

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2013年8月15日 (15.08.2013)



(10) 国际公布号
WO 2013/117049 A1

- (51) 国际专利分类号:
H02M 3/338 (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2012/074151
- (22) 国际申请日: 2012年4月16日 (16.04.2012)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201210026265.x 2012年2月7日 (07.02.2012) CN
- (71) 申请人 (对除美国外的所有指定国): 广州金升阳科
技有限公司 (MORNSUN GUANGZHOU SCIENCE
& TECHNOLOGY LTD.) [CN/CN]; 中国广东省广州
市萝岗区科学城科学大道科汇发展中心科汇一街
5号, Guangdong 510663 (CN)。
- (72) 发明人; 及
- (75) 发明人/申请人 (仅对美国): 郭国文 (GUO, Guowen)
[CN/CN]; 中国广东省广州市萝岗区科学城科学大
道科汇发展中心科汇一街5号, Guangdong 510663
(CN)。 尹向阳 (YIN, Xiangyang) [CN/CN]; 中国广

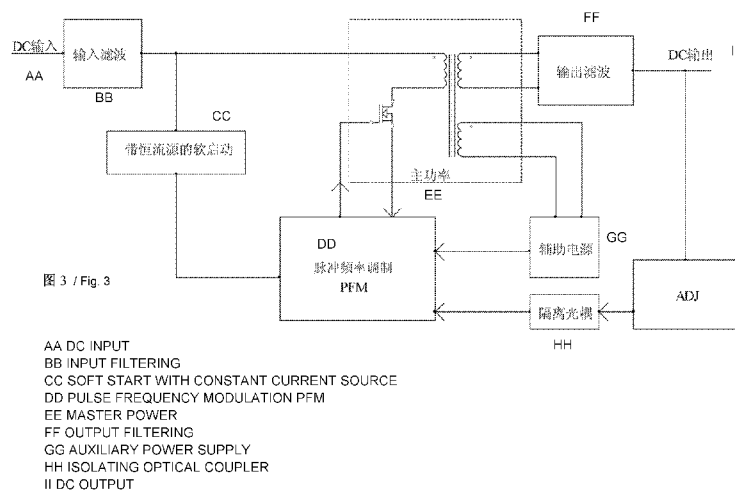
东省广州市萝岗区科学城科学大道科汇发展中心
科汇一街5号, Guangdong 510663 (CN)。

- (74) 代理人: 广州知友专利商标代理有限公司
(GUANGZHOU ZHIYOU PATENT & TRADEMARK
AGENCY CO., LTD.); 中国广东省广州市越秀区东
风东路555号粤海集团大厦2604室, Guangdong
510050 (CN)。
- (81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保
护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG,
BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU,
CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD,
GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE,
KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU,
LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ,
NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO,
RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY,
TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN,
ZA, ZM, ZW。
- (84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保
护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA,
RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ,

[见续页]

(54) Title: SELF-OSCILLATORY FLYBACK CONVERTER

(54) 发明名称: 一种自激振荡反激变换器



(57) Abstract: A self-oscillatory flyback converter is disclosed. The direct-current input signals, from a power input terminal of the self-oscillatory flyback converter input, turns into direct-current output signals after passing through an input filter circuit (11), a master power circuit (14) and an output filter circuit (16) in turn. The master power circuit (14) includes a master power tube (TR1) and a master transformer (T1). The direct-current output signals controls the master power tube (TR1) with negative feedback to stable the output via a voltage-stabilizing circuit (17), an isolating optical coupler (OC1) and a drive control circuit (13). The self-oscillatory flyback converter also includes a soft-start circuit (12) with a constant current source. The soft start circuit (12) is connected between the output terminal of the input filter circuit (11) and the drive control circuit (13). The self-oscillatory flyback converter achieves the soft-start function while providing suitable drive compensation in the startup phase and steady state phase of the product, improving the capacity of resisting disturbance and stability, and expanding the design range of the input voltage of the self-oscillatory flyback converter and the variation range of the load.

(57) 摘要:

[见续页]



WO 2013/117049 A1



BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

一种自激振荡反激变换器，其电源输入端输入直流输入信号，该直流输入信号依次经过输入滤波电路（11）、主功率电路（14）和输出滤波电路（16）后输出直流信号，主功率电路（14）包括主功率管（TR1）和主变压器（T1），输出的直流信号依次通过稳压电路（17）、隔离光耦（OC1）和驱动控制电路（13）对主功率管（TR1）进行负反馈控制以实现稳定输出；还包括带恒流源的软启动电路（12），该软启动电路（12）连接在输入滤波电路（11）的输出端和驱动控制电路（13）之间。该自激振荡反激变换器能在实现软启动功能的同时，为产品的启动和稳态阶段提供合适的驱动补偿，提高产品抗干扰能力和稳定性，同时扩大了自激振荡反激变换器输入电压的设计范围和负载的变化范围。

一种自激振荡反激变换器

技术领域

本发明涉及一种自激振荡反激变换器，特别涉及一种带恒流源软启动电路的自激振荡反激变换器。

5 背景技术

自振荡反激变换器（Ringing Choke Converter）因其设计成本较低，具有较强的市场竞争力而备受设计者的青睐；然而其输出特性的好坏，很大程度上取决于各分立元器件的一致性，当变压器、主功率管、控制三极管、光耦等元器件的一致性越好，其输出性能也越稳定。因此降低自激振荡反激变换电路（RCC）对分立器件一致性的苛刻要求，提高其输出电压稳定性成为设计者考虑的重点。目前设计者多采用偏置补偿电路（控制三极管基极添加关断补偿），其输出电压的稳定性得到一定程度的提高，然而该方案调试难度大，产品的一致性依然较差，尤其在输出功率增加、输出容性负载增大时影响更为明显。

中国发明专利申请公开说明书 CN101997423A 中公开了一种自激振荡反激变换器（RCC）较为理想的电路形式，如图 1 所示，该自激振荡反激变换器主要包括滤波部分、软启动部分、MOS 管、变压器、脉冲频率调制部分（PFM）、辅助电源、隔离光耦、稳压输出回路部分。输入电量经变压器连接输出回路部分，软启动部分连接 MOS 管的栅极，MOS 管的栅极还接脉冲频率调制部分，辅助电源连接脉冲频率调制部分，脉冲频率调制部分和稳压输出回路部分之间接基准放大部分、隔离光耦，形成电压负反馈回路。

上述反激变换器的软启动电路，提高了产品启动时输出电压的稳定性，其工作原理为：输入上电后，软启动电路电压升高，MOS 管导通，输出电压逐渐上升，在系统进入稳态前，软启动电路继续为 MOS 管提供驱动能量，同时软启动电路电压逐渐降低；当系统正常工作后，由于软启动电路充电时间远大于放电时间，软启动电路始终保持在较低电位（开机启动时，软启动电压波形见图 7）。该软启动电路的缺点在于：稳态时，软启动电路中电容 C9 放电速度远快于充电速度，其对地电压接近 1V（见图 7），因此 MOS 管驱动完全依赖于反馈绕组能

量，软启动电路正常工作时对 MOS 管补偿不足，产品输出性能容易受变压器工艺（反馈与输入耦合程度）、MOS 管导通门限、输出外接容性负载等影响。当增大充电速度时，受输入电压范围宽和输出负载变化大的影响，容易出现过补偿，导致电源开机启动限流和产品输出短路功耗大等缺点。

- 5 图2是中国发明专利申请公开说明书CN101997423A中公开的一个实施例的电路原理图，包括输入滤波电路 11、软启动电路 12、脉冲频率调制电路 13、主功率电路 14、辅助电源电路 15、输出滤波电路 16、隔离光耦 OC1、误差放大 ADJ 电路 17。输入滤波电路 11 由滤波电容 C0、滤波电容 C1 和滤波电感 L0 组成，形成了 π 型滤波电路。电容 C0 接电源输入端，另一端接地，电感 L0 接电源输入端，另一端接变压器同名端，电容 C1 的一端接变压器同名端，另一端接地。也可采用其它现有滤波电路，具体可按有关技术手册选定。软启动电路 12 包括：分压电阻 R10、电阻 R13、电阻 R14 和启动电容 C9。电阻 R10、电阻 R13、电阻 R14 依次串联，串联电路的一端接电源输入端，一端接地。电容 C9 的一端接入电阻 R10 与电阻 R13 的串联结点，另一端接地。其工作原理为当接入输入
- 10 电压时，电流经电阻 R10 对电容 C9 充电，经过时间 $t = -R_{10} * C_9 * \ln(1 - \frac{V(th)}{V_{in}})$ 后
- 15 电容电压达到 MOS 门限电压，实现开机软启动功能；当 MOS 管关断时，反馈绕组反向，同名端电位为负，因此 MOS 管电位亦为负，此时电容 C9 通过电阻 R13 快速放电，当 MOS 管导通时，输入电压通过电阻 R10 向电容 C9 充电，由于电阻 R10 的阻值远远大于电阻 R13 的阻值（R10 取值减小时，产品输出短路
- 20 功耗增加，启动电流增大，表二例举了 R10 取值减小时带来的不足），因此放电速度远快于充电速度，经过一段时间后电容 C9 能量释放完毕。脉冲频率调制电路 13 包括：电阻 R6、电阻 R9、电阻 R11、电阻 R111、电容 C5、电容 C6、电容 C12，NPN 型三极管 TR2、PNP 型三极管 TR3、正反馈绕组 P3。电容 C6 与电阻 R11、电阻 R111、电阻 R6 依次串联，串联电路的一端接入正反馈绕组 P3 的同名端，另一端接入三极管 TR2 的集电极。电容 C5 与电阻 R9 并联，并联电路的一端接入三极管 TR2 的基极，另一端接入三极管 TR3 的集电极。电容 C12 与电阻 R111 并联，并联电路的一端接入三极管 TR3 的发射极，另一端接入三极管 TR3 的集电极。其工作原理为：正反馈绕组 P3、电容 C6、电阻 R11 支路通过与
- 25

