



(12) 发明专利申请审定说明书

(21) 申请号 86105197

[51] Int.Cl⁴

H02M 3/335

[44] 审定公告日 1989年10月25日

[22] 申请日 86.8.26

[30] 优先权

[32] 85.8.26 [33] NL [31] 8502338

[71] 申请人 飞利浦光灯制造公司

地址 荷兰艾恩德霍芬格陵纽沃德路1号

[72] 发明人 马里纳斯·安东厄斯·艾德里安厄斯·玛丽亚

[74] 专利代理机构 中国专利代理有限公司

代理人 王忠忠 董江雄

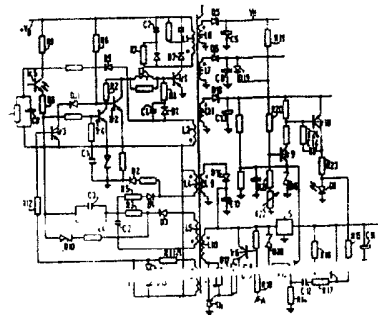
说明书页数:

附图页数:

[54] 发明名称 两态开关型电源电路

[57] 摘要

一种开关型电源电路具有两态，即工作状态和备用状态。在备用态第一组输出电压的数值比工作状态低很多，而第二组输出电压值在两态时基本相同。确定脉冲宽度的电路(Tr7、Tr8、R17、C12)在备用态工作期间受开关(Tr6)控制，在备用态下维持一个低频猝发模，使电源开关连续导通多次，并在其后一指定时间内断开。结果使功耗降低。



44

权 利 要 求 书

1.一种开关型电源电路,包括一个与一变压器初级绕组相串联的可控的第一开关,这样构成的串联电路耦合到直流输入电压的两端,所述变压器在工作状态下由其第一次级绕组提供第一直流输出电压,第二次级绕组提供第二直流输出电压,该电路还包括一个比较级,用以比较输出电压和参考电压,并产生控制信号,以控制加到第一开关上的,周期性产生的激励脉冲的宽度,用以交替地使该第一开关进入导通或非导通状态,该导通状态的持续时间因而取决于所述输出电压的值,该电路还包括用以使该电源电路进入备用状态的第二开关,在该备用状态下的第一输出电压比在该工作状态下低很多,以及该电路还包括可由该第二开关控制的,与所述第二次级绕组相耦合的第三开关,用以使在该备用状态下的第二输出电压保持与在该工作状态下的基本上相同,其特征在于:一确定脉宽的元件其一输入端与该第二次级绕组相耦合,其一输出端与该比较级相耦合,以便对该控制信号起作用,在该备用状态下维持一个振荡模式,在该模式下,使该第一开关连续导通多次,随后在该控制信号作用下,在一段给定的时间内不导通,所述振荡的频率比加到该第一开关上的该激励脉冲的重复频率低很多倍。

2.一种根据权利要求1的电源电路,其特征在于,该确定脉宽的元件含有一个RC时间常数网络,该第二开关与所述确定脉宽的元件相耦合,使所述确定脉宽的元件在视该时间常数而定的持续时间内起作用。

3.一种根据权利要求2的电源电路,其特征在于,该变压器的第三绕组经过一个二极管与该第二次级绕组相连接,当该第三开关导通时,该第三绕组在所述备用状态下输送电流,所述二极管在所述工作状态期间导通,而在所述备用状态期间不导通。

4.一种根据权利要求2的电源电路,其特征在于,该比较级是可由

该第二开关控制的，用以在该备用状态期间将该第二输出电压与一参考电压作比较，以及在该时间常数网络所决定的一段时间内产生控制信号。所述控制信号在该第一输出电压已达到一给定值后使该第一开关不导通。

5.一种根据权利要求4的电源电路，其特征在于，该时间常数网络被接到所述比较级的输出端和它的输入端之间，该输入端与第二输出电压连接。

6.一种根据权利要求4的电源电路，其特征在于，该备用状态下的所述参考电压与所述工作状态下的所述参考电压相同。

7.一种根据权利要求1的电源开关，其特征在于，一个稳压元件被连接到所述第二输出电压与所述比较级之间，用以维持所述第二输出电压低于给定的数值。

8.一种根据权利要求1的电源开关，包含一个一端连接到所述第一个开关控制电极的起动网络，其特征在于该起动网络的另一端被接到两个电阻的汇接点，这两个电阻之每一个的另一端连到主电源端子上，而所述汇接点被连接到一电容器上。

两态开关型电源电路

本发明涉及一种开关型电源电路。该电路含有可控的串接于变压器初级绕组的第一个开关，这样构成的串联电路连接到直流输入电压的两端，在工作状态该变压器第一个次级绕组提供第一直流输出电压，第二个次级绕组提供第二直流输出电压；该电路还包含第二个开关，用以使电源电路转入备用状态（Stand-by state），在此状态下，第一输出电压值比工作状态时低很多；第三个开关由第二个开关控制，并接到第二个次级绕组上，以维持第二输出电压在备用态时与工作状态时有基本相同的数值；此外，该电路还包含一个比较级，用以比较输出电压与参考电压，从而产生一个控制信号加到第一个开关上，以控制周期性产生的激励脉冲的宽度。

