



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 115037024 B

(45) 授权公告日 2022. 11. 08

(21) 申请号 202210947554.7

(22) 申请日 2022.08.09

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 115037024 A

(43) 申请公布日 2022.09.09

(73) 专利权人 成都信息工程大学
地址 610225 四川省成都市西南航空港经
济开发区学府路1段24号

(72) 发明人 胡志恒 李英祥 唐鑫 董盆景

(74) 专利代理机构 西安正华恒远知识产权代理
事务所(普通合伙) 61271
专利代理师 陈选中

(51) Int. Cl.
H02J 7/35 (2006.01)
H02M 3/338 (2006.01)
H02M 3/156 (2006.01)

(56) 对比文件

- CN 113489126 A, 2021.10.08
 - CN 107482722 A, 2017.12.15
 - CN 103828209 A, 2014.05.28
 - TW 201128905 A, 2011.08.16
 - CN 113767569 A, 2021.12.07
 - CN 102884488 A, 2013.01.16
 - CN 202178593 U, 2012.03.28
 - CN 104052108 A, 2014.09.17
 - CN 113126066 A, 2021.07.16
 - US 2011210701 A1, 2011.09.01
- 乔攀科等. 新型光伏智能快速充电系统设计. 《国外电子测量技术》. 2009, 第28卷(第07期), 第49-50页.
- 李雄伟等. 基于IEEE1588时间同步的分布式桥梁健康监测系统基于BQ76p1455高精度电压采集芯片的储能电池管理系统设计. 《电子测试》. 2021, 第5-9页.

审查员 周志忠

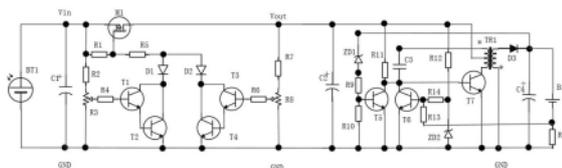
权利要求书1页 说明书6页 附图2页

(54) 发明名称

一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路

(57) 摘要

本发明公开了一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路,属于能量管理电路领域,包括能量收集电路和储能管理电路,其中,储能管理电路包括自激DC-DC变换电路、恒压控制电路、恒流控制电路和锂电池,针对市面上尚无同时支持自动升降压DC-DC变换、超低静态功耗、恒流恒压充电控制的产品,设计了具备恒流恒压输出特性的超低静态功耗的自激DC-DC升降压变换电路,可满足锂电池充电电压标准,实现高效的毫瓦级储能管理。这两个电路进行级联工作,构成毫瓦级光伏能量高效收集与锂电池储能管理电路。具有静态功耗低,具备高效能量收集和储能管理功能,同时硬件成本非常低的优点。



CN 115037024 B

1. 一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路,包括能量收集电路和储能管理电路,其特征在于,所述储能管理电路包括:自激DC-DC变换电路、恒压控制电路、恒流控制电路和锂电池,其中:

所述自激DC-DC变换电路分别与所述能量收集电路、恒压控制电路和锂电池连接,所述自激DC-DC变换电路用于实现自动升降压DC-DC变换,与能量收集电路的动态输出电压范围进行高效率匹配,具体而言,所述自激DC-DC变换电路包括旁路电容C2、自激振荡三极管T7、高频变压器TR1、整流二极管D3、偏置电阻R11、反馈电容C3和滤波电容C4,其中,所述旁路电容C2的正极接能量收集电路输出正极,旁路电容C2负极接地;所述自激振荡三极管T7采用NPN硅三极管,自激振荡三极管T7的基极接R11和C3,自激振荡三极管T7的集电极接TR1初级的非同名端,自激振荡三极管T7的发射极接地;所述高频变压器TR1初级中间抽头接旁路电容C2正极,高频变压器TR1初级同名端接反馈电容C3,高频变压器TR1次级同名端接地,高频变压器TR1次级另一端接整流二极管D3正极;整流二极管D3负极接滤波电容C4正极和锂电池正极;

所述恒压控制电路分别与所述自激DC-DC变换电路和恒流控制电路连接,所述恒压控制电路用于实现对锂电池两端充电电压的恒压负反馈控制;