主功率管 TR1 原副边耦合, 构成自激振荡回路, 控制开关管导通关断; 同时电流环 R5 支路、电压环光耦支路通过双管驱动控制电路 TR2、TR3 调节开关管导通占空比, 使产品输出正常。主功率电路 14 包括: 变压器原边绕组 P1、输出绕组 P2, MOS 管 TR1, 输出整流二极管 D1, 实现电源能量的转换、传递以及输入与输出隔离。辅助电源 15 包括: 正反馈绕组 P3、二极管 D3, 其工作原理为, 反馈绕组同名端为正时, 二极管 D3 导通, 为光耦提供能量。输出滤波电路 16, 包括滤波电容 C3, 也可采用其它现有滤波电路, 具体可按有关技术手册选定。隔离光耦包括: 光耦 OC1, 其主要完成信号的传递和输入输出隔离作用。误差放大 ADJ 电路 17 包括: 取样电路、信号比较放大电路。其工作原理为: 输出电压漂高时, 取样电路采集信号经信号比较放大电路后调节光耦原边电流, 即通过电压环调节产品的占空比。在电源的输出端有一取样电流流经取样电路、误差放大、隔离光耦、脉冲频率调制 PFM 电路后对主功率电路中的主功率管进行负反馈控制; 在输入滤波电路的输出端连接有一软启动电路, 该软启动电路另一端与脉冲频率调制 PFM 连接以实现电源的软启动功能。

15 上述电路的缺点在于:

1) 产品启动阶段, 带满载、尤其是大容性负载时, 不能进入稳态, 产品输出异常; 上述电路开机后, 需要经过一段时间振荡, 产品才能进入稳态; 在非稳态时期, 反馈绕组能量较弱, 此时依赖电容 C9 补偿能量, 然而电容 C9 电压从 MOS 管导通第一周期后开始下降 (电容 C9 开机电压波形见图 7, MOS 管导通后其电压逐渐下降), 提供能量越来越弱, 因此该电路在满负载、轻负载、尤其是大容性负载时, 容易振荡, 表现为输出电压偏低。当输出带容性负载时, 产品输出电压上升上升时间变长, 图 12 对比了型号为 PWB4805D、功率为 3W 的电源变换器正常工作和带 1000 μ f 电容时的输出电压波形, 其中 CH1 为正常工作波形, 上升时间约为 0.5ms, CH2 为带 1000 μ f 电容的工作波形, 上升时间约为 3.7ms, 输出电压未正式建立时电压环处于失控状态, 此时 MOS 管驱动若不能得到足够补偿, 反馈绕组容易停振, 表现为启动不良。以下详细介绍该阶段过程: 以现有 PWB4805D、功率为 3W 的电源变换器为例, 其启动电路参数兼顾了短路功耗、启动电流等关键性能, 电路原理见图 2, 该软启动电路 12 中各参数取值如下: R10=332 K Ω , R13=3.3 K Ω , R14=150 K Ω , C9=1 μ f, 控制电路 13 中反馈绕组驱动

支路 $R_{11}=100\ \Omega$, $C_6=4700PF$, 主功率电路 14 部分, 其变压器 T1 各参数为: $N_p=25$, $N_s=7$, $N_f=8$ 。产品在 MOS 管导通的初始阶段, 反馈绕组电压较小, 该阶段 G 极电位几乎为零, 因此非稳态时期放电时间常数可近似为 $T_2 \approx R_{13} * C_9 \approx 3.3ms$, 又充电时间常数 $T_1 \approx R_{14} * C_9 = 332ms$, 所以非稳态时期, MOS 管导通后电容 C9 5 电位逐渐下降, 图 7 显示了 (测试条件: 轻载 $I_o=0.06A$, 高压 72V 测试) 电容 C9 上的电压波形, MOS 管导通后, 电容电压逐渐下降。上述参数 R10 取值为 332 K Ω , 兼顾了产品的开机启动电流和输出短路功耗。表一例举了输入电压 18V、48V、72V, 满载 $I_o=0.6A$ 时的电源开机启动最小限流值和各点条件下的输出短路功耗。

10 表一

测试项目	低压 18V	标称 48V	高压 72V
输出短路功耗(W)	0.216	0.576	0.792
正常工作满载输入电流 (mA) I_{in}	209	83	63
启动最小限制电流(mA) $I_{限}$	213	140	140
启动电流倍数 ($I_{限}/I_{in}$)	1.019	1.686	2.222

表二例举了 R10 取 332 K Ω 时, 电容 C9 在不同负载和输入电压条件下的平均电压。

表二

电容C9 电压 V_{C_9} (V)		输出负载(mA)			
		600	300	60	0
输入电压 (\leq)	18	6.32	5.30	3.71	2.56
	48	4.65	3.80	1.52	0.956
	72	3.53	2.32	1.02	2.74

从表一可以看出, 产品启动电流、短路功耗均较小, 最大短路功耗仅 0.792W;

15 从表二可以看出, 当 R10 取值较大时, V_{c9} 电压变化范围大, 对 MOS 管驱动的补偿强度不稳定, 轻载高压时补偿最差, 电压仅 1.02V。当 R10 取值变小时, 其充电时间常数 $T_1=R_{10} * C_9$ 减小, 电容 C9 的能量补偿增强, 由于减小 R10, 其补偿强度不容易控制, 尤其在输入电压、负载变化范围大的产品难以兼顾各点的补偿强度, 其带来的缺点是: 1) 开机启动电流变大 2) 短路功耗增大, 尤其在高

压时短路功耗增加明显，严重时产品被烧毁。表三例举了将 R10 由 332 K Ω 改为 50 K Ω 后，产品的输出短路功耗和启动电流。表四例举了该条件下电容 C9 的平均电压。

表三

测试项目	低压 18V	标称 48V	高压 72V
输出短路功耗(W)	2.214	3.264	3.96
正常工作满载输入电流 (mA) I _{in}	209	83	63
启动最小限制电流(mA) I _限	247	247	242
启动电流倍数 (I _限 /I _{in})	1.181	2.975	3.84

5 表四

电容C9 电压V _{C9} (V)		输出负载(mA)			
		600	300	60	0
输入电压 (V)	18	7.87	6.41	5.28	4.39
	48	10.85	8.93	7.06	6.37
	72	12.8	10.7	9.6	9.99

从表三可以看出：1) 短路功耗均较原方案增加，高压时达 3.96W，长时间短路将损坏产品 2) 启动电流增加明显，尤其高压时启动电流较原方案增加近 1.7 倍，此时可能导致客户使用时启动限流。表四为 R10 取值 50 K Ω 后，不同负载和电压条件下，C9 的平均电压值，该表显示减小 R10 后，电容 C9 在各负载条件下电压变化较大，最大电压为 12.8V，最小电压仅 4.39V，其补偿过强，导致产品启动电流大和短路功耗大。在原方案基础上，将 R13 由 3.3 K Ω 改为 7.5 K Ω 后，标称满载时产品开机启动不良，因此放电时间常数允许变化较小。综上，改变 R10 取值，其对 MOS 管驱动补偿稳定性差，容易出现过补偿和欠补偿。

2) 稳态时，高压轻载条件下，软启动电路中电容 C9 放电速度快于充电速度，其对地电压接近 1V（见图 7，轻载 I_o=0.06A，高压 72V 测试），因此 MOS 管驱动几乎完全依赖于反馈绕组能量，此时产品输出性能的优劣取决于两点：a、反馈绕组与原边绕组的耦合性能；b、输出负载。当反馈绕组与输入耦合变差时，其耦合驱动能量变差，特别是输入电压跳变条件下，驱动能量不足，容易导致产品振荡；当输出负载变小时（10%负载以下），反馈绕组能量大大下降，其驱动

