



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102291000 B

(45) 授权公告日 2014. 09. 10

(21) 申请号 201110251226. 5

CN 102055341 A, 2011. 05. 11, 全文.

(22) 申请日 2011. 08. 29

CN 1174541 C, 2004. 11. 03, 全文.

(73) 专利权人 上海新进半导体制造有限公司
地址 200241 上海市徐汇区宜山路 800 号

审查员 周素梅

(72) 发明人 郜小茹 朱亚江 陈超 张美玲

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司 11227

代理人 逯长明

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006. 01)

H02M 1/36(2007. 01)

(56) 对比文件

US 4763236 A, 1988. 08. 09, 说明书第 3 栏第 4 段, 第 3 栏最后一段 - 第 4 栏第 1 段, 第 4 栏第 3、4 段, 第 5 栏第 2、3 段和图 1、图 2 (E).

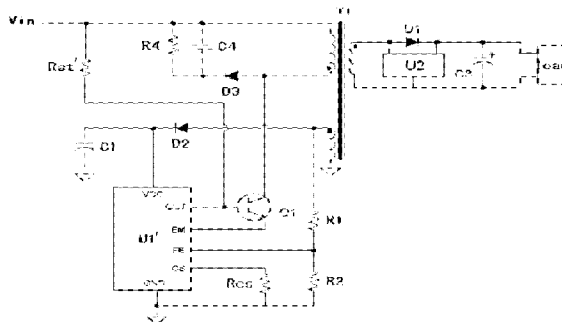
权利要求书1页 说明书7页 附图1页

(54) 发明名称

开关电源集成电路

(57) 摘要

本发明实施例公开了一种开关电源集成电路, 该集成电路包括: 变压器; 通过功率开关管与所述变压器原边相连的原边控制器; 与变压器副边相连、用于检测输出电压并在所述输出电压低于预设电压值时向原边控制器发送“唤醒”信号的副边控制器; 一端与外部电源相连, 另一端与功率开关管的基极相连的启动电阻; 其中, 所述原边控制器包括开关控制模块和用于接收由副边控制器发送的“唤醒”信号的“唤醒”信号检测模块, 当所述“唤醒”信号检测模块接收到由副边控制器发送的“唤醒”信号时, 所述开关控制模块控制功率开关管导通。本发明所提供的开关电源集成电路, 可实现零功耗待机, 同时具有很好的动态性能。



1. 一种开关电源集成电路,其特征在于,包括:

变压器;

通过功率开关管与所述变压器原边相连的原边控制器;

与变压器副边相连、用于检测输出电压并在所述输出电压低于预设电压值时向原边控制器发送“唤醒”信号的副边控制器;

一端与外部电源相连,另一端与功率开关管的基极相连的启动电阻,所述启动电阻用功率开关管的放大作用将输入电流进行放大后提供给原边控制器,为所述原边控制器提供电源电压;

其中,所述原边控制器包括开关控制模块和用于接收由副边控制器通过所述变压器发送的“唤醒”信号的“唤醒”信号检测模块,当负载轻载或空载时,原边控制器进入“睡眠模式”,当所述“唤醒”信号检测模块接收到由副边控制器发送的“唤醒”信号时,所述开关控制模块控制功率开关管导通,使得原边控制器能够跳出“睡眠模式”,进入正常工作模式。

2. 根据权利要求1所述的集成电路,其特征在于,还包括:

用于降低变压器的漏感尖峰电压从而避免功率开关管被击穿的缓冲电路;

其中,所述缓冲电路的一端与外部电源相连,另一端与变压器原边及功率开关管的集电极相连。

3. 根据权利要求2所述的集成电路,其特征在于,所述缓冲电路包括:

相互并联的电阻和电容;

二极管;

