



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102105009 B

(45) 授权公告日 2014. 02. 05

(21) 申请号 201110074238. 5

审查员 梁柱杰

(22) 申请日 2011. 03. 25

(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

(72) 发明人 陈泽强 朱士海 刘娜

(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 李秋香 遂长明

(51) Int. Cl.

H05B 37/02 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101951177 A, 2011. 01. 19,

US 2010060181 A1, 2010. 03. 11,

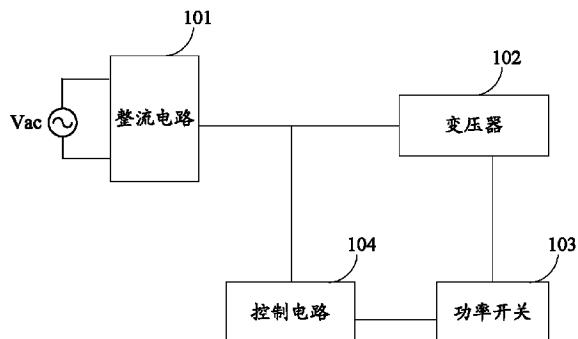
权利要求书3页 说明书9页 附图6页

(54) 发明名称

高功率因数 LED 驱动电源及其控制电路

(57) 摘要

一种高功率因数 LED 驱动电源系统包括：整流电路，输入交流电压，输出一周期性整流电压，相位与交流电压相位相同；变压器，具有原边绕组和副边绕组及辅助绕组；功率开关，耦合到原边绕组；控制电路，耦合到功率开关，通过功率开关控制变压器的原边绕组中的电流，使原边绕组中电流脉冲的峰值的包络与整流电路的交流输入电压的相位保持相同，并且输出恒定的平均输出电流；功率开关的每一个开关周期内副边绕组的电流脉冲特征由副边整流器件的导通时间和关断时间确定；控制导通时间和关断时间的比为一特定表达式。本发明一种高功率因数 LED 驱动电源系统及控制电路，无需副边恒流恒压反馈控制电路，在宽交流输入电压范围内，实现高功率因数和恒流输出。



1. 一种高功率因数 LED 驱动电源系统, 其特征在于, 包括:

整流电路, 用于输入交流电压, 输出一周期性整流电压, 所述周期性整流电压的相位与所述交流电压的相位相同;

变压器, 具有与所述整流电路耦合的原边绕组和副边绕组, 以及一个辅助绕组;

功率开关, 耦合到原边绕组;

控制电路, 耦合到所述功率开关, 用于通过所述功率开关控制变压器的原边绕组中的电流, 使得原边绕组中电流脉冲的峰值的包络与整流电路的交流输入电压的相位保持相同, 并且输出恒定的平均输出电流; 通过所述辅助绕组接收一个反映与副边绕组耦合的整流器件工作状态的输入信号; 功率开关的每一个开关周期内副边绕组的电流脉冲的特征由副边整流器件的导通时间和关断时间确定; 控制所述整流器件的导通时间和关断时间的比例为一特定表达式;

所述控制电路包括:

除法器电路, 一个输入端为输入交流电压检测瞬时信号, 另一输入端为输入交流电压检测的峰值信号, 输出端输出的结果为输入交流电压检测瞬时信号除以输入交流电压检测的峰值信号;

参考电压产生电路, 用于根据所述除法器电路输出的结果产生一交变的参考电压, 该交变的参考电压具有与所述交流电压相同的相位;

功率开关断开时刻控制电路, 分别与所述参考电压产生电路和第二输入端 CS 耦接, 用于检测到所述第二输入端 CS 的电压达到交变参考电压时, 通过控制功率开关驱动电路控制所述功率开关断开, 以切断所述原边绕组中的电流。

2. 如权利要求 1 所述的高功率因数 LED 驱动电源系统, 其特征在于, 所述整流器件的导通时间与开关周期时间的比例为 $k1 * \sin(2\pi ft)$;

所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义:

$$I_{pp}(t) = (N_s/N_p) * (1+1/k1) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)|;$$

其中, N_p 是原边绕组的匝数, N_s 是副边绕组的匝数, f 是所述交流电压的频率, I_o 是所述平均输出电流的期望值, $k1$ 是一个常量。

3. 如权利要求 1 所述的高功率因数 LED 驱动电源系统, 其特征在于, 所述整流器件的导通时间与开关周期时间的比例为 $k2 * \sin(2\pi ft) / (1+k2 * \sin(2\pi ft))$;

所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义:

$$I_{pp}(t) = (N_s/N_p) * (1+1/k2) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)|;$$

其中, N_p 是原边绕组的匝数, N_s 是副边绕组的匝数, f 是所述交流电压的频率, I_o 是所述平均输出电流的期望值, $k2$ 是一个常量。

4. 如权利要求 1 所述的高功率因数 LED 驱动电源系统, 其特征在于, 所述控制电路进一步包括:

副边绕组状态检测电路, 用于接收来自第四输入端 FB 的电压信号, 产生反映所述整流器件导通情况的电压信号;

功率开关导通时刻控制电路, 用于在所述整流器件关断时, 通过第一恒流源为一电容充电; 在所述整流器件导通时, 通过第二恒流源为所述电容放电; 在所述电容电压超过预设的参考电压值时, 通过所述功率开关驱动电路控制所述功率开关导通。

5. 如权利要求1所述的高功率因数LED驱动电源系统，其特征在于，所述交变参考电压为一个近似的取绝对值的正弦电压信号，其频率是输入交流电压频率的两倍，至少每隔一次到达最低电压的时刻与输入交流电压由正到负过零时刻或者由负到正过零时刻重合；所述参考电压的电压平均值与所述高功率因数LED驱动电源系统输出的电流的平均值成正比。

6. 一种高功率因数LED驱动电源控制电路，用于控制高功率因数LED驱动电源系统的输出电流，其特征在于，所述控制电路包括：

第一输入端VS，用于检测输入周期性变化的交流电压；

第二输入端Vpk，用于检测输入周期性变化的交流电压的峰值；

第三输入端CS，用于感应高功率因数LED驱动电源系统中的电流；

控制信号输出端OUT，用于输出控制信号给功率开关，以调节所述高功率因数LED驱动电源系统中的电流，使所述高功率因数LED驱动电源系统中的电流的峰值的包络与第一输入端输入的交流电压同相，并且使高功率因数LED驱动电源系统输出的电流为恒定的平均输出电流；控制与副边绕组耦合的整流器件的导通时间和关断时间的比例为一特定表达式；

所述控制电路包括：

除法器电路，一个输入端为输入交流电压检测瞬时信号，另一输入端为输入交流电压检测的峰值信号，输出端输出的结果为输入交流电压检测瞬时信号除以输入交流电压检测的峰值信号；

参考电压产生电路，用于根据除法器电路输出的结果产生一交变的参考电压，该交变的参考电压具有与所述交流电压相同的相位；

功率开关断开时刻控制电路，分别与所述参考电压产生电路和第二输入端CS耦接，用于检测到所述第二输入端CS的电压达到交变参考电压时，通过控制功率开关驱动电路控制所述功率开关断开，以切断原边绕组中的电流。

7. 如权利要求6所述的高功率因数LED驱动电源控制电路，其特征在于，所述感应高功率因数LED驱动电源系统中的电流为变压器的原边绕组中的电流；所述感应高功率因数LED驱动电源系统输出的电流为所述变压器的副边绕组的电流。

8. 如权利要求6所述的高功率因数LED驱动电源控制电路，其特征在于，所述参考电压为一个近似的取绝对值的正弦电压信号，其频率为所述交流电压的频率的两倍，至少每隔一次到达最低电压的时刻与所述交流电压由正到负过零时刻或者由负到正过零时刻重合；所述参考电压的平均值与高功率因数LED驱动电源系统的输出电流的平均值成正比。

9. 如权利要求6、或7或8所述的高功率因数LED驱动电源控制电路，其特征在于，所述控制电路还包括：

第四输入端FB，用于通过变压器的辅助绕组获取反映与副边绕组耦合的整流器件的电压信号。

10. 如权利要求9所述的高功率因数LED驱动电源控制电路，其特征在于，所述控制电路还包括：

副边绕组状态检测电路，用于接收来自第四输入端FB的电压信号，产生反映所述整流器件导通情况的电压信号；

功率开关导通时刻控制电路,用于在所述整流器件关断时,通过第一恒流源为一电容充电;在所述整流器件导通时,通过第二恒流源为所述电容放电;在所述电容电压超过预设的参考电压值时,通过所述功率开关驱动电路控制所述功率开关导通。