能量（耦合电流）也降低，产品驱动进入间歇式振荡，表现为输出电压偏低。以下详细介绍高压轻载时，产品的工作过程：以现有 PWB4805D、功率为 3W 的电源变换器为例，其启动电路参数兼顾了短路功耗、启动电流等关键性能，电路原理见图 2，该软启动电路 12 中各参数取值如下：R10=332 K Ω ,R13=3.3 K Ω ,R14=150 K Ω ,C9=1 μ f，控制电路 13 中反馈绕组驱动支路 R11=100 Ω ，C6=4700PF，主功率电路 14 部分，其变压器 T1 各参数为：Np=25，Ns=7，Nf=8。稳态条件下，当反馈绕组反向时（对应 MOS 管关断）同名端对地电压

$$V_{fp} = -\frac{V_o * N_f}{N_s} = -4.375V, \text{ 由于电容 C6 和 MOS 管 GS 结电容 Ciss (采用 IRFR220}$$

MOS 管其结电容 Ciss 约为 300PF) 容值小，且电阻 R11 取值仅为 100 Ω ，因此 MOS 管关断时，反馈绕组反向，MOS 管 Ciss 储存能量一方面通过 PNP 三极管 TR3 释放，另一方面通过驱动支路 R11、C6 向反馈绕组同名端释放，表现为 MOS 管 Vgs 电位被迅速拉低，实测波形见图 8（测试条件：Vin=18V，Io=0.6A），从波形可以看出，MOS 管关断阶段 Vgs \approx -0.64V。因此关断阶段电容 C9 通过电阻 R13 向 G 极放电；产品开关频率越高，占空比越小，即单位时间内关断时间长，因此高频条件 C9 放电时间长，其自身电位也较低，图 7 测试了 C9 电容上的电压波形（高压 72V，输出负载 0.06A），从该图可以看出 MOS 管导通后，电容电压开始下降，稳态后电容电压只有 1V，其对应的驱动波形见图 9，其中 T \approx 1.07 μ s、有效导通时间 Ton \approx 0.01 μ s（驱动电压大于开启门限为有效高电平，即 Vgs）3.3V），D=0.0093，即该条件下 MOS 管 99.06%的时间处于关断状态，因此有效放电时间常数 T2 \approx R13*C9= 3.3ms,又其充电时间常数 T1=R10*C9=332ms,故 T2 \ll T1。当减小充电时间常数 R10、增加 R13 值，其带来的缺点同非稳态条件下所述一致。

3) 当外界因素干扰控制信号（例如静电），开关管在较短时间内被彻底关闭，当干扰消失后，产品需要经过软启动充电、MOS 管导通至输出正常（一般为输出上升时间 0.5ms）两段时间后方能进入稳态工作，此时输出表现为掉电现象。图 11 测试了 PWB4805D-3W 产品在高压、轻负载条件下，输入端 4KV 静电干扰后，输出掉电波形，该波形显示输入端静电时，产品输出容易掉电，严重时干扰客户系统重启。以下详细介绍掉电原因：电路原理见图 2，启动 12 部分，R10=332

K Ω, C9 取 1 μ f, R13=3.3 K Ω; 开关管采用 IRFR220, 查规格书其门限为 2V-4V, 实测其导通门限 $V(th)=3.3V$, 因此 $V_{in}=36V$ 时最快启动时间

$$t = -R_{10} * C_9 * \ln(1 - \frac{V(th)}{V_{in}}) = 31.91ms, \text{ 由于 R13 的限流作用, 实际启动时间会略微}$$

长于上述计算值, 实测约为 35ms, 因此当静电干扰关断 MOS 管后, 产品若经过
5 软启动电路重新启动, 则关断时间必然变长, 产品输出表现为掉电现象。该方案减小 R10 取值, 可以增强软启动补偿能力, 减小掉电风险, 然而受输入电压和负载变化范围大的影响, 减小 R10 难以兼容不同输入电压点和负载条件下的补偿, 补偿强度过大时带来短路功耗增加、启动电流增大, 补偿过小时又不能解决上述问题。

10 发明内容

本发明的目的是提供一种自激振荡反激变换器, 能够在实现软启动功能的同时, 为产品的启动和稳态阶段提供合适的驱动补偿, 提高产品抗干扰能力和稳定性, 同时扩大自激振荡反激变换器输入电压的设计范围和负载的变化范围。

本发明的目的是通过以下技术措施实现的:

15 一种自激振荡反激变换器, 直流输入信号依次经过输入滤波电路、主功率电路和输出滤波电路后输出直流信号, 主功率电路包括主功率管和主变压器; 所述输出的直流信号依次通过稳压电路、隔离光耦和驱动控制电路对主功率管进行负反馈控制以实现稳定输出, 还包括带恒流源的软启动电路, 该软启动电路连接在所述输入滤波电路的输出端和所述驱动控制电路之间; 所述自激振荡反激变换器
20 上电后处于非稳态时, 通过恒流源向带恒流源的软启动电路充电, 软启动电压上升到 MOS 管门限值后 MOS 管导通, 由于恒流源充电速度与软启动电容放电速度平衡, 软启动电容持续不断向 MOS 管提供驱动补偿, 实现启动正常; 所述自激振荡反激变换器进入稳态以后, 恒流源充电速度与软启动电容放电速度维持平衡, 软启动持续向 MOS 管提供驱动补偿, 实现稳态正常工作。

25 作为本发明的一种实施方式, 所述带恒流源的软启动电路包括恒流源、第一分压电阻、第二分压电阻和启动电容; 所述恒流源的阳极连接到自激振荡反激变换器的电源输入端, 所述恒流源的阴极依次通过所述第一分压电阻和第二分压电阻连接到自激振荡反激变换器的电源参考端, 所述启动电容与所述第一分压电阻

和第二分压电阻的串联支路相并联,所述第一分压电阻和第二分压电阻的连接点与所述主功率管的栅极相连接。

更优的,所述带恒流源的软启动电路还包括限流电阻,所述恒流源的阳极通过所述限流电阻连接到自激振荡反激变换器的电源输入端。

5 更优的,所述带恒流源的软启动电路还包括限流电阻,所述限流电阻连接在所述恒流源的阴极与所述第一分压电阻和启动电容的连接点之间。

作为本发明的一种实施方式,所述的恒流源(D1A)为单一恒流源,或恒流源并联形式,或恒流源与三极管、稳压管、电阻复合而成的恒流源,或三极管和电阻构成的恒流源。

10 与现有技术相比,本发明具有以下优点:

本发明的优点之一:提高变换器产品启动能力和带容性负载能力,使产品在满负载和带容性负载时能正常启动并稳定工作。表五列举了型号为 WRF4815P、功率为 6W 的电源变换器的原方案与采用本发明技术方案后的带容性负载能力对比。

15 表五

	原方案			采用本发明技术		
	VIN(V)			VIN(V)		
	36	48	72	36	48	72
满载带 1000 μ f 电容	OK	NG	NG	OK	OK	OK
空载带 1000 μ f 电容	NG	NG	NG	OK	OK	OK
满载带 2700 μ f 电容	NG	NG	NG	OK	OK	OK
空载带 2700 μ f 电容	NG	NG	NG	OK	OK	OK

从表五中可以看出,采用本发明的技术方案后,变换器产品带容性负载能力大大提高。

20 本发明的优点之二:提高产品轻负载(10%负载以下)时输出电压稳定性,降低反馈绕组在轻负载时能量偏低(轻负载时电流较小,耦合能量弱)带来的驱动不足隐患;同时使得自振荡反激变换器设计更大额定负载电流成为可能。

25 本发明优点之三:降低产品对变压器的工艺要求(反馈与输入耦合系数要求降低),降低对开关管门限一致性的要求,提高了产品的可生产性。图 10 列举了型号为 IRFR220 的 MOS 管不同批次之间的门限测试。测试条件: Vgs=Vds 和 Id=250 μ A, T=25℃,从图中可以看出, MOS 管门限开启电压,批次之间差异较大, YG 批次 MOS 管门限高于 OM 批次 MOS 管门限,因此其对反馈绕组能

量的需求也增加，本发明技术，为 MOS 管提供了合适的补偿，因此能可靠驱动 MOS 管，降低了对 MOS 管导通门限的一致性要求。

本发明的优点之四：提高产品抗干扰能力，有效解决了输出掉电现象。实验中采用型号为 PWB4805D、功率为 3W 的电源变换器产品为单片机供电，输入端打 4KV 静电时，单片机复位，该电源变换器输出掉电；采用本发明的技术方案改进后，输入端打 4KV 静电，变换器产品输出正常，单片机工作正常。