其中:所述二极管的正极与变压器原边及功率开关管的集电极相连,其负极与所述并联的电阻和电容的一端相连,所述并联的电阻和电容的另一端与外部电源相连。

4. 根据权利要求1所述的集成电路,其特征在于,所述集成电路待机时的工作频率为10Hz ~ 20Hz。

5. 根据权利要求1所述的集成电路,其特征在于,所述副边控制器在单个周期内消耗的功率为0.5mW ~ 1mW。

6. 根据权利要求1所述的集成电路,其特征在于,所述集成电路的原边控制器在待机状态时单个周期内的功耗小于1mW。

7. 根据权利要求1所述的集成电路,其特征在于,所述集成电路的启动电流是输入电流的十倍以上。

8. 根据权利要求1所述的集成电路,其特征在于,在不改变启动速度的条件下,所述启动电阻增大十倍以上。

9. 根据权利要求8所述的集成电路,其特征在于,所述集成电路待机状态时单个周期内的功耗小于5mW。

开关电源集成电路

技术领域

[0001] 本发明涉及集成电路领域,尤其涉及一种开关电源集成电路。

背景技术

[0002] 开关电源以其体积小、重量轻、电能转换效率高等特点而被广泛应用于通信、控制等电子系统以及各种家用电器等电子产品中。通常,电子产品的能量功耗通常有两种模式:即运行模式和待机模式。随着各种手机、移动消费类电子产品的普及和能源问题的日益突出,对开关电源的运行功耗提出了更高的要求。而且,当今,社会、家庭和办公室中的各种家电装置的待机功耗也已成为污染的重要来源。

[0003] 随着节能环保成为共识,从智能手机到家用电器,消费电子行业急需具有超低待机功率的高性能电源装置。国际上针对待机功耗制定了很多标准规范。随着技术越来越先进,这些规范也就越来越严格,零待机功耗的规范应运而生。IEC62301 第 4.5 条规定,低于 5mW 的待机功率视为零功耗。

[0004] 在实际应用中,实现这条近乎“神话”的规范的主要思想是让开关电源在负载很小(或称轻载)或空载时(即待机状态时),部分关断或完全关断控制电路,从而消除这些不需要的功能所浪费的能量。但是,如何在轻载或空载时实现零功耗却成为开关电源设计中的一个重大技术难题。

发明内容

[0005] 有鉴于此,本发明实施例提供了一种开关电源集成电路,以在轻载或空载时实现零功耗。

[0006] 为解决上述问题,本发明实施例提供了如下技术方案:

[0007] 一种开关电源集成电路,包括:

[0008] 变压器;

[0009] 通过功率开关管与所述变压器原边相连的原边控制器;

[0010] 与变压器副边相连、用于检测输出电压并在所述输出电压低于预设电压值时向原边控制器发送“唤醒”信号的副边控制器;

[0011] 一端与外部电源相连,另一端与功率开关管的基极相连的启动电阻;

[0012] 其中,所述原边控制器包括开关控制模块和用于接收由副边控制器发送的“唤醒”信号的“唤醒”信号检测模块,当所述“唤醒”信号检测模块接收到由副边控制器发送的“唤醒”信号时,所述开关控制模块控制功率开关管导通。

[0013] 优选的,所述集成电路还包括:

[0014] 用于降低变压器的漏感尖峰电压从而避免功率开关管被击穿的缓冲电路;

[0015] 其中,所述缓冲电路的一端与外部电源相连,另一端与变压器原边及功率开关管的集电极相连。

[0016] 优选的,所述缓冲电路包括:

[0017] 相互并联的电阻和电容；

[0018] 二极管；

[0019] 其中：所述二极管的正极与变压器原边及功率开关管的集电极相连，其负极与所述并联的电阻和电容的一端相连，所述并联的电阻和电容的另一端与外部电源相连。

[0020] 优选的，所述集成电路待机时的工作频率为 10Hz ~ 20Hz。

[0021] 优选的，所述副边控制器在单个周期内消耗的功率为 0.5mW ~ 1mW。

[0022] 优选的，所述集成电路的原边控制器在待机状态时单个周期内的功耗小于 1mW。

[0023] 优选的，所述集成电路的启动电流是输入电流的十倍以上。

[0024] 优选的，在不改变启动速度的条件下，所述启动电阻增大十倍以上。

[0025] 优选的，所述集成电路待机状态时单个周期内的功耗小于 5mW。

[0026] 与现有技术相比，本发明提供的开关电源集成电路，其内的原边控制器包括开关控制模块和“唤醒”信号检测模块；且变压器副边设置有副边控制器，所述副边控制器用于监控集成电路的输出电压，当所述输出电压小于某一预设电压值时，由副边控制器发出“唤醒”信号给原边控制器的“唤醒”信号检测模块，所述“唤醒”信号检测模块接收到“唤醒”信号后，触发开关控制模块工作，即：在待机状态时（轻载或空载时），原边控制器内的开关控制模块大部分时间关闭，仅有“唤醒”信号检测模块工作，因此，待机状态时原边控制器的功耗非常小。