所述恒流控制电路分别与所述恒压控制电路和锂电池相连接,所述恒流控制电路用于实现对自激DC-DC升降压变换电路最大输出电流保持恒定的负反馈控制。

2. 根据权利要求1所述的一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路,其特征在于,所述恒压控制电路包括稳压二极管ZD1、偏置电阻R9与R10、电压负反馈控制三极管T5,其中,所述稳压二极管ZD1的负极接整流二极管D3负极,所述稳压二极管ZD1正极接偏置电阻R9的一端;偏置电阻R9的另一端接偏置电阻R10和电压负反馈三极管控制T5的基极;所述电压负反馈控制三极管T5的集电极接自激振荡三极管T7的基极,电压负反馈控制三极管T5发射极接地。

3. 根据权利要求2所述的一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路,其特征在于,所述恒流控制电路包括电流采样电阻R15、电流负反馈控制三极管T6、偏置电阻R13、偏置电阻R14、稳压二极管ZD2和降压电阻R12,其中,所述电流采样电阻R15的一端接锂电池负极和偏置电阻R13,另一端接地;所述降压电阻R12一端接旁路电容C2正极,另一端接稳压二极管ZD2负极和R14,稳压二极管ZD2正极接地;所述偏置电阻R14一端连接至电流负反馈控制三极管T6基极和偏置电阻R13的连接点;电流负反馈控制三极管T6发射极接地,电流负反馈控制三极管T6集电极接自激振荡三极管T7的基极。

4. 根据权利要求3所述的一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路,其特征在于,所述锂电池的负极通过电流采样电阻R15接地。

一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路

技术领域

[0001] 本发明涉及能量管理电路领域,具体涉及一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路。

背景技术

[0002] 物联网产品和系统目前被广泛部署和应用到众多行业领域里。其中一部分物联网系统的部署和应用场景是在室内、车内、楼道等环境中,大多会受到现场安装条件和供电条件的限制,因而需要选用具备低功耗、能量收集特征的物联网设备。

[0003] 以工作在室内环境的门磁监控、室内环境感知、燃气表、水表等这类低功耗物联网节点为例,在室内已提前装修的情况下进行加装或改造部署时,物联网节点设备通常远离已有的室内供电线路。或者受到室内装修完整性,以及用电安全等因素限制,导致无法采用市电供电。如果采用电池供电方案,则存在后期更换电池成本高、废弃的旧电池对环境造成污染等缺陷。

[0004] 能量收集技术可以间断或持续地从外部环境中收集各种能量并转换为电能。在室内环境中部署时,考虑到美观性通常采用小尺寸的光伏电池来收集光能。在白天室内环境下,室内弱光能量经光伏电池转换为数十到数百毫瓦级别功率的电能,再经过电压变换器转换为负载电路的正常工作电压。当环境能量非持续时供给时,则还需高效的电能存储管理功能实现对储能电池的充电管理。例如常用的二次锂电池需要恒流恒压模式充电,且严禁过压充电。

[0005] 对二次锂电池的储能管理需要实现精确控制电流和电压,目前均采用主动电路实现。主动电路在工作时需要静态功耗,根据电路的额定设计功率,市面上主流产品的静态功耗范围通常在几十毫瓦到几瓦左右。对这类只有数十毫瓦级别的能量收集和存储应用场景,常规的储能管理电路会带来能量收集和存储效率低下,严重情况下电路甚至不能正常工作。

[0006] 针对这类毫瓦级的光伏能量收集与储能应用场景,采用超低静态功耗电路设计是技术实现的关键,同时还应满足光伏转换器件的工作特性和二次锂电池的充电特性以提高能量处理效率。现有技术中有提出了一种采用分立元件实现的高效毫瓦级光伏能量收集控制电路,该电路可实现高效能量收集,但该专利未实现对收集后的能量进行高效储能管理的功能。

发明内容

[0007] 针对现有技术中的上述不足,本发明提供了一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路。

[0008] 为了达到上述发明目的,本发明采用的技术方案为:

[0009] 一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路,包括能量收集电路和储能管理电路,所述储能管理电路包括:自激DC-DC变换电路、恒压控制电路、恒流控制电路和锂电

池,其中:

[0010] 所述自激DC-DC变换电路分别与所述能量收集电路、恒压控制电路和锂电池连接,所述自激DC-DC变换电路用于实现自动升降压DC-DC变换,与能量收集电路的动态输出电压范围进行高效率匹配;

[0011] 所述恒压控制电路的分别与所述自激DC-DC变换电路和恒流控制电路连接,所述恒压控制电路用于实现对锂电池两端充电电压的恒压负反馈控制;