这种类型的电源电路已由德国专利申请3, 223, 756公开。在这个已公开并打算用于电视接收机的电路中，由变压器次级绕组激励的第一输出电压和其它输出电压在备用状态时比工作状态时具有较低的数值，因而功耗比较小，另一方面，连到遥控装置的第二组输出电压大致有相同的数值。在备用状态期间第一个开关通常继续工作，但每一次导通的时间较工作状态期间导通时间更短。然而，在高频，即25至30千赫兹范围内，这种继续的工作包含了相当大的功率损耗。

本发明的目的在于提供一种具有比已公开电路损耗更低的上述类型电源电路。为此目的发明的电源电路，其特征在于：把一个确定脉冲宽度的元件连接到第二个次级绕组和比较级上，以便在备用状态期

间维持一个振荡模，使第一个开关连续导通多次，随后在控制信号作用下在一个指定时间内断开，该振荡频率比加到第一个开关的激励脉冲重复频率低很多倍。

按照这种振荡的模式，第一个开关每次导通仅在很短的持续时间内便可在变压器内建立起能量，随后使开关断开。由于这是一个低频过程，例如，大约100到200赫兹，在变压器和开关中的主要损耗和其他损耗都相当低。

本电路有利的特征在于：在这个电路中把第二个开关连接到确定脉宽的元件上，以控制包含有一个时间常数网络的上述元件。因而，第二个开关既控制第三个开关又控制确定脉宽的元件。

按照本发明的电路最好的特征是在于：比较级受第二个开关控制，以便在备用状态期间第二组输出电压与参考电压进行比较，并由时间常数网络确定的时间内产生一个控制信号，该控制信号适应于第一组输出电压达到指定值后令其第一个开关断开，这种措施保证了控制电路在所有情况下仍然起作用。

参考附图的实施例将进一步详细叙述本发明。

图1是根据本发明的电源电路的一种基本电路图。

图2画出了电路内产生的波形。

图1中的自激式电源电路包含一只构成第一开关的npn功率晶体管 T_{r1} ，它的集电极连接到变压器 T 的初级绕组 L_1 ，而发射极接地。绕组 L_1 的另一端连接到一个未经稳定的电源 V_B 的正干线上， V_B 的负干线也接地，例如，它是一个主要的整流器。晶体管 T_{r1} 接通途径是这样的：它的一端连接该晶体管的基极，另一端接地，其通路中包括电容器 C_1 、变压器 T 的反馈绕组 L_2 、二极管 D_1 以及电阻 R_1 。晶

晶体管 T_{r1} 导通期间基极电流流动时，将在电容器 C_1 两端建立一个负电压。晶体管 T_{r1} 截断时电流流经途径是这样的：一端也是连到它的基极，其间包括电容器 C_1 、基极—集电极间接有电阻 R_2 的 pnp 型晶体管 T_{r2} 的发射极—集电极通路以及电感 L_3 。当开关断开时，晶体管 T_{r1} 的反向基极电流通过元件 C_1 、 T_{r2} 和 L_3 流动，从而使导通期间储存在该晶体管内的载流子得以释放出来。虽然在所指定情况下晶体管 T_{r1} 的正向基极电流流过时间是很短，但借助于变压器 T 另一绕组 L_4 和二极管 D_2 在电容器 C_1 上产生一负电压，结果在电容器 C_1 上就建立起一个足够恒定的负电压。在图 1 中用园点标出了变压器 T 各绕组的绕向。

变压器 T 之绕组 L_5 的一端接到二极管 D_3 ，而另一端连到电阻 R_3 和电容器 C_2 构成的串联网路。绕组 L_5 具有这样的绕向，二极管 D_3 有这样的导电方向，使得晶体管 T_{r1} 导通期间，通过电阻 R_3 对电容器 C_2 充电。电容器 C_2 的另一端被连接到电容器 C_1 、绕组 L_2 和晶体管 T_{r2} 之集电极的公共接点处。注意到该接点上存在的直流电平将在电容器 C_2 两端产生一锯齿电压，此电压经过一个 RC 并联网络 R_4 、 C_3 ，加到 npn 型晶体管 T_{r4} 的基极。晶体管 T_{r4} 的发射极连到上述接点处，而集电极接到晶体管 T_{r2} 的基极。在一指定时刻，晶体管 T_{r4} 基极上的电压达到使该管导通的数值，其结果也使晶体管 T_{r2} 导通。假设该晶体管发射极上的电压基本上与电容器 C_1 上存在的大约 $-5V$ 的负电压相同，那么此电压将使晶体管 T_{r1} 转为截止。在晶体管 T_{r1} 不导通期间，电容器 C_2 通过电阻 R_5 、二极管 D_4 和绕组 L_4 放电，而通过晶体管 T_{r2} 的反向电流则流经电阻 R_1 和与二极管 D_1 并联的电容器 C_4 。