11. 如权利要求 6 所述的高功率因数 LED 驱动电源控制电路,其特征在于,所述整流器件的导通时间与开关周期时间的比例为 $k1*\sin(2\pi ft)$;

所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义:

$$I_{pp}(t) = (Ns/Np)*(1+1/k1)*(1/2)*\pi*Io*|\sin(2\pi ft)|;$$

其中,Np 是原边绕组的匝数,Ns 是副边绕组的匝数,f 是所述交流电压的频率,Io 是所述平均输出电流的期望值,k1 是一个常量。

12. 如权利要求 6 所述的高功率因数 LED 驱动电源控制电路,其特征在于,所述整流器件的导通时间与开关周期时间的比例为 $k2*\sin(2\pi ft)/(1+k2*\sin(2\pi ft))$;

所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义:

$$I_{pp}(t) = (Ns/Np)*(1+1/k2)*(1/2)*\pi*Io*|\sin(2\pi ft)|;$$

其中,Np 是原边绕组的匝数,Ns 是副边绕组的匝数,f 是所述交流电压的频率,Io 是所述平均输出电流的期望值,k2 是一个常量。

高功率因数 LED 驱动电源及其控制电路

技术领域

[0001] 本发明涉及高功率因数 LED 驱动电源技术领域,特别涉及一种高功率因数 LED 驱动电源系统及其控制电路。

背景技术

[0002] 开关电源用于驱动 LED 发光二极管时,为使二极管的发光亮度保持恒定,一般要求开关电源具有恒流输出的功能。特别地,如果用于驱动发光二极管的开关电源能够满足全电压范围内输出电流恒定,则发光二极管灯泡在不同交流电规格的地方使用时会得到同样的亮度,有利于发光二极管灯泡的普及和生产成本的降低。

[0003] 另外,对于接入交流电网的发光二极管灯泡的功率因数都有一定的要求,因为如果功率因数不够,则会对电网造成一定程度的污染。IEC 国际电工委员会对照明灯具提出了明确的谐波要求,即 IEC61000-3-2 标准。美国能源之星标准规定,对于功率大于 5W 的发光二极管灯泡要求功率因数不低于 0.7。欧洲标准规定,对于大于 25W 的发光二极管灯泡要求功率因数高于 0.9。从实际应用的情况看,对功率因数的要求大都高于标准的规定。

[0004] 现有的能同时满足高功率因数和宽交流输入电压范围恒流输出功能的最简单驱动电源是基于反激式拓扑的单级 PFC 电路,单级 PFC 反激式电路能同时实现输入电流的功率因数校正和输出电流的调整。然而现有的单级 PFC 反激式电路需要变压器副边的恒流恒压反馈控制电路和光耦器件,导致系统复杂,电路体积大和成本增加。

发明内容

[0005] 本发明要解决的技术问题是提供一种全新的高功率因数 LED 驱动电源系统及其控制电路,无需副边的恒流恒压反馈控制电路和光耦器件,能够在宽交流输入电压范围内,实现高功率因数和恒流输出。

[0006] 本发明提供一种高功率因数 LED 驱动电源系统,包括:

[0007] 整流电路,用于输入交流电压,输出一周期性整流电压,所述周期性整流电压的相位与所述交流电压的相位相同;

[0008] 变压器,具有与所述整流电路耦合的原边绕组和副边绕组,以及一个辅助绕组;

[0009] 功率开关,耦合到原边绕组;

[0010] 控制电路,耦合到所述功率开关,用于通过所述功率开关控制变压器的原边绕组中的电流,使得原边绕组中电流脉冲的峰值的包络与整流电路的交流输入电压的相位保持相同,并且输出恒定的平均输出电流;通过所述辅助绕组接收一个反映与副边绕组耦合的整流器件工作状态的输入信号;功率开关的每一个开关周期内副边绕组的电流脉冲的特征由副边整流器件的导通时间和关断时间确定;控制所述整流器件的导通时间和关断时间的比例为一特定表达式。

[0011] 优选地,所述整流器件的导通时间与开关周期时间的比例为 $k1 * \sin \theta$;

[0012] 所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义:

[0013] $I_{pp}(t) = (N_s/N_p) * (1+1/k_1) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)| ;$

[0014] 其中, N_p 是原边绕组的匝数, N_s 是副边绕组的匝数, f 是所述交流电压的频率, I_o 是所述平均输出电流的期望值, k_1 是一个常量。

[0015] 优选地, 所述整流器件的导通时间与开关周期时间的比例为 $k_2 * \sin \theta / (1+k_2 * \sin \theta) ;$

[0016] 所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义 :

[0017] $I_{pp}(t) = (N_s/N_p) * (1+1/k_2) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)| ;$

[0018] 其中, N_p 是原边绕组的匝数, N_s 是副边绕组的匝数, f 是所述交流电压的频率, I_o 是所述平均输出电流的期望值, k_2 是一个常量。

[0019] 优选地, 所述控制电路包括 :

[0020] 除法器电路, 一个输入端为输入交流电压检测瞬时信号, 另一输入端为输入交流电压检测的峰值信号, 输出端输出的结果为输入交流电压检测瞬时信号除以输入交流电压检测的峰值信号;

[0021] 参考电压产生电路, 用于根据所述除法器电路输出的结果产生一交变的参考电压, 该交变的参考电压具有与所述交流电压相同的相位;

[0022] 功率开关断开时刻控制电路, 分别与所述参考电压产生电路和所述第二输入端 CS 耦接, 用于检测到所述第二输入端 CS 的电压达到所述交变参考电压时, 通过控制功率开关驱动电路控制所述功率开关断开, 以切断所述原边绕组中的电流。

[0023] 优选地, 所述控制电路进一步包括 :

[0024] 副边绕组状态检测电路, 用于接收来自第四输入端 FB 的电压信号, 产生反映所述整流器件导通情况的电压信号;

[0025] 功率开关导通时刻控制电路, 用于在所述整流器件关断时, 通过第一恒流源为一电容充电; 在所述整流器件导通时, 通过第二恒流源为所述电容放电; 在所述电容电压超过预设的参考电压值时, 通过所述功率开关驱动电路控制所述功率开关导通。

[0026] 优选地, 所述交变参考电压为一个近似的取绝对值的正弦电压信号, 其频率是输入交流电压频率的两倍, 至少每隔一次到达最低电压的时刻与输入交流电压由正到负过零时刻或者由负到正过零时刻重合; 所述参考电压的电压平均值与所述高功率因数 LED 驱动电源系统输出的电流的平均值成正比。

[0027] 本发明还提供一种高功率因数 LED 驱动电源控制电路, 用于控制高功率因数 LED 驱动电源系统的输出电流, 所述控制电路包括 :

[0028] 第一输入端 VS, 用于检测输入周期性变化的交流电压;

[0029] 第二输入端 Vpk, 用于检测输入周期性变化的交流电压的峰值;

[0030] 第三输入端 CS, 用于感应高功率因数 LED 驱动电源系统中的电流;

[0031] 控制信号输出端 OUT, 用于输出控制信号给功率开关, 以调节所述高功率因数 LED 驱动电源系统中的电流, 使所述高功率因数 LED 驱动电源系统中的电流的峰值的包络与第一输入端输入的交流电压同相, 并且使高功率因数 LED 驱动电源系统输出的电流为恒定的平均输出电流; 控制所述控制电路的整流器件的导通时间和关断时间的比例为一特定表达式。

[0032] 优选地, 所述感应高功率因数 LED 驱动电源系统中的电流为变压器的原边绕组中

的电流 ;所述感应高功率因数 LED 驱动电源系统输出的电流为所述变压器的副边绕组的电流。

[0033] 优选地,所述控制电路包括 :

[0034] 除法器电路,一个输入端为输入交流电压检测瞬时信号,另一输入端为输入交流电压检测的峰值信号,输出端输出的结果为输入交流电压检测瞬时信号除以输入交流电压检测的峰值信号 ;

[0035] 参考电压产生电路,用于根据除法器电路输出的结果产生一交变的参考电压,该交变的参考电压具有与所述交流电压相同的相位 ;