[0012] 所述恒流控制电路分别与所述恒压控制电路和锂电池相连接,所述恒流控制电路用于实现对自激DC-DC升降压变换电路最大输出电流保持恒定的负反馈控制。

[0013] 进一步的,所述自激DC-DC变换电路包括旁路电容C2、自激振荡三极管T7、高频变压器TR1、整流二极管D3、偏置电阻R11、反馈电容C3,和滤波电容C4,其中,所述旁路电容C2的正极接能量收集电路输出正,旁路电容C2负极接地;所述自激振荡三极管T7采用NPN硅三极管,自激振荡三极管T7的基极接R11和C3,自激振荡三极管T7的集电极接TR1初级的非同名端,自激振荡三极管T7的发射极接地;所述高频变压器TR1初级中间抽头接旁路电容C2正极,高频变压器TR1初级同名端接反馈电容C3,高频变压器TR1次级同名端接地,高频变压器TR1次级另一端接整流二极管D3正极;整流二极管D3负极接滤波电容C4正极和锂电池正极。

[0014] 进一步的,所述恒压控制电路包括稳压二极管ZD1、偏置电阻R9与R10、电压负反馈控制三极管T5,其中,所述恒压控制电路ZD1的负极接整流二极管D3负极,所述恒压控制电路ZD1正极接偏置电阻R9的一端;偏置电阻R9的另一端接偏置电阻R10和电压负反馈三极管控制T5的基极;所述电压负反馈控制三极管T5的集电极接自激振荡三极管T7的基极,电压负反馈控制三极管T5发射极接地。

[0015] 进一步的,所述恒流控制电路包括电流采样电阻R15、电流负反馈控制三极管T6、偏置电阻R13、偏置电阻R14、稳压二极管ZD2和降压电阻R12,其中,所述电流采样电阻R15的一端接锂电池负极和偏置电阻R13,另一端接地;所述降压电阻R12一端接旁路电容C2正极,另一端接稳压二极管ZD2负极和R14,稳压二极管ZD2正极接地;所述偏置电阻R14一端连接至电流负反馈控制三极管T6基极和偏置电阻R13的连接点;电流负反馈控制三极管T6发射极接地,电流负反馈控制三极管T6集电极接自激振荡三极管T7的基极。

[0016] 进一步的,所述锂电池的负极通过电流采样电阻R15接地。

[0017] 本发明具有以下有益效果:

[0018] 针对市面上尚无同时支持自动升降压DC-DC变换、超低静态功耗、恒流恒压充电控制的产品,设计了具备恒流恒压输出特性的超低静态功耗的自激DC-DC升降压变换电路,可满足锂电池充电电压标准,实现高效的毫瓦级储能管理。

[0019] 毫瓦级光伏能量高效收集与锂电池储能管理电路可以在室内、楼道、建筑物背阴面等弱光环境下,采用小尺寸光伏电池收集弱光能量并转换为电能,然后对二次锂电池进行高效率充电。可为门磁监控、燃气表、水表等这类低功耗物联网节点提供持续工作的电能供应,而无需市电供电和电池供电,为实现环境友好的物联网应用部署方案提供了技术支撑。

[0020] 本发明所设计电路的静态功耗非常低,工作电压范围广,同时硬件成本非常低,有利于成果的推广应用。

附图说明

- [0021] 图1为本发明毫瓦级光伏能量高效收集与锂电池储能管理电路示意图。
 [0022] 图2为本发明实施例自激DC-DC升降压变换电路结构示意图。
 [0023] 图3为本发明实施例恒压负反馈控制电路结构示意图。
 [0024] 图4为本发明实施例恒流负反馈控制电路结构示意图。

具体实施方式

[0025] 下面对本发明的具体实施方式进行了描述,以便于本技术领域的技术人员理解本发明,但应该清楚,本发明不限于具体实施方式的范围,对本技术领域的普通技术人员来讲,只要各种变化在所附的权利要求限定和确定的本发明的精神和范围内,这些变化是显而易见的,一切利用本发明构思的发明创造均在保护之列。

[0026] 一种高效率毫瓦级光伏能量收集与储能管理电路,如图1所示,包括能量收集电路和储能管理电路,在能量收集电路中,T1和T2是NPN型硅三极管,导通时其 $V_{BE(TH)}$ 约为0.6~0.7V,本发明以0.6V为例进行分析。市面上常见的光伏电池BT1空载电压一般高于3V,也高于DC-DC变换电路的欠压保护电压。当C1经过充分充电后, V_{in} 接近BT1的空载电压。 M_1 为P沟道增强型MOS场效应管,导通栅源阈值电压 $V_{GS(TH)}$ 低于0V,即当 V_{GS} 低于 $V_{GS(TH)}$ 时, M_1 导通,此时 V_{out} 非常接近等于 V_{in} 。反之, M_1 截止时, V_{out} 约等于0V,DC-DC变换电路不工作。下面对该电路的双电压控制过程进行分析。