本发明的优点之五：提高了自振荡反激变换器在宽输入电压范围（4:1）中适应性。由于恒流源的启动，产品在低压、标称、高压时启动速度、补偿强度得到有效控制，使得 MOS 管驱动在全输入电压和全负载范围以及大容量负载条件下得到合理的补偿，有效解决了短路功耗、启动电流等问题。表六列举了采用 0.5mA 的恒流源后，PWB4805D、功率为 3W 的电源变换器的短路功耗、启动性能。

表六

测试项目	低压 18V	标称 48V	高压 72V
输出短路功耗(W)	0.594	0.624	0.72
正常工作满载输入电流 (mA) I_{in}	209	83	63
启动最小限制电流(mA) $I_{限}$	213	180	180
启动电流倍数 ($I_{限}/I_{in}$)	1.019	2.16	2.85

对比表三，可以看出其短路功耗大大下降，产品具备长时间短路保护功能；各输入电压点的启动电流较表三均减小，标称时减小 67mA，减小幅度 37%，降低客户开机启动电源限流风险。

附图说明

下面结合附图和具体实施例对本发明作进一步的详细说明：

图 1 为现有技术中自激振荡反激变换器的原理框图；

图 2 为现有技术中自激振荡反激变换器的电路原理图；

图 3 为本发明自激振荡反激变换器的原理框图；

图 4 为本发明实施例一的电路原理图；

图 5 为本发明实施例二种带恒流源软启动电路部分的电路原理图；

图 6 为本发明实施例三种带恒流源软启动电路部分的电路原理图；

图 7 为自激振荡反激变换器的软启动电路中启动电容 C9 的电压波形图；

图 8 为型号为 PWB4805D、功率为 3W 的电源变换器低压、满载时的 Vgs 驱动波形图；

图 9 为型号为 PWB4805D、功率为 3W 的电源变换器轻载、高压时的 Vgs 驱动波形图；

5 图 10 为型号为 IRFR220 的 MOS 管的常温门限测试曲线图；

图 11 为型号 PWB4805D、功率为 3W 的电源变换器输入打 4KV 静电时，输出电压波形图；

图 12 为型号 PWB4805D、功率为 3W 的电源变换器不带容性负载和带 1000 μ f 容性负载时输出电压上升波形图；

10 图 13 为恒流源并联形式的电路原理图；

图 14 为恒流源、电阻、稳压管、三极管构成的复合恒流源的电路原理图；

图 15 为 PNP 三极管、电阻构成的恒流源的电路原理图；

图 16 为单管驱动控制电路的电路原理图。

具体实施方式

15 下面结合附图和具体实施例对本发明作进一步的详细说明。

如图 3 所示，本发明的自激振荡反激变换器，直流输入信号依次经过输入滤波电路、主功率电路和输出滤波电路后输出直流信号，主功率电路包括主功率管和主变压器；所述输出的直流信号依次通过稳压电路、隔离光耦和驱动控制电路对主功率管进行负反馈控制以实现稳定输出，还包括带恒流源的软启动电路，该软启动电路连接在所述输入滤波电路的输出端和所述驱动控制电路之间；所述自激振荡反激变换器上电后处于非稳态时，通过恒流源向带恒流源的软启动电路充电，软启动电压上升到 MOS 管门限值后 MOS 管导通，由于恒流源充电速度与软启动电容放电速度平衡，软启动电容持续不断向 MOS 管提供驱动补偿，实现启动正常；所述自激振荡反激变换器进入稳态以后，恒流源充电速度与软启动电容放电速度维持平衡，软启动持续向 MOS 管提供驱动补偿，实现稳态正常工作。

20
25

参见图 4，为本发明带恒流源软启动电路的自振荡反激变换器第一实施例。本实施例一中，采用脉冲频率调制电路 13 作为变换器的驱动控制电路，本实施例的实现电路主要包括以下几个组成部分：输入滤波电路 11、带恒流源软启动电路 12、脉冲频率调制电路 13、主功率电路 14、辅助电源 15、输出滤波电路

16、稳压电路 17，其中输入滤波电路 11、脉冲频率调制电路 13、主功率电路 14、辅助电源 15、输出滤波电路 16、稳压电路 17 的电路结构与背景技术中图 2 所示电路的电路结构相同，本实施例与图 2 所示电路的区别在于本实施例与图 2 所示电路的带恒流源软启动电路 12 的电路组成结构不同：

5 本实施例中，主功率电路 14 中的主功率管采用 MOS 管 TR1，主变压器采用变压器 T1，变压器 T1 包含有原边绕组 P1、输出绕组 P2 和正反馈绕组 P3。

输入滤波电路 11，包括滤波电容 C0、滤波电容 C1 和滤波电感 L0，其结构为公知的 π 型滤波电路原理结构，在此不详细说明。

带恒流源软启动电路 12，包括恒流源 D1A、第一分压电阻 R13、第二分压电阻 R14，启动电容 C9。恒流源 D1A 的阳极接电源输入端，恒流源 D1A 的阴极依次通过所述第一分压电阻 R13 和第二分压电阻 R14 连接到自激振荡反激变换器的电源参考端，所述启动电容 C9 与所述第一分压电阻 R13 和第二分压电阻 R14 的串联支路相并联，所述第一分压电阻 R13 和第二分压电阻 R14 的连接点与
10 所述主功率管的栅极相连接。下面详细介绍该电路的工作原理：

15 启动阶段：当接入输入电压时，电压经恒流源向启动电容 C9 充电，经过时间 $t = \frac{U_{th}}{C * i}$ （其中 U_{th} 为 MOS 管 TR1 的启动门限，C 为启动电容 C9 的容量，i 为恒流源 D1A 工作区的恒定电流）后启动电容 C9 电压达到 MOS 管 TR1 的门限电压，实现开机软启动功能，在输出电压正式建立之前，即非稳态时期，一方面启动电容 C9 通过第一分压电阻 R13 向 MOS 管 TR1 提供能量，另一方面恒流源 D1A 及时为
20 启动电容 C9 提供能量，选用合适的恒流源 D1A 即可以满足启动电容 C9 充放电的能量平衡，由于启动电容 C9 的能量补偿，使得正反馈绕组 P3 只需要极少的能量就能完成自激振荡过程，从而避免了间歇式振荡的发生，使产品启动正常。

正常工作阶段：当输入电压变化或者输出负载变化时，正反馈绕组 P3 耦合能量发生变化，由于启动电容 C9 通过第一分压电阻 R13 为 MOS 管 TR1 的驱动
25 提供的能量与恒流源 D1A 为启动电容 C9 提供的能量持平，MOS 管 TR1 驱动得到有效补偿，对正反馈绕组 P3 耦合能量要求大大降低，确保正反馈绕组 P3 自激振荡正常，提高了产品在不同输入电压和不同负载条件下输出电压的稳定性。表七为型号为 PW4805D、功率为 3W 的电源变换器，恒流源 D1A 采用 0.5mA 的恒流源后，启动电容 C9 在不同输入电压和负载条件下的电压值，对比表二、表四，

采用本发明技术后，启动电容 C9 上的电压基本稳定，变化范围仅 2.4V，避免了原方案中电阻 R10 取值不同造成的 MOS 管驱动过补偿和欠补偿。

表七

电容C9 电压V _{C9} (V)		输出负载(mA)			
		600	300	60	0
输入电压 (V)	18	6.83	6.56	5.10	5.27
	48	6.21	5.67	4.43	5.63
	72	5.74	5.02	4.47	5.82

脉冲频率调制电路 13 包括：电阻 R6、电阻 R9、电阻 R11、电阻 R111,电容 C5、电容 C6、电容 C12，NPN 型三极管 TR2、PNP 型三极管 TR3。电容 C6 与电阻 R11、电阻 R111、电阻 R6 依次串联，串联电路的一端接入正反馈绕组 P3 的同名端，另一端接入三极管 TR2 的集电极。电容 C5 与电阻 R9 并联，并联电流的一端接入三极管 TR2 的基极，另一端接入三极管 TR3 的集电极。电容 C12 与电阻 R111 并联，并联电路的一端接入三极 TR3 的发射极，另一端接入三极 TR3 的基极。其工作原理为：正反馈绕组 P3、电容 C6、电阻 R11 支路通过与主功率变压器 T1 原副边耦合，构成自激振荡回路，控制 MOS 管 TR1 导通关断；同时电流环电阻 R5 支路、电压环光耦 OC1 支路通过由三极管 TR2、三极管 TR3 双管驱动控制电路调节开关管导通占空比，使产品输出正常。

主功率电路 14，包括变压器 T1 的原边绕组 P1、输出绕组 P2，MOS 管 TR1、限流电阻 R5，吸收电容 C14，输出整流二极管 D1，实现电源能量的转换、传递以及输入与输出隔离。

