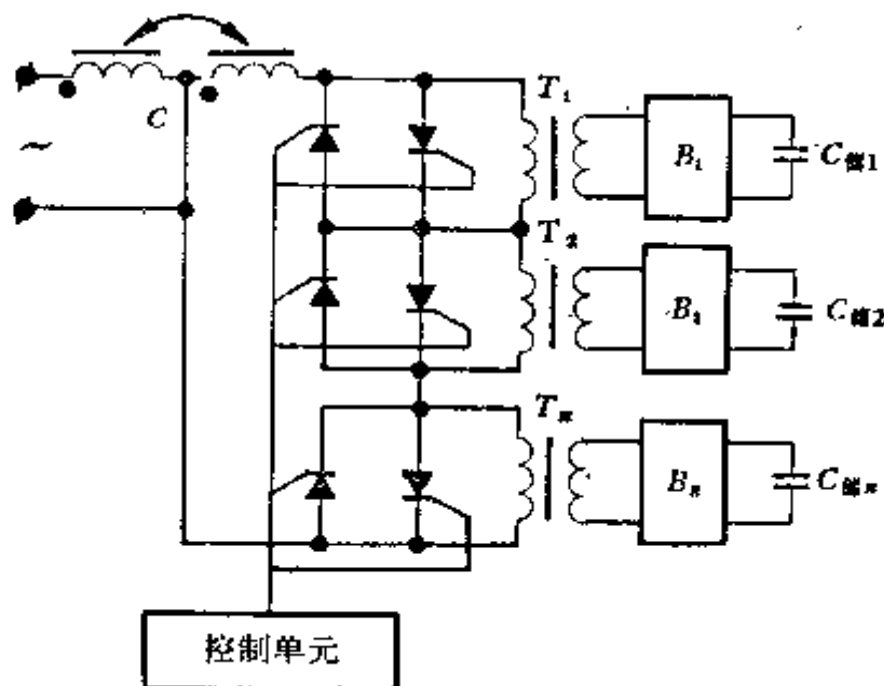


图 66 用一个变换器对几个储能器充电的电路

的原边都串联起来,再接到变换器的输出端。每一台变压器的原边都并接一对反向并联的可控硅,作为电子开关。来自控制单元的适当信号,加到可控硅的控制极上,使电路按规定工作,并独立地控制各个储能器上的电压。

对储能电容器 $C_{\text{蓄}1}, C_{\text{蓄}2}, \dots, C_{\text{蓄}n}$ 充电时,全部可控硅电子开关都闭锁着,变换器输出的恒定电流流过与整流器 $B_1, B_2, \dots, B_n$ 相对应的变压器原边。任何一个储能器上的电压一达到额定值时,电子开关就打开,将相应的整流变压器原边短接起来。可控硅导通后,变压器原边电压就消失了,于是该储能器的充电也就停止了。在其他储能器继续充电的过程中,电压达到额定值的那些储能器,将以类似的方式被“断开”。全部储能器都充到需要的电压时,由于变换器输出端被电子开关短接,所有变压器的原边电压都将消失。由于负载阻抗在很大的范围内变化时变换器能保持输出电流恒定不变,因此一些储能器断开后,其他储能器继续充电的电流数值不会改变。这一点,使我们能够任意地选择每一个储能器的充电状态。

在许多场合,例如在用于物理研究的各种实验设备中,要采用多台激光器构成的系统。其中的电容器也要进行分类,以形成具有不同储能等级的组。这些组可以单独工作;也可以全部在一起工作,构成一个大功率的储能器。在这些场合下,从运行方便和备用的角度出发,采用几个以变换器为基础的同样的充电设备是合理的;同时还应考虑到,这些充电设备能够并联起来,对同一个负载充电。

由于以变换器为基础的充电设备具有上述许多优良特性,所以近年来它们在激光技术领域获得了广泛的应用。工业上成批生产的这类设备的一些型号,将在下一章中叙述。

脉冲激光器充电设备中所用的电感-电容变换器设计举例

脉冲灯工作的重复频率为 $f_{\text{重}} = 2$ 赫。储能电容器上的电压为 $U_{C_{\text{储}}} = 2000$ 伏,电容量为 $C_{\text{储}} = 1000$ 微法。三相电源供电,频率为 $f = 50$ 赫,相电压为 $U_{\phi} = E = 220$ 伏。

采用图 62 所示的充电设备的线路。其中,变换器采用图 58 所示的具有三相心式电抗器的桥形变换器。考虑到放电脉宽和消游离时间很小,我们取储能器的充电时间

$$T_{\text{充}} \approx \frac{1}{f_{\text{重}}} = 0.5 \text{ 秒}.$$

储能器的充电电流为

$$I_{\text{充}} = \frac{U_{C_{\text{储}}} C_{\text{储}}}{T_{\text{充}}} = \frac{2000 \times 1000 \times 10^{-6}}{0.5} = 4 \text{ 安培}.$$

考虑到接成 Ларионов 电路的整流器的效率 (η_{B}), 变压器副边的相电流有效值为

$$I_2 = I_{\text{充}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\eta_{\text{B}}} = 4 \times \frac{1.41}{1.73 \times 0.95} = 3.44 \text{ 安培}.$$

充电结束时,变压器副边的相电压有效值为

$$U_2 = \frac{U_{C_{\text{储}}}}{2.45} = \frac{2000}{2.45} = 817 \text{ 伏}.$$

式中不用 Ларионов 电路的常数 2.34, 而用 2.45, 这表示电容器 $C_{\text{储}}$ 被充到整流器输出端脉动电压的幅值。

设计变换器时,用第三章第 4 节中所叙述的方法。考虑到变换器工作时,可能有短路状态(在开始充电的时刻),故按照负载在“无限”范围内变化的情况来计算。因此,选取 $n_{\text{最大}} = 0.5 \sqrt{3} = 0.87$ 。

充电结束时,变换器输出端的相电压为

$$U_{\text{变换器}} = 1.15 E n_{\text{最大}} = 220 \text{ 伏},$$

升压变压器的变比为

$$k_T = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{U_{\text{变压器}}}{U_1} = \frac{220}{817} = 0.269,$$

充电结束时,负载的等效电阻为

$$R_{\text{最大负载}} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{817}{3.44} = 238 \text{ 欧姆},$$

变换器中电抗器绕组的感抗为

$$x = \omega L = \frac{R_{\text{最大负载}}}{n_{\text{最大}}} k_T^2 = \frac{238}{0.87} \times 0.269^2 = 20.6 \text{ 欧姆},$$

变换器中每一相的电容量为

$$C = \frac{0.67}{\omega X} = \frac{0.67}{314 \times 20.6} = 107 \text{ 微法}.$$

将电容取成标准值 $C' = 100$ 微法时,电抗器感抗的精确值为

$$x' = \frac{0.67}{\omega C'} = \frac{0.67}{314 \times 100 \times 10^{-6}} = 21.3 \text{ 欧姆},$$

变换器输出端的相电流为

$$I_{\text{变换器}} = 1.15 \frac{E}{x'} = 1.15 \times \frac{220}{21.3} = 11.7 \text{ 安培},$$

精确的变比为

$$k'_T = \frac{I_2}{I_{\text{变换器}}} = \frac{3.44}{11.7} = 0.294.$$

充电结束时,变换器输出端的电压精确值为

$$U'_{\text{变换器}} = U_2 k'_T = 817 \times 0.294 = 241 \text{ 伏}.$$

充电结束时,相对负载的精确值为

$$n'_{\text{最大}} = \frac{R_{\text{最大负载}} k'^2_T}{x'} = \frac{238 \times 0.294^2}{21.3} = 0.97.$$

充电开始和结束时,电抗器绕组中的最大电流为

$$I_{L\text{最大}} = \frac{E}{2.25 x'} \sqrt{3n_{\text{最大}}'^2 - 1.5 \sqrt{3} n_{\text{最大}}' + 2.25}$$

$$= \frac{220 \times 1.6}{2.25 \times 21.3} = 7.3 \text{ 安培.}$$

$t = \frac{T_{\text{充}}}{2}$ 时, 电抗器绕组中的最小电流为

$$I_{L\text{最小}} \approx \frac{E}{x'} \times 0.33 = \frac{220}{21.3} \times 0.33 = 3.4 \text{ 安培.}$$

电抗器绕组的热等效电流为

$$I_{L\text{等效}} = \sqrt{\frac{(I_{L\text{最大}}^2 + I_{L\text{最大}} I_{L\text{最小}} + I_{L\text{最小}}^2) \frac{1}{3} \cdot \frac{T_{\text{充}}}{2}}{T_{\text{充}}/2}}$$

$$= \frac{1}{1.73} \sqrt{7.3^2 + 7.3 \times 3.4 + 3.4^2} = 5.5 \text{ 安培.}$$

现在来选择电流密度, 并计算电抗器绕组导体的截面积:

$$\delta = 1.6 \text{ 安培/毫米}^2,$$

$$q = \frac{I_{L\text{等效}}}{\delta} = \frac{5.5}{1.6} = 3.44 \text{ 毫米}^2.$$

据此, 选择 ПЭТВ 导线, 其直径为 2.1 毫米, 也可选择截面积相等的小汇流条。

电抗器的主要尺寸指标为

$$S_o S_c = \frac{2 \sqrt{2} x' \times 1.5 I_{L\text{最大}} I_{L\text{等效}}}{\omega B_m \delta k_M}$$

用冷轧钢 330 做磁路时, 最大磁通密度取为 $B_m = 1.4$ 忒斯拉; 窗口的利用系数 k_M 取 0.35, 这时, 得到

$$S_o S_c = \frac{2 \sqrt{2} \times 21.3 \times 1.5 \times 7.3 \times 5.5}{314 \times 1.4 \times 1.6 \times 0.35} \times 10^2$$

$$= 1460 \text{ 厘米}^2.$$

三相心式电抗器的主要尺寸,如图 67 所示。

取 $\frac{S_o}{S_c} = 3$ 时,则电抗器窗口面积和磁路有效截面积为

$$S_o = \sqrt{3} \cdot \sqrt{1460} = 66 \text{ 厘米}^2;$$

$$S_c = \frac{66}{3} = 22 \text{ 厘米}^2.$$

取 $\frac{b}{a} = 2$, $\frac{h}{a} = 3$, $k_c = 0.93$, 则磁路的柱宽、迭厚以及窗口的高度、宽度为

$$a = \sqrt{\frac{S_c}{2k_c}} = \sqrt{\frac{22}{2 \times 0.93}} \approx 3.5 \text{ 厘米},$$

$$b = 3.5 \times 2 = 7 \text{ 厘米},$$

$$h = 3 \times 3.5 = 10.5 \text{ 厘米},$$

$$C = \frac{S_o}{h} = \frac{66}{10.5} = 6.3 \text{ 厘米}.$$

电抗器绕组的最大电压为

$$U_{L_{\text{最大}}} = I_{L_{\text{最大}}} x' \times 1.5 = 7.3 \times 21.3 \times 1.5 = 235 \text{ 伏},$$

电抗器绕组的匝数为

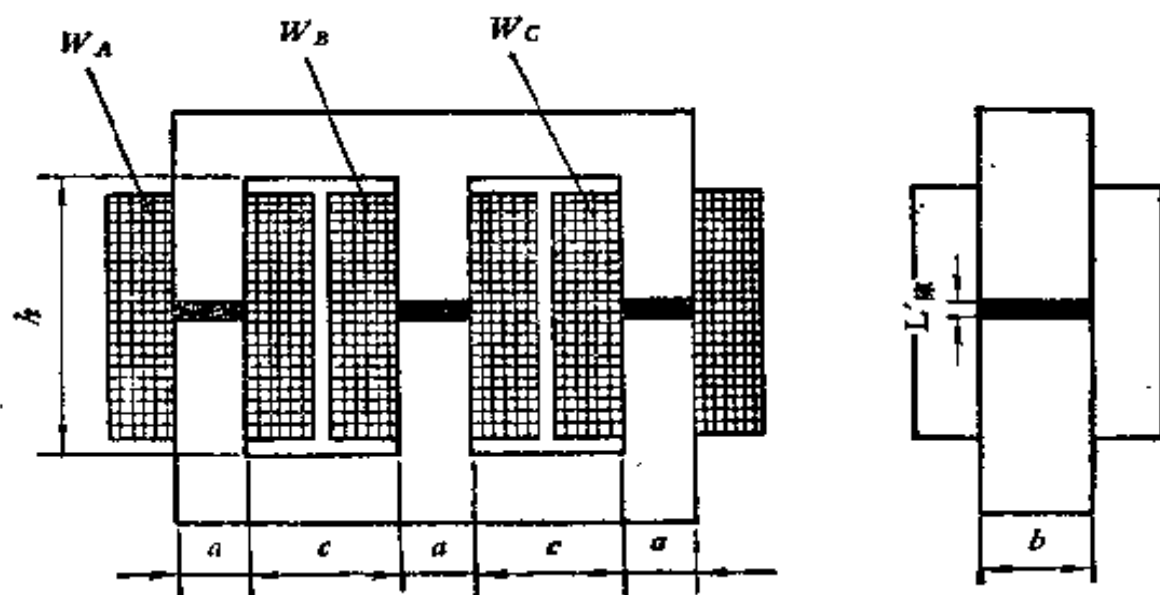


图 67 三相心式电抗器的主要尺寸

$$w = \frac{\sqrt{2} U_{L_{\text{最大}}}}{\omega B_m S_c} = \frac{\sqrt{2} \times 235}{314 \times 1.4 \times 22 \times 10^{-4}} = 340.$$

取漏磁系数 $k_B = 2.5$ 时,总的非磁性间隙为

$$\begin{aligned} l_{\text{隙}} &= \frac{\sqrt{2} \times \sqrt{3} I_{L_{\text{最大}}} w}{B_m} k_B \mu_0 \\ &= \frac{\sqrt{2} \times \sqrt{3} \times 7.3 \times 340}{1.4} \times 2.5 \times 4\pi \times 10^{-4} \\ &= 13.4 \text{ 毫米.} \end{aligned}$$

每个柱上的间隙为 $l'_{\text{隙}} = 0.5 l_{\text{隙}} = 6.7$ 毫米.

在实际工程上,按照上述的简单方法,可以得到与实验资料符合得很好的计算结果.

用低压直流电源对高压储能器充电

这种充电方式,运用于各种不用电网供电的自给系统中.这里,脉冲激光器的储能器,可由 24—28 伏的直流电源充电到 1—10 千伏.为此,借助于晶体管逆变器或可控硅逆变器,把直流电压变成交流电压,然后升压到给定值,并加以整流.考虑到初始电源功率的限制,在经济性、电流纹波的大小、重量尺寸指标等方面,对这一类充电设备提出了很高的要求.

目前,能使充电电流恒定或者能从电源吸取恒定功率的电路,在这一类充电设备中,获得了最为广泛的应用^[56,56].它们各有自己的优缺点及相应的侧重应用的方面.下面来研究前一充电方案中的一种电路^[27],其主回路部分如图 68(a)所示,由晶体管逆变器、带有升压变压器的变换器和整流器组成.为了使逆变器与变换器的工作协调起来,变换器采用带有前置电感 L 的 Γ 形电路.附加电容 $C_{\text{附}}$ 接到变压器的副边或它的零件上.这种接法有两个好处,首先是能选择希望在高电压(与电源电压相比而言)下工作的电容器;其次是能利用变

压器的漏感 L_s 和匝间电容 C_2 作为变换器的电抗元件。

变换系统主回路的等效电路, 如图 68(b) 所示。图中元件的参数已折合到变压器的原边。画等效电路时, 假设:

晶体管逆变器具有双向导电性, 它的开关元件的正向内阻 $R_{正}$ 是线性的, 而反向电阻是无穷大的。

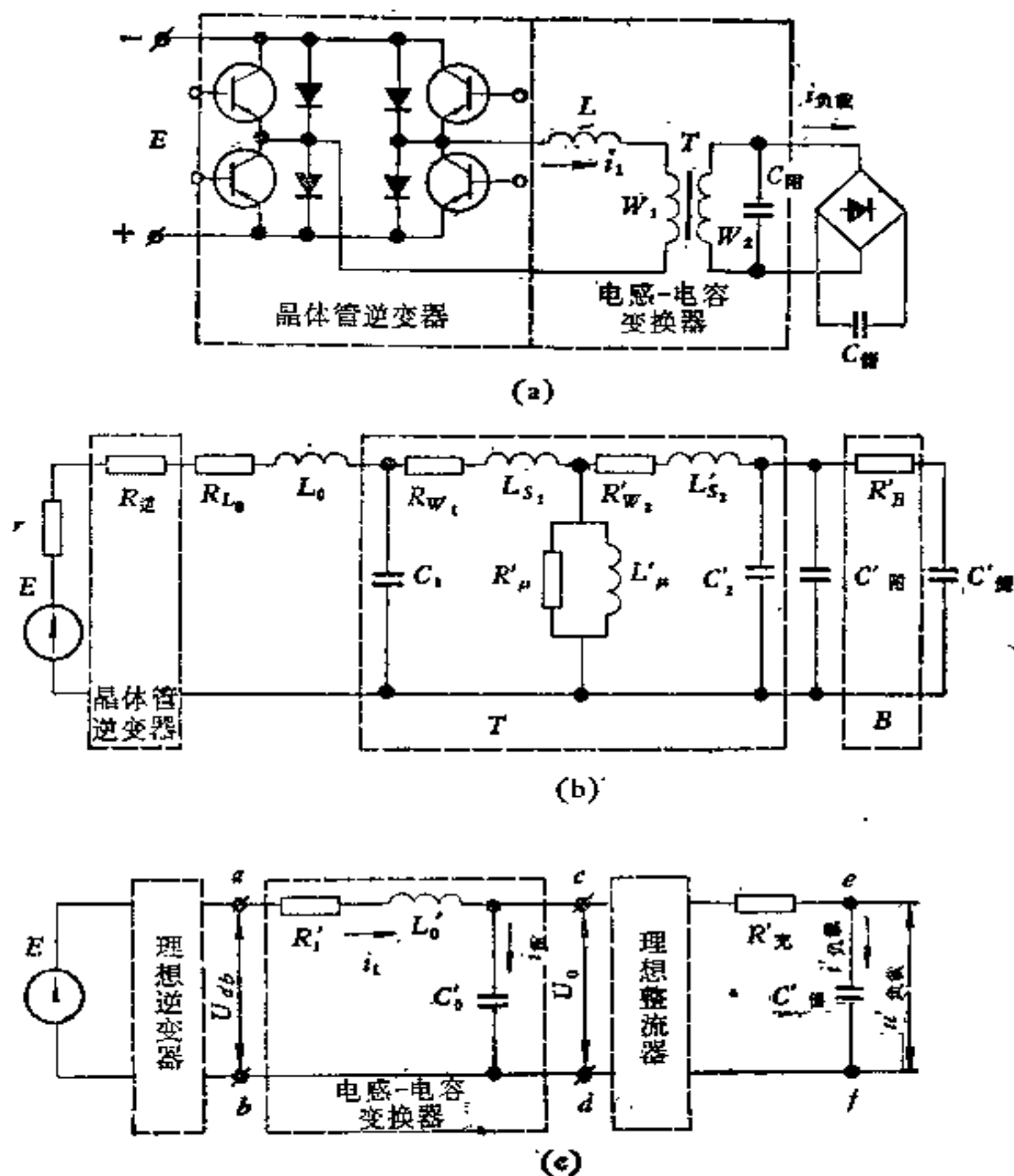


图 68 用低压直流电源对高压储能器充电的电路

在整流部分,整流器的正向内阻 R_B 是线性的,而反向电阻无穷大.

变压器副边的所有元件的参数,都按下列各式折合到原边:

$$L'_i = \frac{1}{k_T^2} L_i; \quad C'_i = k_T^2 C_i; \quad R'_i = \frac{1}{k_T^2} R_i,$$

式中 $k_T = w_2/w_1$.

为了简化等效电路,我们认为变压器的空载电流 $I_{空载}$ 及原边的寄生电容 C_1 都很小. 这时,等效电路中元件的总的等效参数可表示为: $R'_1 = r + R_{正} + R_{L_0} + R_{W_1} + R'_{W_2}$ ——折合后的电抗器的有功电阻; $R'_2 = R'_B + R'_{B_1}$ ——折合后的充电回路的有功电阻; $L'_0 = L_0 + L_{S_1} + L'_{S_2}$ ——折合后的变换器电感; $C'_0 = C'_{B_1} + C'_2$ ——折合后的变换器电容; r ——电源(电池)内阻; R'_{B_1} ——折合后的接线电阻.

利用等效参数后,便获得了简化的具有理想逆变器和理想整流器的把直流电压源变为直流电流源的变换系统等效电路(图 68(b)). 这时,可以认为有一个矩形波电压 u_{ab} 作用在 ab 两点之间,其基波幅值为 $E_1 = \frac{4}{\pi} E$.