一个高阻值起动电阻 R_6 被安装在 V_B 电源的正干线与晶体管 Tr_2 的基极之间。当电路接通时，电流流经电阻 R_6 和 R_2 ，还通过电容器 C_4 和绕组 L_2 ，从而在变压器 T 内建立起能量。这个电流使得晶体管 Tr_1 基极上的电压降增加，直到该电压值使晶体管变成导通为止。在正常工作时，虽然也有电流流经电阻 R_6 ，但其值太低，以致对电路性能没有明显影响。

在变压器 T 的铁芯上装有次级绕组。图 1 中示出了这些绕组，例如 L_6 和 L_7 。还要研究的其它次级绕组是第一次级绕组 (L_{11})，第二次级绕组 (L_{10}) 和第三次级绕组 (L_9)。当晶体管 Tr_1 转为截止时，通过各次级绕组的感应电流分别经整流器，例如 D_5 和 D_6 ，对平滑滤波电容器 C_5 和 C_6 再次充电。电容器 C_5 和 C_6 的另一端接地。这些电容器两端的电压就是电源电路对负载提供的输出电压。这些负载在图 1 中没有画出来，例如，电视接收的各部件。

由调谐电容器 C_7 和阻尼电阻 R_7 构成网络以及二极管 D_7 构成的钳位电路与绕组 L_1 并联。绕组 L_1 与电容器 C_7 以及寄生电容组成一个谐振电路，当晶体管 Tr_1 和整流器 D_5 和 D_6 内没有电流时，该谐振电路产生间歇振荡。当晶体管 Tr_1 截止期间可能产生寄生振荡，这可借助上述钳位网络使它减小。

尽管电压 V_B 和/或负载有变动，借助于控制晶体管 Tr_1 的导通时间，可以使这个电源电路的输出电压基本保持恒定。为此，该电路包括了一只光—发射二极管 D_8 ，以光的形式将它耦合到一只光敏 $n p n$ 型晶体管 Tr_5 ，并经该管射极电阻 R_8 连接到晶体管 Tr_4 的基极引线，与网络 R_4 、 C_3 上，其集电极经电阻 R_9 与电源 V_B 相连，而基极是不连接的。晶体管 Tr_5 集电极的一端经阻容并联网路 R_{10} 、 C_8 连接到绕组 L_2 、 L_4 和电容 C_1 的汇接点处，而另外

一端经过二极管 D 9 接至绕组 L 2 和二极管 D 1 的接点。因而在 Tr 5 的集电极上呈现出一个正电压。如果通过二极管 D 8 的电流按下面所述的方式变化, 则晶体管 Tr 5 的发射极电流也随之变化。例如, 该电流增加, 促成晶体管 Tr 3 基极上电压的增加, 结果使晶体管 Tr 1 比在别的情况更早的时刻截止。因而使晶体管 Tr 1 的最后输出数值较低, 这导致该电源电路输出电压也比较低。这个控制也依赖于电源电压 V_B 的变化, 它借助于含有齐纳二极管 D 10 的网络实现的, D 10 的一端连接在电阻 R 4 和 R 8 的汇结点, 另一端连接到电阻 R 3 和二极管 D 3 的汇结点处。

上述技术是大家熟知的, 无需作任何进一步解释因此不作更详细的讨论对用已知方法形成的过压和过流安全保护措施也是如此为了更好地了解电路的工作原理, 图 2 中示出了一些理想化的波形: 图 2 a 表示加于绕组 L 1 上的电压 V 随时间变化的函数图形, 即更确切地说, 这个电压不包括电源电压 V_B 的直流电平, 绕组 L 1 上的电压与加到晶体管 Tr 1 集电极上的电压有相同的变化规律, 图 2 b 示出流过绕组 L 1 的电流 i 的变化波形。

设晶体管 Tr 1 在时刻 t_0 截止。在此时刻以前电流 i 是线性增长的, 而电压 V 的值为 $-V_B$ 。 t_0 时刻以后, 电压 V 按时间的正弦函数增加, 因而电流 i 则按余弦函数变化。在 t_1 时刻, 电压 V 达到零值, 而电流 i 出现最大值。此后电压 V 继续增加, 直到达到 t_2 时刻次级绕组的整流器开始导通为止。如果加到电容器 C 5 上的电压等于 V_0 , 且绕组 L 1 和 L 6 的变比为 $n : 1$, 那么在 t_2 时刻后电压 V 仍等于 $n V_0$, 而电流 i 线性地减小, 准确地说, 这种线性减小直到 i 到达零值的 t_3 时刻为止。 t_3 时刻后各整流器内不存在任何电