[0027] 状态1:如图1所示, V_{in} 经过R2和R3分压,R3动触点输出电压经过R4加在三极管T1的基极,该电压为 $V_{b_{T1}}$, $V_{b_{T1}}$ 随着 V_{in} 增加而增加。T1和T2构成达林顿复合管,当 V_{in} 增加到大于等于 V_{on} 时, $V_{b_{T1}}$ 也增加到2倍 $V_{BE(TH)}$ 即1.2V时,T1和T2处于导通状态。此时,电流 I_{D1} 大于0,从 V_{in} 端经过R1、R5、D1、T1和T2,再到GND端构成回路。R1两端产生压降导致 $V_{GS} < 0$ 。R2、R3、R4,以及R1和R5的阻值经过合理设计,且R3的动触点位置可调整,满足: V_{in} 增加到大于等于 V_{on} 时, V_{GS} 低于 $V_{GS(TH)}$ 成立,则 M_1 导通, V_{out} 接近等于 V_{in} 且高于DC-DC变换电路的欠压保护电压,DC-DC变换电路正常工作。

[0028] 状态2:如图1所示, M_1 一旦导通, V_{out} 接近等于 V_{in} ,DC-DC变换电路正常工作。同时, V_{out} 电压经过R7和R8分压,由R8动触点输出电压经过R6加在三极管T3的基极,该电压为 $V_{b_{T3}}$ 。R7和R8的阻值经过合理设计,且R8的动触点位置可调整,使得 $V_{b_{T3}}$ 大于2倍 $V_{BE(TH)}$ 即1.2V成立,则T3和T4导通。此时,电流 I_{D2} 大于0,从 V_{in} 端经过R1、R5、D2、T3和T4,再到GND端构成回路,如图4所示。R1两端产生压降导致 $V_{GS} < 0$ 。R6、R7、R8,以及R1和R5的阻值经过合理设计,且R6的动触点位置可调整,满足: V_{out} 大于等于 V_{off} 时, V_{GS} 低于 $V_{GS(TH)}$ 成立,则 M_1 导通,此时 V_{out} 接近等于 V_{in} 且高于DC-DC变换电路的欠压保护电压,DC-DC变换电路正常工作。另外,本电路参数设计为 $V_{on} - V_{off} > |V_{TH}|$ 成立, $|V_{TH}|$ 是迟滞宽度电压。

[0029] 状态3: M_1 处于导通状态,DC-DC变换电路正常工作。DC-DC变换电路的输入功率大于光伏电池的输出功率,会导致 V_{out} 电压逐渐降低, M_1 处于导通状态, V_{in} 也逐渐降低,引起 $V_{b_{T1}}$ 降低。当 $V_{b_{T1}}$ 小于2倍 $V_{BE(TH)}$ 即1.2V时,则T1和T2截止,电流 I_{D1} 等于0。

[0030] 此时,由于 V_{out} 大于等于 V_{off} 仍然成立,T3和T4则一直保持导通,电流 I_{D2} 大于0, V_{GS} 低于 $V_{GS(TH)}$ 一直成立,则 M_1 一直导通, V_{out} 接近等于 V_{in} ,DC-DC变换电路正常工作。

[0031] 状态4:DC-DC变换电路正常工作导致 V_{out} 电压进一步逐渐降低,引起 $V_{b_{T3}}$ 降低。当

V_{out} 降低到 V_{off} 时,此时 $V_{b_{T3}}$ 恰好小于2倍 $V_{BE(TH)}$ 即1.2V,则T3和T4截止。此时T1、T2、T3和T4全部截止,M1的 V_{GS} 等于0V,M1由导通转换为截止,DC-DC变换电路停止工作。

[0032] 状态5:光伏电池持续对储能电路的C1充电。R2和R3设计为高阻值的电阻,流经R2的电流低于10微安,该电流远低于光伏电池输出电流(毫安级),则C1两端电压逐渐升高。直到 V_{in} 增加到大于等于 V_{on} 时,状态5跳转到状态1。