[0036] 功率开关断开时刻控制电路,分别与所述参考电压产生电路和所述第二输入端 CS 耦接,用于检测到所述第二输入端 CS 的电压达到所述交变参考电压时,通过控制功率开关驱动电路控制所述功率开关断开,以切断所述原边绕组中的电流。

[0037] 优选地,所述参考电压为一个近似的取绝对值的正弦电压信号,其频率为所述交流电压的频率的两倍,至少每隔一次到达最低电压的时刻与所述交流电压由正到负过零时刻或者由负到正过零时刻重合 ;所述参考电压的平均值与高功率因数 LED 驱动电源系统的输出电流的平均值成正比。

[0038] 优选地,所述控制电路还包括 :

[0039] 第四输入端 FB,用于通过变压器的辅助绕组获取反映与副边绕组耦合的整流器件的电压信号。

[0040] 优选地,所述控制电路还包括 :

[0041] 副边绕组状态检测电路,用于接收来自第四输入端 FB 的电压信号,产生反映所述整流器件导通情况的电压信号 ;

[0042] 功率开关导通时刻控制电路,用于在所述整流器件关断时,通过第一恒流源为一电容充电 ;在所述整流器件导通时,通过第二恒流源为所述电容放电 ;在所述电容电压超过预设的参考电压值时,通过所述功率开关驱动电路控制所述功率开关导通。

[0043] 优选地,所述整流器件的导通时间与开关周期时间的比例为 $k1 * \sin \theta$;

[0044] 所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义 :

[0045] $I_{pp}(t) = (N_s/N_p) * (1+1/k1) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)|$;

[0046] 其中, N_p 是原边绕组的匝数, N_s 是副边绕组的匝数, f 是所述交流电压的频率, I_o 是所述平均输出电流的期望值, $k1$ 是一个常量。

[0047] 优选地,所述整流器件的导通时间与开关周期时间的比例为 $k2 * \sin \theta / (1+k2 * \sin \theta)$;

[0048] 所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义 :

[0049] $I_{pp}(t) = (N_s/N_p) * (1+1/k2) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)|$;

[0050] 其中, N_p 是原边绕组的匝数, N_s 是副边绕组的匝数, f 是所述交流电压的频率, I_o 是所述平均输出电流的期望值, $k2$ 是一个常量。

[0051] 与现有技术相比,本发明实施例所述高功率因数 LED 驱动电源系统具有以下优点 :

[0052] 本发明实施例所述高功率因数 LED 驱动电源系统,通过控制电路的设计,控制所述整流器件的导通时间和关断时间的比例为一特定表达式 ;可达到在额定输出功率 (以驱

动发光二极管最大个数作为衡量标准)以下全电压范围内恒流驱动一组发光二极管同时保证功率因数大于给定值的目的。实现了既保证系统高的功率因数,同时保证输出平均电流恒定。

[0053] 将本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统应用于驱动发光二极管时,二极管的发光亮度对于人眼而言是恒定的,不会出现人眼能够感觉出的亮度变化。而且,在远小于 10 毫秒的时间尺度上,应用本发明实施例的高功率因数 LED 驱动电源系统的平均输出电流是变化的,该变化的平均电流的包络与整流后的输入交流电同相位。相应地,流过功率开关的锯齿波电流峰值的包络同样与整流后的输入交流电同相位,从而保证了足够高的功率因数。

[0054] 本发明实施例所述高功率因数 LED 驱动电源系统,无需副边的恒流恒压反馈控制电路和光耦器件,在输出负载较宽的范围内,实现恒流输出;在宽的交流输入电压范围内,实现极高的功率因数和极小的输入电流总谐波失真;电路结构简单,成本低廉,有利于 LED 系统的大规模应用。

附图说明

- [0055] 图 1 是本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统的原理框图;
- [0056] 图 2 是本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统驱动四个发光二极管的原理图;
- [0057] 图 3 是图 2 中高功率因数 LED 驱动电源系统输出的电流波形图;
- [0058] 图 4 是本发明实施例中确定功率开关导通与关断时刻的波形图;
- [0059] 图 5 是本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源控制电路的原理图;
- [0060] 图 6 是本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源控制电路的一个具体实现原现图;
- [0061] 图 7 是图 6 所示的高功率因数 LED 驱动电源控制电路的主要节点波形图;
- [0062] 图 8 是本发明次选实施例控制电路的一个具体实现电路原现图。
- [0063] 图 9 是图 8 的控制电路的主要节点的波形。

具体实施方式

[0064] 为使本发明的上述目的、特征和优点能够更加明显易懂,结合附图详细描述根据本发明的优选实施例。

[0065] 视觉暂留效应可以使人眼无法分辨快于 10 毫秒的亮度变化。为此,本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统及高功率因数 LED 驱动电源控制电路在 10 毫秒以上的时间尺度上实现高功率因数 LED 驱动电源输出平均电流的恒定,亦即输出电流不含有低于 100Hz 的频率分量,并且保证发光二极管灯泡具有较高的功率因数。

[0066] 如图 1 所示,是本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统的原理框图。

[0067] 本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统,包括:

[0068] 整流电路 101,用于输入交流电压,输出一周期性整流电压,所述周期性整流电压的相位与所述交流电压的相位相同;

[0069] 变压器 102,具有与所述整流电路 101 耦合的原边绕组和副边绕组,以及一个辅助绕组;

[0070] 功率开关 103, 耦合到原边绕组；

[0071] 控制电路 104, 耦合到所述功率开关 103, 用于控制变压器 102 原边绕组中的电流，使得原边绕组中电流脉冲的峰值的包络与整流电路 101 的交流输入电压的相位保持相同，并且输出恒定的平均输出电流。

[0072] 控制电路 104 通过控制变压器 102 的辅助绕组接收一个反映与副边绕组耦合的整流器件工作状态的输入信号；功率开关的每一个开关周期内副边绕组的电流脉冲的特征由副边整流器件的导通时间和关断时间确定；控制所述整流器件的导通时间和关断时间的比例为一特定表达式。

[0073] 需要说明的是，图 1 仅仅是本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统的一个原理性示意图，其并不限定所述高功率因数 LED 驱动电源系统的具体结构。

[0074] 下面通过一个具体示例进一步详细说明本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统在驱动发光二极管中的应用。

[0075] 如图 2 所示，是本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统驱动四个发光二极管的原理图。其中：

[0076] 整流桥 201 对输入交流电整流，电容 C1 为整流桥的滤波电容，用于降低电磁干扰；

[0077] 变压器 202 为反激式变换器的变压器，由原边绕组 221、副边绕组 222 和辅助绕组 223 组成，绕组上的点表示绕组的同名端。

[0078] 控制电路 203 包括以下管脚：整流电压检测 VS、VS 的峰值检测 Vpk、副边绕组状态检测 FB、原边电流检测 CS、功率开关驱动 OUT、电源 VCC 和地 GND。其中，FB 管脚经过分压电阻 R1 和 R2 从辅助绕组 223 获取反映副边绕组 222 工作状态的信号；其 CS 管脚通过采样电阻 R5 检测流过功率开关 204 的电流；其 VS 管脚通过分压电阻 R3 和 R4 检测经整流桥 201 整流后的交流电压 Vin 的大小和相位。

[0079] 控制电路 203 根据 CS 管脚检测流过功率开关 204 的电流以及 FB 管脚获取的反映副边绕组 222 工作状态的信号，由 OUT 管脚输出控制信号，控制功率开关 204 的导通和关断，再通过副边整流器件（图中 2 中具体为整流二极管 D1）的整流，得到在 10 毫秒以上的时间尺度上稳定的平均输出电流 Io；

[0080] 辅助绕组 223 通过整流二极管 D2 和滤波电容 C2 为控制电路 203 提供能量，以维持控制电路 203 正常工作。

[0081] 采用本发明实施的高功率因数 LED 驱动电源系统，可以在额定输出功率（以驱动发光二极管最大个数作为衡量标准）以下，无需改变电源系统元件参数即可实现全电压范围内恒流驱动一组发光二极管，同时保证较好的功率因数。

[0082] 参照图 3，该图是图 2 中高功率因数 LED 驱动电源系统输出的电流波形图。

[0083] 图 3 中，Io 为流过发光二极管 200 的大于 10 毫秒时间尺度下的平均电流，Io1 为流过发光二极管 200 的小时间尺度（远小于 10 毫秒）下的平均电流，Is 为流过整流二极管 D1 的瞬时电流。