流，而电压 V 按正弦函数减小，其频率与 t_0 至 t_1 期间的谐振频率相同，但在较低的峰值，即 nV_0 ，此时电流 i 变成负值。电流 i 流进电容器 C_7 并按余弦函数变化。这样不需要任何进一步的措施，产生在绕组 L_2 内的电流会通过二极管 D_1 流到晶体管 T_{r1} 的基极。由图 1 和 2 a 示出，在 t_1 时刻后的某一瞬间总能使晶体管 T_{r1} 导通，该瞬间发生在加到绕组 L_2 上的电压与加到电容器 C_1, C_4 上的电压总和低于该晶体管基极—发射极的阈值电压之时。这个时刻发生在 t_1 后不久，电压 V 变成零值之前。那就是说，一接通开关，晶体管 T_{r1} 的集电极电压必然是稍低于 $V_B + nV_0$ 值。

上述情况表明，不采取任何措施则晶体管 T_{r1} 集电极电压在开关接通时是相当强的，由此在晶体管 T_{r1} 和电阻 R_7 中产生相当大的开关损耗。为了减小接通损耗，图 1 电路中包含了一个 $n-p-n$ 型晶体管 T_{r3} ，它的发射极连接到电容器 C_1 和绕组 L_2 的公共接点上，其集电极经过二极管 D_{11} 与晶体管 T_{r2} 基极相联， D_{11} 的导通方向与晶体管 T_{r3} 的集电极—发射极导通途径相同。变压器 T 的绕组 L_8 的一端连接到晶体管 T_{r3} 的发射极，另一端连接到一个由电阻 R_{11} 与电容 C_9 组成的积分网络，该电容器 C_9 安装在电阻 R_{11} 与 T_{r3} 的发射极之间。电容器 C_9 与电阻 R_{11} 的汇接点经过一限流电阻 R_{12} 与晶体管 T_{r3} 的基极相连。绕组 L_8 的绕向是使电阻 R_{11} 的汇接点处具有图 2 a 所示电压相同的极性，换句话说，在 t_1 时刻以前认为电压是负值，这一时刻之后，电压为正值。在这些情况下，加到电容器 C_9 两端上的电压 V' 与最后所述的汇接点处电压的积分成比例，该电压 V' 具有图 2 a 电流 i 相同的时间变量，但两者极性相反，实际上，电流 i 是正比于电压 V 的积分。

图 2 C 示出电压 V' 的变化。因为加到绕组 L 8 上的电压以及通过电容 C 9 的电流，这二者在一个振荡周期内的平均值为零，故电压 V' 的平均值也为零。这意味着电压 V' 转换其极性，在比 t_3 较早的瞬间 t_4 变成正值。阻容网络 R 1 1、C 9 的时间常数这样选择，使 t_3 时刻后，电压 V' 超过晶体管 T r 3 基极—发射极结的阈值电压。这表明晶体管 T r 3 在 t_3 时刻后导通，并维持晶体管 T r 1 在不导通状态如同晶体管 T r 4 在 t_4 时刻一样不导通，说得更确切些，是由于晶体管 T r 2 导通的缘故。因为通过晶体管 T r 2 导通，晶体管 T r 1 基极带负电，而晶体管 T r 3 基极电压是正的，电流通过晶体管 T r 3 的基极—集电极结会引起波形失真。这可用二极管 D 1 1 加以防止。

在 t_3 之后的 t_4 时刻，正处于由绕组 L 1 和电容器 C 7 所构成谐振周期的 $1/4$ 处，故电压 V 变为零而电流 i 达到最小值，在 t_5 时刻，电压 V 达到最小值，而电流 i 再度变为零，此后又变为正值。 t_5 和 t_3 时刻对称于 t_4 时刻所以电压 V 的最小值大约等于 $-nV_0$ ，而晶体管 T r 1 集电极上的电压最小值大致等于 $V_B - nV_0$ 。在 t_5 瞬时后，由于对称电压 V' 减小到低于晶体管 T r 3 的阈值电压，致使该晶体管转为截止。晶体管 T r 2 基极上的电压变为正值，结果也使该晶体管变为截止，导致晶体管 T r 1 导通。此时它的集电极上电压约变为零值，从而电压 V 等于 $-V_B$ 。在电流 i 线性增长时，这种状态一直维持到在控制作用下，使晶体管 T r 1 再次转为截止为止，更确切地说， t_7 时刻位于 t_4 时刻后一个振荡周期处，此后又重复上述变化过程。

由上述情况可明显看出，由于晶体管 T r 3 工作使晶体管 T r 1

导通时刻延迟至 t_0 ，此时晶体管 T_{r1} 集电极上的电压有一最小值，这使得大量节省能量并有利于延长晶体管的寿命。显而易见，这个延时应是相当准确的，因为在 t_0 时刻前后电压 V 都是高于在该时刻的最小电压值。从这点考虑，用两只导通方向相同的二极管 D_{12} 、 D_{13} 串联可获得改善，其连接方法是把该二极管与 C_9 并联，并把二极管 D_{12} 的正极连接到元件 R_{11} 、 R_{12} 、 C_9 的汇接点处。其结果是在 t_0 时刻的电压 V' 的最大值大致等于一只二极管阈值电压的两倍，大约 1.4 伏。而晶体管 T_{r3} 的基极—发射极上最大电压等于一个阈值电压，更确切地说，开启的时间可以是 t_0 之前到 t_0 之后的一给定时间。这个时间间隔可以如此估计，即基本上与 t_0 和 t_1 之间的时间一致。在延时电路的一个实施例中电阻 R_{11} 和 R_{12} 分别为 8.2 和 $2.2 \text{ K}\Omega$ ，而电容器 C_9 的容量约为 4.7 nF ，且振荡频率，即是时刻 t_0 和 t_1 间隔时间的倒数，可能在 25 到 60 千赫兹之间变化。