辅助电源 15，包括正反馈绕组 P3、二极管 D3，其工作原理为反馈绕组同名端为正时二极管 D3 导通，为光耦提供能量。

输出滤波电路 16，包括电容 C3，也可采用其它现有滤波电路，具体可按有关技术手册选定。

稳压电路 17，主要包括稳压器 ADJ，其通过光耦 OC1 连接到主功率电路及辅助电源 15 及脉冲频率调制电路 13，在此不再赘述。

以下对另外两种实施例简要进行说明，其中仅示出带恒流源软启动电路部分，其他部分的接法与图 4 所示电路相同。

图 5 为本发明实施例二的带恒流源软启动电路部分,其与实施例一的区别在于本实施例的带恒流源软启动电路中恒流源 D1A 与电源输入端之间串联了用于限制最大电流的限流电阻 R1A,该电阻可以限制启动电路最大电流,同时降低恒流源两端的分压。

5 图 6 为本发明实施例三的带恒流源软启动电路部分,其与实施例二所示电路的区别仅在于本实施例的带恒流源软启动电路中的用于限制最大电流的限流电阻 R1A 的接入位置发生变化,限流电阻 R1A 连接在所述恒流源 D1A 的阴极与第一分压电阻 R13 和启动电容 C9 的连接点之间

需要说明的是上述恒流源可以有多种组成方式,其可以是现有技术中的恒流源并联形式,如图 13;现有技术中的恒流源与三极管、稳压管、电阻复合而成的恒流源,如图 14 其恒流输出为 $I_O = (V_{2D} - V_{BE1}) / R$;亦可以是现有技术中的三极管和电阻构成的恒流源,如图 15,其恒流输出 $I_O = V_{be} / R_{505}$ 等等。

除上述说明的几种实施电路外,本行业技术人员通过以上描述与附图举例能自然联想到的其它等同应用方案,例如变换器的驱动控制电路采用如图 16 中,15 由三极管 TR2、电阻 R6、电容 C5 和电阻 R9 组成的单管驱动控制电路取代上述实施例中的脉冲频率调制电路等,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下,对本发明进行若干的改进和修饰落入本发明权利要求的保护范围内。

权利要求

1.一种自激振荡反激变换器，直流输入信号依次经过输入滤波电路、主功率电路和输出滤波电路后输出直流信号，主功率电路包括主功率管和主变压器；所述输出的直流信号依次通过稳压电路、隔离光耦和驱动控制电路对主功率管进行负反馈控制以实现稳定输出，其特征在于：还包括带恒流源的软启动电路，该软启动电路连接在所述输入滤波电路的输出端和所述驱动控制电路之间。

2.根据权利要求 1 所述的自激振荡反激变换器，其特征在于：所述带恒流源的软启动电路包括恒流源（D1A）、第一分压电阻（R13）、第二分压电阻（R14）和启动电容（C9）；所述恒流源（D1A）的阳极连接到自激振荡反激变换器的电源输入端，所述恒流源（D1A）的阴极依次通过所述第一分压电阻（R13）和第二分压电阻（R14）连接到自激振荡反激变换器的电源参考端，所述启动电容（C9）与所述第一分压电阻（R13）和第二分压电阻（R14）的串联支路相并联，所述第一分压电阻（R13）和第二分压电阻（R14）的连接点与所述主功率管的栅极相连接。

3.根据权利要求 2 所述的自激振荡反激变换器，其特征在于：所述带恒流源的软启动电路还包括限流电阻（R1A），所述恒流源（D1A）的阳极通过所述限流电阻（R1A）连接到自激振荡反激变换器的电源输入端。

4.根据权利要求 2 所述的自激振荡反激变换器，其特征在于：所述带恒流源的软启动电路还包括限流电阻（R1A），所述限流电阻（R1A）连接在所述恒流源（D1A）的阴极与所述第一分压电阻（R13）和启动电容（C9）的连接点之间。

5.根据权利要求 1 至 4 任一项所述的自激振荡反激变换器，其特征在于：所述的恒流源（D1A）为单一恒流源，或恒流源并联形式，或恒流源与三极管、稳压管、电阻复合而成的恒流源，或三极管和电阻构成的恒流源。