在充电周期内,电路中的电压电流波形如图 69 所示. 计算等效充电回路时,假设充电周期 $t_{充} \gg T$, T 为逆变器输出交流电压的周期;整个充电周期内平均充电电流 $\bar{I}_{充}$ 是不变的,实验证明,这可由变换器元件的调谐来保证;电流 i_1 , i'_2 和 $i'_{充}$ 的真实的变化曲线用等效的矩形波来代替,而且在任意的第 k 个脉冲期间,矩形波的幅值 I_{1k} , I'_{2k} 和 $I'_{充k}$ 是不变的.

充电过程是这样进行的,在矩形波电源电压的每一个半周期内,电容 C'_0 被电流 I'_2 重新充电,这时储能电容器的回路中没有电流,因为整流器被电压 u'_2 关断了. 只有当电压 $u'_0 >$

u''_{0k} 以后, C'_0 回路中才出现电流。在第 k 个重新充电的电流脉

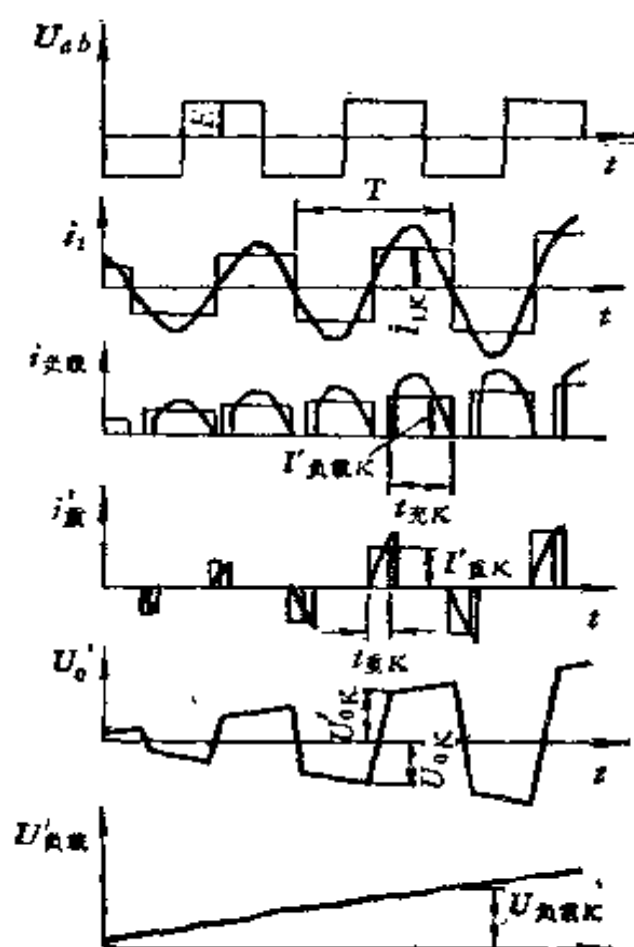


图 69 图 68 所示的电路的电压电流波形
(图中 $i_{\text{负载}}$ 应为 $i'_{\text{负载}}$)

冲结束时, C'_0 上的电压为

$$u'_{0k} = \frac{1}{C'_0} I'_{\text{整流}k} t_{\text{整流}k} + u''_{0k}, \quad (65)$$

式中 u''_{0k} 为第 k 个脉冲开始时 C'_0 上的电压。

负载电流的每一个半周期结束时, 两个电容 C'_0 和 C'_0 被充到相同的电压, 并且整流器被关断。为了在下一个半周期, 将整流器打开, 就必须使 C'_0 重新充电到 $u''_{0k} = -u'_{0k}$ 。这时, (65) 式可以简化为

$$u'_{0k} = \frac{1}{2C'_0} I'_{\text{整流}k} t_{\text{整流}k}. \quad (66)$$

第 k 个半周期结束时 C'_0 上的电压与第 $(k-1)$ 个半周期结束时 C'_0 上的电压相等:

$$u'_{0k} = u'_{0k-1}, \quad (67)$$

这里, 根据 $\bar{I}'_{\text{负载}} = \text{常数}$ 的假设, 可得

$$u'_{0k-1} = \frac{1}{C'_0} \bar{I}'_{\text{负载}} (k-1) \frac{T}{2}. \quad (68)$$

将 (67) 和 (68) 式代入 (66) 式, 得到

$$I'_{\text{重}k} = I'_{\text{负载}k} = \bar{I}'_{\text{负载}} \beta (k-1) \frac{T}{t_{\text{重}k}}, \quad (69)$$

式中 $\beta = \frac{C'_0}{C'_0} = \frac{C_0}{C_{\text{重}}}$.

第 k 个重复充电脉冲的时间 $t_{\text{重}k}$, 用下式确定:

$$t_{\text{重}k} = \frac{T}{2} - t_{\text{充}k}, \quad (70)$$

$$\bar{I}'_{\text{负载}} \frac{T}{2} = I'_{\text{负载}k} t_{\text{充}k}. \quad (71)$$

解 (68) — (70) 的联立方程, 便可确定 $I'_{\text{负载}k}$ 和 $I'_{\text{重}k}$ 的幅值:

$$I'_{\text{负载}k} = I'_{\text{重}k} = I'_{1k} = \bar{I}'_{\text{负载}} [1 + 2\beta(k-1)].$$

整个充电周期内, 充电电流有效值 $I'_{\text{负载}}$, 和从逆变器中吸取的电流 I_1 分别为

$$I'_{\text{负载}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{充}k=1}} \sum_{k=1}^m (I'_{\text{负载}k})^2 t_{\text{充}k}}; \quad (72)$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{充}k=1}} \sum_{k=1}^m I_{1k}^2 \frac{T}{2}}. \quad (73)$$

式中 $t_{\text{充}} = m \frac{T}{2}$ 为电容 C'_0 的整个充电时间, m 为整个充电周期中的半周期总数。

利用表达式 (68), (69) 和 (70), 可以求出第 k 个充电脉冲的时间 $t_{充k}$:

$$t_{充k} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{1 + 2\beta(k-1)}.$$

这时, 由公式 (72) 和 (73) 可得

$$I'_{负载} = \bar{I}'_{负载} \sqrt{1 + \beta m},$$

$$I_1 = \bar{I}'_{负载} \sqrt{1 + 2\beta m + \frac{4}{3}(\beta m)^2}.$$

整个充电周期中的能量损耗为

$$\begin{aligned} W_{损耗} &= [I_1^2 R'_1 + (\bar{I}'_{负载})^2 R'_{充}] t_{充} \\ &= (\bar{I}'_{负载})^2 m \frac{T}{2} \left[R'_1 \left(1 + 2\beta m + \frac{4}{3} \beta^2 m^2 \right) \right. \\ &\quad \left. + R'_{充} (1 + \beta m) \right]. \end{aligned}$$

整个充电周期中充到电容 $C'_{储}$ 中的能量为

$$W_{储} = \frac{C'_{储} (U'_{储})^2}{2} = (\bar{I}'_{负载})^2 \cdot \frac{m^2 T^2}{8 C'_{储}}.$$

现在, 来求表示充电过程经济性的比值 $\frac{W_{损耗}}{W_{储}}$:

$$\begin{aligned} \frac{W_{损耗}}{W_{储}} &= \frac{4 C'_{储}}{m T} \left[R'_1 \left(1 + 2\beta m + \frac{4}{3} \beta^2 m^2 \right) \right. \\ &\quad \left. + R'_{充} (1 + \beta m) \right]. \end{aligned} \quad (74)$$

为了分析 (74) 式, 我们引进一些符号:

$Q_1 = \frac{\omega L'_0}{R'_1} = \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{L'_0}{R'_1}$ —— 电感-电容变换器的等效品质因数;

$Q_2 = \frac{\omega L'_0}{R'_{充}} = \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{L'_0}{R'_{充}}$ —— 负载回路的等效品质因数.

我们也算出电感-电容变换器的谐振条件:

$$\omega^2 L'_0 C'_0 = \left(\frac{2\pi}{T}\right)^2 L'_0 C'_0 = 1. \quad (75)$$

这时, (74) 式变为

$$\frac{W_{\text{损耗}}}{W_{\text{蓄}}} = \frac{2}{\pi \beta m} \left[\frac{1 + 2\beta m + \frac{4}{3}\beta^2 m^2}{Q_1} + \frac{1 + \beta m}{Q_2} \right].$$

对此式微分, 并令其等于 0:

$$\begin{aligned} \frac{d}{d(\beta m)} \left(\frac{W_{\text{损耗}}}{W_{\text{蓄}}} \right) &= \frac{2}{\pi} \left(\frac{-\frac{1}{(\beta m)^2} + \frac{4}{3}}{Q_1} \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{(\beta m)^2 Q_2} \right) = 0. \end{aligned} \quad (76)$$

解方程 (76), 就可以得到使损耗最小时的 (βm) 最佳值:

$$(\beta m)_{\text{最佳}} = \frac{1}{3} \sqrt{3 \left(\frac{Q_1}{Q_2} + 1 \right)}$$

通常, 由于 $Q_2 \gg Q_1$, 所以有

$$(\beta m)_{\text{最佳}} \approx 0.865. \quad (77)$$

知道 (βm) 的数值后, 在充电时间 $t_{\text{充}} = m \frac{T}{2}$ 给定的条件下, 就可以单值地确定参数 $\beta_{\text{最佳}} = C_0 / C_{\text{蓄}}$. 从另一方面说, 在比值 β 给定的条件下, 利用 (74) 式, 可以确定最佳的充电时间 $t_{\text{充, 最佳}}$.

(βm) 为最佳值时, 充电效率最高:

$$\eta_{\text{最大}} = \frac{1}{1 + 2.75/Q_1}. \quad (78)$$

由 (78) 式可见, 当 $Q_1 > 10$ 时, 最大充电效率就已经足够了: $\eta_{\text{最大}} > 78\%$.

现在我们来求保证最佳充电过程的变压器变比，变比为

$$k_T = \frac{U_{\text{储}}}{U'_{\text{原}}} = U_{\text{储}} \frac{C'_{\text{储}}}{\bar{I}'_{\text{负载}} t_{\text{充}}}, \quad (79)$$

式中 $U_{\text{储}}$ 为储能器必须充到的电压； $U'_{\text{原}}$ 为变压器原边电压最大值。

根据前面的假设，在整个充电周期（包括相当于负载短路的起始充电期间在内），方程（79）中的电流 $\bar{I}'_{\text{负载}}$ 是不变的。在起始充电的状态下，电流 $i'_{\text{负载}}$ 和 i_1 通常按线性规律变化：

$$i'_{\text{负载}} = i_1 = \frac{E}{L'_0} \left(t - \frac{T}{4} \right), \quad (80)$$

由此可知，半周期内负载电流平均值为

$$\bar{I}'_{\text{负载}} = \frac{E}{L'_0} \cdot \frac{T}{8}. \quad (81)$$

将（81）式代入（79）式，并利用（75）和（77）式，就可以求得最佳变比：

$$k_{T\text{最佳}} = \frac{U_{\text{储}}}{E} \cdot \frac{4}{0.865 \pi} = 0.47 \frac{U_{\text{储}}}{E}.$$

所得到的这些关系式，使我们能够从损耗最小的要求出发，来设计充电电路。如果最佳标准是重量尺寸指标，那么根据计算， $(\beta m)_{\text{最佳}}$ 应为 0.607。

文献[56]中，分析了具有单相电感-电容变换器的充电电路在变换器元件失谐条件下的工作状态。这种工作状态，可以使充电效率提高百分之几，但在很大程度上失去了运用变换器的其他优点。

具有晶体管逆变器的单相充电设备的功率不宜超过 1—2 瓩。更大功率的设备，可用几台这样的充电设备并联起来做成，因为电感-电容变换器和整流器输出端的电流可以汇集起来，而其中每一台充电设备的工作状态不会改变。为了使

供电电源的负载更加均匀和减小充电电流的脉动，逆变器的控制系统应能使各逆变器的输出电压之间有一个固定的相位移。

2. 连续激光器电源中的变换器

连续激光器在生产和研究中的应用，逐年广泛起来。目前，以弧光灯作为光泵的固体连续激光器应用得最广。根据激光器工作物质的种类（红宝石、钕玻璃、钇铝石榴石等），来选用不同的弧光灯—高压氙灯和氪灯，超高压汞灯以及其他具有不同辐射强度、辐射光谱和电功率（从1瓦到几十千瓦）的一些灯。

尽管现代连续激光器用的灯是各种各样的，但它们的静态和动态伏-安特性，以及运行条件，具有共同的特征。因此，大多数灯，对电源的要求是相同的。主要的要求是：

灯与电源的伏-安特性应该匹配。计算和实验指出：电源的伏-安特性最好是接近于电流源的特性（在 $R_{\text{内}} = \text{变量}$ 的条件下， $I = \text{常量}$ ）。这就可以在不采用任何镇流电阻的条件下，保证灯在它的伏-安特性的起始降落阶段能稳定地点燃，而在中等电流和大电流的范围（即下降和上升部分），用电流源供电，可以从根本上提高弧光放电的静态和动态特性，而不怕各种因素的干扰；此外，由于灯老化和更换等因素引起变化时，电流的稳定性非常好。因此灯的光通量的稳定性也非常好。

电源应该是可调的，以便保证灯的电流能按照工艺上的需要，从额定值均匀地变到某一最小值。实践证明，在大多数使用连续激光器的场合，电流的调节比为1:5就足够了。整流电流的脉动应该尽可能地小。通常允许的电流脉动为0.5—2%；在某些场合，例如激光通讯系统，要求非常苛刻，允

许的脉动为 1% 甚至 0.1%，电源在运行中应能既安全又经济；电路应简单；应能建成所希望的不同电流和功率的电源标准系列。

上述这些要求是有代表性的，它同样适合于直流激励的气体激光器，也适合于脉冲灯的预燃装置。气体放电间隙的伏-安特性，在小电流的区域急剧下降，在中等电流区域缓慢下降，在大电流区域又上升（见图 7）。这一复杂的特性，是所有这些设备共有的。“电源-气体放电灯”系统的电平衡方程为

$$U_{\text{电源}}(I_{\pi}) = U_{\pi}(I_{\pi}) + L_{\Sigma} \frac{dI_{\pi}}{dt}.$$

对平衡状态偏离不大时，

$$i_{\pi} k_{\text{稳}} + L_{\Sigma} \frac{di_{\pi}}{dt} = 0.$$

解此方程，并代入初始条件 $i_{\pi}(0) = \Delta I_{\pi}$ ，得到

$$i_{\pi} = \Delta I_{\pi} e^{\frac{ik_{\text{稳}}}{L_{\Sigma}} t} = \Delta I_{\pi} e^{-\frac{t}{T_c}}. \quad (82)$$

这里引进了下面的一些符号： U_{π} 、 I_{π} ——灯的稳态电压和电流； i_{π} ——灯的暂态电流； ΔI_{π} —— $t = 0$ 时的最大暂态电流； $k_{\text{稳}} = \frac{\partial U_{\pi}}{\partial I_{\pi}} - \frac{\partial U_{\text{电源}}}{\partial I_{\pi}}$ ——电路的稳定系数； $\frac{\partial U_{\pi}}{\partial I_{\pi}} = R_{\pi, \text{动态}}$ ——灯的动态电阻； $\frac{\partial U_{\text{电源}}}{\partial I_{\pi}} = R_{\text{电源, 动态}}$ ——电源的动态电阻； L_{Σ} ——电路的总电感； $T_c = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\pi, \text{动态}} + R_{\text{电源, 动态}}}$ ——电路的时间常数。

根据方程 (82)，如果电路参数能使所产生的暂态电流 ΔI_{π} 逐渐消失的话，则电路将进入稳定的静平衡状态。只有在函数 $e^{-\frac{t}{T_c}}$ 的指数保持负值的条件下，也就是在灯的伏-安

特性的整个变化范围内,必须满足下述条件,电流才能稳定:

$$R_{\text{灯,动态}} + R_{\text{电源,动态}} = R_{\text{稳}} > 0. \quad (83)$$

(83) 式为电源外特性与灯的伏-安特性相匹配的条件。由于在伏-安特性下降区域,灯的动态电阻是负的(虽然,在上升区域是正的,但阻值很小—几欧姆),因此,为了满足(83)式,并有足够富裕的稳定度,电源的动态内阻应该大。电感-电容变换器正具备这样的性能,因此,近年来被广泛地用来作为连续激光器的泵浦电源、气体激光器的电流源以及脉冲激光器中灯的预燃电源。运用电感-电容变换器,有下列一些优点。

能保证灯在伏-安特性的起始的降落区域可靠地工作。例如,对氩氖激光器来说,这是非常重要的。这时不再需要镇流电阻,因此提高了电源的效率和功率因数。

在中等电流和大电流区域(伏-安特性的下降段和上升段),大大地提高了弧光放电的静态和动态稳定性,而不怕各种因素的干扰。在启动状态下,由于电感-电容变换器的输出电压能自动上升,所以灯是容易点着的。

作为电流源的变换器,能加快负载电流的稳定过程。这时,与使用电压源的情况相比,过渡过程的时间要缩短几倍。

由于冷却条件不同、灯的老化、更换灯而引起的参数离散等各种因素,使得灯的伏-安特性变化时,灯的电流仍能保持不变,因而灯的光通量也不变。由于整流电路不完善而引起的电流脉动,也能减小。

利用电感-电容变换器作为连续激光器电源的一种可行的电路,如图70所示。该电路被用于MHT-33型电流源的实验样机中。在这个样机中,灯的电流借助于三相自耦变压器来调节。由电抗器1—3和电容器 $C_1—C_3$ 组成的变换器的输出端,接了继电保护装置(二极管 $D_1—D_6$,继电器 J_2 ,

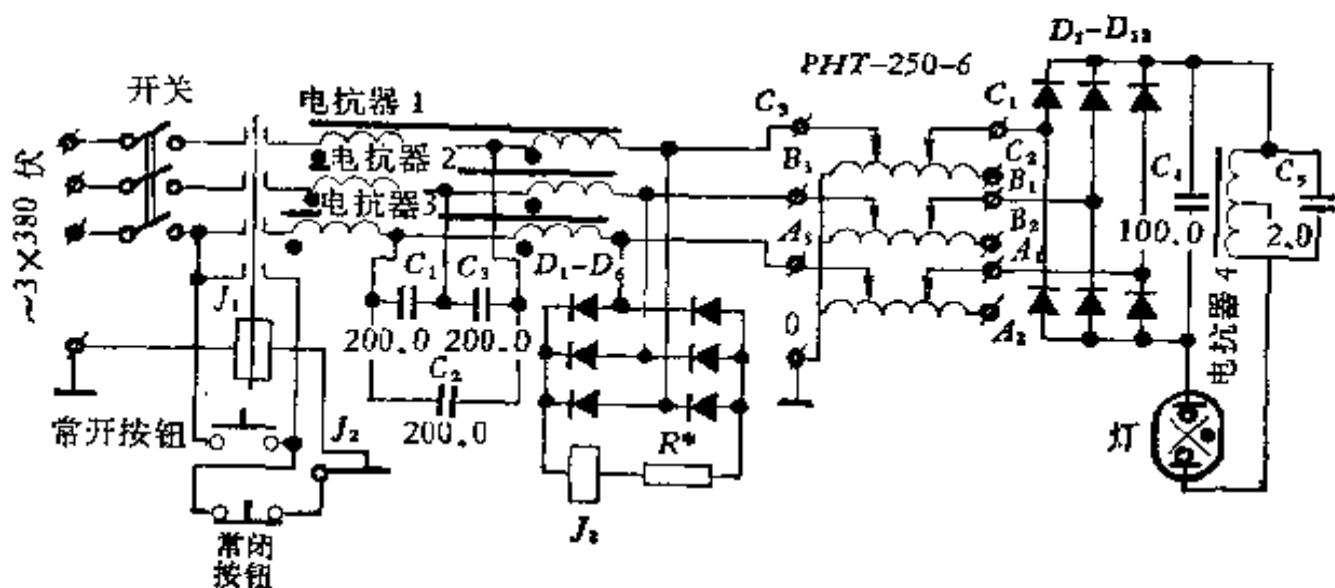


图 70 连续灯的电流源电路

电阻器 R^* ），以限制桥式整流器输出端的最大电压。由电容器 C_4 、 C_5 和电抗器 4 组成的滤波器，在灯电流的可调范围内，能使电流的脉动保持在 1.0% 的水平上。用自耦变压器调节电流，总的调节范围是从 5 安培到 30 安培。各种工作水平下，电流源的外特性与功率为 3, 5 和 10 千瓦的实验氪灯的伏-安特性匹配情况，如图 71 所示。

在电感-电容变换器的输出端，用自耦变压器来调节电流，有一些局限性。更先进的电路中，变换器本身就做成可调的。可调变换器能够提供激光技术中所需要的任何功率和电流（这是特别重要的），从而可以利用光通量或其他控制参数的反馈，来自动调节灯的工作状态。可调变换器的各种电路和构成方法，在文献 [72] 中作了详细叙述。

变换器的负载电流，可以分级调节或平滑调节。分级调节又可以分为结构式、组件式和变压器式三种。第一种方式，为了改变恒定电流的大小，在保持电抗元件谐振的条件下，用转换开关，改变变换器的结构。组件式调节时，变换器做成互不相关的几个组，并把这些组以某种组合方式接到负载上去。