[0027] 又由于启动电阻的一端与外部电源相连，另一端与功率开关管的基极相连，因此，输入电流经功率开关管后被放大 β (β 通常大于 10) 倍，在保证启动速度不变的情况下，此时启动电阻将增大 β 倍，从而使得启动电阻上的功耗降低 β 倍，因此待机状态时启动电阻的功耗也很小。

[0028] 在待机状态时，原边控制器内由于大部分的时间只有“唤醒”信号检测模块工作，因此，电路中的电流损耗较小，从而降低了待机时电路的工作频率，进而减小了电路中与工作频率相关的元器件上的功耗。

[0029] 最后，由于副边控制器在监控电路的输出电压时其功耗也很小，因此，采用本发明所提供的开关电源集成电路，可使整个电路实现零功耗待机。

附图说明

[0030] 为了更清楚地说明本发明实施例或现有技术中的技术方案，下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍，显而易见地，下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例，对于本领域普通技术人员来讲，在不付出创造性劳动的前提下，还可以根据这些附图获得其他的附图。

[0031] 图 1 为现有技术中常见的反激控制电路；

[0032] 图 2 为本发明实施例提供的开关电源集成电路的结构示意图。

具体实施方式

[0033] 为使本发明的上述目的、特征和优点能够更加明显易懂，下面将结合本发明实施例中的附图，对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述，显然，所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例，而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例，本领域普通

技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例，都属于本发明保护的范围。

[0034] 参考图 1，图 1 是现有技术中常见的反激控制电路。其中 U1 为原边控制器，输入电压 V_{in} 通过启动电阻 R_{st} 给原边控制器 U1 的电源电压 VCC 充电，当原边控制器 U1 的电源电压 VCC 达到原边控制器 U1 的开启电压时，原边控制器 U1 便开始正常工作，输出开关控制信号驱动外部功率开关管 Q1。二极管 D3、电容 C4 和电阻 R4 共同组成 RCD 缓冲电路来降低变压器 T1 的漏感尖峰电压，防止功率开关管 Q1 被击穿而损坏。电阻 R_{cs} 串联在功率开关管 Q1 的发射极，控制变压器 T1 原边的电感峰值电流，从而控制电路的最大输出功率。电容 C2 和电阻 R3 组成缓冲器来消除当整流二极管 D1 关断的时候引起的振荡。辅助边电阻 R1 和 R2 分压，与原边控制器 U1 的 FB 相接形成反馈网络，并通过反馈网络的控制，改变开关控制信号的周期或占空比，从而自动调整输出电压。

[0035] 在轻载或空载情况下，集成电路的功耗主要体现在以下的几个方面：

[0036] (1) 启动电阻 R_{st} 的损耗：

[0037] 通常情况下 V_{in} 比 VCC 要高出十几到几十倍，所以启动电阻 R_{st} 两端的电压可认为近似等于 V_{in} ，因此启动电阻 R_{st} 的损耗为：

$$[0038] \quad P_{R_{st}} \approx \frac{V_{in}^2}{R_{st}}$$

[0039] 其中， V_{in} 为集成电路的线电压也是输入电压， R_{st} 为启动电阻的阻值。

[0040] (2) 原边控制器 U1 的损耗：

[0041] 原边控制器 U1 的损耗为：

$$[0042] \quad P_{U1} = V_{CC} \times \left(I_{CC_T_{off}} \times \frac{T_{off}}{T_{SW}} + I_{CC_T_{ons}} \times \frac{T_{ons}}{T_{SW}} + I_{CC_T_{omp}} \times \frac{T_{omp}}{T_{SW}} \right)$$