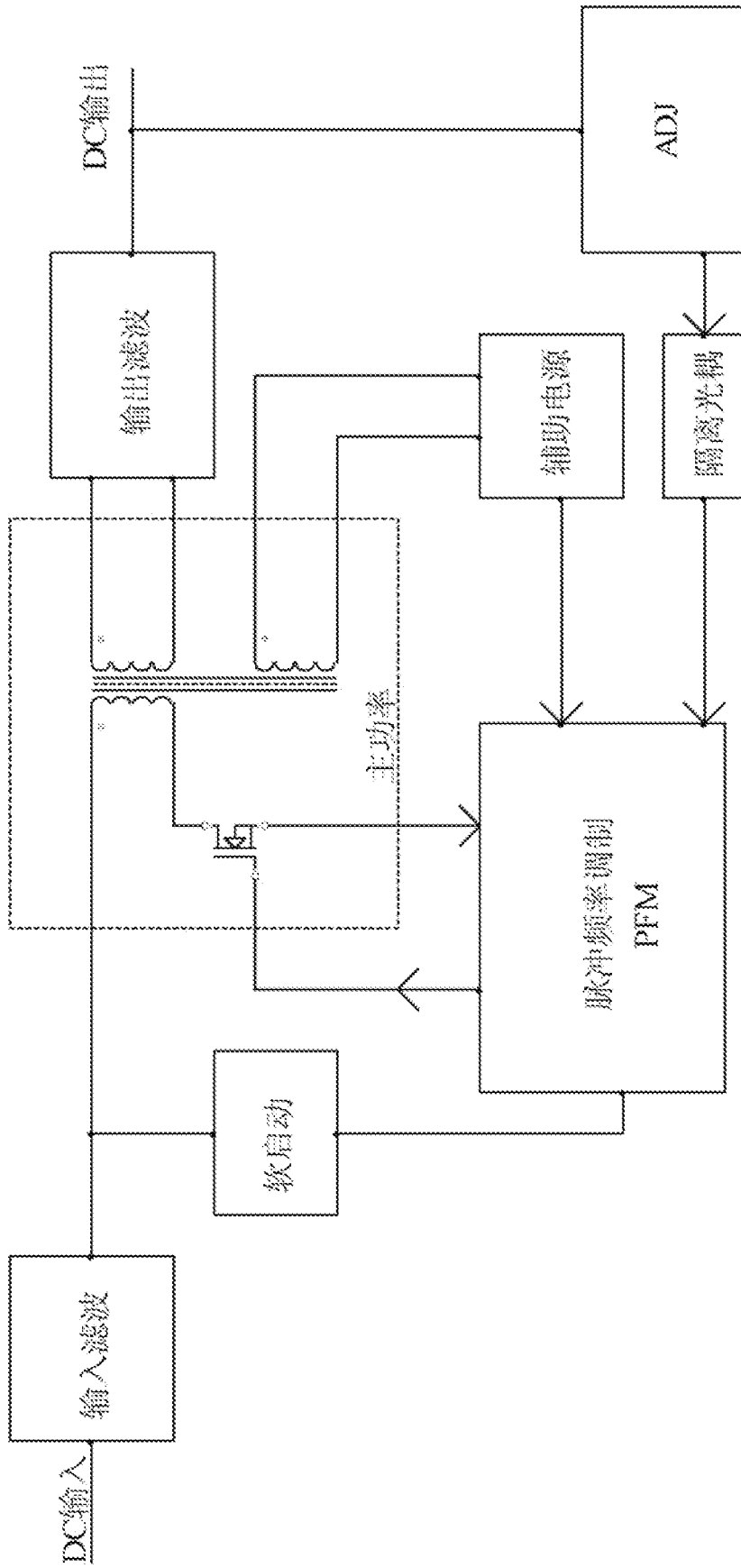


图 1

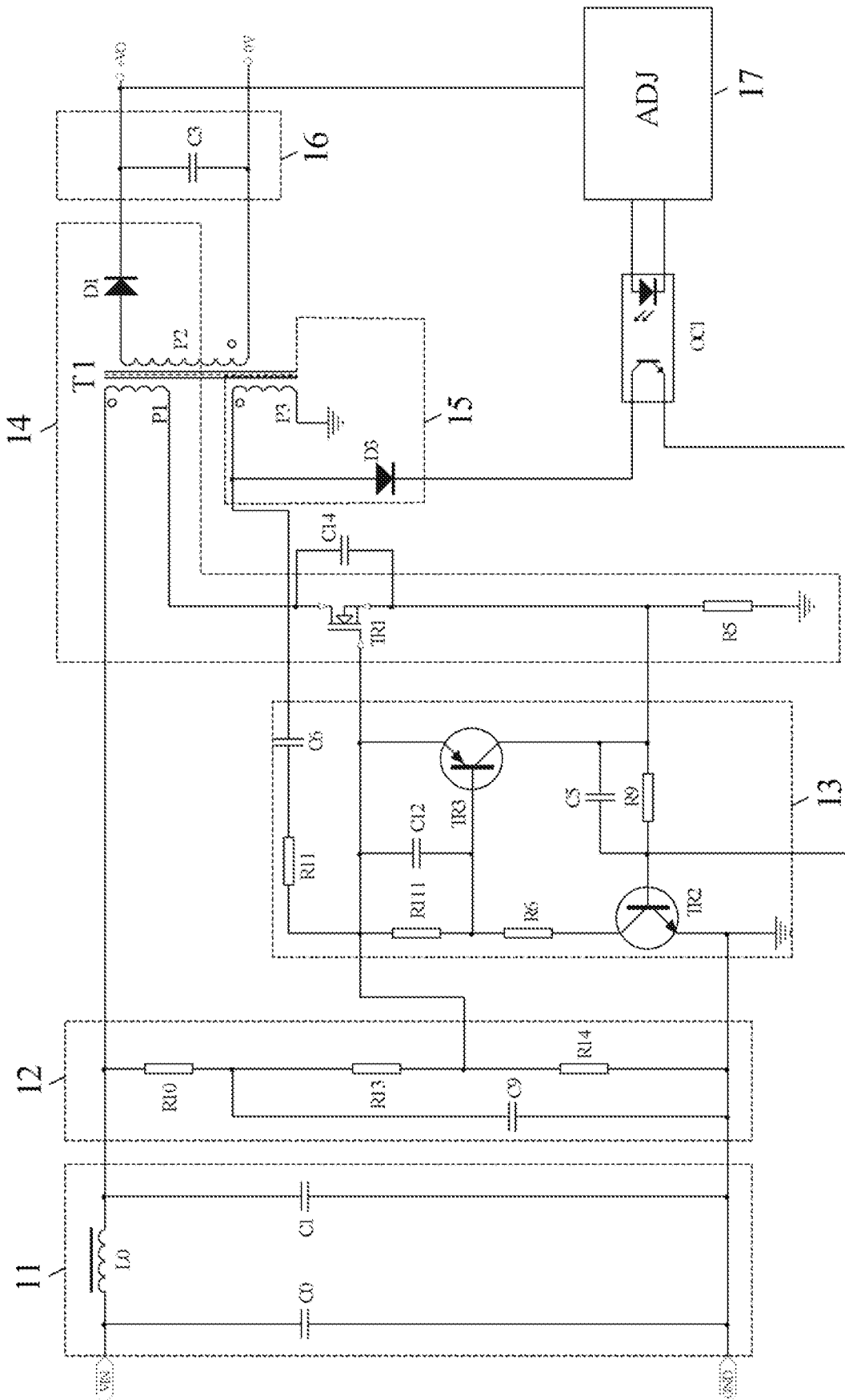


图 2

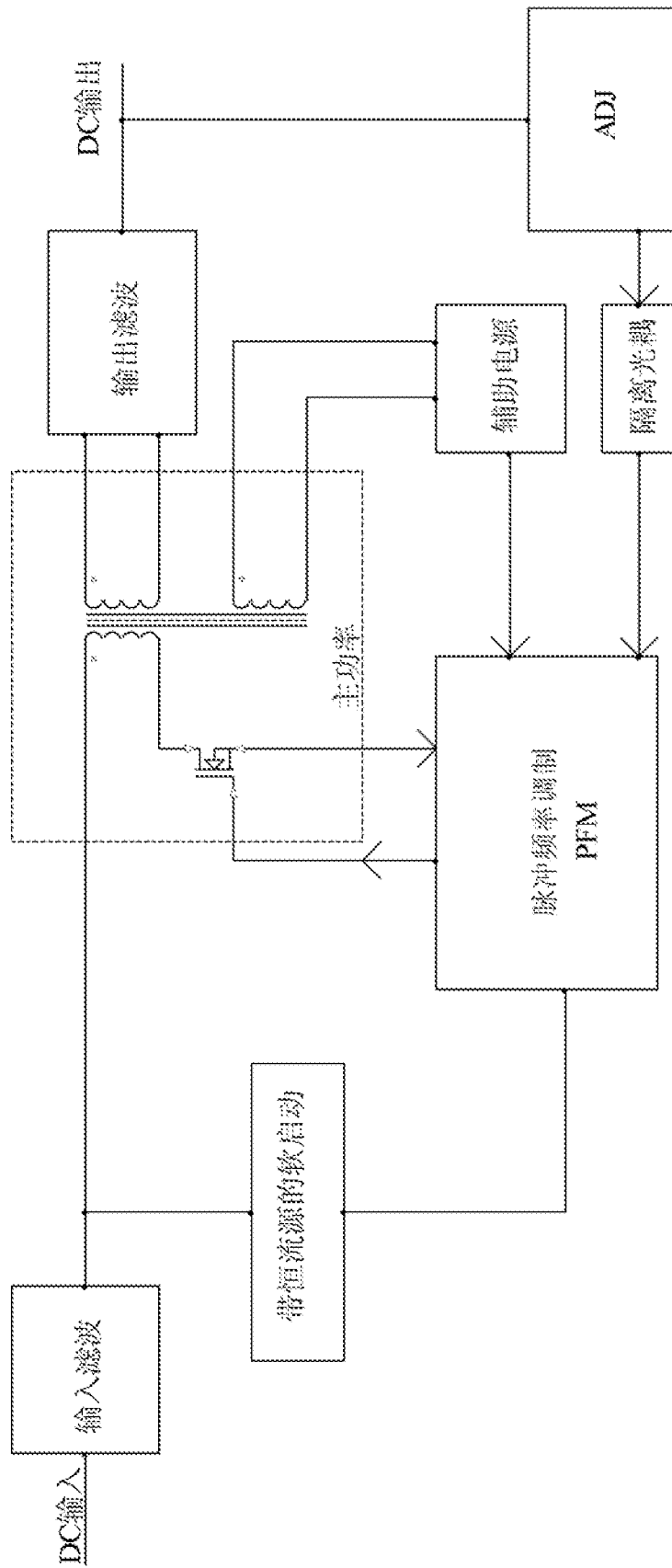


图 3

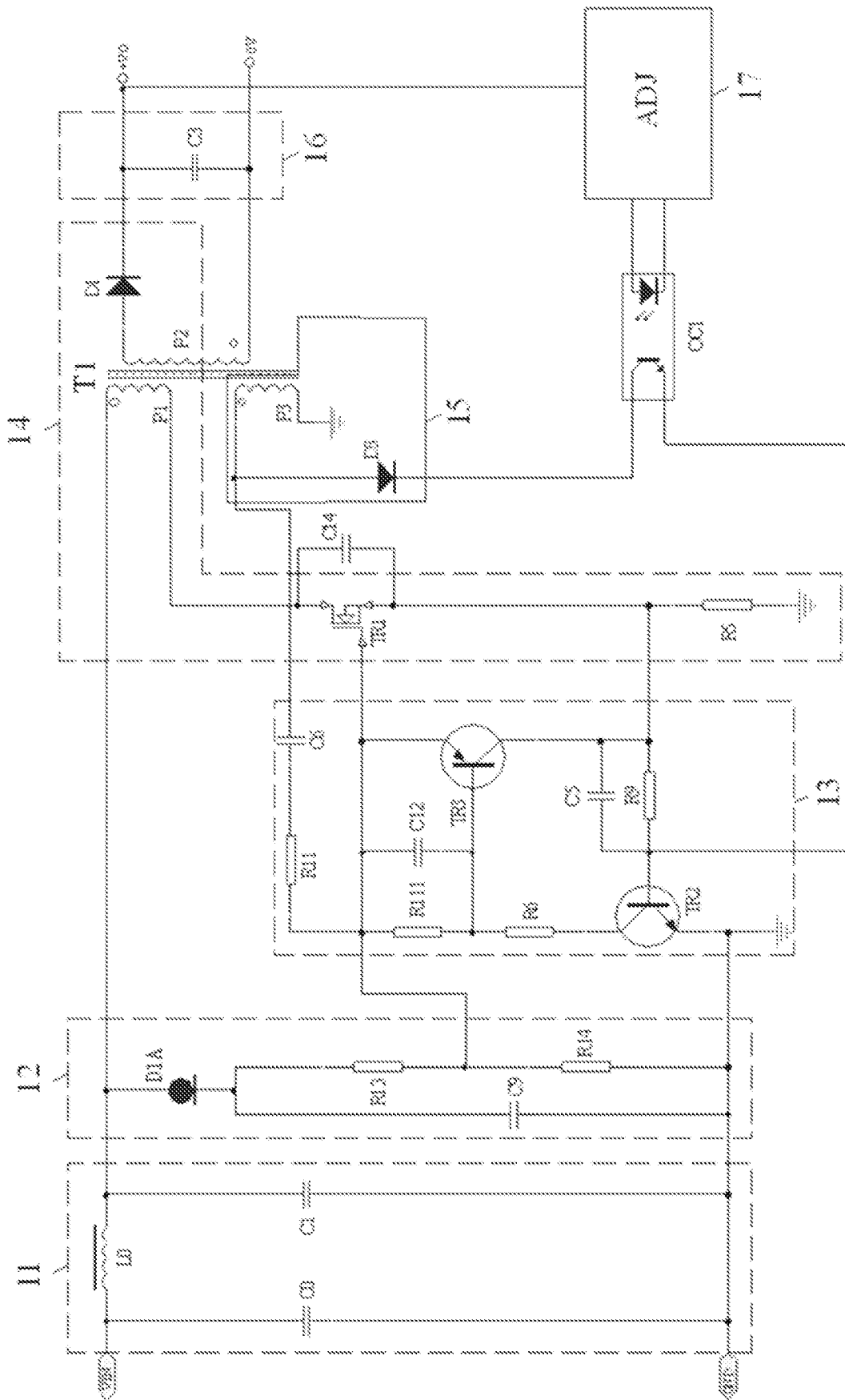


图 4

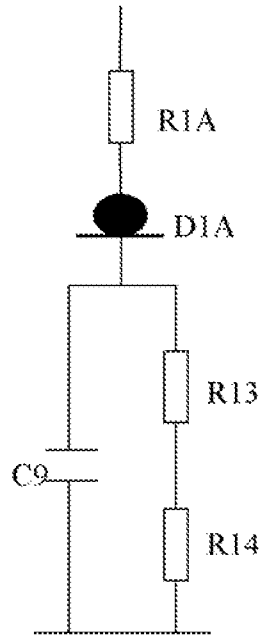


图 5

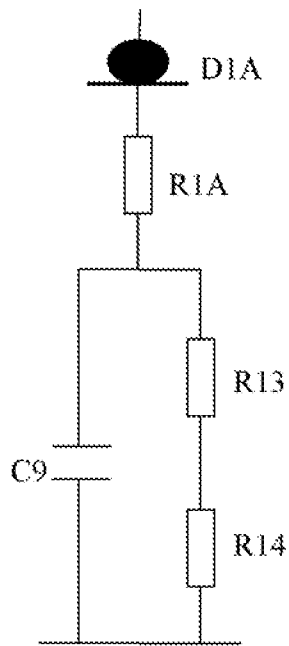


图 6

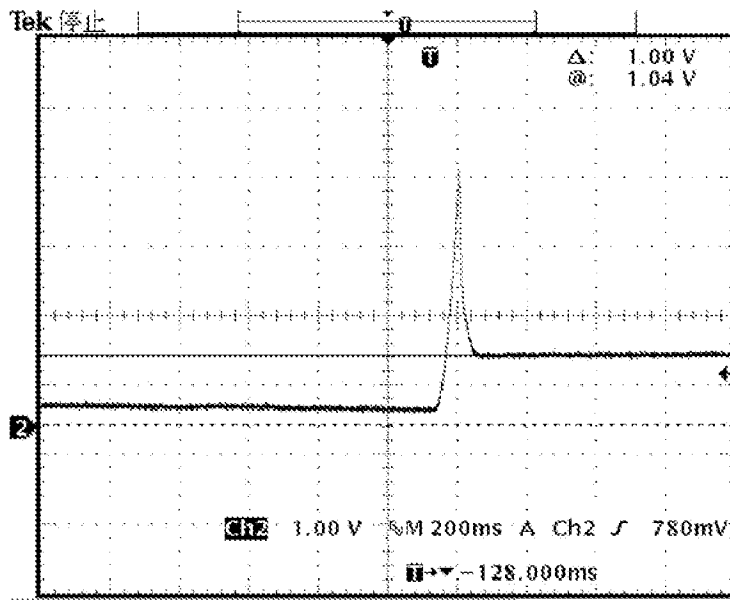


图 7

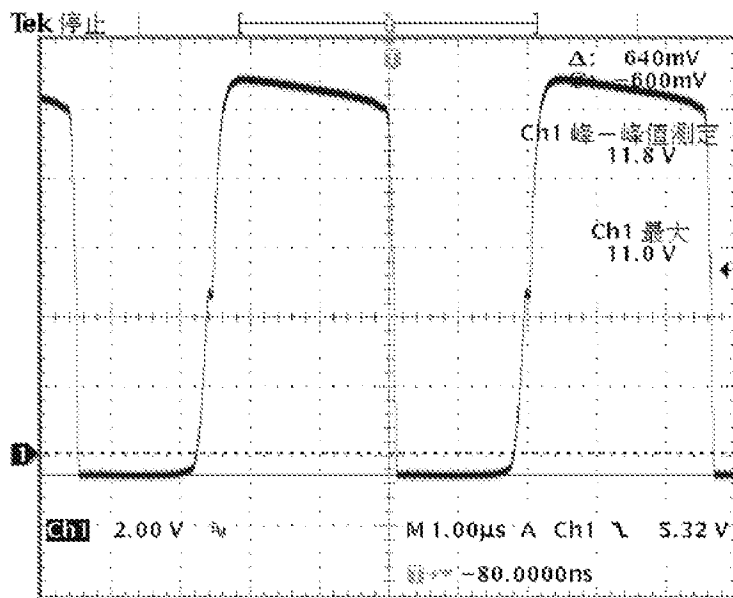


图 8

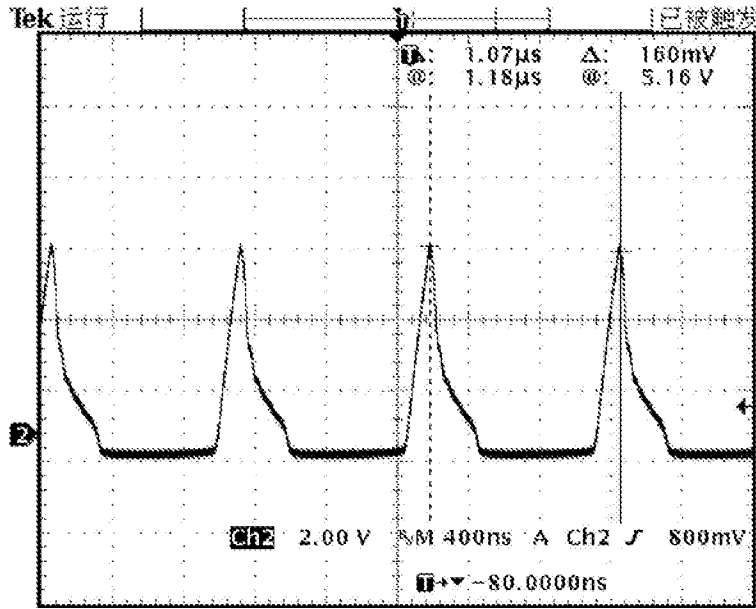


图 9

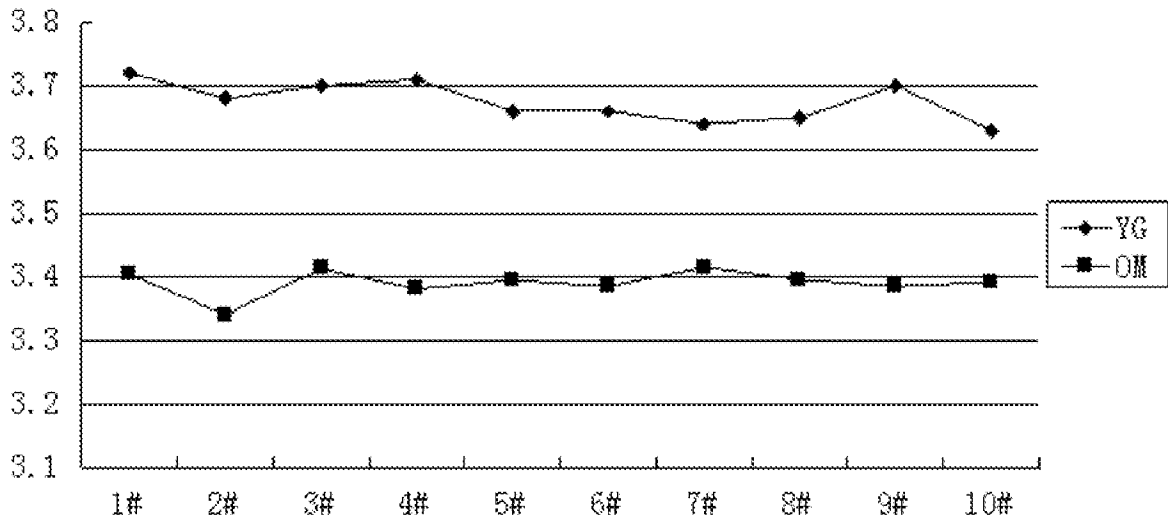


图 10

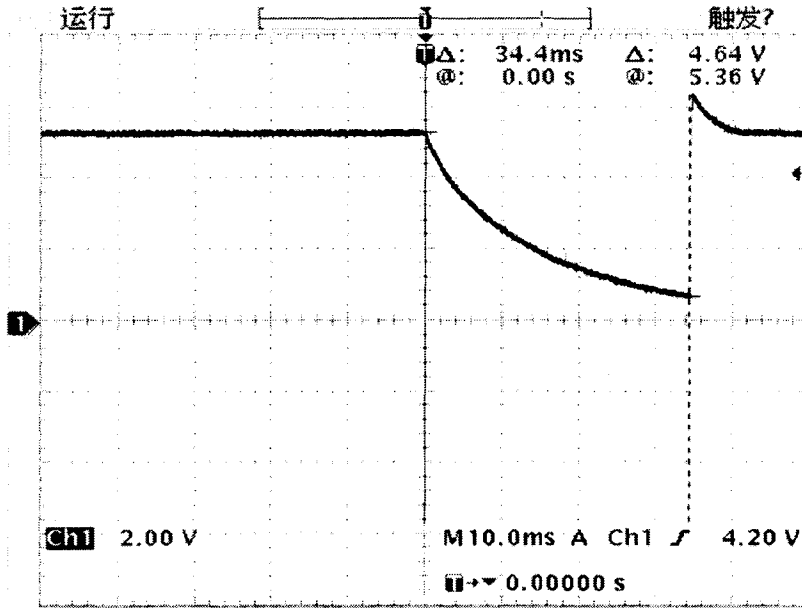


图 11

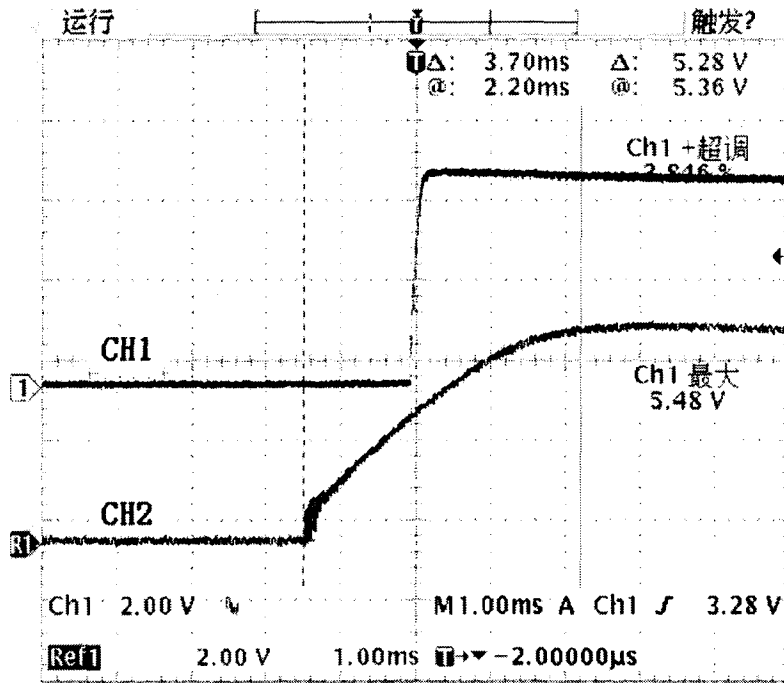


图 12

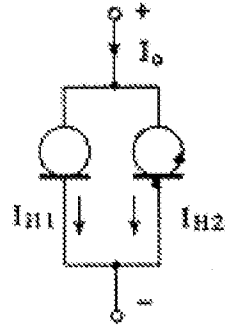


图 13

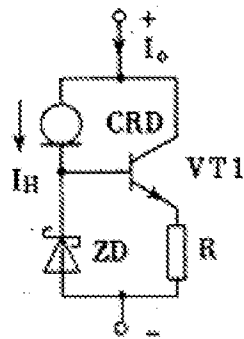


图 14

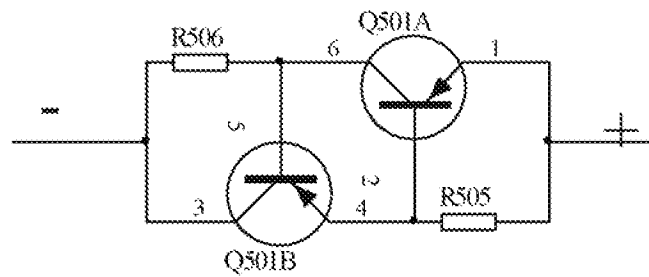


图 15

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2012/074151

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 3/338 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC: H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI; EPODOC; CNKI; CNPAT: self oscillation, constant-current source, constant-current circuit, flyback, self excit+, oscillat+, converter, soft start+, constant current, current source

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	CN 101997423 A (MORNSUN GUANGZHOU SCIENCE & TECHNOLOGY LTD.), 30 March 2011 (30.03.2011), description, paragraphs 32-40, and figures 3-4	1, 5
Y	US 2010/0157629 A1 (PANASONIC CORP.), 24 June 2010 (24.06.2010), description, paragraphs 135-136, and figure 1	1, 5
A	JP 10-108462 A (TOKO KK), 24 April 1998 (24.04.1998), the whole document	1-5
A	CN 1499704 A (SHARP CORP.), 26 May 2004 (26.05.2004), the whole document	1-5