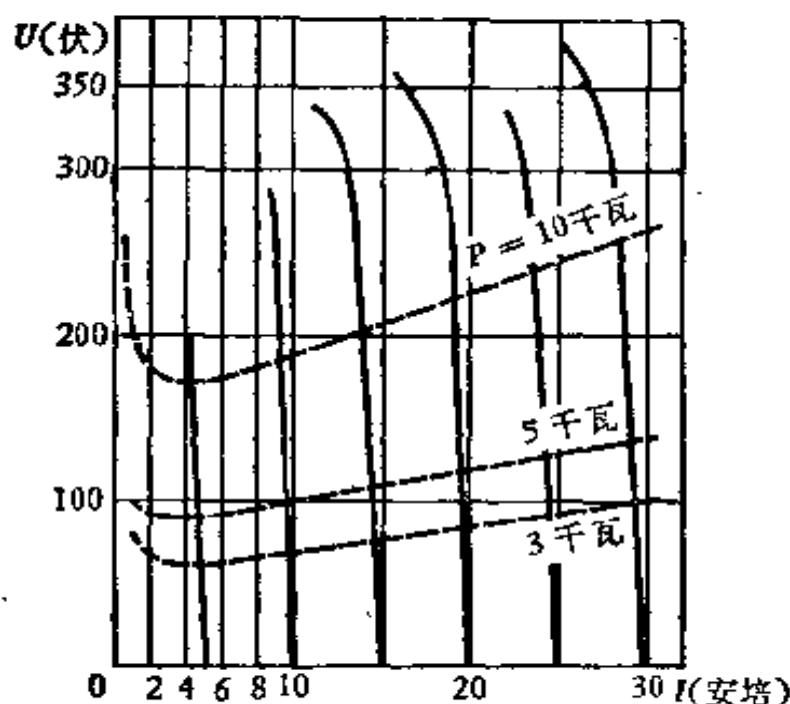


图 71 电流源的外特性(实线)与连续灯伏-安特性(虚线)的匹配曲线

这时,电流调节的级数比组数大得多(例如,四个组时,可以有 10 级)。最后,变压器调节,是用转换抽头的方法改变匹配变压器的变比来实现的。

变换器负载电流的平滑调节,也可以用几种方法来实现。在实验室装置、小功率装置以及具有可控逆变器的自给系统中,电流的平滑调节是通过改变供电电压的大小来实现的。因为在任何变换器中,不管相数和电路如何,电流总是与供电电压成正比的。在许多场合下,借助于接在变换器输出端的半导体元件——可控硅和晶体三极管来调节,是行之有效的。例如,在图 64 的电路中,采用周期性地接通电子开关——可控硅的办法,就能平滑地调节负载电流(改变可控硅导通和关闭状态的相对时间,从而改变负载电流的平均值)。

一种最方便、最经济合理的负载电流调节方法,是平滑地改变电感-电容变换器的电感元件之间的磁耦合系数(适用于改变磁耦合系数时不破坏谐振条件的那些电路,例如 T 形和

星形变换器)。因为这一方法，在连续激光器中获得了应用，所以我们作详细的讨论。

图 72 中的变换器电路，可以实现这一种电流调节方法。三相电抗器是在制动式转子感应电机的基础上做成的。定子绕组的始端接到电网上，转子绕组的终端接到负载上。同一相的定子绕组和转子绕组连接起来，再将电容器组接到它们的连接点上。使转子相对于定子转动某一个反映电角度的空间角度 θ ，这就相当于平滑地改变三相电抗器的电感元件之间的磁耦合系数，达到调节负载电流的目的。

如果下述条件得到满足，那么这一电路就能使电流不随负载变化：

$$\frac{3}{2} \omega L_c - \frac{1}{\omega C} = 0,$$

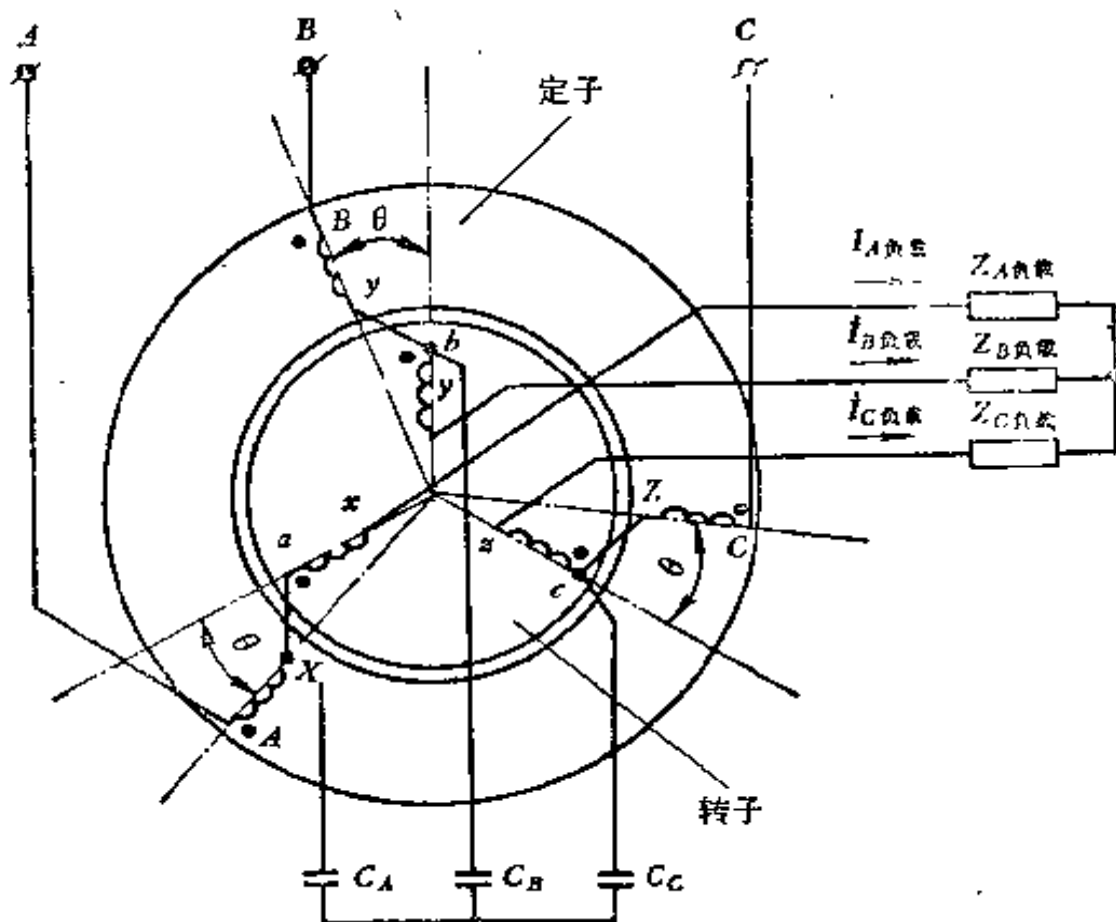


图 72 可调三相变换器电路

式中 L_c 为定子绕组的电感, C 为每一相电容。这时, 负载电流按下式确定:

$$I_{\text{负载}} = \frac{2}{3} \times \frac{E}{x} \times \frac{k_{21} \sin \Theta - j(1 + k_{21} \cos \Theta)}{1 + 2k_{21} \cos \Theta + k_{21}^2},$$

式中 k_{21} 为同一相的定子与转子绕组之间的变比, x 为定子绕组的感抗。

所讨论的变换器, 在 $k_{21} = 1$ 时的调节特性 $I_{\text{负载}} = f(\Theta)$, 如图 73 所示。控制角与负载电流变化比 $\lambda = I_{\text{最大负载}}/I_{\text{最小负载}}$ 之间的关系为 $\Theta = 2 \arccos\left(\frac{1}{\lambda}\right)$ 。电路中电抗元件

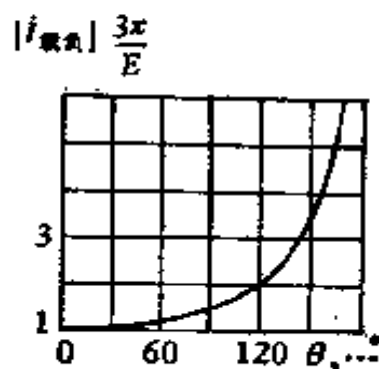


图 73 变换器的调节特性
(图中 $I_{\text{负载}}$ 应为 $I_{\text{负载}}$)

所能获得的最小比功率为

$$q_{C\text{最小}} = 2 \frac{k_{21} \sqrt{1 + 2k_{21} \cos \Theta + k_{21}^2} - k_{21} \sin \Theta}{1 + 2k_{21} \cos \Theta + k_{21}^2},$$

$$q_{L\text{最小}} = 2 \frac{\sqrt{1 + k_{21} \cos \Theta + k_{21}^2} - k_{21} \sin \Theta}{1 + 2k_{21} \cos \Theta + k_{21}^2}.$$

与此相应的最佳相对负载为

$$n_{CE\text{最佳}} = \frac{3}{2} k_{21} \sqrt{1 + 2k_{21} \cos \Theta + k_{21}^2},$$

$$n_{L\text{最佳}} = \frac{n_{CE\text{最佳}}}{k_{21}}.$$

负载(即灯)的特点是, 其参数的变化范围是有限的。因此, 甚至在 $\lambda = 5-6$ 时, 这一电路中的 $q_{C\text{最小}}$ 和 $q_{L\text{最小}}$ 值也不大。 λ 值更高时, 比功率急剧增加。因此, 对图 72 中的电路, 建议取 $\lambda \leq 6$ 。

以感应电机作为三相电抗器的可调电感-电容变换器, 具

有下列优点:

能在相当宽的范围内,平滑地调节恒定电流的大小,而不会使电抗元件的额定功率显著增加;

感应电机同时起到电流稳定器和电流调节器的两种作用,也就是说,不再需要增加附加元件(例如可变电抗器);

利用电工工业上成批生产的一些设备——调压器和移相器,变换器是容易实现的;

使用伺服拖动装置来控制转子的位置,可以很简单地实现负载电流、也就是灯的光通量的自动调节。

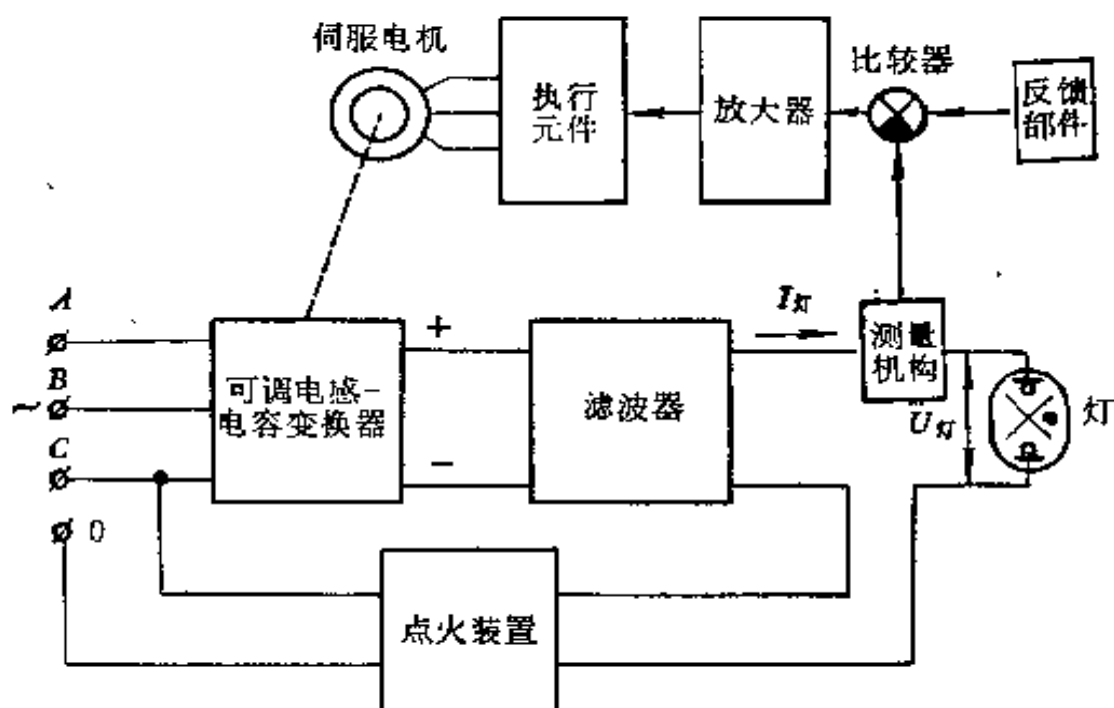


图 74 具有可调变换器的电源的功能电路

连续激光器或气体激光器的电源功能电路如图 74 所示,其中使用了可调的电感-电容变换器。除了可调电感-电容变换器以外,电路还包括滤波器(在灯的回路中)、点火装置、灯电流的测量装置、被监视的参数(例如光通量)的反馈部件、比较器、放大器和伺服电机的执行元件(它的作用是,使可调变换器的转子按需要转动)。由可调变换器装成的组合电路,如

电流的脉冲延长。

由于电容储能器的放电，而使脉冲灯的电阻作周期性的变化。预燃电源就是在这种条件下工作的。此外，它还应能在从空载到短路的一切状态下，长期可靠地工作。灯发热(温度取决于散耗功率和冷却系统的质量)时，它上面的电压要升高。这是由实验确定的预燃电源的又一个工作特点。因此，预燃电源的功率，更确切地说，预燃电流不变时的输出电压，应有一些裕度。

预燃电流不应该周期地过零，否则会使灯熄灭。对于单相预燃电源来说，在它的电路中接入电感，预燃电流连续的条件就能满足。单相预燃电源的原理电路，如图 76 所示。此电路与脉冲灯调制器的放电回路相接。

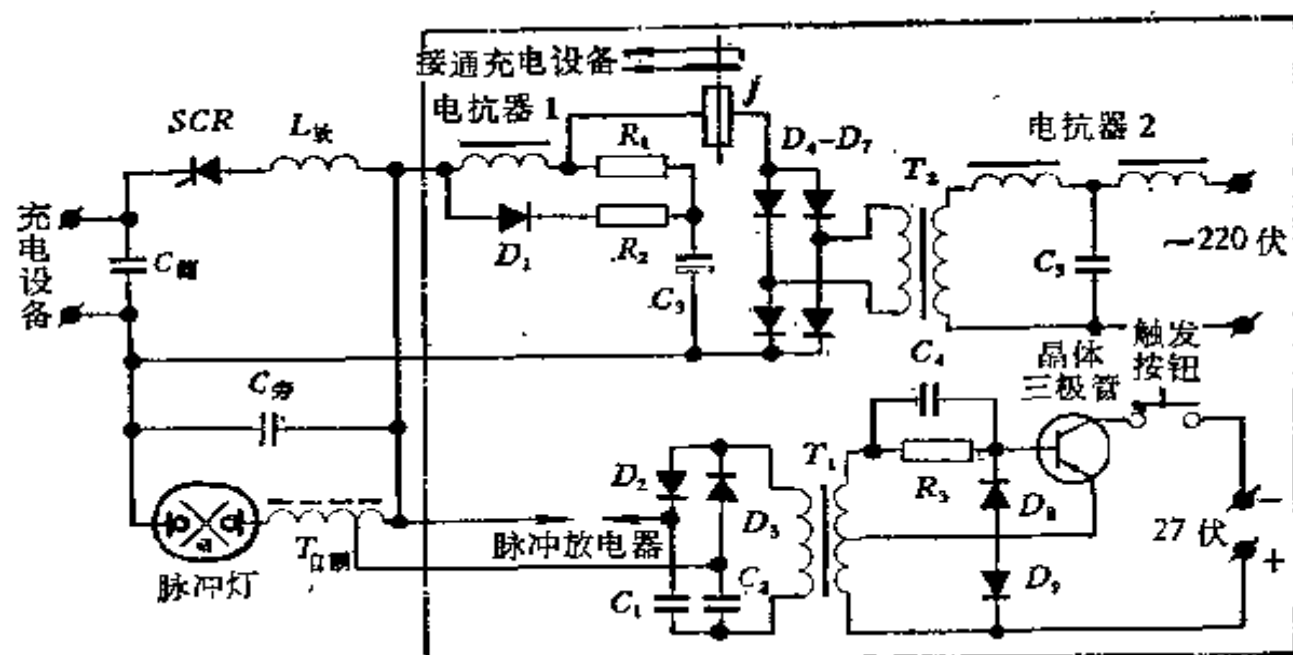


图 76 脉冲灯单相预燃电源的电路

电源中的单相 T 形变换器(电抗器 2, C_5)通过匹配变压器 T_2 接整流桥 D_4-D_7 。为了使脉冲灯起燃,采用了专门的晶体管高频(600—1000 赫)发生器和变压器 T_1 。 T_1 的输出电压,对接成两倍压回路的电容器 C_1 和 C_2 充电。当脉冲放电器的

极间电压达到自击穿值时,放电器就动作。同时,电容器就对脉冲点火自耦变压器 $T_{自耦}$ 的部分绕组放电,所产生的频率在 10 周以下的高压点火脉冲,通过旁路电容 C_2 使脉冲灯击穿。为了缩短灯的击穿时间以及为了降低初始击穿阶段灯上的直流高压,利用预先充好电的电容器 C_3 ,通过二极管 D_1 和电阻器 R_2 对灯放电。为了在包括电抗器 1 在内的预燃电源的输出回路中建立起额定电流, C_3 的放电脉宽应足够长。此后,继电器动作,接通充电设备。电容器 C_3 由变换器通过继电器线圈和电阻器 R_1 充电到变换器的空载电压。加速灯的预燃击穿过程的电容器,也可以由储能电容器 C_4 来代替。

预燃电路也可以是三相的。在三相情况下,输出回路中没有必要接入电感和加速电容。

以电感-电容变换器为基础的预燃电源,不仅可以用于脉冲调制器,而且也可以用于连续激光器

第五章 激光器电源的电路

1. 脉冲灯调制器放电回路的设计

根据固体激光器的工作状态,可以采用单回路储能器(图 77(a)),也可以采用人工长线储能器(图 77(b));前者无论是在自由振荡状态下,还是在调 Q 状态下都可使用;后者主要是在自由振荡状态下使用。电路中的触发脉冲发生器仅以方框图表示。在多回路中, LC 网络的节数一般不超过 5。在许多场合,例如,对于生产工艺上用的激光装置,可能要求复杂的激光脉冲波形,以便使材料的焊接和均匀加工等过程最佳化。为此,可以采用具有不同电参数的多回路电路。在这些电路中,回路换接是在一定的时间序列范围内实现的。

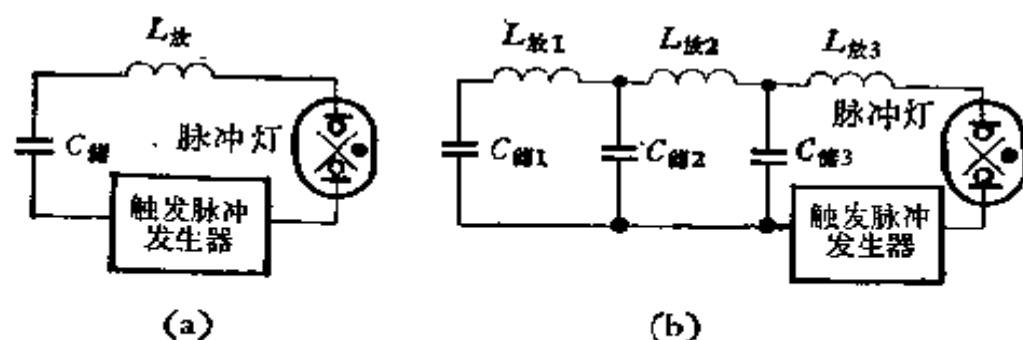


图 77 调制器的放电回路

储能器的放电电流波形和灯的相应的辐射脉冲波形,跟放电回路的波阻抗

$$\rho_{\text{放}} = \sqrt{\frac{L_{\text{放}}}{C_{\text{储}}}}$$

与灯电阻的比值有关。当 $R_{\pi} = \rho_{\text{灯}}$ 时，放电回路所储存的能量，将在泵浦能量最大的状态下，获得最充分的利用。实验证明：灯的电阻在 $\rho_{\text{灯}} \leq R_{\pi} \leq 2 \rho_{\text{灯}}$ 的范围内波动时，放电脉宽和波形，不发生明显变化；泵浦能量在相当宽的范围内变化时，也出现了这种现象。

当 $R_{\pi} \ll \rho_{\text{灯}}$ 时，灯中产生了交变的脉冲放电电流（在必须形成一系列长脉冲的情况下，为了减小储能电容量，有时可利用这种现象），这将使灯的寿命缩短。当 $R_{\pi} \gg \rho_{\text{灯}}$ 时，泵浦脉冲的后沿拉长，这是所不希望的，因为储能器中的大部分能量，是在低功率泵浦的状态下送到灯中去的^[1]。