[0043] 其中， V_{CC} 是原边控制器 U1 的电源电压。

[0044] 电路正常工作时，每个周期可分为三段：

[0045] 第一段是功率开关管 Q1 的导通期间，这段时间称为变压器 T1 原边的导通时间 T_{omp} ，此时原边控制器 U1 消耗的电流为 $I_{CC_T_{omp}}$ ，此电流值较大，约几十毫安，为原边控制器中所有模块均工作所消耗的电流；

[0046] 变压器 T1 原边的导通时间 T_{omp} 的计算公式为：

$$[0047] \quad T_{omp} = L_p \times \frac{I_p}{V_{in}}$$

[0048] 其中， L_p 为变压器 T1 原边电感， I_p 为变压器 T1 原边峰值电流。

[0049] 第二段是功率开关管 Q1 关断后，变压器 T1 副边工作并提供电流的时间段，这段时间称为变压器 T1 副边的导通时间 T_{ons} ，此时，原边控制器 U1 消耗的电流为 $I_{CC_T_{ons}}$ ，此电流值约为几百微安；

[0050] 变压器 T1 副边的导通时间 T_{ons} 的计算公式为：

$$[0051] \quad T_{ons} = N_{ps} \times L_s \times \frac{I_p}{V_s}$$

[0052] 其中， N_{ps} 为变压器 T1 原副边的匝数比， L_s 为变压器 T1 副边电感， V_s 为变压器 T1 副边电压，可表示为 $V_{out} + V_D$ ，而 V_{out} 为电路的输出电压， V_D 为二极管 D1 的正向压降。

[0053] 第三段是功率开关管 Q1 关断, 变压器 T1 副边和辅助边电流都为零的时间段, 这段时间称为关段时间 T_{off} , 此时原边控制器 U1 消耗的电流为 $I_{\text{CC_Toff}}$, 此电流值很小, 仅为约几微安到几十微安。

[0054] 关段时间 T_{off} 的计算公式为:

$$[0055] \quad T_{\text{SW}} = T_{\text{onp}} + T_{\text{ons}} + T_{\text{off}}$$

[0056] 其中, T_{SW} 是开关周期。

[0057] 对于某一固定应用系统来说, T_{onp} 和 T_{ons} 是固定的, 在电路处于工作频率非常低的待机状态时, T_{onp} 和 T_{ons} 相对 T_{SW} 来说, 可忽略, 因此可认为 $T_{\text{SW}} \approx T_{\text{off}}$ 。此时, 单个周期内原边控制器 U1 的功耗为:

$$[0058] \quad P_{U1} = V_{\text{CC}} \times \left(I_{\text{CC_Toff}} \times \frac{T_{\text{off}}}{T_{\text{SW}}} + I_{\text{CC_Tons}} \times \frac{T_{\text{ons}}}{T_{\text{SW}}} + I_{\text{CC_Tonp}} \times \frac{T_{\text{onp}}}{T_{\text{SW}}} \right) \approx V_{\text{CC}} \times I_{\text{CC_Toff}}$$

[0059] (3) 整流二极管 D1 和 D2 的开关损耗:

[0060] 整流二极管 D1 和 D2 的开关损耗为:

$$[0061] \quad P_D = \frac{t_r}{T_{\text{SW}}} \times \int_0^{t_r} V_d \times I_d dt$$

$$[0062] \quad \text{或 } P_D = F_{\text{SW}} \times t_r \times \int_0^{t_r} V_d \times I_d dt$$

[0063] 其中, F_{SW} 是开关频率, t_r 是二极管的反向恢复时间, V_d 是二极管关断时刻的两端电压, I_d 大小则由变压器 T1 副边电感来限定。

[0064] (4) 变压器 T1 的磁通损耗:

[0065] 变压器 T1 的磁通损耗为:

$$[0066] \quad P_{\text{tr}} = K \times F_{\text{SW}} \times V \times B_m$$

[0067] 其中, B_m 是磁通密度, V 是磁心的体积, K 是常数。

[0068] (5) 变压器 T1 漏感的损耗:

[0069] 变压器漏感的损耗为:

$$[0070] \quad P_L = \frac{1}{2} \times F_{\text{SW}} \times L_t \times I_P^2$$

[0071] 其中, L_t 是变压器原边漏感。

[0072] 需要说明的是, 电阻 R4 消耗了由漏感产生的这部分能量。

[0073] 从上面的分析可以看到, 原边控制器 U1 的损耗、整流二极管 D1 和 D2 的开关损耗、变压器 T1 的磁通损耗以及变压器 T1 漏感的损耗, 这几项损耗都和开关周期 T_{SW} 或开关频率 (即工作频率) F_{SW} 有着直接的关系, 即减小开关频率 F_{SW} 就可以降低损耗。如果频率降低到一定程度后, 这些与频率相关的损耗就会降低到很小。

[0074] 但是, 一般情况下, 即使在空载情况下电路的工作频率仍然很高, 这是为了防止关断时间过长, 使得原边控制器 U1 的电源电压 VCC 降得太多, 从而触发 UVLO。其中, UVLO 又称欠压锁定, 即当供电电压低于集成电路的开启门限电压时的一种保护模式, 可保证集成电路在供电电压不足时不至于被损坏。而如果把原边控制器 U1 消耗的电流降下来, 那么就可以将原边控制器 U1 的电源电压 VCC 降到 UVLO 的时间加长, 这样就可以降低待机时电路的工作频率, 从而降低待机时电路中与工作频率相关的元器件上的功耗。

[0075] 而启动电阻 R_{st} 上的损耗与开关周期 T_{sw} 或开关频率 F_{sw} 无关,因此,降低工作频率不能降低其损耗。

[0076] 对于启动电阻 R_{st} 上的损耗,由(1)可知,线电压 V_{in} 为电路的输入电压,无法改变,若想降低启动电阻 R_{st} 的损耗,只能增加启动电阻 R_{st} 的阻值。但是,假如只增加启动电阻 R_{st} 的阻值,就会降低启动电流,从而增加启动时间。因此,如何在不增加启动时间的情况下增大启动电阻 R_{st} 的阻值,成为本发明实施例所要解决的一个问题。

[0077] 基于上述思想,本发明提供了一种开关电源集成电路,参考图 2,本发明所提供的开关电源集成电路包括变压器 T1;通过功率开关管 Q1 与所述变压器 T1 原边相连的原边控制器 $U1'$;与变压器 T1 副边相连、用于检测输出电压并在所述输出电压低于预设电压值(例如 5V)时向原边控制器发送“唤醒”信号的副边控制器 U2;一端与外部电源相连,另一端与功率开关管 Q1 的基极相连的启动电阻 R_{st}' ;其中,所述原边控制器包括开关控制模块和用于接收由副边控制器发送的“唤醒”信号的“唤醒”信号检测模块,当所述“唤醒”信号检测模块接收到由副边控制器发送的“唤醒”信号时,所述开关控制模块控制功率开关管导通。原边控制器 $U1'$ 的电源电压 VCC 由输入电源 V_{in} (即外部电源)通过启动电阻 R_{st}' 来提供。

[0078] 为了降低启动电阻 R_{st}' 的损耗而又不增加启动时间,本发明实施例中将启动电阻 R_{st}' 的输出端连接到功率开关管 Q1 的基极,再将功率开关管 Q1 的发射极连接到原边控制器 $U1'$ 的 EM 端,所述 EM 端在原边控制器 $U1'$ 内通过二极管与电源电压 VCC 相连,这样,通过增加启动电阻 R_{st}' 的阻值可降低启动电阻 R_{st}' 的损耗,启动电阻 R_{st}' 阻值增加了,输入电流将会减小,但是,减小后的输入电流经功率开关管 Q1 后又会被放大,通过调整功率开关管 Q1 的放大系数(β 值)可使得放大后的电流(即启动电流)与图 1 中的启动电流相同,从而使得当启动电阻 R_{st}' 增大后电路的启动时间也不会增加。

[0079] 为了保证启动速度而又能够降低启动电阻 R_{st}' 的功耗,具体实施过程中,可以使启动电阻 R_{st}' 相比图 1 中所示启动电阻 R_{st} 增大 β 倍(本实施例中所述 β 为十以上),这样,输入电流减小 β 倍,减小 β 倍后的输入电流经功率开关管 Q1 后又放大 β 倍,这样,流入电源电压 VCC 的启动电流与图 1 中所示启动电流相同,进而可保证启动速度(或启动时间)不变,而且,由于启动电阻 R_{st}' 增大了 β 倍,故启动电阻 R_{st}' 的功耗降低了 β 倍,如果 β 为十,则单个周期内启动电阻 R_{st}' 上的功耗约为 1.5mW。