[0033] 从上述5个状态变化过程可以看出:C1两端电压电压升高到 V_{on} 时,M1导通,DC-DC变换电路正常工作,同时C1两端电压逐渐下降,但M1仍然可以保持导通。直到C1两端电压低于 V_{off} 时,M1才转为截止,DC-DC变换电路停止工作。光伏电池持续对C1充电并引起C1两端电压上升,直到大于等于 V_{on} 时,进入下一个DC-DC变换电路工作周期。因此,DC-DC变换电路的输入电压一直工作在 $[V_{off} V_{on}]$ 范围内,远高于DC-DC变换电路的欠压保护电压,因此本电路可以获得很高的光伏电池能量转换效率。

[0034] 图1中的能量收集电路用来匹配毫瓦级光伏电池接近恒流源的输出特性与DC-DC变换器低阻抗输入特性之间差异,实现高效率的毫瓦级光伏能量收集,其输出电压范围为 $[V_{off} V_{on}]$ 。该电压范围与锂电池的充电电压标准有较大差异,不能直接用来对锂电池进行充电。

[0035] 二次锂电池充电时,要求满足先恒流充电再恒压充电,严禁超压。常规的锂电池充电管理的电路主要包括线性充电电路和DC-DC变换充电电路,但均不适合应用在基于光伏能量收集的毫瓦级锂电池充电管理中,原因如下:

[0036] 1、线性充电电路静态电流小,但要求输入电压必须高于锂电池电压才能工作。室内光伏的输出电压在毫瓦级且输出电压波动,大多数时候不能满足这个条件。即使采用串联多片光伏电池来提高输出电压,但线性电路输入和输出之间的电压差会增大并以热能方式耗散,导致充电效率低下。

[0037] 2、DC-DC变换电路可实现自动升降压工作模式,可灵活匹配光伏电池动态输出电压 $[V_{off} V_{on}]$ 的优点。但目前成品的DC-DC变换电路没有专门为毫瓦级工作进行优化,导致静态功耗过大,此时储能效率低下。另外,DC-DC变换电路之后还需要外接具有恒流恒压控制锂电池充电管理电路,导致成本增加。目前市面上尚无产品可同时满足:支持自动升降压DC-DC变换、超低静态功耗、恒流恒压充电控制。

[0038] 本发明采用NPN型硅三极管和高频变压器为主,构成超低静态功耗的自激DC-DC升降压变换电路,该变换电路的输出电压和输出电流受到负反馈控制,可实现恒流恒压控制输出,满足锂电池充电电压标准。下面对该电路的关键控制过程进行分析。

[0039] 如图1所示,在本发明中,所述储能管理电路包括:自激DC-DC变换电路、恒压控制电路、恒流控制电路和锂电池,其中:

[0040] 所述自激DC-DC变换电路分别与所述能量收集电路、恒压控制电路和锂电池连接,如图2所示,可实现自动升降压DC-DC变换,与能量收集电路的动态输出电压范围进行高效率匹配,所述自激DC-DC变换电路包括旁路电容C2、自激振荡三极管T7、高频变压器TR1、整流二极管D3、偏置电阻R11、反馈电容C3,和滤波电容C4,其中,所述旁路电容C2的正极接能量收集电路输出正,旁路电容C2负极接地;所述自激振荡三极管T7采用NPN硅三极管,自激振荡三极管T7的基极接R11和C3,自激振荡三极管T7的集电极接TR1初级的非同名端,自激振荡三极管T7的发射极接地;所述高频变压器TR1初级中间抽头接旁路电容C2正极,高频变

压器TR1初级同名端接反馈电容C3,高频变压器TR1次级同名端接地,高频变压器TR1次级另一端接整流二极管D3正极;整流二极管D3负极接滤波电容C4正极和锂电池正极。