上面的说明可用来这样估量电源电路，对 V_B 高于 nV_0 情况，晶体管 T_{r1} 刚接通前集电极上电压最小值是正的。在相反情况下，该集电极电压在比 t_0 更早的某一时刻变为零值，随后一个反向电流通过晶体管 T_{r1} 的基极—集电极结，使集电极电压变为负值。在 t_0 时刻，该电流按前述相同方式截止。如果有必要，可以用一只二极管并联于晶体管 T_{r1} 的集电极—发射极途径上，使该二极管的导通方向与上述途径相反，且通过反向电流。为了确保没有反向电流通过晶体管，可以安置一只二极管与该晶体管串联，且与晶体管有相同的导通方向，而反向并联二极管安装在串联二极管与绕组 L_1 的联接点和地之间。应当指出在此情况下，由反向电流引起的损耗是比较小

的，这是因为反向并联二极管的导通使集电极上维持一个低电压值，它比图2所示正向电流引起的损耗要低许多倍，即该损耗与 $1/2 C V^2$ 和振荡频率成正比。在此情况， C 是并联于晶体管 $T r 1$ 有效的电容量。再者，上述反向电流返回到电源 V_B 。

由二极管 $D 14$ 和电容器 $C 10$ 组成的串联电路与绕组 $L 9$ 相连，二极管 $D 14$ 的正端同绕组 $L 9$ 的不接地端相连。绕组 $L 10$ 比 $L 9$ 绕组有更多的匝数，绕组 $L 10$ 的一端连到二极管 $D 14$ 和电容器 $C 10$ 的接点上，另一端则与可控硅整流器 $T h$ 的阴极相连。该可控硅整流器 $T h$ 的阳极接地。由 $P n p$ 型晶体管 $T r 6$ 的发射极—集电极通路、二极管 $D 15$ 和两只电阻 $R 13$ 及 $R 14$ 构成的分压器组成一个串联电路，与电容器 $C 10$ 相并联。晶体管 $T r 6$ 的发射极接到一个串联控制电路 S 的输入端， S 的输出电压借助于电容器 $C 11$ 平滑。 $P n p$ 型晶体管 $T r 7$ 的发射极—集电极通路与电阻 $R 15$ 以及前述的光—发射二极管 $D 8$ 串联后，与电容器 $C 11$ 并联。 $n p n$ 型晶体管 $T r 8$ 的基极与电阻 $R 13$ 、 $R 14$ 的接点相连，而集电极接到晶体管 $T r 7$ 的基极与电阻 $R 16$ 的接点上，发射极连接到齐纳二极管 $D 16$ 的负极， $D 16$ 的正极接地。电阻 $R 16$ 的另一端接到控制电路 S 的输出端。二极管 $D 17$ 接在晶体管 $T r 6$ 集电极和可控硅整流器 $T h$ 的栅之间， $T h$ 与晶体管 $T r 6$ 的导通方向相同， $R C$ 串联网络 $R 17$ 、 $C 12$ 接到晶体管 $T r 8$ 的基极与晶体管 $T r 7$ 的集电极之间，最后，电阻 $R 18$ 把晶体管 $T r 6$ 的基极连接到端点 A 。

在正常工作状态下，晶体管 $T r 6$ 不导通，因为端点 A 不是空着就是接一个正电压。二极管 $D 17$ 和可控硅整流器 $T h$ 两者都不导通，

以致在绕组 L 1 0 内仍无电流，电容器 C 1 0 带有一直流电压。例如，这个电压可以是来自绕组 L 9 两端的电压通过二极管 D 1 4 产生的，大约 7 伏电压。又如也可以是出现在 C 1 1 两端的到接收机控制部分的微处理器或遥控装置的 5 伏电压。晶体管 T r 7 和 T r 8 也维持在不导通状态。