[0080] 需要说明的是,在原边控制器 $U1'$ 内,连接功率开关管 Q1 发射极的 EM 端也与 CS 端相连,只是,在该集成电路启动瞬间,所述 EM 端通过相应的二极管与电源电压 VCC 相连并给所述电源电压 VCC 充电,当充电完成后,所述 EM 端将与 CS 端连通,从而由电阻 R_{cs} 来控制电路的最大输出功率。

[0081] 本发明所提供的原边控制器 $U1'$ 与图 1 中所示原边控制器 U1 不同,该原边控制器 $U1'$ 内包括:用于控制功率开关管 Q1 开通与否的开关控制模块及用于接收由副边控制器 U2 发送的“唤醒”信号的“唤醒”信号检测模块,而图 1 中所示原边控制器 U1 内不包含“唤醒”信号检测模块。

[0082] 本发明中,当负载很小或空载时,电路处于待机状态,此时,原边控制器 $U1'$ 进入“睡眠模式”,原边控制器 $U1'$ 内的开关控制模块大部分时间停止工作,而“唤醒”信号检测模块仍正常在工作,所述“唤醒”信号检测模块的任务是检测并接收副边控制器 U2 通过变

压器 T1 传递过来的“唤醒”信号,当“唤醒”信号检测模块接收到由副边控制器 U2 发送过来的“唤醒”信号时,其将触发开关控制模块工作,由所述开关控制模块发出一个开通脉冲给功率开关管 Q1,使得功率开关管 Q1 导通一次。若“唤醒”信号检测模块检测到间隔时间很短的两个连续“唤醒”信号,则其将触发开关控制模块使得功率开关管 Q1 保持导通状态,此时,原边控制器 U1' 就跳出“睡眠模式”,进入正常工作模式,所有模块恢复正常工作。若在一定时间内,“唤醒”信号检测模块未接收到两个间隔时间很短的连续的“唤醒”信号,只接收到一个“唤醒”信号,此时由开关控制模块发出一个开通脉冲,使得功率开关管 Q1 导通一次,所述原边控制器 U1' 继续保持“睡眠模式”。

[0083] 当原边控制器 U1' 处于“睡眠模式”时,原边控制器 U1' 内开关控制模块大部分时间停止工作,只有“唤醒”信号检测模块正常工作,因此,原边控制器 U1' 内的电流损耗大大降低,从而大大降低了待机时电路的工作频率,因此,在电路待机状态时,电路中与工作频率相关的元器件上的功耗也降低到非常小,总共约为 1mW 左右。

[0084] 又由于对于某个固定应用系统而言, T_{onp} 和 T_{ons} 是固定的,因此,在电路处于工作频率非常低的待机状态时, T_{onp} 和 T_{ons} 相对 T_{sw} 来说,可忽略,因此可认为 $T_{sw} \approx T_{off}$ 。此时,单个周期内原边控制器 U1' 的功耗为:

$$[0085] \quad P_{U1'} = V_{CC} \times \left(I_{CC_Toff} \times \frac{T_{off}}{T_{SW}} + I_{CC_Tons} \times \frac{T_{ons}}{T_{SW}} + I_{CC_Tonp} \times \frac{T_{onp}}{T_{SW}} \right) \approx V_{CC} \times I_{CC_Toff}$$

[0086] 待机时的 I_{CC_Toff} 已经降到非常低,约为几微安到几十微安,而待机时的 VCC 也很低,约为十伏左右,甚至更低,所以,由上面公式可知,原边控制器 U1' 在待机状态时的功耗非常低,通常小于 1mW。

[0087] 当原边控制器 U1' 处于“睡眠模式”时,副边控制器 U2 仍然正常工作,精确监控电路的输出电压。若输出电压偏低,则副边控制器 U2 发出“唤醒”信号给原边控制器 U1' 中的“唤醒”信号检测模块;若输出电压偏高,则副边控制器 U2 会内部放电,使输出电压在某一预设电压 $\pm 5\%$ 的范围内变化。