在放电回路中，接入电感，不仅可以形成所需要的泵浦脉冲，而且能减小储能器放电脉冲的增长速度。这将有利于延长储能电容器和脉冲灯的使用期限。已经证明，当放电电流的增长速度达到 100 安培/微秒时，就要产生能够使脉冲氪灯损坏的冲击波。因此，放电电流的脉冲前沿宽度，宜取为 $\tau_{\text{前}} = 100-150$ 微秒^[33]。

泵浦能量、放电电流的脉宽和灯的几何尺寸，这些都是设计放电回路时已知的数据。因此，设计的任务便是确定储能电容量、放电电感量以及灯所要求的电压和电流。

确定放电回路的参数时，应该考虑到脉冲灯伏-安特性的非线性。由于非线性，灯的电阻不能以任何一个具体的数值来表示，因为在储能器放电的过程中，灯的电阻是变化的。因此，必须用非线性电路的计算方法，来确定放电回路的参数。

现在，来研究由储能电容器 $C_{\text{蓄}}$ 和脉冲灯组成的最简单的放电电路（图 77(a)， $L_{\pi} = 0$ ）。储能电容器对脉冲灯直接放电的电路，虽然有些缺点，但有时却可以利用这种电路来获得极大的爆发性能量。

取回路中的放电电流 $i_{\text{灯}}$ 为自变量，而 $i_{\text{灯}}$ 流过的元件上的

电压, 根据它的伏-安特性来表示。这时, 确定电路工作状态的方程为

$$k_0 \sqrt{i_{\text{放}}} + \frac{1}{C_{\text{储}}} \int_0^t i_{\text{放}} dt = U_{C_{\text{储}}}, \quad (84)$$

式中 $i_{\text{放}} = i_{\text{灯}}$ (因为脉冲灯与储能电容器并联), k_0 是与灯的几何尺寸相关的一个常数。

如果使自变量相对于接通时刻的电流

$$i_{\text{放}}(t=0) = \frac{U_{C_{\text{储}}}^2}{k_0^2}$$

归一化, 则方程 (84) 可以用解析法来求解^[102]。

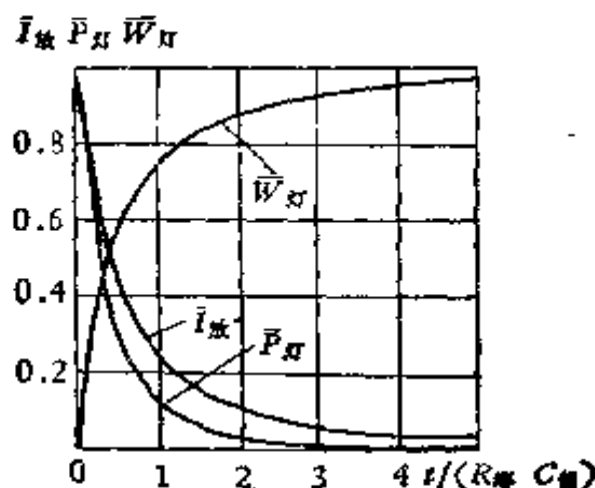


图 78 根据方程 (87) 和 (88) 作出的曲线
(图中 $R_{\text{等}}$ 应为 $R_{\text{等效}}$)

结果, 获得下面的一些归一化值: 放电电流为

$$\bar{I}_{\text{放}} = i_{\text{放}}(t) \frac{k_0^2}{U_{C_{\text{储}}}^2}, \quad (85)$$

放电回路的等效电阻等于直流条件下的脉冲灯的电阻:

$$R_{\text{等效}} = R_{\text{灯, 直}} = \frac{U_{C_{\text{储}}}}{i_{\text{放}}(t=0)} = \frac{k_0^2}{U_{C_{\text{储}}}}. \quad (86)$$

将上面的归一化值代入到方程 (84) 以后, 得到

$$\bar{I}_{\text{放}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{t}{R_{\text{等效}} C_{\text{储}}}\right)^2} \quad (87)$$

供给脉冲灯的功率和能量(归一化值)的表达式为

$$\left. \begin{aligned} \bar{P}_{\pi} &= \frac{P_{\pi}(t)}{P_{\pi}(t=0)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{t}{R_{\text{等效}} C_{\text{储}}}\right)^3}, \\ \bar{W}_{\pi} &= \frac{\int_0^t \bar{P}_{\pi} dt}{\int_0^{\infty} P_{\pi} dt} = 1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{t}{R_{\text{等效}} C_{\text{储}}}\right)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (88)$$

式中

$$P_{\pi}(t=0) = \frac{U_{C_{\text{储}}}^3}{k_0^2}.$$

与方程(87)、(88)相应的曲线,如图(78)所示。借助于(86)式,消除 $U_{C_{\text{储}}}$ 后,根据(88)式可求出储能器的电容量:

$$C_{\text{储}} = \sqrt[3]{\frac{(R_{\text{等效}} C_{\text{储}})^2 \cdot 2 W_{\pi}}{k_0^4}}. \quad (89)$$

充到储能器中去的能量为 $W_{\text{储}} = \frac{1}{2} C_{\text{储}} U_{C_{\text{储}}}^2$, 同时又考虑到 $W_{\pi} = W_{\text{储}}$, 因此,储能器上应充到的电压为

$$U_{C_{\text{储}}} = \sqrt{\frac{2 W_{\pi}}{C_{\text{储}}}}. \quad (90)$$

利用所得到的方程,根据已知的数据,就可以确定脉冲灯调制器放电回路的一切必要的参数。

例 1. 计算 ИФП-1200-2 或 ИСПТ-6000 型脉冲灯的放电回路。已知下列数据: 灯的泵浦能量 $W_{\pi} = 600$ 焦耳, 对应于 50% 辐射强度(认为它与泵浦功率成正比)范围内的放电脉宽为 500 微秒, 灯的几何尺寸——长 $l = 120$ 毫米, 直径

$d = 7$ 毫米。

从归一化功率曲线(图 78)可知,当脉冲功率为 0.5 时,比值 $t/(R_{\text{等效}}C_{\text{储}}) = 0.25$ 。因此, $R_{\text{等效}}C_{\text{储}} = 2 \times 10^{-3}$ 秒。系数 $k_0 = 1.3l/d = 22.3$ 欧姆·安培 $^{1/2}$ 。

根据(89)式,储能器的电容量为

$$C_{\text{储}} = \sqrt[3]{\frac{(2 \times 10^{-3})^2 \times 2 \times 600}{22.3^4}} = 2700 \text{ 微法。}$$

根据(90)式,储能电容器上应充到的电压为

$$U_{C_{\text{储}}} = \sqrt{\frac{2 \times 600}{2700 \times 10^{-6}}} = 670 \text{ 伏。}$$

根据(85)式,放电电流脉冲的最大幅值为

$$I_{\text{放,最大}} = i_{\text{放}}(t=0) = \frac{670^2}{22.3^2} = 900 \text{ 安培}$$

根据(86)式,放电回路的等效电阻为

$$R_{\text{等效}} = \frac{22.3^2}{670} = 0.74 \text{ 欧姆}$$

而 $R_{\text{等效}}C_{\text{储}} = 0.74 \times 2700 \times 10^{-6} = 2000$ 微秒,这一点证明了计算的正确性。

现在,我们来计算具有电感的放电回路(图 77 (a))。这一电路的微分方程为

$$L_{\text{放}} \frac{di_{\text{放}}}{dt} \pm k_0 \sqrt{|i_{\text{放}}|} + \frac{1}{C_{\text{储}}} \int_0^t i_{\text{放}} dt = U_{C_{\text{储}}} \quad (91)$$

把方程(91)变为归一化形式:

$$\frac{d\bar{I}_{\text{放}}}{d\bar{t}} \pm \alpha \sqrt{|\bar{I}_{\text{放}}|} + \int_0^{\bar{t}} \bar{I}_{\text{放}} d\bar{t} = 1 \quad (92)$$

变换时,用了下列一些置换:

$$\rho_{\text{放}} = \sqrt{L_{\text{放}}/C_{\text{储}}}, \quad i_{\text{放}}(t) = \bar{I}_{\text{放}} \frac{U_{C_{\text{储}}}}{\rho_{\text{放}}}, \quad \bar{t} = \frac{t}{T}. \quad (93)$$

式中

$$\alpha = k_0 / \sqrt{U_{C_{\text{储}}} / \rho_{\text{放}}}, \quad (94)$$

$$T = 2\pi \sqrt{L_{\text{放}} C_{\text{储}}}. \quad (95)$$

这里,放电电流已经相对于最大电流(假定脉冲灯电阻等于 0 时才能出现) $I_{\text{放,最大}} = U_{C_{\text{储}}} / \rho_{\text{放}}$ 归一化。系数 α 是放电回路品质因数的倒数 ($\alpha = R_{\pi} / \rho_{\text{放}} = 1/Q_{\text{放}}$), 它决定了放电回路中振荡过程的性质。

用图解法解方程 (92), 可以建立归一化电流、功率和能量与电路参数之间的关系。对于放电回路的三种最有代表性的情况, 这些关系如图 79 所示。从曲线上可见, $\alpha = 0.8$ 时, $R_{\pi} = \rho_{\text{放}}$; $\alpha = 0.4$ 时, $R_{\pi} < \rho_{\text{放}}$; $\alpha = 1.6$ 时, $R_{\pi} > \rho_{\text{放}}$, 在电路中形成了非周期性的放电状态。

根据方程 (88)、(94)、(95), 可以算出放电回路的参数:

$$C_{\text{储}} = \sqrt[3]{\frac{2W_{\pi} T^2 \alpha^4}{k_0^4}};$$

$$U_{C_{\text{储}}} = \sqrt{\frac{2W_{\pi}}{C_{\text{储}}}};$$

$$L_{\text{放}} = \frac{T^2}{4\pi^2 C_{\text{储}}}.$$

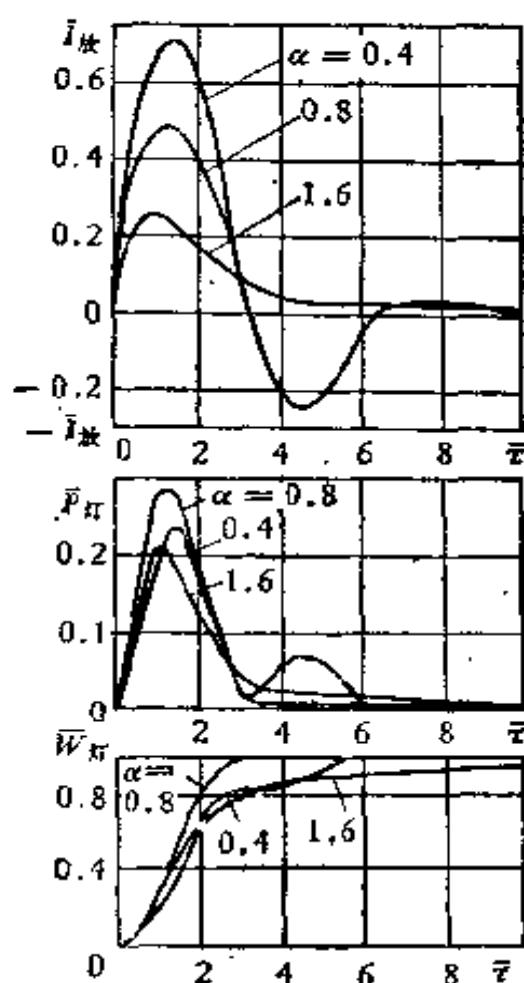


图 79 归一化电流、功率和能量与参数 $\bar{\tau}$ 之间的关系

例 2. 计算引进了电感的放电回路。引进电感可以使导通状态下的脉冲灯电阻与放电回路的特性阻抗匹配 ($\alpha =$

0.8) 起来, 这里, 灯的型号为 ИФП-1200-2.

根据归一化曲线 (图 79) 可知, 当泵浦功率的幅值为 0.5 时, $\Delta \bar{t} \approx 2$. 由方程 (93), 可得

$$T = \frac{\Delta t}{\Delta \bar{t}} \approx \frac{500 \times 10^{-6}}{2} = 250 \times 10^{-6} \text{ 秒.}$$

放电回路的参数为

$$C_{\text{放}} = \sqrt[3]{\frac{2 \times 600 (250 \times 10^{-6})^2 \times 0.8^4}{22.3^4}} = 500 \text{ 微法,}$$

$$U_{C_{\text{放}}} = \sqrt{\frac{2 \times 600}{500 \times 10^{-6}}} = 1550 \text{ 伏,}$$

$$L_{\text{放}} = \frac{(250 \times 10^{-6})^2}{500 \times 10^{-6}} = 125 \text{ 微亨,}$$

放电回路的特性阻抗为

$$\rho_{\text{放}} = \sqrt{\frac{L_{\text{放}}}{C_{\text{放}}}} = \sqrt{\frac{125 \times 10^{-6}}{500 \times 10^{-6}}} = 0.5 \text{ 欧姆.}$$

放电电流的最大幅值为

$$I_{\text{放, 最大}} = \bar{I}_{\text{放}} \frac{U_{C_{\text{放}}}}{\rho_{\text{放}}} = 0.5 \times \frac{1550}{0.5} = 1550 \text{ 安培.}$$

由一些相同的 $L_{\text{放}} C_{\text{放}}$ 环节组成多回路 (图 77(b)) 时脉冲灯供电时, 放电电流的波形接近于矩形波, 同时, $W_{\text{灯}} = P_{\text{灯}} \tau_{\text{泵}}$. 这里的 $P_{\text{灯}}$ 和 $\tau_{\text{泵}}$ 分别为灯的辐射功率和泵浦脉宽.

因此, 放电回路的等效电阻为

$$R_{\text{等效}} = R_{\text{灯, 直}} = k_0 \sqrt[3]{\frac{k_0}{P_{\text{灯}}}} = k_0 \sqrt[3]{\frac{k_0 \tau_{\text{泵}}}{W_{\text{灯}}}}. \quad (96)$$

在每一个环节的波阻抗都等于回路的等效电阻 ($R_{\text{等效}} = \sqrt{L_{\text{放}}/C_{\text{放}}}$) 的条件下, 放电电流的脉宽, 可以按照下述的近似公式来计算:

$$\tau_{\text{泵}} = 2N \sqrt{L_{\text{放}} C_{\text{放}}}. \quad (97)$$

式中 N 为节数。

储能器上的电压由下式确定：

$$W_{\text{灯}} = \frac{C_{\text{储}} U_{C_{\text{储}}}^2}{2} N. \quad (98)$$

解方程 (97) 和 (98)，可得

$$C_{\text{储}} = \frac{\tau_{\text{原}}}{2NR_{\text{等效}}}, \quad (99)$$

$$U_{C_{\text{储}}} = \sqrt{\frac{2W_{\text{灯}}}{NC_{\text{储}}}} = 2\sqrt{\frac{W_{\text{灯}}R_{\text{等效}}}{\tau_{\text{原}}}}; \quad (100)$$

$$L_{\text{放}} = \frac{R_{\text{等效}}\tau_{\text{原}}}{2N}. \quad (101)$$

例 3. 确定 4 回路储能器的参数。已知条件同前，灯为 ИФП-1200-2 型。由 (96) 式可知，回路的等效电阻为

$$R_{\text{等效}} = 22.3 \sqrt[3]{\frac{22.3 \times 500 \times 10^{-6}}{600}} = 0.6 \text{ 欧姆}.$$

由 (99) — (101) 式可知

$$C_{\text{储}} = \frac{500 \times 10^{-6}}{2 \times 4 \times 0.6} \approx 100 \text{ 微法},$$

$$U_{C_{\text{储}}} = 2\sqrt{\frac{600 \times 0.6}{500 \times 10^{-6}}} \approx 1800 \text{ 伏},$$

$$L_{\text{放}} = \frac{0.6 \times 500 \times 10^{-6}}{2 \times 4} = 37.5 \text{ 微亨}.$$

储能器的总电容量为 $\Sigma C_{\text{储}} = 4 \times 100 = 400$ 微法。总电感量为 $\Sigma L_{\text{放}} = 4 \times 37.5 = 150$ 微亨。

当然，所算得的储能器电容量，总应取成接近的标准值。这时，放电回路的参数，应该相应地重新计算。此外，还必须通过实际检验，以便最终使得放电回路的参数与脉冲灯的实际特性匹配起来。

上述的研究方法，可以使文献中通常用来计算严格的矩形波放电电流的一些关系式更加准确。此外，这种研究方法比较直观，并且便于灵活地选配放电回路的各种参数。

2. 脉冲灯调制器的控制系统

调制器中一些最重要的定量特性(效率，功率，从电网吸取能量的均匀性，外形尺寸，重量等)，取决于电力充电设备的参数，这已是众所周知的了。而许多质量指标，例如象精度、响应速度、稳定性、参数的重复性、实现自动化的可能性这样一些指标，则取决于控制系统的特性。有了控制系统，充电设备就能得到最有效的利用。控制系统能保证工作可靠，不受外界因素变化的影响；能确保调制器输出参数稳定；能使调制器和激光器工作在所要求的状态。

控制系统的方案非常之多。在这里，我们主要地根据它所起的作用和充电设备的类型来确定它的结构和制作原则。因此，重要的是确定控制系统功能元件的通用性能。这些性能跟充电设备的具体电路和整个调制器无关或关系很小。从部件制造标准化(标准尺寸要有代表性)的观点出发，这样做是必要的。这时，虽然不一定获得最小的重量尺寸指标，但是，事实上已充分证明，功能部件标准化的原则对于作为工业设备组成部分的控制系统来说，在研制时间上、在生产和维修的费用上，却是大为有利的。

接通储能器充电设备中的开关元件，实际上这就解决了控制系统所承担的一切基本任务。但是，用预燃方法点燃脉冲灯的调制器电路(不论充电设备的类型如何)以及对工作于同一负载的几组电容器分开充电的电路(图 29(b))却不然，对于这两种情况，在调制器的放电回路中，必须接入开关元件。

因为控制信号加到放电开关元件上,只是为了使储能器对脉冲灯放电,而与充电设备的类型和控制系统的工作性质无关。所以,我们只需要研究调制器控制系统与充电设备的转换相关的那些特性。

如果充电设备的转换,是在正弦交流电路中实现的,那么,可以用两只反向并联的可控硅(或一只双向可控硅)作为开关元件。在一些半周期中,电流交替地流过这两只可控硅。这时,下面的两种状态都是可以做到的:一种状态是交流电压的相位无强制性变化,对于交流回路中接有限流元件的充电电路和具有电感-电容变换器的充电电路来说,就是属于这种状态;另一种状态是,开关元件接通的相位,在零相位左右按照一定的规律变化。对于可控整流器电路来说,就是如此。

馈送控制信号的三种方式及相应的工作状态波形,如图80所示,(a)为开关串联连接;(b)为并联连接;(c)为串联连接,而可控硅的导通角按线性规律变化。向可控硅控制极馈送信号的工作,是由专门的控制继电器按照给定的“充一放”电循环的指令来完成的。控制继电器通常做成功率放大器的形式,这种功率放大器能把输入的单个控制脉冲 $U_{\text{控制}}$ 变换为一列脉冲,其频率超过电源电压频率的许多倍。这样,就可以提高充电开关接通的可靠性。对于开关并联的方式来说(图80(b)),其特征是,在储能器停止充电的时间内,要加上控制信号,而在充电的时间内,不加控制信号。对于开关串联的方式来说(图80(a)),控制信号的加与不加,正好与并联时的情况相反。对于导通角按线性规律变化的可控硅开关来说(图80(c)),控制继电器还必须包括一些功能部件。可控硅开关的触发,应该由同步器进行,而同步电路的输出脉冲,应该触发强制关断电路。锯齿波电压发生器的工作应该与 $U-\tau$ 变