[0041] 图2中, V_{out} 和GND分别是来自能量收集电路的直流输出电压的正极和负极,C2并联在 V_{out} 和GND,为振荡信号提供交流旁路。

[0042] 本电路实现自激振荡的过程为:①偏置电阻R11为T7提供合适的基极电流,此时T7处于放大区。流经T7集电极电流在高频变压器TR1初级同名端产生正向的感应电压,并经过反馈电容C3输入到T7基极。该感应电压导致T7基极电流增加,从而引起T7集电极电流进一步增加,TR1初级同名端电压进一步增高,形成正反馈。②T7基极电流快速增加导致T7进入饱和区,T7集电极电流不再增加,导致TR1初级同名端感应电压反向,经C3后引起T7基极电流降低,T7快速退出饱和区且集电极电流开始减小,导致TR1初级同名端的反向感应电压幅度增加,T7快速进入截止区。TR1初级同名端的反向感应电压幅度降低后,经R11的偏置电流使T7重新进入放大区,进入状态①。重复上述过程,本电路实现持续交流振荡。TR1的次级感应电压经过D3整流后,再经C4滤波后输出直流电压。通过引入本发明的恒压控制电路来自自动改变本电路的振荡条件,实现在一定输入电压范围内的稳定输出,即自动升降压DC-DC变换。

[0043] 所述恒压控制电路的分别与所述自激DC-DC变换电路和恒流控制电路连接,如图3所示,所述恒压控制电路实现对锂电池两端充电电压的恒压负反馈控制,具体包括稳压二极管ZD1、偏置电阻R9与R10、电压负反馈控制三极管T5,其中,所述恒压控制电路ZD1的负极接整流二极管D3负极,所述恒压控制电路ZD1正极接偏置电阻R9的一端;偏置电阻R9的另一端接偏置电阻R10和电压负反馈三极管控制T5的基极;所述电压负反馈控制三极管T5的集电极接自激振荡三极管T7的基极,电压负反馈控制三极管T5发射极接地。

[0044] 本电路实现恒压负反馈控制的过程为:稳压二极管ZD1利用PN结反向击穿状态下,其电流可在很大范围内变化而电压基本不变来实现稳压。ZD1负极接自激DC-DC升降压变换电路输出端,其输出电压为 U_{C4} 。ZD1进入稳压状态后,输出端流经ZD1的电流经R9进入T5基极,T5导通后其集电极将分流一部分T7的基极电流。

[0045] ①当电压 U_{C4} 升高后,由于ZD1两端电压保持稳定,则ZD1正极与地之间电压升高,导致流经T5的基极电流增加,引起T5的集电极电流明显增加,因此流经T7的基极电流减小,T7集电极电流减小,从而导致TR1初级和次级感应电压降低,则 U_{C4} 降低。本过程一直持续到 U_{C4} 回落到预定值。

[0046] ②当电压 U_{C4} 降低后,由于ZD1两端电压保持稳定,则ZD1正极与地之间电压降低,导致流经T5的基极电流减小,引起T5的集电极电流明显减小,因此流经T7的基极电流增加,T7集电极电流增加,从而导致TR1初级和次级感应电压增加,则 U_{C4} 升高。本过程一直持续到 U_{C4} 增加到预定值。

[0047] 上述①和②过程实现了对自激DC-DC升降压变换电路输出端电压负反馈控制,即恒压功能。

[0048] 所述恒流控制电路分别与所述恒压控制电路和锂电池相连接,如图4所示,实现对自激DC-DC升降压变换电路最大输出电流,即锂电池B1充电电流,保持恒定的负反馈控制。

[0049] 所述恒流控制电路包括电流采样电阻R15、电流负反馈控制三极管T6、偏置电阻R13、偏置电阻R14、稳压二极管ZD2和降压电阻R12,其中,所述电流采样电阻R15的一端接锂

电池负极和偏置电阻R13,另一端接地;所述降压电阻R12一端接旁路电容C2正极,另一端接稳压二极管ZD2负极和R14稳压二极管ZD2正极接地;所述偏置电阻R14一端连接至电流负反馈控制三极管T6基极和偏置电阻R13的连接点;电流负反馈控制三极管T6发射极接地,电流负反馈控制三极管T6集电极接自激振荡三极管T7的基极。

[0050] 本电路实现恒流负反馈控制的过程为:降压电阻R12与稳压二极管ZD2串联接入Vout和GND之间,ZD2两端电压保持稳定,该电压经R14对T6提供基极电流,同时R13会分流部分流经R14的电流。假设锂电池B1的充电电流为 I_{B1} 。

[0051] ①当 I_{B1} 增大后,在R15两端产生的电压差增加,由于T6导通后其基极-发射极电压基本不变,因此导致流经R13的电流减小,则T6的基极电流增大,引起T6的集电极电流明显增加,因此流经T7的基极电流减小,T7集电极电流减小,从而导致TR1初级和次级感应电压降低,则 I_{B1} 开始减小。本过程一直持续到 I_{B1} 降低到预定值。