为了控制电源电路的输出电压，由绕组 L 1 1 、整流器 D 1 8 和一个平滑电容器 C 1 3 提供一个控制电路。借助于并联在电容器 C 5 两端的一个电压分压器便可以调正 T r 9 基极的直流电压，使这个电压正比于 C 5 两端的输出电压 V_o 。该分压器由电阻 R 1 9 、 R 2 0 、 R 2 1 和 R 2 2 所组成，并使 npn 型晶体管 T r 9 的基极连到 R 2 0 和 R 2 1 的接点处。晶体管 T r 9 的发射极连接到齐纳二极管 D 1 6 上，借助于晶体管 T r 9 将基极电压与二极管 D 1 6 的基准电压进行比较。所得误差电压决定了 p n p 型晶体管 T r 1 0 的集电极电流，T r 1 0 的发射极接到电容器 C 1 3，而它的集电极经电阻 R 2 3 连到二极管 D 8 的正极，从而决定了通过二极管 D 8 的电流，所以晶体管 T r 5 的发射极电流也确定了。例如，设输出电压随负载减小和（或）随输入电压 V_B 增加而增加，则晶体管 T r 9 的集电极电流相应增加，因而流过二极管 D 8 的控制电流也增加，按此方式引起的电流增加前面已解释过，它将引起晶体管 T r 1 导通时间减少，从而抵消了输出电压的增加。R C 串联网络 R 2 4、C 1 4 连接在晶体管 T r 1 0 的基极与集电极之间，以降低环路的高频增益，进而改善控制的稳定性。二极管 D 1 9 安装在电容器 C 6 和 R 1 9、R 2 0 接点之间，当产生最高的输出电压使二极管 D 5 出现故障时做为起保护作用的安全装置。在此情况下，当二极管 D 5 被开

路时，加到电容器 C 5 上的电压变为零。于是控制环路试图提高这个电压；但因二极管 D 1 9 开始导通而被阻止，结果是电容器 C 6 两端的电压受到控制。

用一个图 1 中未示出的开关把 A 端接地，使图 1 电源电路转入备用状态。在此状态，电视接收机的大多数电路接收很少的电源能量。随后形成第二开关的晶体管 Tr6 开始导通，进而使电流经过二极管 D17 流入形成第三开关的可控硅整流器 Th 的控制极，使可控硅整流器 Th 也开始导通，然而使二极管 D14 转入截止，对此将进一步说明。电流通过二极管 D15 流到晶体管 Tr8 的基极，使该管导通，结果晶体管 Tr7 也变成导通。晶体管 Tr7 集电极上电压的增加通过串联网路 R17、C12 又反馈到晶体管 Tr8 的基极上，从而使晶体管 Tr7 和 Tr8 构成一个单稳态多谐振荡器，该多谐振荡器在一个周期内仍保持它达到的状态，此周期由 R17 C12 网络的时间常数决定。换言之，甚至在电容器 C10 两端所加电压 V_1 变低后亦如此。利用晶体管 Tr8 把电压 V_1 的一部分与齐纳二极管 D16 的基准电压相比较。所得的误差决定了晶体管 Tr7 的集电极电流，此电流通过二极管 D 8。绕组 L 1 0 及其电路元件构成控制环路的部件，以保持电压 V_1 基本恒定，控制环路借助于端点 A 实施翻转到备用态。

绕组 L 1 0 的匝数是根据备用态期间电源电路的各输出电压进行选择，也就是说，由其他次级绕组 L 6、L 7 和 L 1 1 得到的直流电压减到低值，以使在负载上具有小的功率损耗。这可以参考下面的计算加以说明。例如，当绕组 L 6 有 4 4 匝，L 7 有 7 匝，L 9 有 2 匝，L 1 0 有 1 5 匝，在工作态时，电容器 C 5 两端的电压 V_0 大约 1 4 0 伏，电容器 C 6 两端的电压是 $1 4 0 \times 7 / 4 4 = 2 2 . 3$ 伏；

电容器 C 1 0 两端的电压是 $140 \times 2 / 44 = 6.4$ 伏，从绕组 L 1 0 通过整流得到的直流电压是 $140 \times 15 / 44 = 47.7$ 伏。在备用态，当电压 V_1 维持在 8 伏时，由绕组 L 9 经整流后得到的直流电压应是 $8 \times 2 / 15 = 1.1$ 伏，这表明二极管 D 1 4 是不导通的，电容器 C 6 两端的电压是 $8 \times 7 / 15 = 3.7$ 伏，而电容器 C 5 两端的电压是 $8 \times 44 / 15 = 23.5$ 伏。后两个电压值是如此地低，以致连接到电容器 C 6 的同步电路和连接到电容器 C 5 的线性偏差电路不能很好地工作，从而产生功耗很小。输出电压是成比例地减小，对不同的负载无需断开，而电容器 C 1 1 两端的电压基本上与工作状态时的数值相同。

在这些情况下，由于开关翻转到备用态后，控制电路工作的作用，使晶体管 T r 1 导通时间即图 2 中 t_0 到 t_7 时刻的间隔变得更加短。不论怎样，这个导通时间存在一个最小值，该值由晶体管 T r 1 中载流子的存储时间决定。例如，这个时间大约不会低于 3 至 $5 \mu s$ ，该晶体管集电极电流增长到峰值，该值取决于上述时间和电压 V_B ，该峰值如同存储时间一样还要受晶体管参数的允许误差的影响而变动。由于这个电流在变压器 T 中储存的能量比从变压器中取出的能量更多，以致各输出电压出现低值后又再趋向增加。然而，这可通过控制加以阻止：二极管 D 8 产生一个大的控制电流使晶体管 T r 1 截止且维持在不导电状态，这是因为 D 8 引起晶体管 T r 5 发射极电流增大，致使晶体管 T r 4 继续导通，从而使 T r 1 仍处在截止态。在备用态，晶体管 T r 5 经电阻 R 9 有一个集电极电压。此时，输出电压和控制电流因为电容器 C 5、C 6、C 1 0 和 C 1 3 放电而再次减小，更准确地说，这种减小直到电压 V_1 值达到使电源电路再次启动的数值为