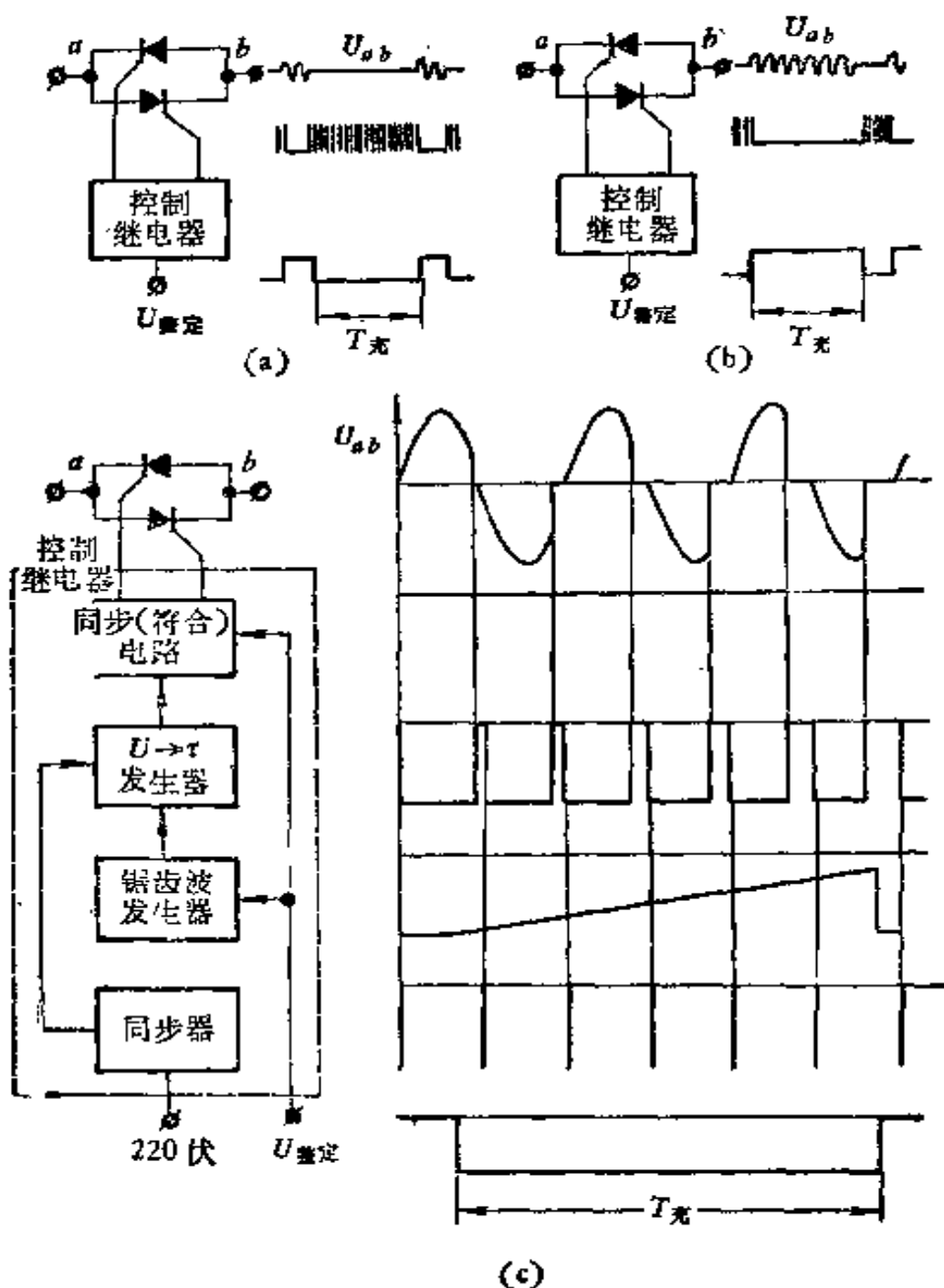


图 80 充电开关控制信号的馈送方式
(图中 $U_{整定}$ 应为 $U_{控制}$)

换器的工作同步(其中 U 为电压的大小, τ 为脉宽)。

开关元件接在直流回路中时,如果这些开关是全控式的,那么储能器上的电压也是可以控制(稳定)的。例如,在具有充电回路能量稳定器的电容储能器的振荡充电电路中(见图

30) 和在零相位接通充电开关的交流电压充电电路中 (见图 32 和 35), 情况就是这样。

控制系统,除了与充电开关的类型相关的结构特点之外,必须指出,在储能器电压的控制方式方面,也存在无反馈和有反馈的不同。无反馈不能保证高的质量指标,但因它简单,特别是在电路中没有充电开关时,仍然使我们有一定的兴趣。

用反馈方法来控制和稳定储能器电压的实质,可以根据控制系统(它是脉冲灯调制器的一个组成部分)的方框电路来解释(见图 81)。这一电路中,包括拍频脉冲发生器、充电触发器、比较器、控制继电器、闭锁部件及控制放电回路的脉冲形成器。

系统的工作方式如下。拍频发生器的输出脉冲,使触发器翻转到“充电状态”,触发器再作用于控制继电器,把控制信号(图 80 所示的三种信号中的一种)加到它上面。从这个时刻起,电网能量通过充电设备,开始进入电容储能器,使电容储能器上的电压上升。此电压的一部分 $U_{\text{反馈}}$,由反馈分压器(与储能器并联)送到比较器的第一输入端。而在比较器的第二输入端上,加的是整定电压 $U_{\text{整定}}$ 。当这两个输入电压相等时,比较器就产生一个信号,使触发器返回原来的“不充电”

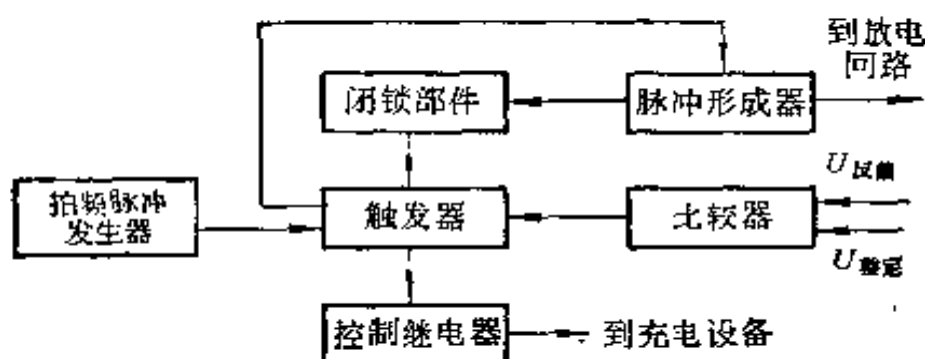


图 81 调制器中的控制系统的方框电路

状态。与此同时,控制继电器也输出一个信号,使充电开关闭锁。在触发器翻转到“不充电”状态时,它的输出电压就被微

分,并进入脉冲形成器。脉冲形成器动作,使放电回路接通。

脉冲灯消游离结束以后,储能器的再次充电才能开始。为了保证这一点,在控制系统中,还引入了闭锁部件。在放电回路动作的同时,闭锁部件也动作,在灯消游离的时间内,把触发器可靠地封锁在“不充电”的状态。

用反馈方法控制电压,可以使储能器电压的重复精度很高。在这里,一些反馈部件(比较器、触发器、控制继电器)和执行机构(即充电开关)的响应速度、灵敏度和稳定度愈高,则重复精度就愈高^[46]。图 81 所示的方框电路,可以作为自由振荡脉冲激光器泵浦控制系统的基础。

现在来研究,借助于电动机械开关调 Q 时,调制器的控制方式。在这种情况下,控制系统要加入同步单元(图 82)。充电结束后,触发器推动同步单元动作。在扩展器的输出端产生脉宽固定(≈ 3.5 毫秒)的脉冲。此脉冲加到同步电路的一个输入端。来自电动机械开关发送器的频率为 300—400 赫的信号,经过放大—整形器的放大和整形后,加到同步电路的另一个输入端上。当这两个脉冲同时存在时,同步电路就输出 1—2 个与发送器信号同步的脉冲,其中第一个脉冲去推动延迟控制部件,此后,脉冲后沿作用于控制放电回路的脉冲形成器。使用延迟控制部件,是为了使脉冲灯的点火时刻相对于发送器脉冲有所延迟,以便在最佳的振荡状态下输出激光。

借助于电光开关调 Q 时,所用的同步组件方框电路,如图 83 所示。储能器充电结束后,来自触发器(见图 81)的信号,送入延迟控制部件(图 83),此后,延迟脉冲的前沿加到控制放电回路的脉冲形成器 1 上;而后沿则加到形成器 2 上,形成器 2 再推动电光开关短脉冲发生器。通过脉冲灯点火与短脉冲发生器起动之间的延时,可确定产生激光振荡的最佳时刻。

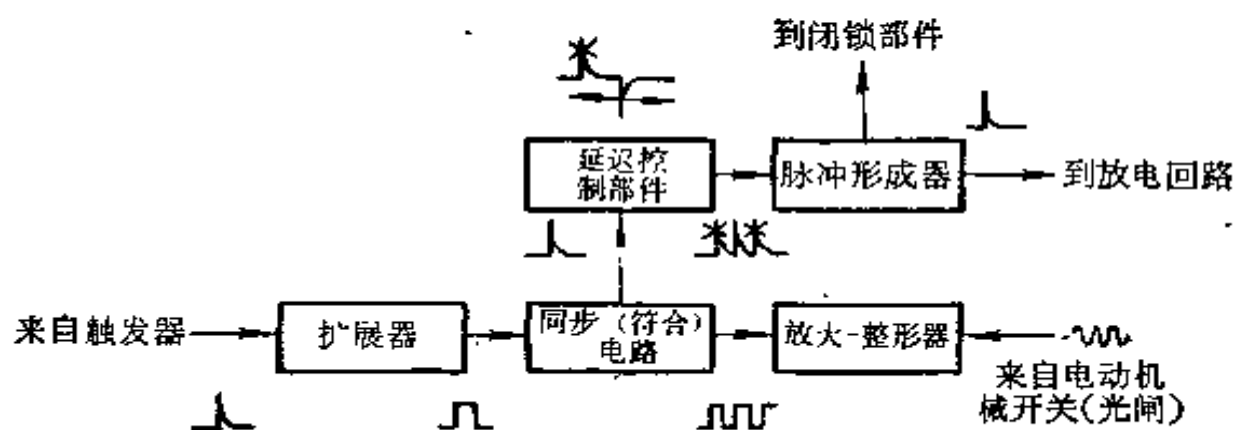


图 82 与电动机械开关相应的同步组件

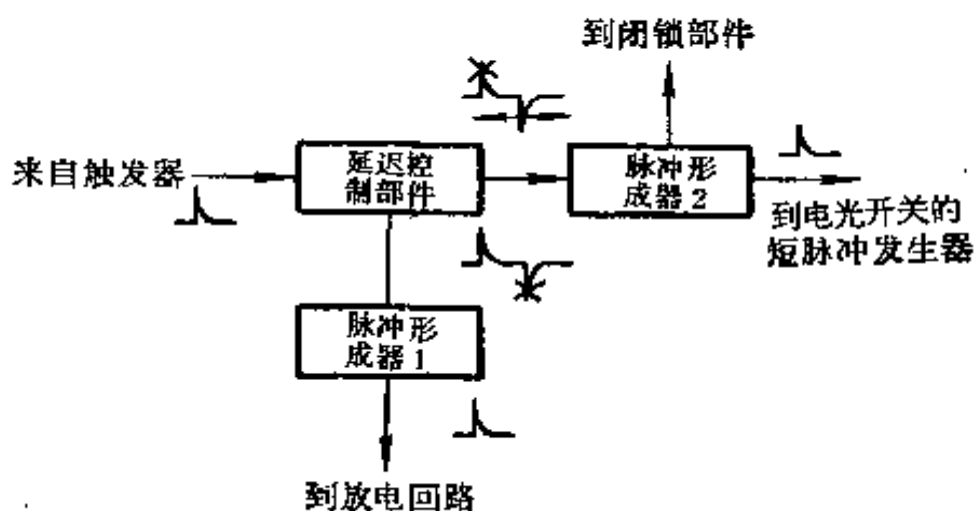


图 83 与电光开关相应的同步组件

一台固体激光器,可以由一个或几个辐射器(就通道数而言)组成;而一个辐射器又可以具有一只或几只灯。对于具有几个辐射器的激光器来说,其脉冲灯调制器必须具有控制系统,以保证实现必要的动作程序。

控制系统的许多功能部件,都可以做成标准件。例如,象触发器、分频器和同步器这些部件,可以用具有许多附加输出端的电路来做,以保证输入和输出信号的匹配;延时部件、扩展器和闭锁部件可以用单稳态电路做成。放大-整形器和脉冲形成器的标准件可以做成同一式样。这样一来,只需要用

为数不多的标准件，就可以构成各种各样的脉冲灯控制系统。

3. 固体激光器的电源电路

量子电子学领域中的研究和激光在各种工业、科研部门的应用，逐年发展。随之而来的，对激光器电源的要求，也不断提高。设计电源时，应该从经济性、通用性、质量指标和可靠性这些观点出发，来选择最佳的电路和结构。

根据脉冲灯调制器结构的功能性原理，可以解决通常为无线电设备研制者们所面临的两个基本任务：建立具有给定输出参数的设备；建立各个部件和仪器的基本结构。这样可以显著地缩短研制时间，降低研制费用，从而获得良好的经济效果。

此外，一些专用电源的结构和电路具有通用性，就可以在不妨碍新技术应用于国民经济的情况下，进行研究，不断地用新的结构代替旧的结构，以获得更完善的结果。

相应于泵浦固体激光器的脉冲调制器而提出的课题可以是：研制一些包括控制系统在内的典型的充电设备（以下统称为对储能电容器充电的脉冲电源），同时也研制一些典型的脉冲灯放电回路的结构。根据泵浦能量和脉宽的范围（它们是由放电回路决定的）来区分，固体激光器的类型是极其繁多的。如果注意到这一点，那么，上述的做法是完全正确的。

电容储能器的充电设备是可以通用的，也就是说，跟激光器的具体类型是不相关的，因为在利用电感-电容变换器的情况下，充电设备的输出参数——充电电流和电压——之间的关系是 $U_{c_{\text{储}}} C_{\text{储}} = I_{\text{充}} T_{\text{充}}$ 。在充电设备的参数 $U_{c_{\text{储}}}$ 和 $I_{\text{充}}$ 已知的条件下，充电时间 $T_{\text{充}}$ 和储能电容量 $C_{\text{储}}$ ，可以在很宽的范围内作相应的变化。这样，用同一个充电设备，就可以做成

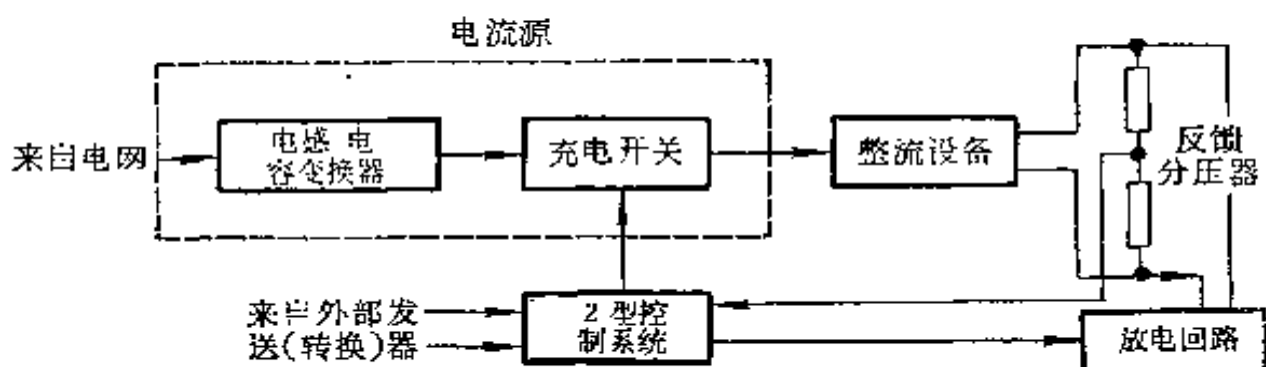


图 84 对储能电容器充电的脉冲电源方框图

各种各样的调制器。据此,用同一结构的电路,研制了一系列单相和三相的脉冲电源。脉冲电源由三部分组成: 电流源,整流器和控制系统。其中电流源和整流器这两部分组成了充电设备。与放电回路连在一起的脉冲电源的方框电路,如图 84 所示。

电流源由单相或三相电感-电容变换器组成,它的输出端与高压整流装置相接。在电感-电容变换器和整流装置之间接入可控硅充电开关。整流装置由一些分开的单相或三相整流桥组成,这些整流桥都接到高压变压器的输出端。整流桥可逐级地改变整流器的额定电压及相应的充电电流。整流装置的输出端,装了两个分压器,一是测量分压器,用来测量储能器上的峰值电压;一是反馈分压器,用来调节和稳定输出电压。

各种类型脉冲电源的控制,都是用 2 型通用控制系统来实现的。这种控制系统,按照“功能-尺寸”标准化的原则,做成了半导体仪器的形式。它能在 200 伏到额定值的范围内均匀地调节储能电容器上的电压,电压的重复精度为 $\pm 1\%$; 它所提供的指令信号,能使脉冲灯工作在下述状态: 单次的调 Q 状态; 周期性非同步调 Q 和周期性同步调 Q 的状态,在内触发的条件下,其频率范围有两种,一种是 $\frac{1}{20}, \frac{1}{15}, \frac{1}{10}, \frac{1}{8}$,

$\frac{1}{5}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{3}$, $\frac{1}{2}$ 赫, 另一种是 1, 2, 3, 4, 5, 8, 10, 15, 20 赫。触发时, 也可以使用频率小于或等于 20 赫的外部发生器和光电转换器。借助于机械开关调 Q 时, 用大于或等于 300 赫的同步脉冲来触发。借助于电光开关调 Q 时, 延迟脉冲灯点火的指令信号的均匀调节和短脉冲发生器的触发, 可以在 200—1500 微秒的范围内进行。

2 型通用控制系统的方框电路, 如图 85 所示。调制器在充电周期方面的工作状态, 由转换开关 $B1$ 确定; 放电周期方面的工作状态, 由转换开关 2 确定。开关 1 的位置与储能电容器充电形式之间的对应关系如下: 1——由内部拍频发生器来控制充电; 2——由单次起动按钮来控制; 3——由外部

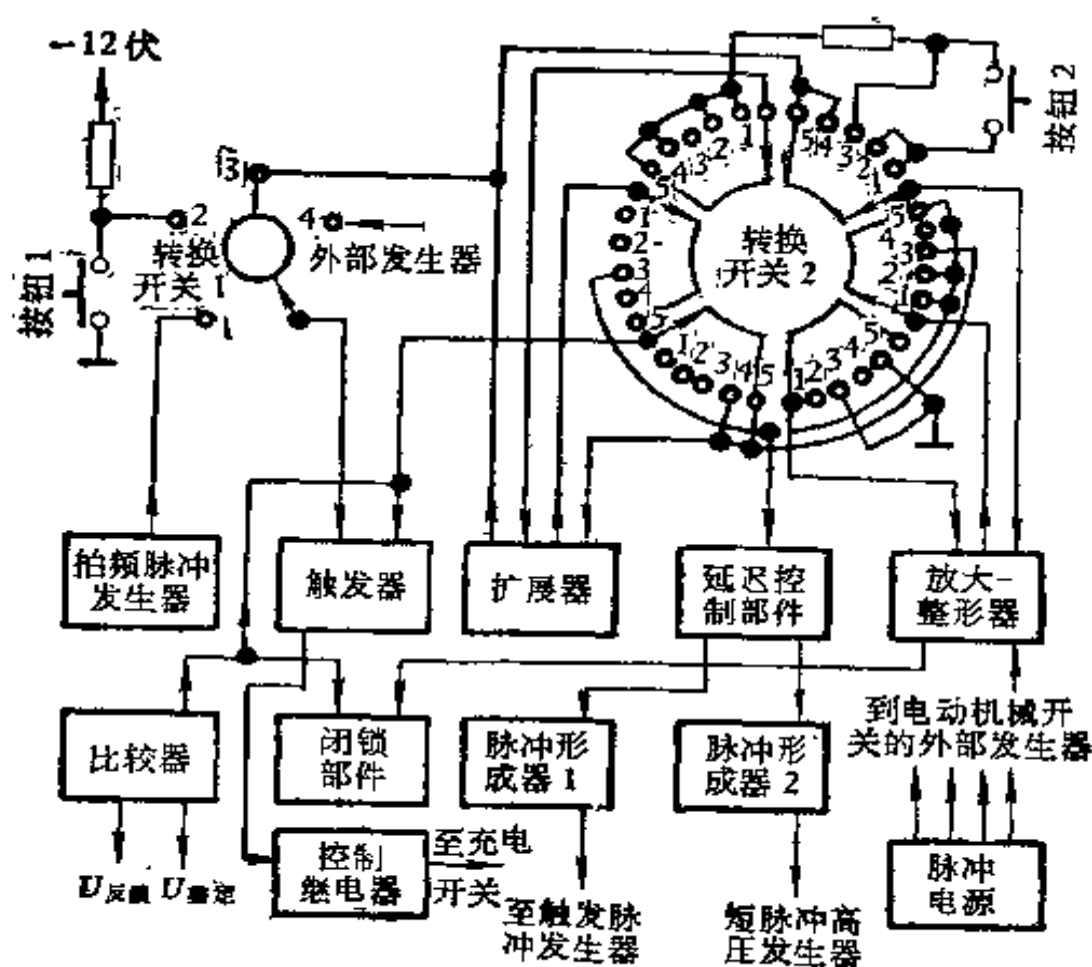


图 85 2 型通用控制系统的方框图

转换器（例如，光电转换器）来控制；4——由外部拍频发生器来控制。储能器的放电特征与开关2位置的对应关系为：1——与激光开关或外部转换器同步的单次放电；2——单次非同步放电；3——由外部转换器来控制放电；4——非同步