[0052] ②当 I_{B1} 减小后,在R15两端产生的电压差增加,由于T6导通后其基极-发射极电压基本不变,因此导致流经R13的电流减小,则T6的基极电流增大,引起T6的集电极电流明显增加,因此流经T7的基极电流减小,T7集电极电流减小,从而导致TR1初级和次级感应电压降低,则 I_{B1} 开始减小。本过程一直持续到 I_{B1} 增大到预定值。

[0053] 上述①和②过程实现了对自激DC-DC升降压变换电路输出最大电流保持恒定的负反馈控制,即恒流功能。

[0054] 由于锂电池充电标准要求先恒流充电再恒压充电。本发明的恒流控制电路和恒压控制电路,对自激DC-DC升降压变换电路输出电压和电流是独立采集和控制。恒流控制输出为T6集电极,恒压控制输出为T5集电极,两者均接到T7基极,同时对T7基极电流进行分流控制。对T7基极分流会引起DC-DC变换电路的输出功率降低,①当锂电池两端电压低于设定值时,T5不对T7基极分流,T6对T7基极分流,此时恒流控制电路起作用,对锂电池进行恒流充电;②当锂电池电压升高到设定值后,充电电流开始下降,T6不对T7基极分流,T5对T7基极分流,此时恒压控制电路起作用,对锂电池进行恒压充电,即实现了恒流与恒压控制。

[0055] 本发明采用分立电路设计实现,元器件数量少、结构简单。晶体管T1~T7、MOS管M1、稳压二极管ZD1~ZD2均采用低功耗器件,而且工作点的静态工作电流在10微安量级非常低。在满足电路正常工作的范围内,全部电阻均选高阻值参数,进一步降低电路静态功耗。本电路总体静态工作电流在300微安左右,远低于光伏电池输出电流(毫安级),因此本控制电路的静态功耗非常低。

[0056] 本发明中应用了具体实施例对本发明的原理及实施方式进行了阐述,以上实施例的说明只是用于帮助理解本发明的方法及其核心思想;同时,对于本领域的一般技术人员,依据本发明的思想,在具体实施方式及应用范围上均会有改变之处,综上所述,本说明书内容不应理解为对本发明的限制。

[0057] 本领域的普通技术人员将会意识到,这里所述的实施例是为了帮助读者理解本发明的原理,应被理解为本发明的保护范围并不局限于这样的特别陈述和实施例。本领域的普通技术人员可以根据本发明公开的这些技术启示做出各种不脱离本发明实质的其它各种具体变形和组合,这些变形和组合仍然在本发明的保护范围内。