[0084] 根据发光二极管 200 所需的亮度，可以确定高功率因数 LED 驱动电源系统需要输出的平均电流 Io。根据对高功率因数 LED 驱动电源系统功率因数的要求、以及测量获得的交流电相位，可以得出一个副边绕组电流在远小于 10 毫秒时间尺度下的目标平均电流波

形 I_{o1} 。作为本发明的一个实施例,可选择 I_{o1} 波形趋近于 $(1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)|$, 其中 f 为市电频率。

[0085] 在实际应用中,可以通过选择合适的副边锯齿电流 I_s 的形状,使其在远小于 10 毫秒时间尺度下的平均电流波形趋近于 I_{o1} 。然后根据副边锯齿电流 I_s 的形状和变压器等元件参数,确定原边锯齿电流 I_p 的形状,如图 3 下方波形所示。

[0086] 也就是说,在本发明实施例中,根据系统对功率因数和大时间尺度下输出平均电流的要求,确定副边电流在小时间尺度下与输入交流电同相位的平均值的包络曲线,进而确定副边峰值电流的包络曲线,再将该曲线映射到原边得到与输入交流电同相位的原边峰值电流包络曲线,从而实现输出平均电流恒定、并且能够改善系统功率因数。

[0087] 具体地,可以根据副边绕组耦合的整流器件——二极管 D1 的导通状态确定功率开关 204 下一次开始导通的时刻,根据目标原边峰值电流包络曲线确定功率 204 的导通时间。

[0088] 如图 4 所示,是本发明实施例中确定功率开关导通与关断时刻的波形图。

[0089] 通过控制电路 203 的设计,使副边整流二极管 D1 导通时间 T_{ons} 与开关周期 T 之比为 $k_1 \sin \theta$,即 $T_{ons}/T = k_1 \cdot \sin \theta$ 。

[0090] 式中的 k_1 是一个常量, k_1 的取值需要满足:

$$L_p * I_{pp} / ((N_s/N_p) * V_o * k_1) \geq L_p * I_{pp} / V_{inpk} + L_p * I_{pp} * \sin \theta / ((N_s/N_p) * V_o), \quad (1)$$

[0092] 即 $T \geq T_{ons} + T_{onp}$

[0093] 为此,只需使副边峰值电流 $I_{ps}(t)$ 落在公式 (1) 确定的包络曲线上:

$$I_{ps}(t) = (1+1/k_1) * (1/2) * \pi * |\sin(2\pi ft)| \quad (1)$$

[0095] 副边电流在远小于 10 毫秒的时间尺度上的平均值即为:

$$I_{o1} = (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)| \quad (2)$$

[0097] 在大时间尺度下,系统输出电流的平均值为:

$$(f) * \int_0^{1/f} (I_{o1}) dt = (f) * (1/2) * \pi * I_o * \int_0^{1/f} |\sin(2\pi ft)| dt = I_o \quad (3)$$

[0099] 为了满足 (1) 的要求,需要使原边峰值电流 $I_{pp}(t)$ 落在公式 (4) 确定的曲线上:

$$I_{pp}(t) = (N_s/N_p) * (1+1/k_1) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)| \quad (4)$$

[0101] 其中, N_s 和 N_p 分别是变压器副边绕组匝数和原边绕组匝数。

[0102] 由此可以推断出,在给定系统输出平均电流和功率因数要求条件下,应用本发明实施例的高功率因数 LED 驱动电源系统,目标原边峰值电流 $I_{pp}(t)$ 只需落在上式 (3) 确定的包络曲线上,即可达到在额定输出功率(以驱动发光二极管最大个数作为衡量标准)以下全电压范围内恒流驱动一组发光二极管同时保证功率因数大于给定值的目的。

[0103] 令 $V_a(t)$ 代表整流后的输入交流电压的振幅,则整流后的输入电压可以表述为:

$$V_{in}(t) = V_a(t) * |\sin(2\pi ft)| \quad (5)$$

[0105] 根据上式 (5) 和上述目标原边峰值电流 $I_{pp}(t)$ 的包络线表达式,基于 $V_{in}(t) = L_p * I_{pp}(t) / T_{onp}$ 可以实时确定原边导通时间,也就是关断功率开关的时刻。

[0106] 根据公式 (1) 到 (5) 可以理解,原边峰值电流 $I_{pp}(t)$ 的包络线与 $V_{in}(t)$ 为同相位正弦波形并且在不同 $V_a(t)$ 条件下, $I_{pp}(t)$ 的包络线幅值不变。这样就实现了既保证系统高的功率因数(因为原边峰值电流 $I_{pp}(t)$ 的包络线与 $V_{in}(t)$ 相似),同时保证输出平均电流恒定。

[0107] 将本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源系统应用于驱动发光二极管时,发光二极管的发光亮度对于人眼而言是恒定的,不会出现人眼能够感觉出的亮度变化。而且,在远小于 10 毫秒的时间尺度上,应用本发明实施例的高功率因数 LED 驱动电源系统的平均输出电流是变化的,该变化的平均电流的包络与整流后的输入交流电同相位。相应地,流过功率开关的锯齿波电流峰值的包络同样与整流后的输入交流电同相位,从而保证了足够高的功率因数。

[0108] 相应地,本发明实施例还提供一种高功率因数 LED 驱动电源控制电路,用于控制高功率因数 LED 驱动电源系统的输出电流。

[0109] 继续参照图 1,所述控制电路 203 包括:

[0110] 第一输入端 VS,用于检测输入周期性变化的交流电压瞬时信号;

[0111] 第二输入端 Vpk,用于检测输入周期性变化的交流电压的峰值信号;

[0112] 第三输入端 CS,用于感应所述高功率因数 LED 驱动电源系统中的电流 Ip;

[0113] 控制信号输出端 OUT,用于输出控制信号给功率开关 204,以调节所述高功率因数 LED 驱动电源系统中的电流 Ip,使所述高功率因数 LED 驱动电源系统中的电流 Ip 的峰值的包络与第一输入端 VS 输入的交流电压同相,并且使所述高功率因数 LED 驱动电源系统输出的电流 Io 为恒定的平均输出电流。控制所述控制电路的整流器件的导通时间和关断时间的比例为一特定表达式。

[0114] 其中,所述高功率因数 LED 驱动电源系统中的电流为变压器的原边绕组中的电流;所述高功率因数 LED 驱动电源系统输出的电流为所述变压器的副边绕组的电流。

[0115] 所述控制电路 203 还可进一步包括:第四输入端 FB,用于通过变压器的辅助绕组获取反映与副边绕组耦合的整流器件 D1 的工作状态信号。

[0116] 所述控制电路 203 可以是单个芯片,采用小尺寸低成本的 SOIC-8 封装形式。

[0117] 如图 5 所示,是本发明实施例高功率因数 LED 驱动电源控制电路的原理图。

[0118] 在该实施例中,所述控制电路包括:

[0119] 除法器电路 701,用于产生与输入交流电压整流后同相位波形;除法器电路 701 的一个输入端为输入交流电压检测瞬时信号,另一输入端为输入交流电压检测的峰值信号,输出端输出的结果为输入交流电压检测瞬时信号除以输入交流电压检测的峰值信号。

[0120] 参考电压产生电路 702,用于根据所述除法器电路 701 的输出结果产生一交变的参考电压,该交变的参考电压具有与所述交流电压相同的相位。

[0121] 功率开关断开时刻控制电路 703,分别与所述参考电压产生电路 702 和所述第三输入端 CS 耦接,用于检测到所述第三输入端 CS 的电压达到所述交变参考电压时,控制功率开关断开,以切断所述原边绕组中的电流。

[0122] 所述控制电路还包括:

[0123] 副边绕组状态检测电路 705,用于接收来自第四输入端 FB 的电压信号,产生反映所述整流器件导通情况的电压信号。

[0124] 功率开关导通时刻控制电路 706,用于在所述整流器件关断时,通过第一恒流源为一电容充电;在所述整流器件导通时,通过第二恒流源为所述电容放电;在所述电容电压超过预设的参考电压值时,控制所述功率开关导通。