[0088] 当原边控制器 U1' 处于“睡眠模式”时,电路中的工作频率由副边控制器 U2 内置时钟来提供,所述工作频率一般在 10Hz ~ 20Hz 之间,该工作频率远小于常规集成电路待机时的工作频率。当输出电压低于预设电压值时,所述副边控制器 U2 根据电路所需要的工作频率发出“唤醒”信号。

[0089] 若负载突然从空载(或轻载)跳变到重载,也就是发生动态变化时,电路的输出电压势必会下降。如果下降超出副边控制器 U2 设定的范围(或某一预设电压值),副边控制器 U2 就会根据电路所需要的工作频率,连续发送“唤醒”信号给原边控制器 U1' 的“唤醒”信号检测模块。原边控制器 U1' 的“唤醒”信号检测模块在短时间内接收到连续的两个“唤醒”信号后,就会跳出“睡眠模式”,进入正常工作模式,而电路的工作频率也会根据负载情况提高。由于两个连续的“唤醒”信号的间隔时间很短,因此,一旦负载发生动态变化,电路能迅速做出响应,从而使得该集成电路具有良好的动态响应特性。

[0090] 当然,副边控制器 U2 也有一定的损耗。副边控制器 U2 在单个周期内的损耗为:

$$[0091] \quad P_{U2} = V_{out} \times I_{U2}$$

[0092] 其中, V_{out} 为电路的输出电压,作为副边控制器 U2 的供电电压; I_{U2} 为副边控制器 U2 所消耗的电流。

[0093] 通常应用中, 电路的输出电压 V_{out} 为 5V 左右, 副边控制器 U2 消耗的电流 I_{U2} 在 $100 \mu A \sim 200 \mu A$ 之间。利用上式计算可得, 副边控制器 U2 消耗的功率在 $0.5mW \sim 1mW$ 之间。

[0094] 由上可知, 在轻载或空载时, 亦即电路处于待机状态时, 原边控制器 U1' 的功耗小于 $1mW$, 启动电阻 R_{st}' 上的功耗约为 $1.5mW$, 副边控制器 U2 的功耗在 $0.5mW \sim 1mW$ 之间, 其他与工作频率相关的元器件上的总功耗约为 $1mW$ 左右, 因此, 待机时电路中的总功耗小于 $5mW$ 。按照 IEC 62301 第 4.5 条规定, 低于 $5mW$ 的待机功率视为零功耗, 因此, 本发明实施例所提供的集成电路可实现零功耗待机。

[0095] 当然, 本发明所提供的开关电源集成电路还包括 (参考图 2): 用于降低变压器 T1 的漏感尖峰电压从而避免功率开关管 Q1 被击穿的缓冲电路。所述缓冲电路包括: 相互并联的电阻 R4 和电容 C4; 与并联后的电阻 R4 和电容 C4 相串联的二极管 D3, 且二极管 D3 的负极与并联后的电阻 R4 和电容 C4 的一端相连, 二极管 D3 的正极与变压器 T1 的原边和功率开关管 Q1 的集电极均相连, 并联后的电阻 R4 和电容 C4 的另一端与输入电源 V_{in} 相连。

[0096] 所述开关电源集成电路还包括: 由辅助边电阻 R1 和 R2 与原边控制器 U1' 的 FB 相连接而形成的反馈网络。通过所述反馈网络的控制, 可改变开关控制信号的周期或占空比, 从而自动调整输出电压。

[0097] 本发明所提供的开关电源集成电路中的缓冲电路和反馈网络均与现有技术中的相同, 具体可参考图 1。

[0098] 本说明书中各个部分采用递进的方式描述, 每个部分重点说明的都是与其他部分的不同之处, 各个部分之间相同相似部分互相参见即可。

[0099] 对所公开的实施例的上述说明, 使本领域专业技术人员能够实现或使用本发明。对这些实施例的多种修改对本领域的专业技术人员来说将是显而易见的, 本文中所定义的一般原理可以在不脱离本发明的精神或范围的情况下, 在其它实施例中实现。因此, 本发明将不会被限制于本文所示的实施例, 而是要符合与本文所公开的原理和和特点相一致的最宽的范围。