A	CN 101272098 A (MORNSUN GUANGZHOU SCIENCE & TECHNOLOGY LTD.), 24 September 2008 (24.09.2008), the whole document	1-5

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p>	<p>“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>“&” document member of the same patent family</p>
---	---

Date of the actual completion of the international search
20 September 2012 (20.09.2012)

Date of mailing of the international search report
08 November 2012 (08.11.2012)

Name and mailing address of the ISA/CN:
State Intellectual Property Office of the P. R. China
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao
Haidian District, Beijing 100088, China
Facsimile No.: (86-10) 62019451

Authorized officer
TAO, Ying
Telephone No.: (86-10) **62411803**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2012/074151

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 101997423 A	30.03.2011	None	
US 2010/0157629 A1	24.06.2010	JP 2010166019 A	29.07.2010
JP 10-108462 A	24.04.1998	JP 3155715 B2	16.04.2001
CN 1499704 A	26.05.2004	US 2004090805 A1	13.05.2004
		JP 2004153983 A	27.05.2004
		US 7006365 B2	28.02.2006
		CN 1303749 C	07.03.2007
CN 101272098 A	24.09.2008	WO 2009124469 A1	15.10.2009
		CN 101272098 B	03.11.2010
		US 2011026278 A1	03.02.2011
		DE 112009000740 T5	17.11.2011

A. 主题的分类 H02M3/338 (2006.01) i 按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类		
B. 检索领域 检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号) IPC: H02M 包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献 在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词 (如使用)) WPI; EPODOC; CNKI; CNPAT: 反激, 自激, 自励, 自振荡, 变换器, 软启动, 软起动, 电流源, 恒流源, 恒流电路, flyback, self excit+, oscillat+, converter, soft start+, constant current, current source		