[0125] 功率开关驱动电路 704,用于根据所述功率开关断开时刻控制电路 703 和功率开

关导通时刻控制电路 706 的输出向控制信号输出端 OUT 输出控制信号, 以控制所述功率开关断开和导通。

[0126] 优选地, 所述参考电压为一个近似的取绝对值的正弦电压信号, 其频率为所述交流电压的频率的两倍, 至少每隔一次到达最低电压的时刻与所述交流电压由正到负过零时刻或者由负到正过零时刻重合; 所述参考电压的平均值与高功率因数 LED 驱动电源系统的输出电流的平均值成正比。

[0127] 优选地, 所述副边整流二极管 D1 的导通时间与开关周期时间的比例为 $k1 * \sin \theta$ 。

[0128] 功率开关导通时间为: $T_{onp} = L_p * I_{pp} / V_{inpk}$

[0129] 副边整流二极管 D1 的导通时间为: $T_{ons} = L_p * I_{pp} * \sin \theta / ((N_s / N_p) * V_o)$

[0130] 功率开关周期时间为: $T = T_{ons} / (k1 * \sin \theta) = L_p * I_{pp} / ((N_s / N_p) * V_o * k1)$

[0131] 式中的 $k1$ 是一个常量, $k1$ 的取值需要满足:

[0132] $L_p * I_{pp} / ((N_s / N_p) * V_o * k1) \geq L_p * I_{pp} / V_{inpk} + L_p * I_{pp} * \sin \theta / ((N_s / N_p) * V_o)$,

[0133] 即 $T \geq T_{ons} + T_{onp}$

[0134] 所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义:

[0135] $I_{pp}(t) = (N_s / N_p) * (1 + 1/k1) * (1/2) * \pi * I_{o*} |\sin(2\pi ft)|$;

[0136] 其中, N_p 是原边绕组的匝数, N_s 是副边绕组的匝数, f 是所述交流电压的频率, I_{o*} 是所述平均输出电流的期望值, $k1$ 是一个常量, $k1$ 的取值参见前文所述。

[0137] 如图 6 所示, 是本发明实施例控制电路的一个具体实现电路原理图。

[0138] 其中, 除法器电路 801 和参考电压产生电路 802 输出一个与整流后的交流电同相位的交变参考电压 V_{refA} , 作为比较器 804 的正相输入端。从第三输入端 CS 输入的原边电流检测信号经前沿消隐电路 803 后作为比较器 804 的负相输入端。经过前沿消隐后的第三输入端 CS 管脚电压达到交变参考电压 V_{refA} 的时刻就是功率开关的关断时刻, 此时比较器 804 的输出 OFF_N 产生一个负脉冲给 D 触发器 813 清零。

[0139] 副边绕组状态检测电路 805 接收来自第四输入端 FB 的电压信号, 产生反映副边整流器件导通情况的电压信号 TONS。当副边整流器件导通时, 电压信号 TONS 为高电平, 控制开关 809 导通, 电容 811 通过第二恒流源 810 放电。当副边整流器件关断时, TONS 为低电平, 第二恒流源 810 关断。在整个开关周期, 第一恒流源 807 始终给电容 811 充电。其中, 第一恒流源 807 大小为 $k1 * I_c * \sin \theta$, 第二恒流源 810 大小为 I_c , I_c 为芯片内部产生的一固定电流源。 $k1$ 是一个常量, $k1$ 的取值参见前文所述。

[0140] 适当选择直流参考电源 V_{refB} , 可以使电容 811 的充放电曲线为三角波形状, 从而保证副边整流器件导通时间与开关周期时间之比为 $T_{ons}/T = k1 * \sin \theta$ 。 $k1$ 是一个常量, $k1$ 的取值参见前文所述。充电曲线与直流参考电源 V_{refB} 相交的时刻即为功率开关导通的时刻。此时比较器 812 的输出 ON 从低变高, 将 D 触发器 813 的输出 Q 置为高电位, 再通过功率开关驱动电路 814 将功率开关置为导通状态。

[0141] 图 7 示出了图 6 的控制电路的主要节点的波形。

[0142] 次选地, 所述整流器件的导通时间与关断时间的比例为

[0143] $T_{ons}/T = k2 * \sin \theta / (1 + k2 * \sin \theta)$;

[0144] 功率开关导通时间为: $T_{onp} = L_p * I_{pp} / V_{inpk}$

[0145] 副边整流二极管 D1 的导通时间为: $T_{ons} = L_p * I_{pp} * \sin \theta / ((N_s / N_p) * V_o)$

[0146] 功率开关周期时间为：

$$[0147] T = T_{ons} * (1 + k2 * \sin \theta) / (k2 * \sin \theta) = L_p * I_{pp} * (1 + k2 * \sin \theta) / ((N_s / N_p) * V_o * k2)$$

[0148] 式中 k_2 是一个常量, k_2 的取值需满足：

$$[0149] L_p * I_{pp} * (1 + k2 * \sin \theta) / ((N_s / N_p) * V_o * k2) \geq L_p * I_{pp} / V_{inpk} + L_p * I_{pp} * \sin \theta / ((N_s / N_p) * V_o), \text{即 } T \geq T_{ons} + T_{onp}$$

[0150] 所述原边绕组中的电流脉冲的峰值形成的包络通过下面的表达式定义：

$$[0151] I_{pp}(t) = (N_s / N_p) * (1 + 1/k2) * (1/2) * \pi * I_o * |\sin(2\pi ft)|;$$

[0152] 如图 8 所示,是本发明次选实施例控制电路的一个具体实现电路原现图。

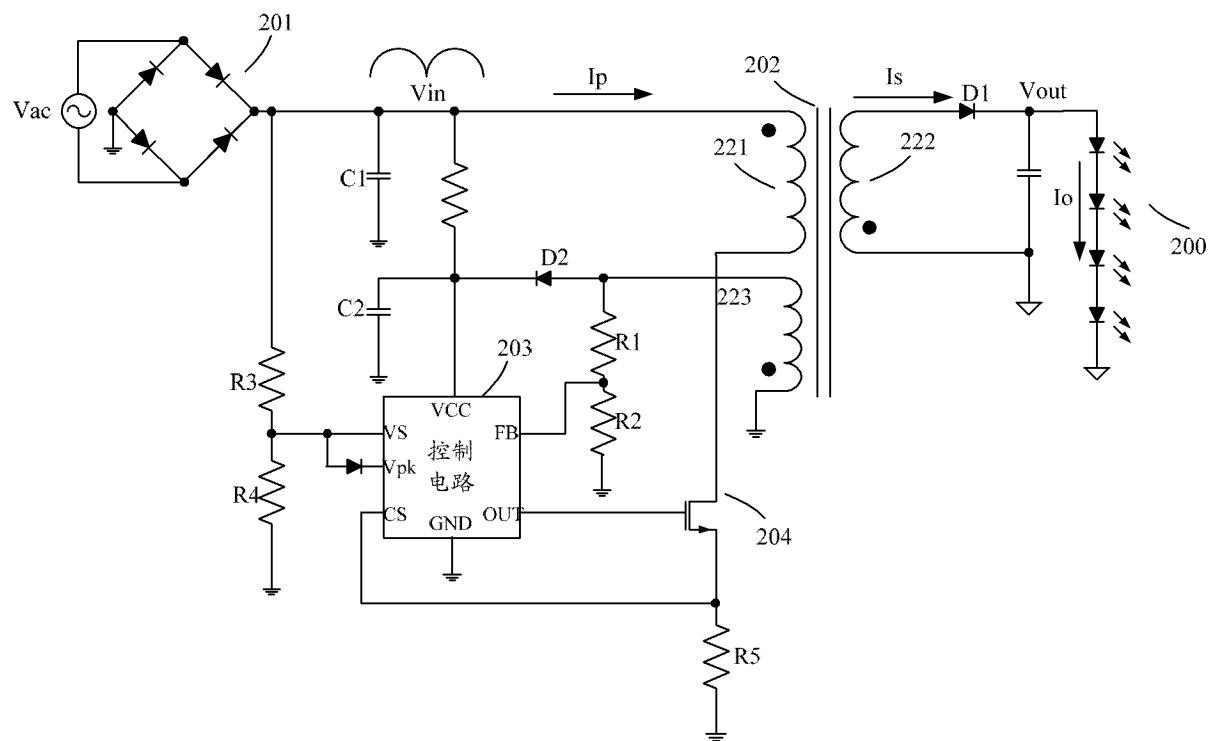
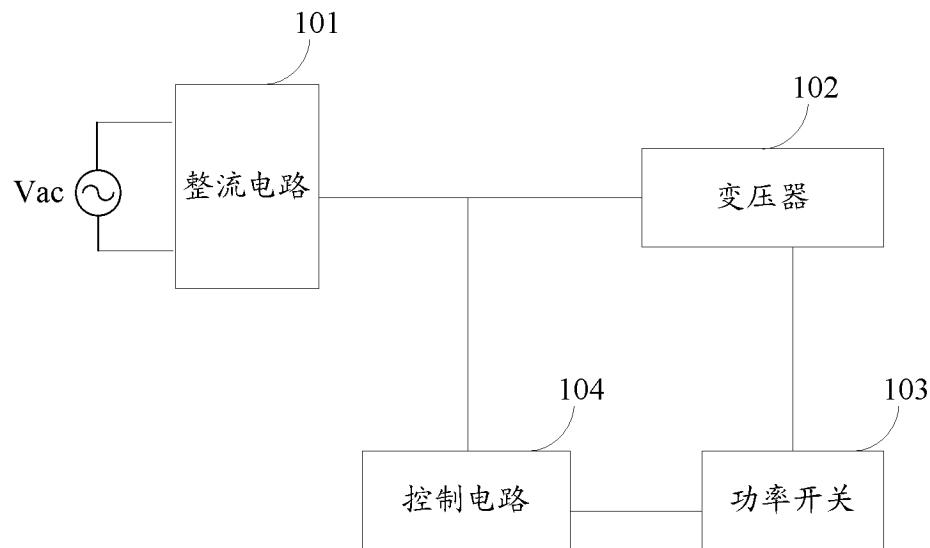
[0153] 其中,除法器电路 801 和参考电压产生电路 802 输出一个与整流后的交流电同相位的交变参考电压 V_{refA} ,作为比较器 804 的正相输入端。从第三输入端 CS 输入的原边电流检测信号经前沿消隐电路 803 后作为比较器 804 的负相输入端。经过前沿消隐后的第三输入端 CS 管脚电压达到交变参考电压 V_{refA} 的时刻就是功率开关的关断时刻,此时比较器 804 的输出 OFF_N 产生一个负脉冲给 D 触发器 813 清零。