止。此后按已经讲过的方式，晶体管 T_{r1} 变为导通，导致变压器 T 次级绕组上的电容再次充电。间歇的电流通过可控硅整流器 T_h ，结果促使电容器 C_{10} 上的电压达到晶体管 T_{r8} 再次导通的电平，恢复控制环路，其后重复上述过程。

从上述情况显而易见，在备用状态时，图 1 上电源电路是处于这样一种状态，它产生一个猝发模，即一种周期性间歇振荡，在这种振荡状态下，很窄的电流脉冲流过晶体管 T_{r1} ，同时次级各电压随之升高，此后，该晶体管转为不导通，而次级电压又慢慢地降低。这种猝发模的优点是有利于提高效率。实际上，如果电源电路在低负载或断开负载时继续工作，那么振荡频率会提高，因为图 2 中 t_2 和 t_1 时刻之间的间隔会变得很短。这会在变压器中引起大的损耗，在晶体管 T_{r1} 和电阻 R_7 中也会引起大的开关损耗。然而，猝发模不是必然要产生的，在电压 V_B 的值不可能在大范围变化的情况下尤其如此。因此，采用这种电路的其它原因可能是：功率晶体管的存储时间短和备用态下功率损耗高。为确保电源电路在备用态时继续按所述方式振荡，也就是说，不进入连续工作状态，采用 T_{r7} 和 T_{r8} 构成一个单稳态多谐振荡器，借以获得一个滞后效应。由于滞后晶体管 T_{r7} 维持在一定时间内导通，在此时期内一个大电流持续流过二极管 D_8 ，致使晶体管 T_{r1} 维持不导通，而输出电压降低。猝发模的这个“休止期”（dead period）由网络 R_{17} 、 C_{12} 的时间常数确定，起动电流流过起动电阻 R_6 和电容器 C_4 。对该振荡，实际上已得到一个大约 100 赫的低频。利用 S 电路可获得一个基本不变的电压加在电容器 C_{11} 两端。

齐纳二极管 D_{20} 的正极连到二极管 D_{15} 的负极，二极管 D_{20}

的负极连接到电容器 C 1 0。在某一时刻，当可控硅整流器 T h 可能不工作时，为转换到接收机工作状态，把 A 端不再接地，但由于 T h 的惯性，在一些时间内可控硅整流器仍然是导通的，而控制环路是断开的。在这样情况下，电压 V₁ 有增加的趋势，更确切地说，一直到绕组 L 1 0 两端的电压达到前述的 4 7 · 7 伏为止。由于二极管 D 2 0 的作用，电容器 C 1 0 两端的电压不会超过指定值。于是，在一个短时间内，电源电路仍是猝发模式直到可控硅整流器 T h 熄灭为止，随后电容器 C 1 0 两端的电压再次由二极管 D 1 4 确定。

进一步改善办法是把电阻 R 6 的接点不接到晶体管 T r 2，而把 T r 2 接到两个电阻的汇接点处，以代替图 1 所示的 V_B 电源，为简单起见，在图上没画出。这两个电阻之每一个的另一端连到干线电源端，所述两个电阻的汇接点通过一个低容量的电容器接地。如果没有这个措施，电源可用一个干线开关断开，接收机仍处于备用状态，在信号灯熄灭之前，由于猝发模存在，这个状态还能维持几秒。但因加到上述电容器上的电压迅速下降阻止了这一过程，致使起动电流亦迅速降至零。因此，电源电路不能离开猝发模的“休止期”。

应该指出在备用态由于齐纳二极管电压降低，与它进行比较时，输出电压也可能降低。比较上述措施，其缺点是二极管 D 1 6 接通后，绕组 L 9 和 L 1 0 及其连接元件失去作用，在输出电压降低时，晶体管 T r 9 的集电极电流升高，这引起流过二极管 D 8 一个大的控制电流，并使晶体管 T r 1 处于截止。它的后果是在相当一些时间内电源电压没有加到遥控和运行的微处理器上，这是不希望的。