C. 相关文件		
类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
Y	CN 101997423 A (广州金升阳科技有限公司) 30.3 月 2011 (30.03.2011) 说明书第 32-40 段、图 3-4	1,5
Y	US 2010/0157629 A1 (PANASONIC CORP) 24.6 月 2010 (24.06.2010) 说明书第 135-136 段、图 1	1,5
A	JP 平 10-108462 A (TOKO KK) 24.4 月 1998 (24.04.1998) 全文	1-5
A	CN 1499704 A (夏普株式会社) 26.5 月 2004 (26.05.2004) 全文	1-5
A	CN 101272098 A (广州金升阳科技有限公司) 24.9 月 2008 (24.09.2008) 全文	1-5
<input type="checkbox"/> 其余文件在 C 栏的续页中列出。 <input checked="" type="checkbox"/> 见同族专利附件。		
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件		
“I” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件		
国际检索实际完成的日期 20.9 月 2012 (20.09.2012)	国际检索报告邮寄日期 08.11 月 2012 (08.11.2012)	
ISA/CN 的名称和邮寄地址: 中华人民共和国国家知识产权局 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路 6 号 100088 传真号: (86-10)62019451	受权官员 <p style="text-align: center;">陶颖</p> 电话号码: (86-10) 62411803	

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2012/074151

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
CN 101997423 A	30.03.2011	无	
US 2010/0157629 A1	24.06.2010	JP 2010166019 A	29.07.2010
JP 平 10-108462 A	24.04.1998	JP 3155715 B2	16.04.2001
CN 1499704 A	26.05.2004	US 2004090805 A1	13.05.2004
		JP 2004153983 A	27.05.2004
		US 7006365 B2	28.02.2006
		CN 1303749 C	07.03.2007
CN 101272098 A	24.09.2008	WO 2009124469 A1	15.10.2009
		CN 101272098 B	03.11.2010
		US 2011026278 A1	03.02.2011
		DE 112009000740 T5	17.11.2011