[0154] 副边绕组状态检测电路 805 接收来自第四输入端 FB 的电压信号,产生反映副边整流器件导通情况的电压信号 TONS。当副边整流器件导通时,电压信号 TONS 为高电平,控制第二开关 809 导通,电压信号 TONS 经过倒相器 806 控制第一开关 808 关断,电容 811 通过第二恒流源 810 放电。当副边整流器件关断时,TONS 为低电平,第二恒流源 810 关断,电压信号 TONS 经过倒相器 806 控制第一开关 808 导通,电容 811 通过第一恒流源 807 充电。其中,第一恒流源 807 大小为 $k * I_c * \sin \theta$,第二恒流源 810 大小为 I_c , I_c 为芯片内部产生的一固定电流源。

[0155] 适当选择直流参考电源 V_{refB} ,可以使电容 811 的充放电曲线为三角波形状,从而保证副边整流器件导通时间与开关周期时间之比为由第一恒流源 807 和第二恒流源 810 决定的表达式,即 $T_{ons}/T = k2 * \sin \theta / (1 + k2 * \sin \theta)$ 。 k_2 是一个常量, k_2 的取值参见前文所述。充电曲线与直流参考电源 V_{refB} 相交的时刻即为功率开关导通的时刻。此时比较器 812 的输出 ON 从低变高,将 D 触发器 813 的输出 Q 置为高电位,再通过功率开关驱动电路 814 将功率开关置为导通状态。

[0156] 图 9 示出了图 8 的控制电路的主要节点的波形。

[0157] 以上所述,仅是本发明的较佳实施例而已,并非对本发明作任何形式上的限制。虽然本发明已以较佳实施例揭露如上,然而并非用以限定本发明。任何熟悉本领域的技术人员,在不脱离本发明技术方案范围情况下,都可利用上述揭示的方法和技术内容对本发明技术方案做出许多可能的变动和修饰,或修改为等同变化的等效实施例。因此,凡是未脱离本发明技术方案的内容,依据本发明的技术实质对以上实施例所做的任何简单修改、等同变化及修饰,均仍属于本发明技术方案保护的范围内。