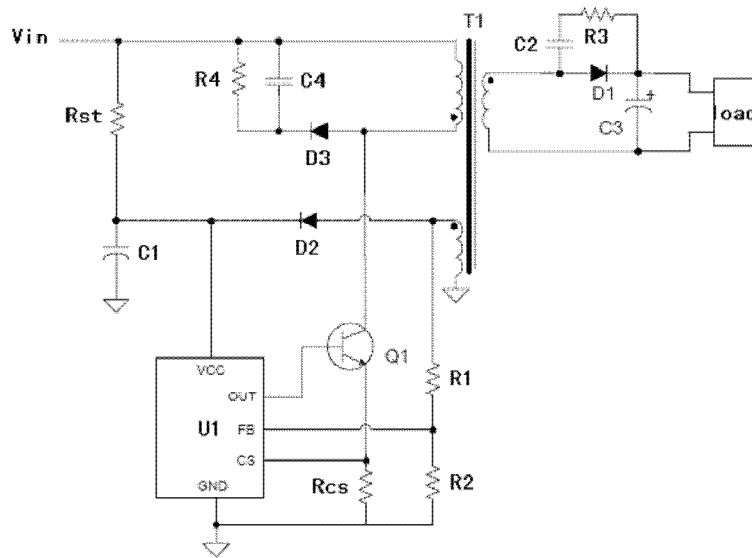


图 1

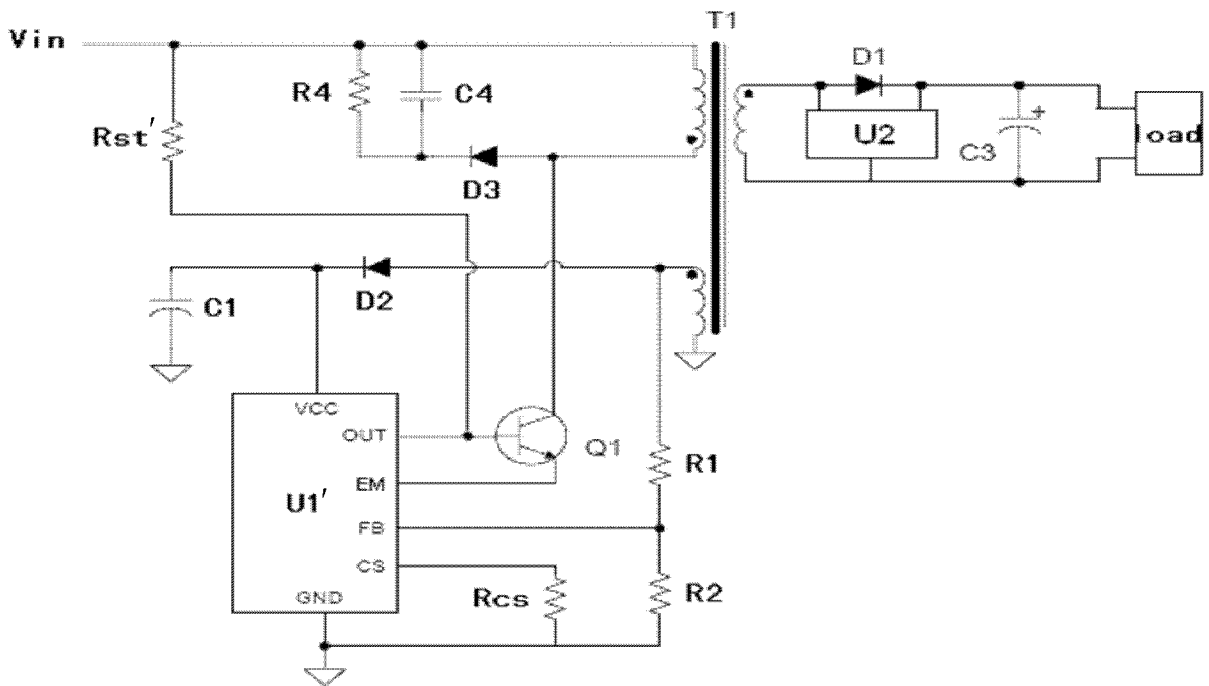


图 2