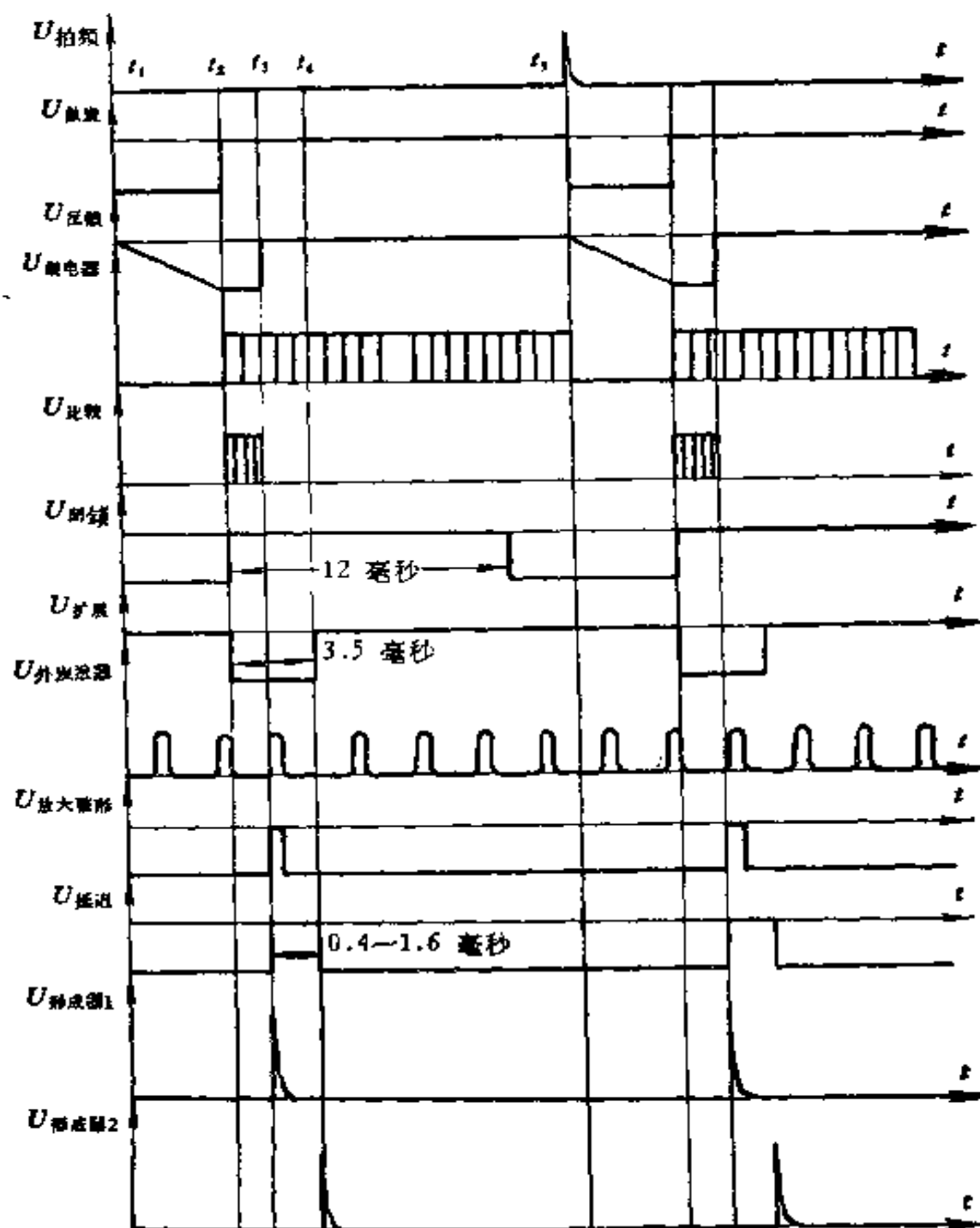


图86 2型通用控制系统在各种状态下的工作波形

的重复放电；5——同步的重复放电。

充电周期由内部和外部拍频发生器以及外部转换器来控制时，控制系统在单次和重复频率状态下的工作情况，可用图 86 来说明。储能器的充电是自动的周期性的（由按钮来控制）。

一些脉冲电源具有高的效率；对短路（其中包括脉冲灯过渡到稳定点燃的直流状态）不“敏感”；可以使用程序装置来确定输出电压及相应的泵浦脉冲灯的能量。在有几个控制系统的情况下（依脉冲灯的数目而定），一个储能器可以单个地泵浦每一只灯。

密度和体积指标相当高，工作状态的范围相当宽，在结构上实现起来也相当方便，这些优点决定了脉冲电源不仅在固体激光器中，而且在生产各类脉冲灯和储能电容器时所用的试验设备中，在实验物理学设备中，在产生脉冲磁场的设备中，以及其他的设备中，也都获得了广泛的应用。一些脉冲电源的主要参数列在表 5 中。

根据工业上成批生产的 БП-5000 型和 БП-2000 型脉冲电源，研制了一些脉冲灯调制器（主要技术参数见表 6），这些调制器的方框电路（见图 84）和结构形式是一样的。在建立重复频率的设备（其中包括相应的调制器）时，为了方便起见，可以用类似的控制系统 4 型、8 型、10 型来代替 2 型。

10 型与其他控制系统不同，它对下述内容能够遥控：重复频率或单次工作状态的选择，储能器上电压的调节和指示，储能器充放电的单次起动，储能器充电的停止。此外，10 型系统还具有一个输出端，用以触发外同步装置和按一定程序工作的激光能量测量器。不论充电开关是并联还是串联的充电设备，都可用 10 型系统来控制。

为激光加工设备《量子-9》所研制的 МИЛ-29 型调制器，

表5 一些脉冲电源的主要参数

型 号	输出 电压* (伏)	充电 电流* (安)	平均 功率 (千瓦)	从电 网取 峰值 功率 (千瓦)	充电 过程 从电 网吸 取平 均功 率(千 瓦)	输出 端短 路时 从电 网吸 取最 大电 流(安)	电网电 压** (伏)	尺 寸 (毫米)
БП-2000- 0.75	$\frac{2000}{1000}$	$\frac{0.75}{1.5}$	0.75	1.8	1.0	1.1	220	765× 595×595
БП-2000- 1.5	$\frac{2000}{1000}$	$\frac{1.5}{3.0}$	1.5	3.5	1.9	1.6	220	815× 595×595
БП-2000- 3.0	$\frac{2000}{1000}$	$\frac{3.0}{6.0}$	3.0	6.7	3.6	2.2	220	1005× 595×595
БП-2000- 4.5	$\frac{2000}{1000}$	$\frac{4.5}{9.0}$	4.5	10.3	5.4	1.0	3×380	1125× 595×595
БП-2000- 9.0	$\frac{2000}{1000}$	$\frac{9.0}{18.0}$	9.0	20.0	10.6	1.5	3×380	1275× 595×595
БП-5000- 0.3	$\frac{5000}{2500}$ 1250	$\frac{0.3}{0.6}$ 1.2	0.75	1.8	1.0	1.1	220	765× 595×595
БП-5000- 0.6	$\frac{5000}{2500}$ 1250	$\frac{0.6}{1.2}$ 2.4	1.5	3.5	1.9	1.6	220	815× 595×595
БП-5000- 1.2	$\frac{5000}{2500}$ 1250	$\frac{1.2}{2.4}$ 4.8	3.0	6.7	3.6	2.2	220	1005× 595×595
БП-5000- 1.8	$\frac{5000}{2500}$ 1250	$\frac{1.8}{3.6}$ 7.2	1.5	10.3	5.4	1.0	3×380	1125× 595×595
БП-5000- 3.6	$\frac{5000}{2500}$ 1250	$\frac{3.6}{7.2}$ 14.4	9.0	20.0	10.5	1.5	3×380	1275× 595×595

* 电源可以在两种(三种)状态下工作。

** 电网电压的频率为50赫芝。

表 6 一些脉冲灯调制器的主要技术特性

型 号	应 用	脉冲电源	储能器的 电容量 (微法)	储能电容器	电容器上 最大工作 电压(伏)	附 注
МИЛ-35	«刚玉»激光设备	БП-5000-0.6	50-300	3×K 75-19	2500	电容转换不连续
МИЛ-36	被改装过的激光器 ЛПНЧ-1	БП-5000-0.6	2×500	10×K 75-28	2500	双通道放电回路
МИЛ-38	激光医疗设备«脉冲-1»	БП-5000-1.2	3×1400	42×K 41 И-7	5000	8 型控制系统
МИЛ-40	激光焊接设备«量子-10»	БП-5000-1.8	2000	20×K 75-28	2500	4 型控制系统
MT-41	—	БП-2000-9.0	600	6×K 75-19	2000	10 型控制系统
MT-42	激光焊接设备«量子-12»	БП-2000-9.0	4×600	48×K 75-17	1000	10 型控制系统

由电源 ИП-1 和 5 型控制系统两部分组成。电源 ИП-1 的原理电路,如图 87 所示。充电是通过由两个型号为 K 75-11 的电容器 C_1 和 C_2 串联而成的限流电容来实现的^[22]。由八台 K 75-11 型电容器组成储能器,其总电容量为 $C_{\Sigma} = 800$ 微法。通过二极管 $D_1—D_{10}$ 对电容器充电,为了使反向电压分布均匀,在二极管上并联了电阻 $R_1—R_{10}$ 。要在储能器上获得 2000 伏的电压,如果考虑电网电压降低 10% 的话,则输入的交流电压应不低于 790 伏。因此,要引进变压器 T_1 。 T_1 具有标准磁路 $III40 \times 100$ 和强制冷却系统。

用可控硅 SCR_1 和 SCR_2 作为充电开关,串联在自耦变压器的初级回路中。可控硅导通时,储能器 $C_3—C_{10}$ 便开始充电。由电阻 $R_{11}—R_{17}$ 构成的反馈分压器,与储能电容器并联。储能器充到 2000 伏的时间为 0.8 秒。放电的重复频率在 1 赫以下。电网电压的波动为 $\pm 10\%$ 时,储能器上脉冲电压的重复精度不劣于 $\pm 2\%$ 。输出端短路时,消耗的电流为 12 安培。ИП-1 型脉冲电源的外形尺寸为 $496 \times 454 \times 253$ 毫米;5 型控制系统为 $247 \times 334 \times 175$ 毫米。

充电过程的起始阶段,变压器有可能被辅助磁化,这是 ИП-1 电源电路的一个缺点。对此,有几种克服的办法:一种是采用半波二倍压的不对称整流电路;另一种是在控制系统中加入附加的控制单元,使得储能电容器只能在电网电压处于正半波的时刻开始充电^[94];再一种是把充电开关和整流器合而为一,既作开关又作整流器^[23]。这时,“开关-整流器”接在电力变压器的次级回路中。因为变压器原边一直与电网相连,所以能消除辅助磁化。此外,开关和整流器合并为一个元件,也简化了充电设备的电路。

由于钽铝石榴石振荡器的研制成功,需要提高放电脉冲的重复频率。在高重复频率的调制器中,用交流电网对电容

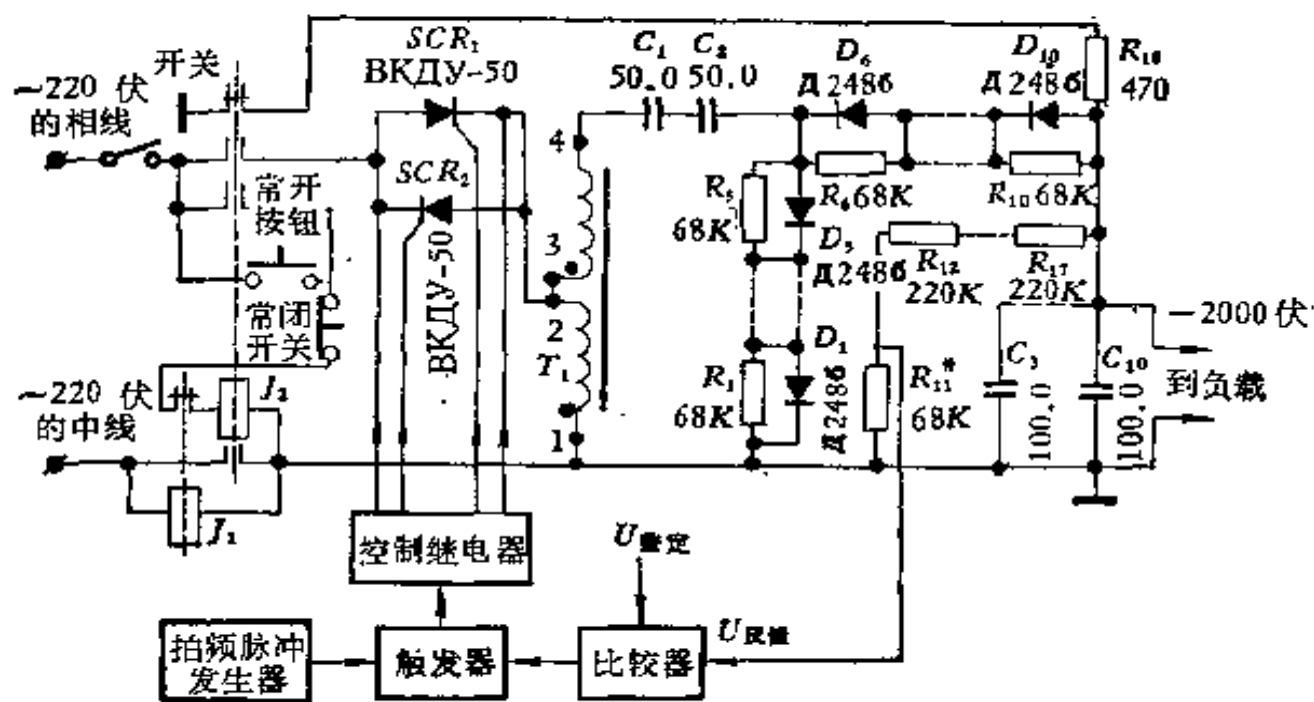


图 87 ИП-1 型电源的电路

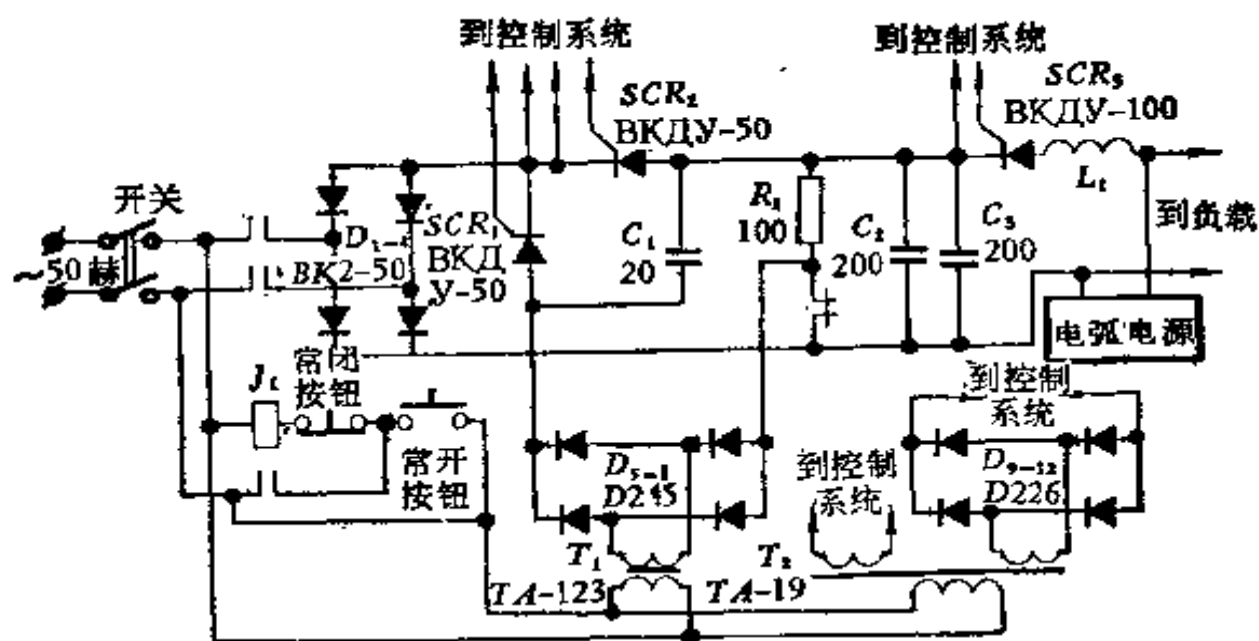


图 88 ИП-3 型脉冲电源的电路

储能器充电时，在零相位接通充电开关的电路获得了应用。为 ЛТИ-1 М 型钎铅石榴石振荡器研制的 МИЛ-30 型脉冲灯调制器，由脉冲电源 ИП-3 和 6 型控制系统组成，ИП-3 电

源的原理电路如图 88 所示, 其工作原理如下^[2]。

正弦输入电压加到由 D_1-D_4 构成的整流桥上, 作为充电开关的可控硅 SCR_2 与储能电容 C_2 , C_3 串联起来, 再接到整流桥的输出端。可控硅 SCR_1 , 电容器 C_1 , 电阻 R_1 和整流桥 D_5-D_8 , 构成了充电可控硅 SCR_2 的强迫关断电路, 用来调节和稳定储能器上的电压。此外, 电源停止工作时, R_1 还起到使储能电容器强制放电的作用。整流桥 D_9-D_{17} 的输出电压波形, 实际上与电容 C_1 、 C_2 的充电电压波形是相同的, 因此, 可作为反馈电路的测量机构, 而在电气方面又能与储能电容器不连接。

变压器 T_2 的一只交流电压绕组, 是同步绕组, 其输出电压加到 6 型控制系统 (图 89) 的触发器 (施密特电路) 的输入端。来自同步触发器的矩形波, 加到由触发器 1 和触发器 3 组成的分频器上。这一同步矩形波的前沿, 正好与正弦电压过零的时刻重合。在分频器的输出端引进反馈, 就可以得到频率为 12.5, 25, 50, 100 赫的脉冲序列。这些脉冲加到控制触发器 4 的一个臂上; 当反馈电压 $U_{\text{反馈}}$ 和整定电压 $U_{\text{整定}}$ 相

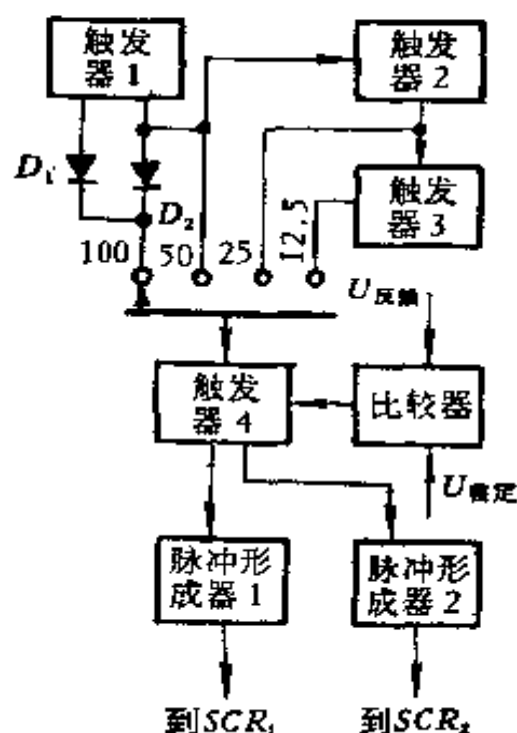


图 89 b 型控制系统的方框电路

比较时, 比较器便动作, 它的输出脉冲加到触发器 4 的另一个臂上。这时, 在触发器 4 的输出端, 便获得矩形控制脉冲, 其前沿与交流电压过零的时刻相合, 而后沿与储能器充电结束的时刻相合。这些控制脉冲通过脉冲形成器 1 和脉冲形成器

2, 分别加到 ИП-3 电源(图 88) 的充电可控硅 SCR_2 和关断可控硅 SCR_1 上, 当 SCR_2 导通时, 储能电容器 C_2 、 C_3 开始充电; 当储能器上电压达到严格规定的数值时, SCR_1 导通, 充电也就停止了。