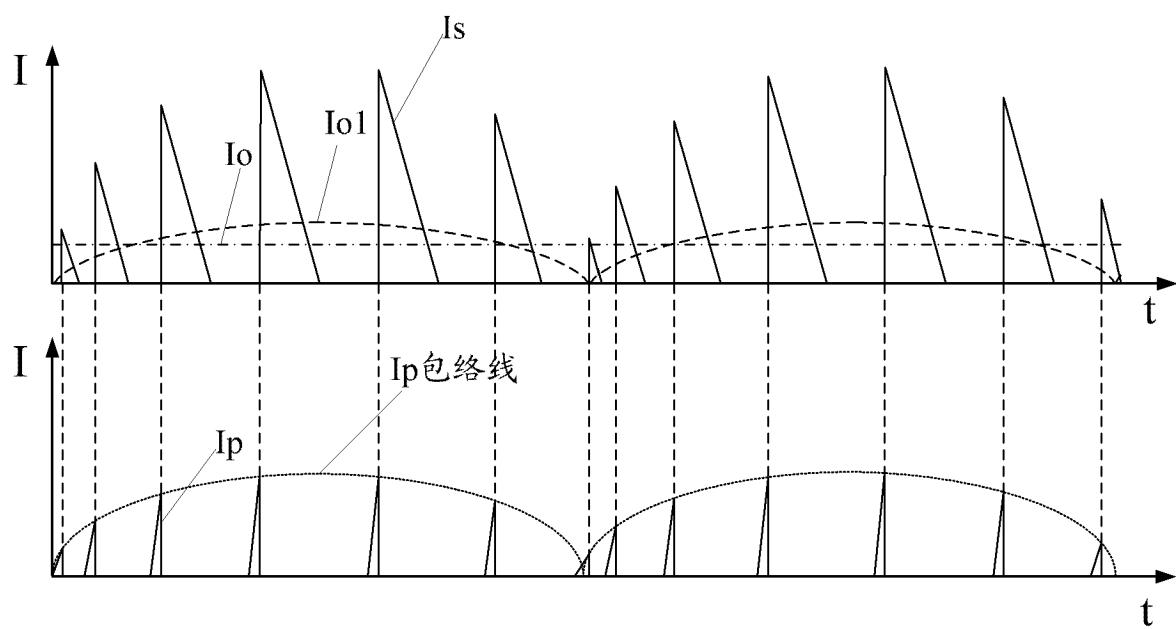


图 3

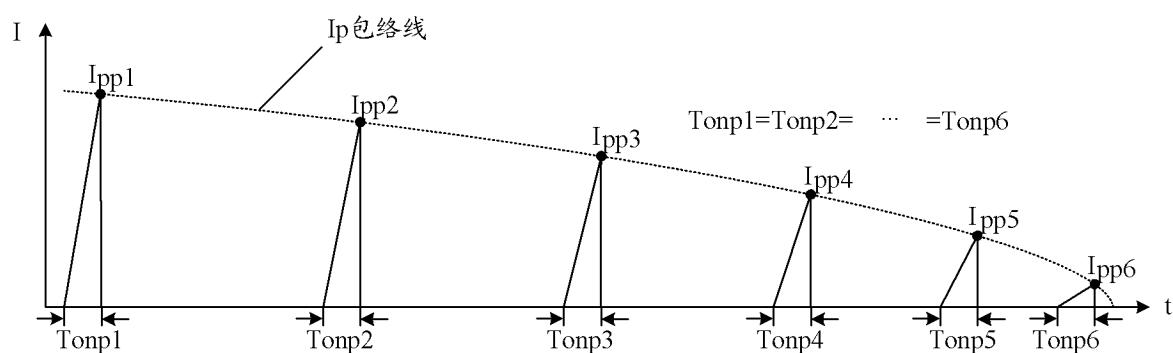
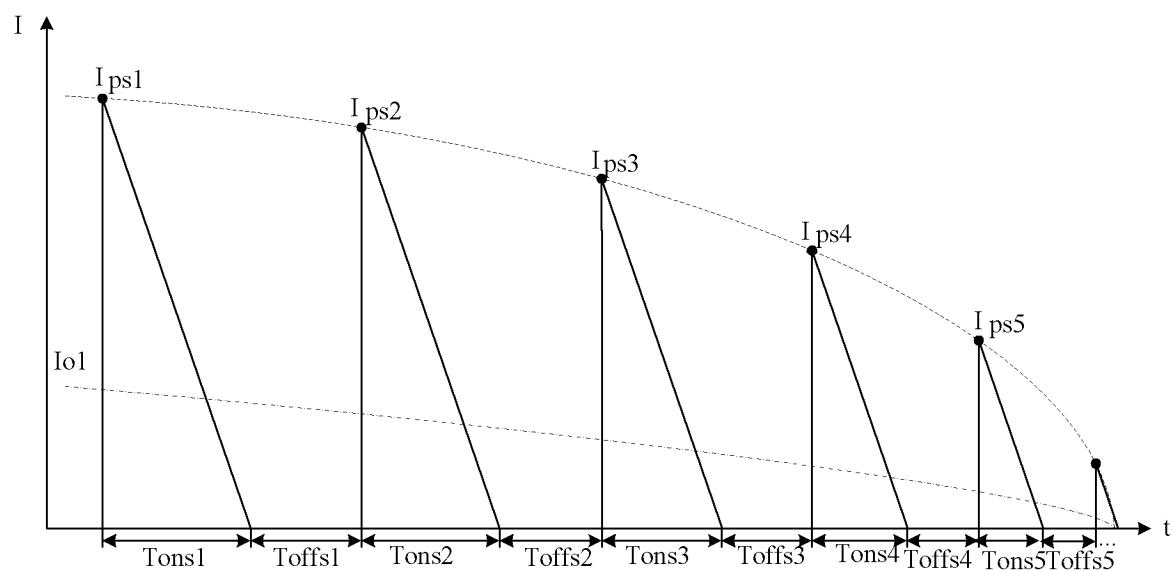