显而易见，在上述电路中可以申请 不超过本发明范围的各种变态。这适用于，例如可以用诸如门电路关断开关的等效电源开关来代替的

晶体管 T_{r1} 。应用多种电路技术结构，例如断开或接通晶体管 T_{r1} 的电路。多种变态电路也可用于由一种状态与备用状态之间的互相转换，例如，用于带有晶体管 T_{r6} 和可控硅整流器 T_h 的转换电路（它可具有一种不同的形式），多种变态电路也可用于绕组 L_9 ，它可以是一只行输出变压器的一个绕组，或者完全被省掉，而把二极管 D_{14} 的正极连接到某处（例如电容器 C_{13} 上）。对于晶体管 T_{r7} 和 T_{r8} 组成的多谐振荡器和时间常数网络的实现也可考虑用各种变态电路。这些变态电路也适用来代替第一控制环路的许多通用元件，以维持电压 V_0 。和其它输出电压在工作态时基本稳定，同样亦适用于第二控制环路在备用态时维持电压 V_1 ，对遥控恒定，而其它输出电压则大大降低。类似地，差分放大器可以被公用在两个控制环路中。

显然，在图 1 电路和该电路的诸变种电路中维持备用态的方式也能用于其它电源电路；重要的是这样来设计有关的电路，以使一个大的控制电流导致电源开关断开。这样一类电路已叙述过，例如，荷兰专利申请 820016（PHN10, 265）。或欧洲专利申请 111, 365（PHF82, 614）。后面一种电路不是自激式电路。

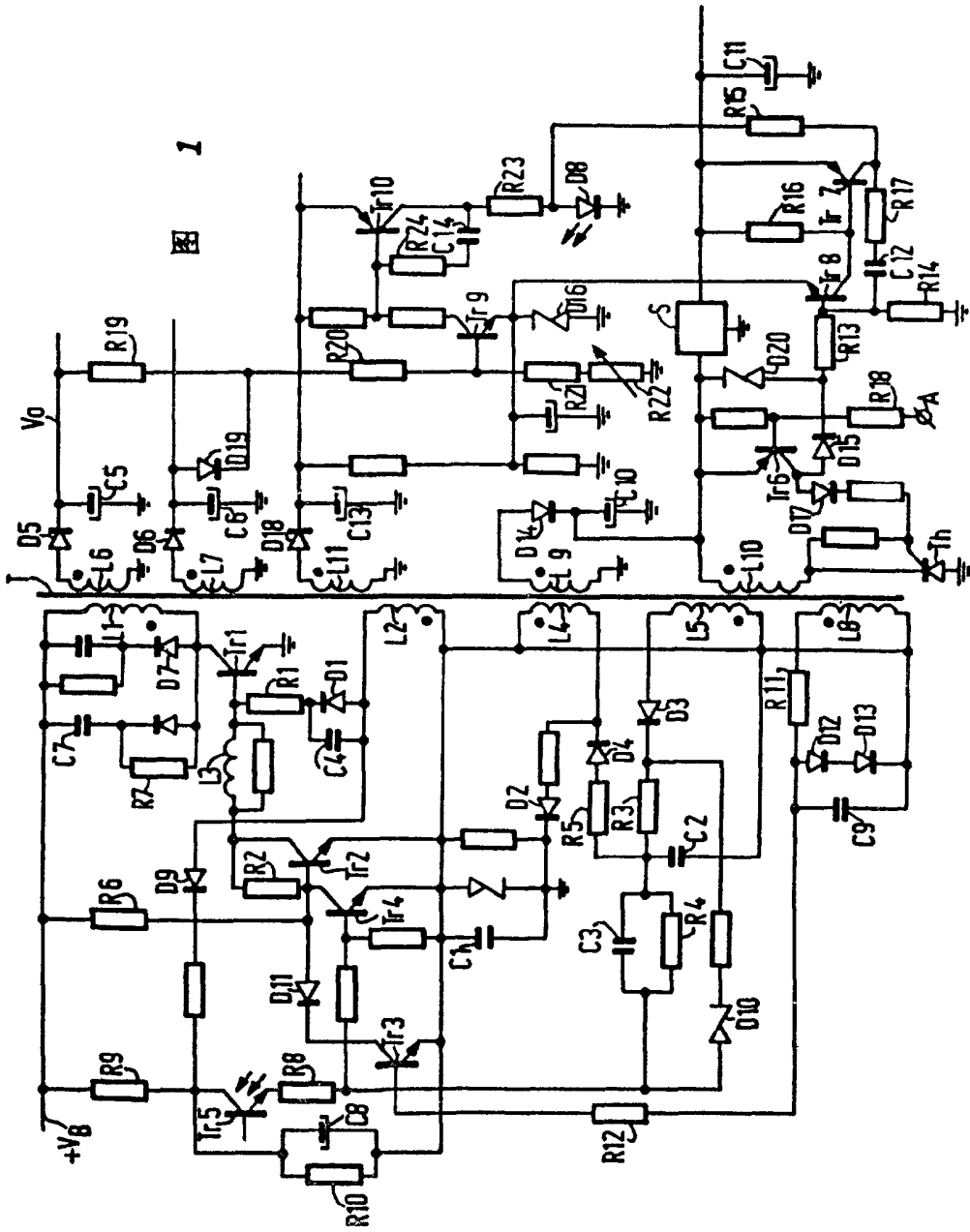


图 2