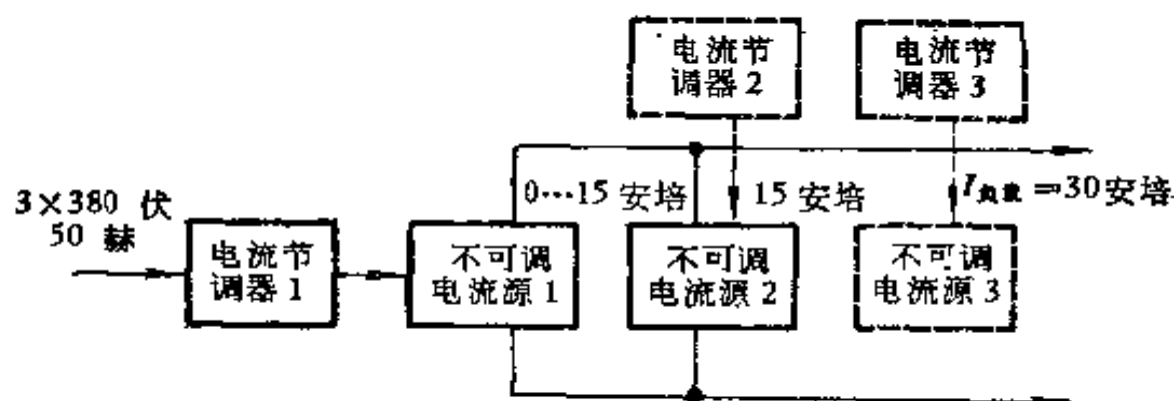


图 90 MIT-47 型电源的方框电路

МИЛ-30 调制器中的脉冲灯, 是用预燃方法来点燃的。储能器的放电要通过可控硅 SCR_1 和放电电感 L_1 (图 88)。电感 L_1 的作用是, 使脉冲灯中的放电电流形成“钟形”的脉冲波形。电压的重复精度不劣于 $\pm 1\%$, 最大重复频率为 100 赫。用线电压为 380 伏的三相电源供电时, 储能器中的能量可以达到 60 焦耳左右, 用 220 伏的单相电源供电时, 可以达到 20 焦耳左右。ИП-3 脉冲电源的外形尺寸为 $496 \times 424 \times 221$ 毫米; 6 型控制系统的尺寸为 $247 \times 424 \times 181$ 毫米。

功率源 MIT-47 (图 90) 是连续工作的气体放电灯的电源。研制和使用功率源的经验表明, 应该建立尺寸标准化的结构。这种标准结构由电流调节器 (自耦变压器, 移相器) 和不可调的电流源 ИТ-1, ИТ-2 等部分组成。在 MIT-47 型电源中, 用三相自耦变压器作为电流调节器; 用三相电感-电容变换器、桥式整流器和 LC 滤波器组成电流源。每一个电流源, 都可以在电感-电容变换器和桥式整流器之间接一只电流调节器。但是, 通常只要有一个电流源这样做就够了 (例

如,从 0 调到 15 安培),而把一些不可调的电流源(其数目取决于所要求的泵浦电流值)与它并联起来使用。该电源的输出电压约为 500 伏;泵浦电流的脉动幅值低于 1%。对于 МНТ-47 型来说,其输出电流为 30 安培,每一部分的标准尺寸为 $595 \times 595 \times 350$ 毫米。

4. 气体激光器和半导体激光器的电源

大多数气体激光器的泵浦,是依靠工作物质中所产生的气体放电等离子区的各种过程来实现的。下面来讨论研制连续气体激光器泵浦电源的各个问题。

研制气体连续激光器的电源时,遇到两个主要的困难:电源的外特性必须与气体放电的非线性伏-安特性相匹配;气体放电间隙的点火条件要得到保证。《电源-气体激光器》这一系统的稳定条件,与固体激光器中气体放电灯的稳定条件相似,这就是说,气体激光器电源的外特性,也应该具有电流源的特征。

接在交流电压源上的各种整流设备,可以作为气体激光器的最简单的电源。气体放电管要串联一只有限制的镇流电阻,其阻值必须大于气体激光器伏-安特性上所有工作区域内的气体放电等离子体的动态电阻^[98,99]。

为了调节和稳定泵浦电流的大小,可以使用一些控制元件(电子管、晶体三极管、可控硅),这些元件在电源电路中的连接方式和位置,取决于电源的动力指标和重量尺寸指标^[6]。

在调整元件与气体放电器件串联的补偿型高压稳流器中,为了减小功率损耗,引进了二次调整元件,其作用是,改变输入的供电电压的大小,从而在高压调整元件上仅仅维持最小的额定工作电压^[16,32]。

使用只有一个调整元件（接在交流供电回路中）的电路，可以使电源的外形尺寸减小。这时，调整元件可以直接用电流稳定器来控制，也可以间接地用反馈电路来控制^[40,64]。在拥有直流电压源，或能直接用电网电压整流（不用降压变压器）的情况下，具有高频（2—20 千赫）中间变换器的稳流器电路，特别有前途。这种情况下，稳流器的效率能达到 60—75%。在必须接入中间的低压整流器时，效率降到 45—60%。但是，甚至在这种情况下，就重量尺寸指标和经济性而言，与调整元件接在高压电路中的稳流器相比，仍然具有一定的优越性^[100]。

为了使气体放电间隙起燃，在气体激光器的电源中，通常要采用串联触发的电路（图 17）；有时，也可以使主电源的电压等于起燃电压。这一电压可能超过灯管工作电压的几倍。在后一种情况下，只有利用串级倍压整流电路，才可以避免附加功耗^[50]。

串级倍压整流电路的参数，应该根据这样的原则来选择：空载输出电压必须达到气体激光器的起燃电压；而在起燃以后，要能保证必需的泵浦电流。半波倍压整流电路，如图 91，a 所示。在这个电路中，负载既可以接到偶数号电容器上，又可以接到奇数号电容器上。电路中的二极管数和电容器数，等于倍压系数 n 。 n 根据 $n > U_{\text{起燃}}/U_{\text{幅}}$ 这一条件来选择。其中， $U_{\text{起燃}}$ 为气体放电间隙的起燃电压。负载接在奇数号电容器上时，如果取 $C_1 \gg C_2, C_3, \dots, C_n$ ，那么在额定泵浦电流建立后，负载上的电压将接近于交流输入电压的幅值；负载接在偶数号电容器上时，如果取 $C_1, C_2 \gg C_3, C_4, \dots, C_n$ ，则负载上的电压将为交流输入电压幅值的 2 倍。整流电压的脉动频率等于电网电压的频率 f_c ；而脉动幅值取决于输入电容器 C_1, C_2 的电容量和泵浦电流的大小：

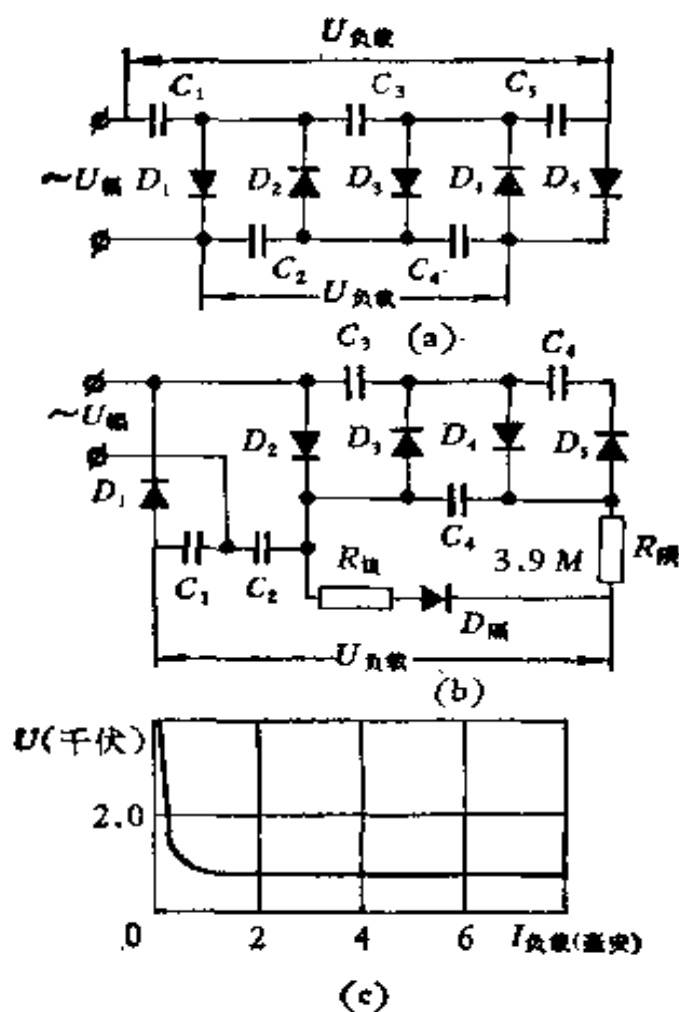


图 91 倍压电路

负载接在奇数号电容器上时, $U_n \approx \frac{I_{\text{负载}}}{f_c C_1}$,

负载接在偶数号电容器上时, $U_n \approx \frac{I_{\text{负载}}}{f_c C_2}$.

n 分别为奇数和偶数.

确定仅仅在起燃过程中起作用的电容,一方面要根据电路工作时的输出条件,一方面要考虑到限制电容器漏泄电流 $I_{\text{漏}}$ 对空载电压的影响:

$$\frac{I_{\text{漏}}}{f_c U_{\text{幅}}} \ll C \ll \frac{I_{\text{负载}}}{6 U_{\text{幅}} f_c}$$

这类电路工作状态的计算,跟普通的倍压整流电路相同^[89].

为了减小脉动及输入电压的大小,第一级做成桥式二倍压电路。氦-氖激光器电源的电路,如图 91(b)所示,其外特性如图 91(c)所示。二极管 D_1 、 D_2 和电容 C_1 、 C_2 组成了二倍压电路,其空载输出电压为 1800 伏。气体放电管通过镇定电阻 $R_{\text{镇}}$ 和隔离二极管 $D_{\text{隔}}$ 接到电源。二极管 D_3 — D_5 和电容 C_3 — C_5 的作用是,把电压升到可靠起燃所必需的电压。这一电压通过限流电阻(限制脉冲放电电流) $R_{\text{限}}$, 加到放电管上去。计算电源的输出电压时,必须考虑到镇定电阻 $R_{\text{镇}}$ 上的电压降。

离子激光器和分子激光器的泵浦功率大。这时,利用具有电压倍加器的三相桥式电路是合理的。为此,把电压倍加器(图 91(a))接入每一相整流器的阳极组或阴极组。

在倍压电路中,泵浦电流难以调节和稳定;必须接入镇定电阻;短路时,消耗的功率相当大。这些都是它的缺点。在电源中应用电感-电容变换器,可以成功地克服与气体激光器(即负载)的特点相联系的一系列困难。正是在这一方面,气体激光器(特别是离子和分子激光器)与泵浦固体激光器的气体放电灯,具有很相似的地方。例如,前面叙述过的 МИТ-47 型电流源,对于氩激光器(例如 ЛГ-106 型)来说,是很合适的。

为 40 瓦以下的分子激光器而研制的 СИТ-24 型电源的原理电路,如图 92 所示。此电源由一只单相电感-电容变换器和两套高压整流设备(包括桥式整流器和滤波器)组成。泵浦电流为 40 毫安时,输出电压为 10 千伏;空载时,不低于 25 千伏。泵浦电流可以分级调节;输出端短路时,消耗的电流不大于 0.5 安培。电源的外形尺寸为 $496 \times 454 \times 292$ 毫米,重 70 公斤。

现在,来研究半导体激光器电源的一些电路,必须指出:

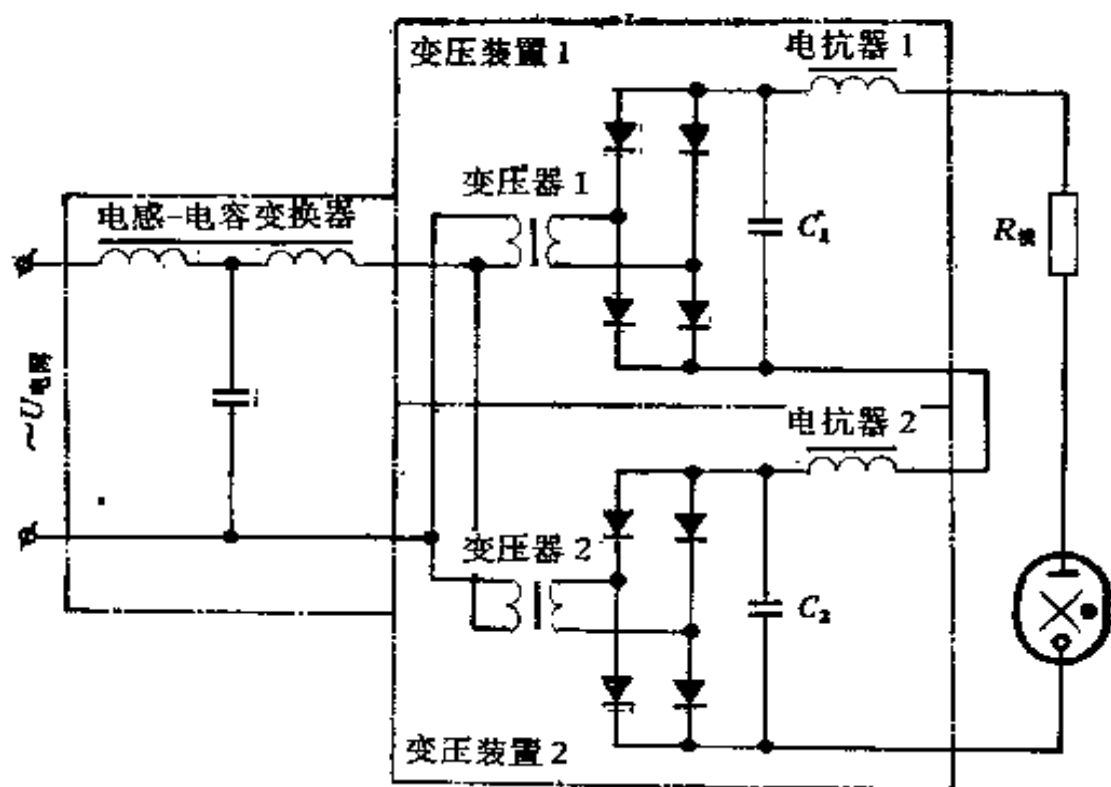


图 92 CHT-24 型电源的电路

半导体激光器的电源与固体和气体激光器的电源，虽然具有相同的方框电路，但它们的输出参数和结构却大有区别。

因为必须在低阻负载上获得前沿为毫微秒的短而强的脉冲电流，所以对放电回路的结构和开关提出了很高的要求。各种放电器（机械放电器、真空放电器、气体放电器等），电子管，大功率晶体管，雪崩式晶体管，可控硅都可以作为放电开关来使用。根据表 7 可以判断所列举的这些开关器件在调制器电路中运用的可能性^[34]。至于选择哪一种开关（它确定了放电回路的特性），这是由半导体激光器的类型及其具体的使用条件来确定的。

ПНТ-7 型调制器，是供泵浦单个或一组激光二极管和辐射器用的^[34]。其电路如图 93 所示。充电设备由调压器、整流装置、充电电抗器和二极管 D_1 组成。储能器（即形成线部分）振荡充电时，加到开关闸流管上的电压为 3 千伏。闸流

表 7 一些泵浦调制器的输出参数

放电开关的类型	泵浦脉冲的参数				调节泵浦脉宽时需要改变的参数
	前沿宽度 (毫微秒)	最大脉宽 (毫微秒)	最大幅值 (安培)	最高重复频率 (千赫)	
机械放电器	0.5	300	20	0.2	放电回路的电感或电容
电子管	10—20	250	200	500	输入脉宽
大功率晶体三极管	200	>5000	100	1000	同上
雪崩式晶体三极管	5—10	300	40	100	储能电容器的电容量
可控硅	100—200	5000	200	10	放电回路的电感和(或)电容
大功率晶体管和雪崩式晶体管的组合开关	15—40	1500	50	100	储能电容器的电容量

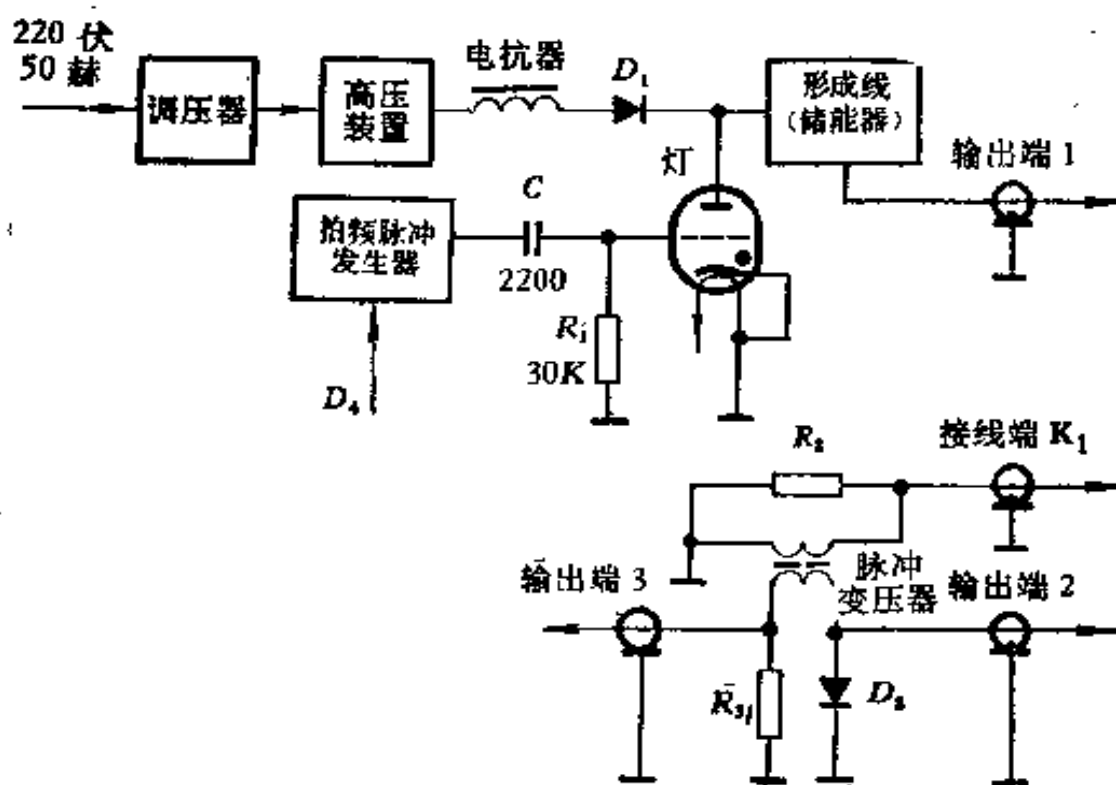


图 93 ПИТ-7 型电源的电路

管由拍频发生器控制，储能器可以对辐射器放电（输出端 1），也可以通过宽频带脉冲变压器对激光二极管放电（输出端 2，这时，接线端 K_1 接到输出端 1 上）。为了接通充电回路，在脉冲变压器原边并联一只电阻 R_2 ；为了观察泵浦脉冲（输出端 3）的幅值和波形，在脉冲变压器的副边串联一只测量电阻 R_3 。

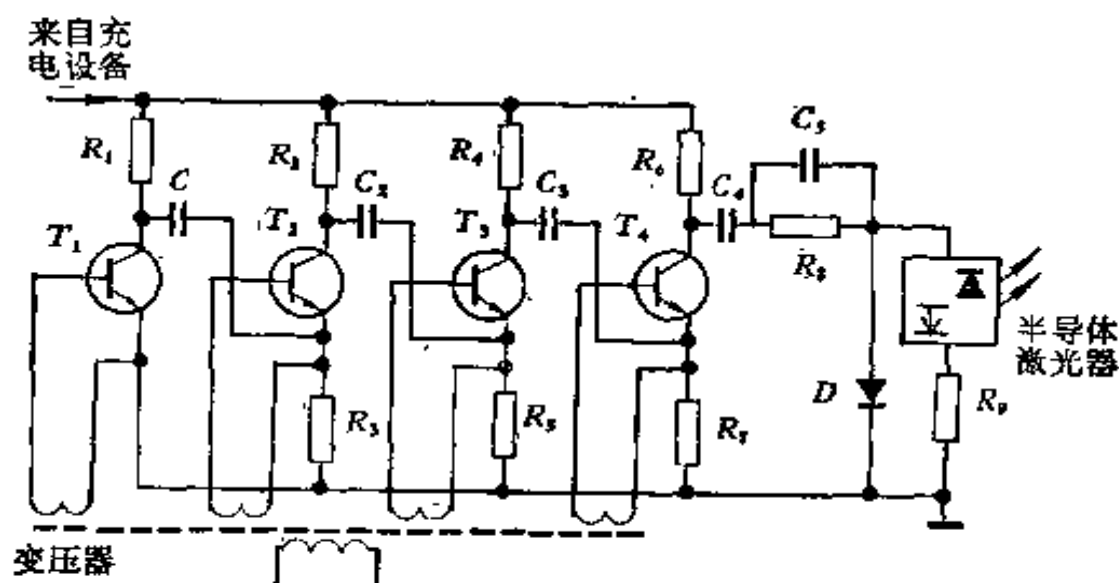


图 94 ЛПИ-13 型调制器的放电回路

调制器能保证提供的泵浦电流幅值为 $10 \cdots 300$ 安培（输出端 1）和 $5 \cdots 30$ 安培（输出端 2），对应的脉宽为 $\tau_{\text{脉}} = 100$ 毫微秒，前沿不大于 25 毫微秒。内触发时，脉冲重复频率为 100, 500, 6000 赫；外触发时，为 40 到 6000 赫。ГНТ-9 型调制器具有相同的参数^[37]。