图 4

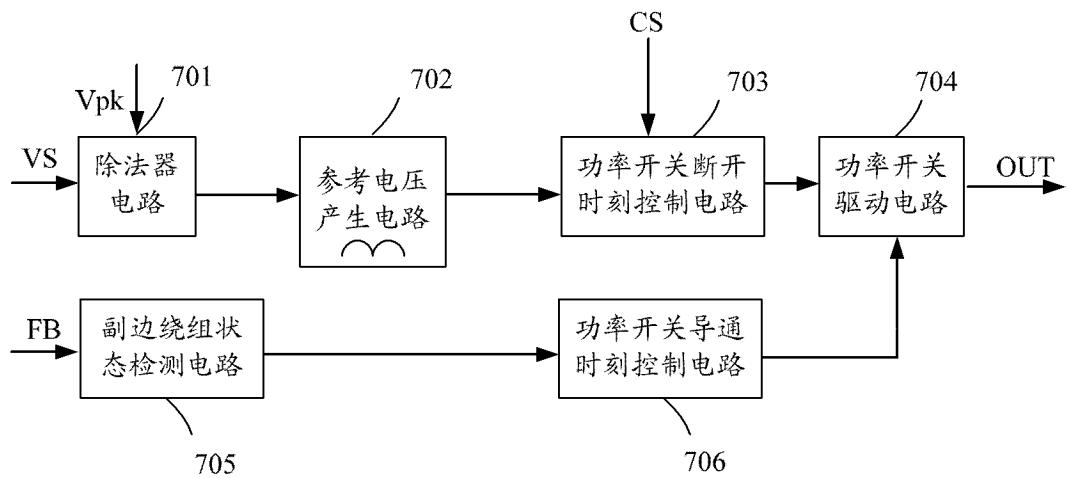


图 5

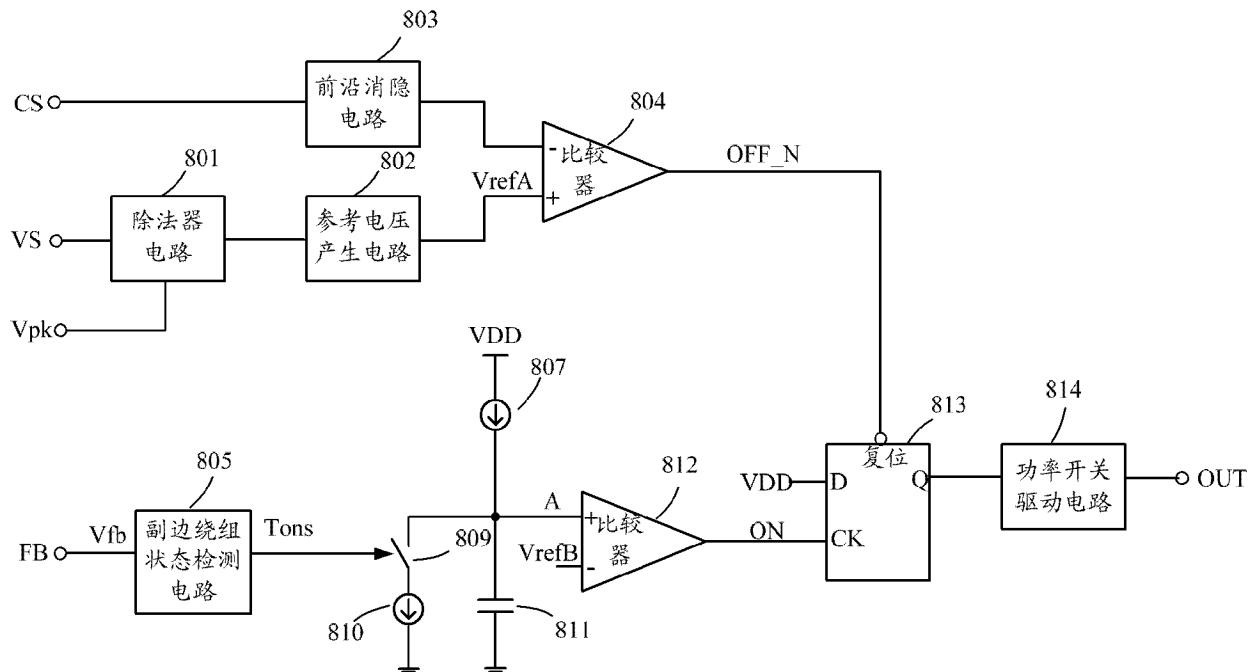


图 6

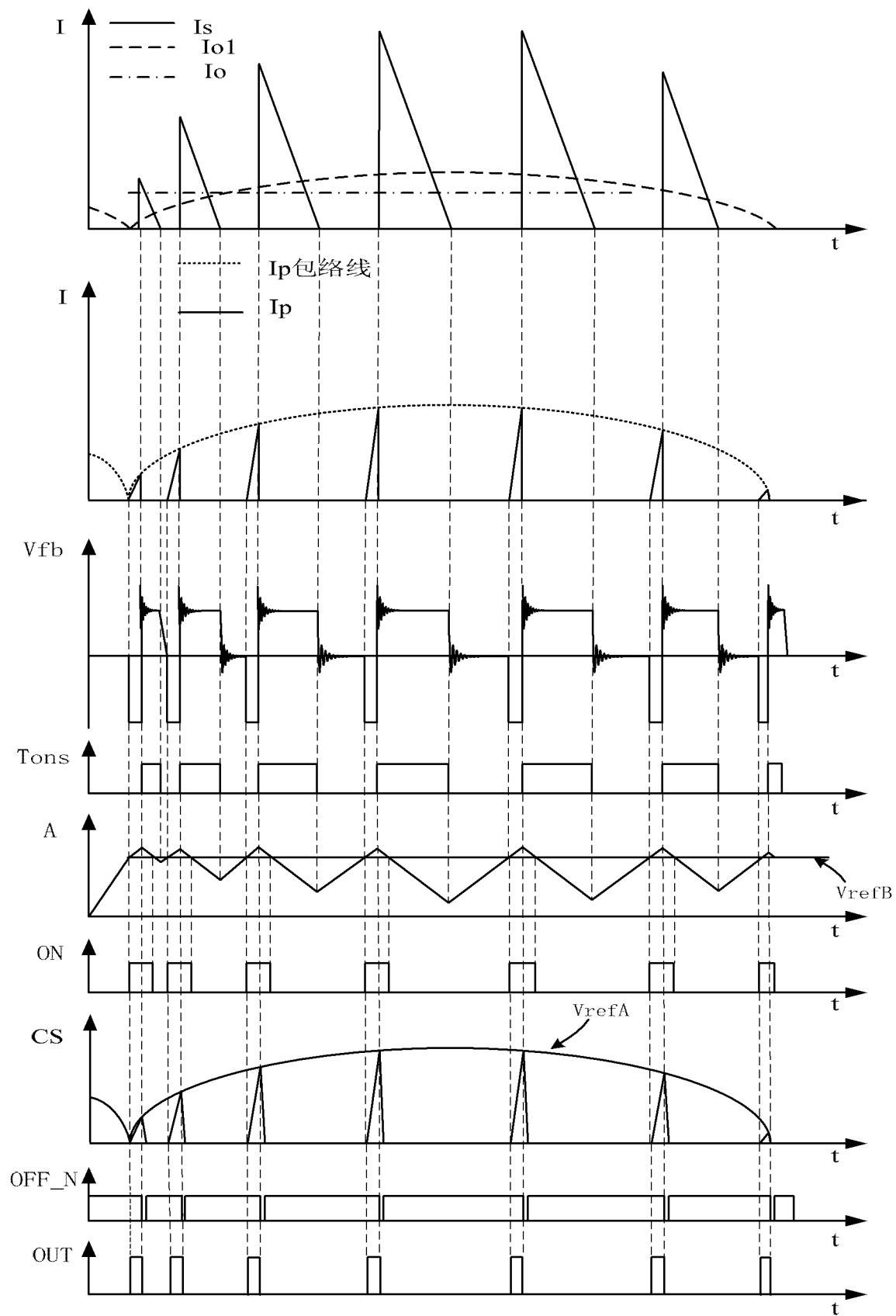


图 7

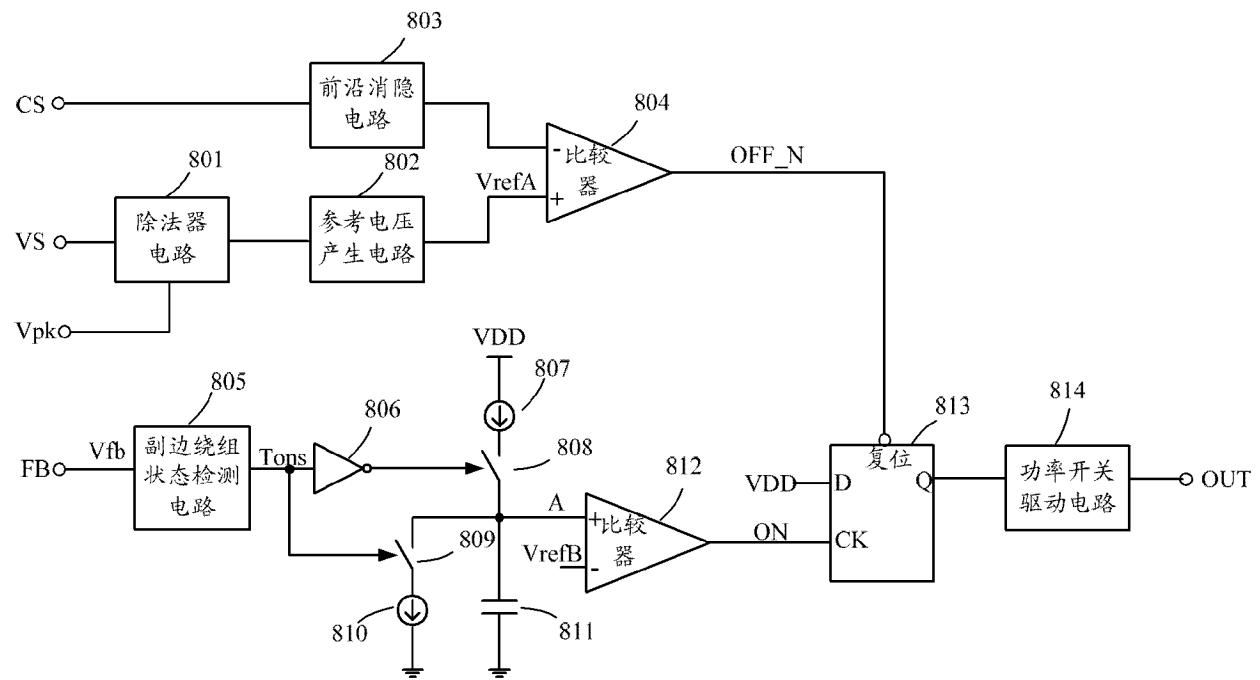


图 8

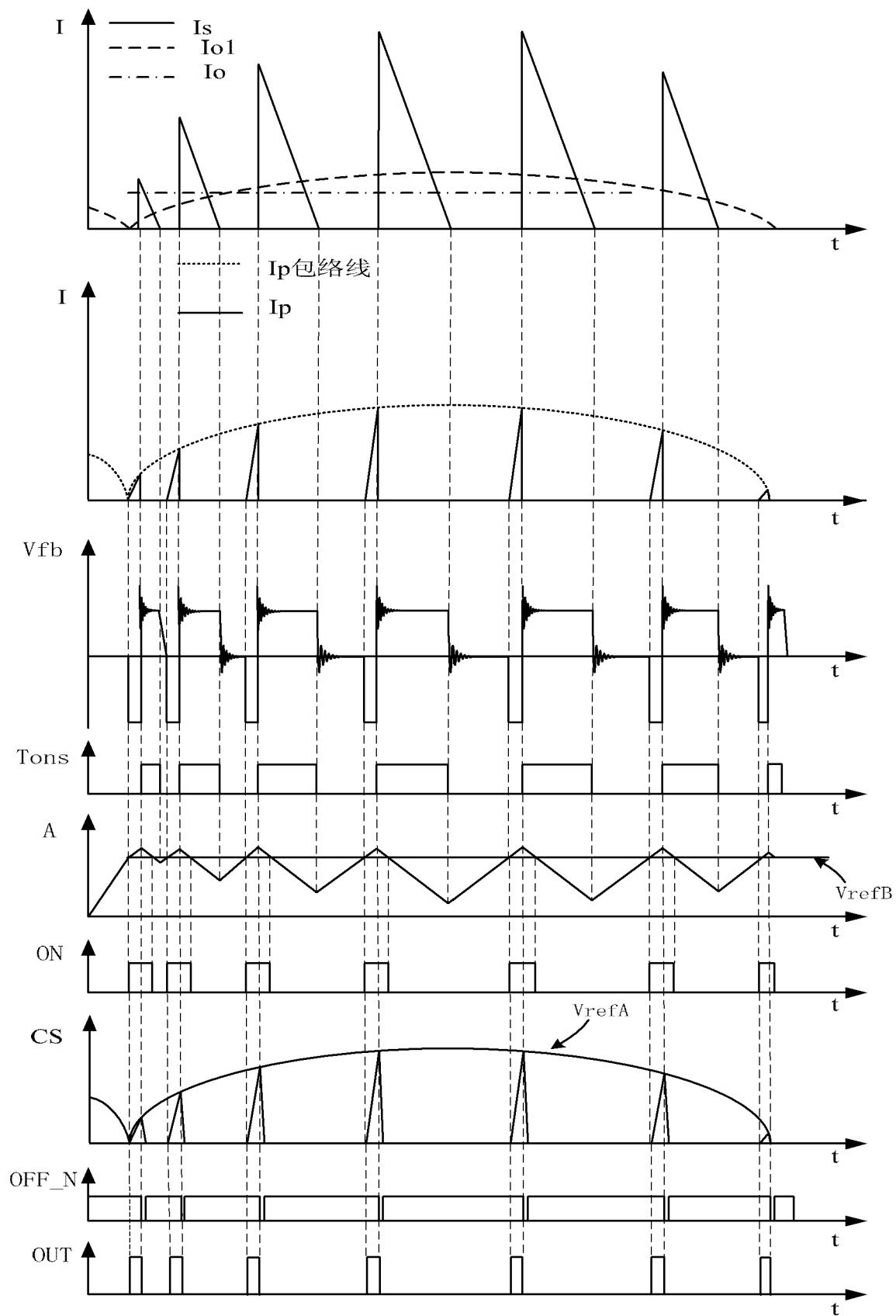


图 9