应用电子管，可以使半导体激光器的辐射脉冲重复频率的范围和脉宽扩大、功率提高。由 15 只 6B2П 电子管组成的具有一定放大倍数的放大器，是 ГНТ-500 型振荡器的主要部件。其泵浦脉冲的参数如下^[37]：脉宽为 $20 \cdots 200$ 毫微秒，脉冲的最大空度为 100；前沿宽度不大于 10 毫秒¹⁾，脉冲电流

1) 似应为 10 毫微秒。——译者注

的幅值(利用变压器时)达到 200 安培;脉冲重复频率从单次到 500 千赫;平均泵浦功率为 30 瓦;负载电阻(利用变压器时)为 0.1 欧姆左右,外形尺寸为 $496 \times 394 \times 221$ 毫米,重量 30 公斤(指 ГИТ-500 部分)。

ЛПН-13 型半导体激光器,具有大功率高频晶体管泵浦发生器^[92],泵浦脉宽为 100—150 毫微秒,脉冲前沿不大于 30 毫微秒,功率在 1 千瓦以下(匹配负载为 0.3 欧姆时),重复频率在 6000 赫以下,调制器消耗的功率不超过 3 瓦,外形尺寸为 $170 \times 50 \times 88$ 毫米;重量不大于 800 克。

在图 94 所示的调制器放电回路中,脉冲放电时,将四只晶体管串联起来,就能实现脉冲功率相加。这些晶体管通过相互分开的电阻 $R_1—R_7$ 接到可调的充电设备上去;用同步变压器来触发。 R_8 、 C_5 环节,是为校正负载上的脉冲波形用的,二极管 D 是用来减小负载上反向电压凸冲的,电阻 R_9 是用来测量脉冲泵浦电流的幅值和波形的。

参 考 文 献

1. Андреев С. И., Ванюков М. П., Гаврилов В. Е. Сравнительные исследования световых и электрических характеристик трубчатых импульсных ламп с неоновым и ксеноновым наполнением. — «Журнал прикладной спектроскопии», 1967, т. 6., № 1, с. 218—223 с ил.
2. Балагуров А. Я., Ермаков Н. И., Чивилев В. А. Излучательные и прочностные характеристики ламп ИФП-5000 при различной форме импульса. — «Журнал прикладной спектроскопии», 1972, т. 13, № 4, с. 100—105 с ил.
3. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Энергия», 1972, 720 с. с ил.
4. Батраков А. С. Квантовые приборы. Л., «Энергия», 1972, 179 с. с ил.
5. Белопольский И. И., Пикалова Л. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963, 272 с. с ил.
6. Белопольский И. И., Тихонов В. И. Транзисторные стабилизаторы на повышенные и высокие напряжения. М., «Энергия», 1971, 78 с. с ил.
7. Белостоцкий Б. Р., Любавский Ю. В., Овчинников В. М. Основы лазерной техники. Твердотельные ОКГ. Под ред. акад. А. М. Прохорова. М., «Советское радио», 1972, 408 с. с ил.
8. Бенедиктов Г. Л. Тиристорный преобразователь для емкостных накопителей ОКГ. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского, вып. 5. М., 1970, с. 177—182 с ил.
9. Бердянских Г. С. К расчету трехфазного зарядного устройства с индуктивными сопротивлениями в цепи переменного тока. — «Вестник Киевского политехнического института», серия Электроэнергетика, 1969, вып. 6., с. 149—158 с. ил.
10. Бернштейн Э. А., Рудяченко Н. К. Импульсные радиопередающие устройства. Киев, Гостехиздат УССР, 1963, 248 с. с черт.
11. Бертинов А. И., Гончаров М. В. Уравнение зарядной кривой для конденсатора, питаемого выпрямленным напряжением. — «Электричество», 1970, № 10; с. 37—42 с ил.

12. Б о г д а н о в Н. Н. Анализ энергетических соотношений при заряде конденсаторных батарей. Доклады научно-технической конференции по итогам НИР за 1968—1969 гг. Секция электронной техники, подсекция промышленной электроники. М., Изд. Московского энергетического института, 1969, с. 69—75 с ил.
13. Б о м к о А. Г. Устройство для поджига импульсной газоразрядной лампы дежурной дугой. Авторское свидетельство № 361533. — «Бюллетень изобретений», 1973, № 1, с. 133.
14. Б о м к о А. Г., В а к у л е н к о В. М. Устройство для поджига импульсной газоразрядной лампы дежурной дугой. Авторское свидетельство № 352420. — «Бюллетень изобретений», 1972, № 28, с. 171.
15. Б о м к о А. Г., В а к у л е н к о В. М., К о м к о в В. А. Устройство для стабилизации выходного напряжения импульсного преобразователя. Авторское свидетельство № 365784 — «Бюллетень изобретений», 1973, № 6, с. 121.
16. Б о р д у к о в а В. Э., К у л а в н а Э. И., С м а р а г д и н Н. П. Высоковольтный стабилизатор напряжения. — «Электронная техника», Сер. 4. «Электровакuumные и газоразрядные приборы», 1972, вып. 2, с. 98—102 с ил.
17. Б у с а л а е в Г. Н., Ш в а р ц Г. К. Оценка конденсаторных устройств запирающих тиристоры. — «Электричество», 1968, № 6, с. 45—51 с ил.
18. В а к у л е н к о В. М. Некоторые особенности колебательного заряда емкостного накопителя энергии. — «Журнал прикладной спектроскопии», 1969, т. 11, № 4, с. 711—717 с ил.
19. В а к у л е н к о В. М. Тиристорное управление индуктивно-емкостным преобразователем при зарядке емкостных накопителей энергии. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Вып. 29. Киев, 1971, с. 61—65 с ил.
20. В а к у л е н к о В. М. Эффективная схема питания импульсных ламп. — «Журнал прикладной спектроскопии», 1970, т. 13, № 3, с. 413—418 с ил.
21. В а к у л е н к о В. М., Б о м к о А. Г., И в а н о в Л. П. Зарядка емкостного накопителя от сети переменного напряжения. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 5, с. 112—114 с ил.
22. В а к у л е н к о В. М., И в а н о в Л. П. Зарядная цепь емкостного накопителя с удвоенным напряжением. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 5, с. 110—112 с ил.
23. В а к у л е н к о В. М., И в а н о в Л. П. Устройство зарядки накопительных конденсаторов. Авторское свидетельство № 336779. — «Бюллетень изобретений», 1972, № 14, с. 191.
24. В о л к о в И. В. Минимизация реактивной мощности элементов индуктивно-емкостных преобразователей. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, «Наукова думка», 1972, вып. 35, с. 100—106.
25. В о л к о в И. В. Преобразование источника неизменного напряжения в источник неизменного тока. — «Известия вузов СССР. Энергетика», 1963, № 6, с. 37—41 с ил.
26. В о л к о в И. В., З а в а р н и н В. А. Трехфазные индуктивно-емкостные преобразователи с совмещенными магнитопрово-

- дами дросселей. Препринт-55. Киев, Изд. Ин-та электродинамики АН УССР, 1973, 27 с. с ил.
27. Волков И. В., Закревский С. И. Анализ работы источника тока для заряда высоковольтного накопительного конденсатора. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, «Наукова думка», 1971, вып. 29, с. 52—56 с ил.
 28. Волков И. В., Закревский С. И. Импульсный заряд емкостных накопителей энергии. — В кн.: Вопросы преобразования параметров электрической энергии. Киев, «Наукова думка», 1969, с. 68—72 с ил.
 29. Волков И. В., Кубышин Б. Е., Вакуленко В. М. Трехфазные индуктивно-емкостные преобразователи с улучшенными характеристиками. Препринт-25. Киев, Изд. Ин-та электродинамики АН УССР, 1971, 24 с. с ил.
 30. Волков И. В., Пентегов И. В. Определение оптимального времени заряда конденсаторов от источника тока. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Вып. 19. Киев, 1969, с. 93—95 с ил.
 31. Волков И. В., Пентегов И. В. Оптимальные процессы заряда емкостных накопителей. — «Известия вузов СССР. Энергетика», 1967, № 4, с. 25—28 с ил.
 32. Гейман Г. В., Есин В. А. Расчет магнитоэлектронных стабилизаторов напряжения. М., «Энергия», 1971, 120 с. с ил.
 33. Гельфанд Я. С. Заряд конденсаторов через выпрямительные устройства в цепи тока и напряжения. — «Электричество», 1969, № 7, с. 36—40 с ил.
 34. Генератор импульсов тока ГИТ-7. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 3, с. 265—266 с ил. Авт.: Беседин А. А., Барышев В. П. и др.
 35. Генератор наносекундных импульсов тока ГИТ-9. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 3, с. 266—267 с ил. Авт.: Беседин А. А., Барышев В. П. и др.
 36. Генераторы низкотемпературной плазмы. М., «Наука», 1969, с. 128 с ил. Авт.: Коротеев А. С., Костылев А. М., Коба В. В. и др.
 37. Греков Е. Н., Сигитов В. Т., Балдихин В. С. Генератор импульсов тока. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 3, 278 с. с ил.
 38. Греков Е. Н., Сясин В. В. Малогабаритный генератор импульсов напряжения. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 4, 242 с. с ил.
 39. Гуттерман К. Д. Разработка и исследование параметрических источников тока. — В кн.: Труды Моск. энергетич. ин-та, вып. 159, Изд. МЭИ, М., 1973, с. 28—40.
 40. Дивильковский И. М., Ковалевский Д. В., Мацвейко А. А. Транзисторный стабилизатор разрядного тока газового лазера. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 6, с. 157—159 с ил.
 41. Емлютина Л. Д. Измерение энергии и мощности излучения ОКГ. — «Обзоры по электронной технике. Сер. Контрольно-измерительная аппаратура», 1969, вып. 18 (87), 25 с. с ил.
 42. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности. «Энергия», М., 1969, 192 с. с ил.

43. Ербшин Г. В., Бусел Н. П., Цукор Е. И. Управляемый выпрямитель на тиристорах для зарядки емкостных накопителей. — В кн.: Импульсная электроэнергетика. Казань, 1970, с. 167—176 с ил.
44. Ивьянов А. Б., Сосновкин Л. Н. Импульсные передатчики СВЧ. «Советское радио», М., 1956, 614 с. с ил.
45. Ивьянов Л. П. Генератор импульсов. Авторское свидетельство № 327574. — «Бюллетень изобретений», 1972, № 5, 163 с.
46. Ивьянов Л. П. Сравняющее устройство с потенциальным выходом. Авторское свидетельство № 341005. — «Бюллетень изобретений», 1972, № 18, 172 с.
47. Ивахнов С. Д. Исследование способов регулирования длительности и формы импульса светолучевых технологических установок. — В кн.: Использование оптических квантовых генераторов в современной медицине и технике, Ч. 2. Л., ЛДНТП, 1971, с. 86—92 с ил.
48. Изменение удельного сопротивления ксеноновой газоразрядной плазмы в прямых трубчатых лампах больших размеров. — «Журнал технической физики», 1968, т. 38, № 6, с. 1092—1097 с ил. Авт.: Деменик И. В., Миускин В. Е., Скворцов Б. В. и др.
49. Индуктивный накопитель энергии из сверхпроводящего сплава. — «Электричество», 1969, № 6, с. 81—82. Авт.: Реймерс А. В., Федотов Л. Н., Соколова Г. Н. и др.
50. Источники питания для непрерывных газовых лазеров и других разрядов подобного рода. — «Экспресс-информация. Квантовая радиотехника», 1971, № 35, с. 1—15 с ил.
51. Ищенко Е. Ф., Климов Ю. П. Оптические квантовые генераторы. М., «Советское радио», 1968, 470 с. с черт.
52. Капцов Н. А. Электроника. М., Гостехиздат, 1954, 467 с. с ил.
53. Каталог. Светотехнические изделия. Электротехнические источники света, вып. 2. Лампы газоразрядные. М., Изд. «Информстандартэлектро», 1969, 52 с. с ил.
54. Кароли Р. Схемы питания импульсных инжекционных лазеров. — «Электроника», 1971, т. 44, № 26, с. 140—142 с ил.
55. Квантовая электроника (маленькая энциклопедия). М., «Советская энциклопедия», 1969, 432 с. с ил.
56. Кыш В. А. Основы теории и методы расчета вентильных систем заряда накопительных конденсаторов. Л., Изд. Ленинградской воен. инж. Краснознаменной акад. им. А. Ф. Можайского, 1970, 131 с. с ил.
57. Конев Ю. И. О миниатюризации вторичных источников питания. — В кн.: Электронная техника в автоматике. М., 1973, с. 32—35 с ил.
58. Кононов С. П., Белокопытов А. С. Исследование зарядки емкостных накопителей от сети переменного напряжения через управляемый выпрямитель. — В кн.: Импульсная электроэнергетика. Казань, 1970, с. 176—186 с ил.
59. Конотоп В. В., Фертик С. М. Удельные характеристики высоковольтных импульсных конденсаторов. — «Электричество», 1969, № 6, с. 41—43.
60. Королев Е. А., Хазов Л. Д. Расчет схем питания импульсных ламп для накачки твердотельных ОКГ. — «Журнал

- прикладной спектроскопии», 1967, т. 6., № 4, с. 248—252 с ил.
61. К П Д зарядки емкостного накопителя. — «Известия вузов СССР. Электромеханика», 1968, № 12, с. 1303—1311 с ил. Авт.: Воробьев А. А., Тонконогов М. П., Глужберг Е. И. и др.
 62. Лазеры в технологии. М., «Энергия», 1975, с. 216 с. ил. Авт.: Водоватов Ф. Ф., Чельный А. А. и др.
 63. Лившиц А. Л., Рогачев И. С., Отто М. Ш. Генераторы импульсов. М., «Энергия», 1970, 224 с. с ил.
 64. Лебедев Л. Ф. Зарядное устройство с балластным дросселем для импульсных источников света. — «Светотехника», 1969, № 3, с. 10—14.
 65. Лебедев Л. Ф. Расчет зарядного устройства с емкостным балластом для импульсных источников света. — «Светотехника», 1969, № 7, с. 18—20.
 66. Левилов С. И. Лампы для накачки оптических квантовых генераторов. — «Оптико-механическая промышленность», 1969, № 8, с. 54—63.
 67. Леонтьев Р. М., Куликов А. С. Высоковольтные стабилизаторы тока с широким диапазоном регулирования. — «Электронная техника. Серия 4. Электровакуумные и газоразрядные приборы», 1973, вып. 1, с. 138—141 с ил.
 68. Маевский О. А., Данилевич О. И., Гончаров Ю. Л. Заряд конденсатора от выпрямителя с индуктивным ограничением тока. — «Известия вузов СССР. Электромеханика», 1969, № 11, с. 1183—1189 с ил.
 69. Маршак И. С. Импульсные источники света. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963, 336 с. с ил.
 70. Месяц Г. А., Насибов А. С., Кремнев В. В. Формирование наносекундных импульсов высокого напряжения. М., «Энергия», 1970, 153 с. с ил.
 71. Микаэлян А. Л., Тер-Микаэлян М. Л., Турков Ю. Г. Оптические генераторы на твердом теле. М., «Советское радио», 1967, 384 с. с ил.
 72. Милых А. Н., Волков И. В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. Киев, «Наукова думка», 1974, 216 с. с ил.
 73. Милых А. Н., Кубышин Б. Е., Волков И. В. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источники тока. Киев, «Наукова думка», 1964, 304 с. с ил.
 74. Моноимпульсный ОКГ с каскадными умножителями и перестраиваемым преобразователем частоты. — «Приборы и техника эксперимента», 1971, № 5, с. 197—200 с ил. Авт.: Вакуленко В. М., Ершов А. Г., Иванов Л. П. и др.
 75. Мостов П., Ньюрингер Д., Ригли Д. Оптимальный КПД зарядки конденсаторов в аппаратах для космических полетов. — «Труды института радионженеров», 1961, № 5, с. 1099—1107 с ил.
 76. Окунь И. З. Расчет зарядки конденсатора от сети переменного тока через индуктивное зарядное сопротивление. — «Известия вузов СССР. Энергетика», 1969, № 7, с. 97—102 с ил.
 77. Пентегов И. В. Зарядка конденсаторов через индуктивный ограничитель при однополупериодном выпрямлении на-

- пряжения сети.— В кн.: Проблемы технической электродинамики. Вып. 19. Киев., 1969, с. 87—93 с ил.
78. Пентегов И. В. Переходные процессы в мостовых схемах двухполупериодного выпрямления при зарядке батарей конденсаторов через емкостной токоограничивающий элемент.— В кн.: Электромагнитные процессы в преобразовательных устройствах. Киев, 1967, с. 166—174 с ил.
 79. Пентегов И. В. Схема резонансно-импульсной конденсаторной машины для шовной сварки металлов малых толщин.— «Автоматическая сварка», 1961, № 5, с. 43—49 с ил.
 80. Пентегов И. В. Анализ процессов зарядки конденсаторов при наличии тока утечки.— В кн.: Устройства преобразовательной техники. Киев, 1969, с. 190—202 с ил.
 81. Пентегов И. В., Стемковский Е. П. Исследование переходных процессов при зарядке батареи конденсаторов при помощи выпрямителя, собранного по схеме Латура.— В кн.: Проблемы технической электродинамики. Вып. 24. Киев, 1970, с. 107—111 с ил.
 82. Перламурова Л. Е. Сигнализация пробоя секций мощных конденсаторных батарей.— «Электричество», 1969, № 7, с. 70—74 с ил.
 83. Перльман Д. Е. Предельные нагрузки прямых трубчатых импульсных ламп, наполненных ксеноном.— «Приборы для научных исследований», 1967, № 1, с. 72—76 с ил.
 84. Песоцкий В. С. Анализ энергетических показателей зарядной цепи R, L, C .— В кн.: Импульсная электроэнергетика. Казань, 1970, с. 134—140 с ил.
 85. Песоцкий В. С. Колебательная зарядка импульсных конденсаторов при различных схемах выпрямления.— В кн.: Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. Ч. 2, Киев, 1972, с. 259—266 с ил.
 86. Полищук Ю. А. К заряду конденсатора от источника постоянного напряжения.— В кн.: Проблемы технической электродинамики. Вып. 19. Киев, 1969, с. 159—161 с ил.
 87. Получение больших электромагнитных энергий при совместной работе ударного генератора и конденсаторной батареи.— «Электричество», 1968, № 8, с. 46—50 с ил. Авт.: Сипайлов Г. Л. и др.
 88. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. Л., «Энергия», 1969, 592 с. с ил.
 89. Рогинский В. Ю. Электропитание радиоустройств. Л., «Энергия», 1970, 319 с. с ил.
 90. Симс С. Д., Васак Л. Конструирование лазеров с помощью диаграмм.— «Электроника». Пер с англ., 1968, т. 41, № 17, с. 19—24 с ил.
 91. Смирнов С. М., Терентьев П. В. Генераторы импульсов высокого напряжения. М.—Л., «Энергия», 1964, 239 с. с ил.
 92. Транзисторный генератор наносекундных импульсов.— «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 3, с. 267—268 с ил. Авт.: Беседин А. А., Барышев В. П. и др.
 93. Установка «Квант-9» для сверления отверстий.— «Квантовая электроника», 1973, № 2, (14), с. 99—102 с ил. Авт.: Вакуленко В. М., Захаров В. Г., Иванов Л. П. и др.

94. Устройство для зарядки накопительного конденсатора. Авторское свидетельство № 379956.— «Бюллетень изобретений», 1973, № 20, с. 150. Авт.: Белявцев В. А., Вакуленко В. М., Иванов Л. П. и др.
95. Федченко И. К., Ильенко О. С. Приближенный метод расчета времени заряда конденсаторных батарей выпрямленным пульсирующим напряжением.— «Известия вузов СССР. Энергетика», 1965, № 2, с. 12—20 с ил.
96. Фридман Ю. Э., Наматэвс А. А. Оптимизация процесса и регулятор зарядки емкостного высоковольтного накопителя энергии импульсных установок.— «Электронная обработка материалов», 1966, № 5, с. 42—54 с ил.
97. Фрюнгель Ф. Импульсная техника. Генерирование и применение разрядов конденсаторов. Пер. с нем. Под ред. акад. Хренова К. К. М.—Л., «Энергия», 1965, 488 с. с ил.
98. Цуканов В. В., Шмелев К. Д. Устройство для питания газоразрядных приборов. Авторское свидетельство № 402169.— «Бюллетень изобретений», 1973, № 41, 205 с.
99. Шмелев К. Д., Цуканов В. В. Газовый ОКГ как нагрузка источника питания.— «Квантовая электроника», № 3. М., 1971, с. 93—95 с ил.
100. Шмелев К. Д., Цуканов В. В. Полупроводниковый стабилизатор постоянного тока для питания газоразрядной трубки. «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 2, 269 с. с ил.
101. Элерн Ф. Емкостные зарядные устройства для космических систем с использованием управляемых выпрямителей.— «Электроника». Пер. с англ. 1963, т. 36, № 41. с. 24—26 с ил.
102. Makiewicz J. P., Emmett J. L. Design of Flash-lamp Driving Circuits— «IEEE Journal of Quantum Electronics», 1966, Vol. QE — 2, N. 11, p. 707—711.