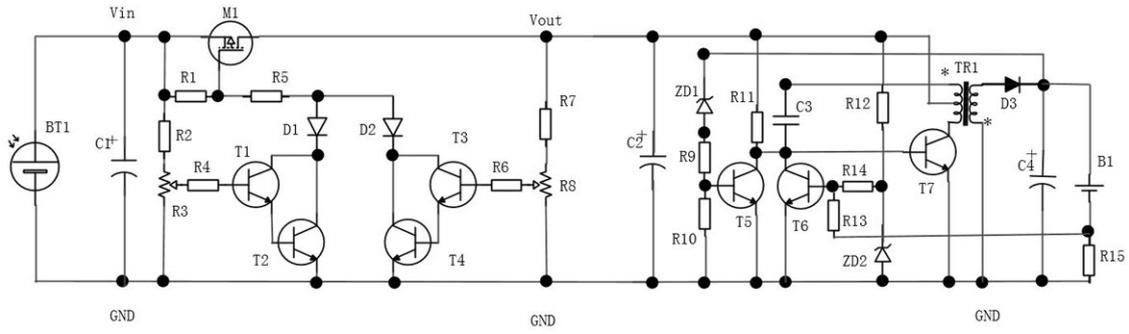


图1

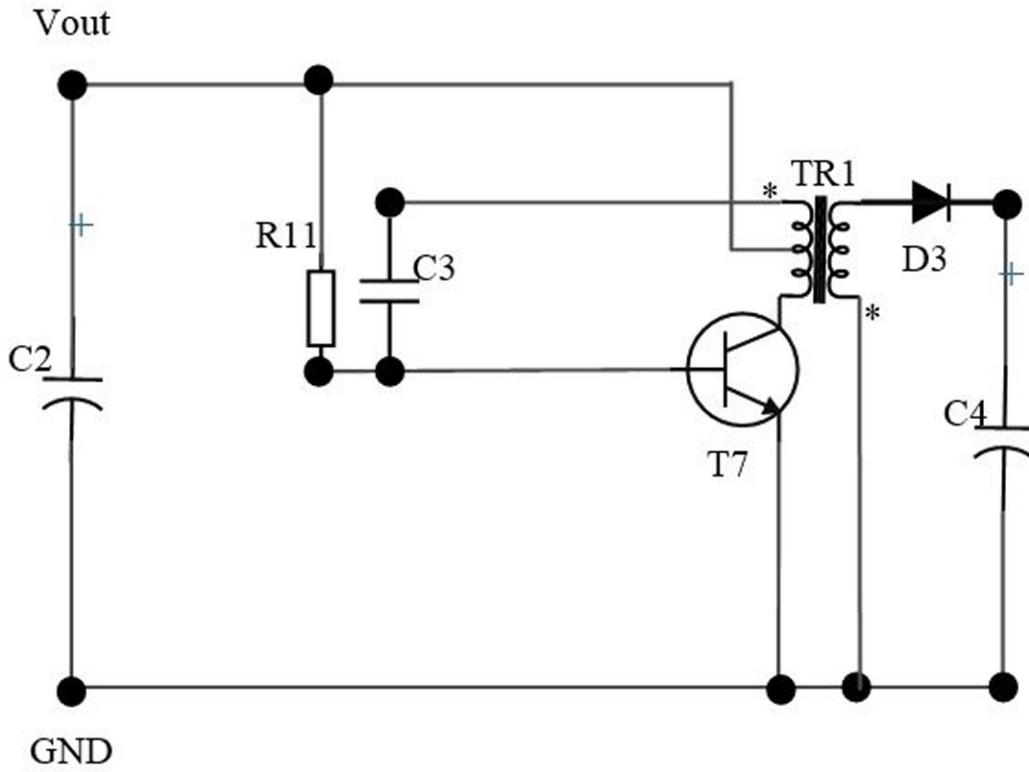


图2

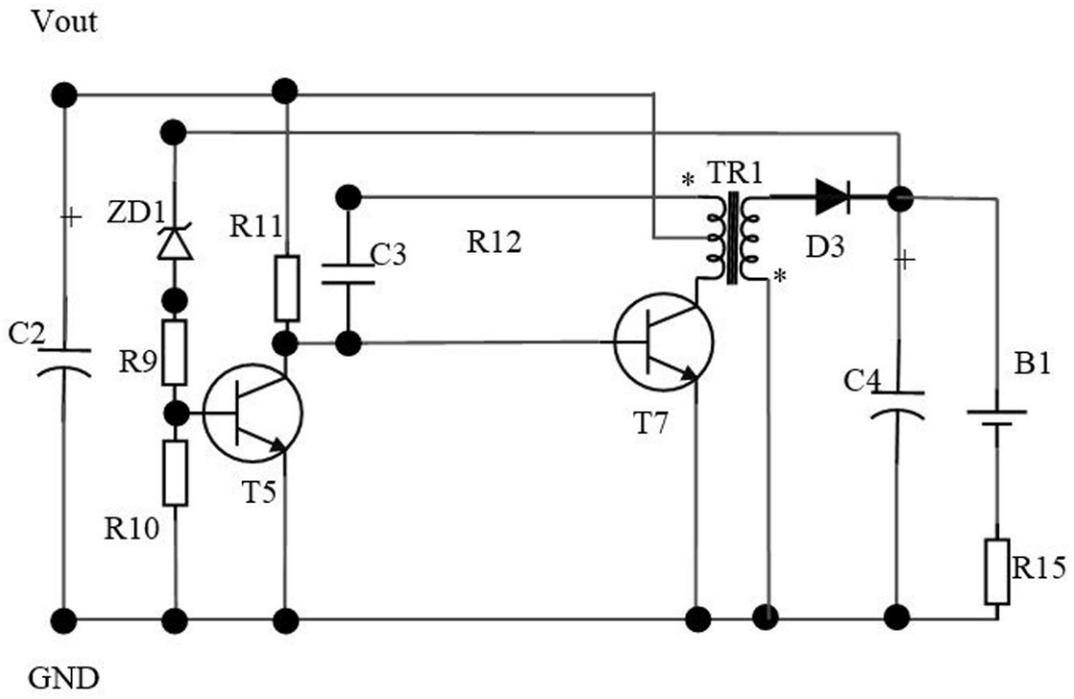


图3

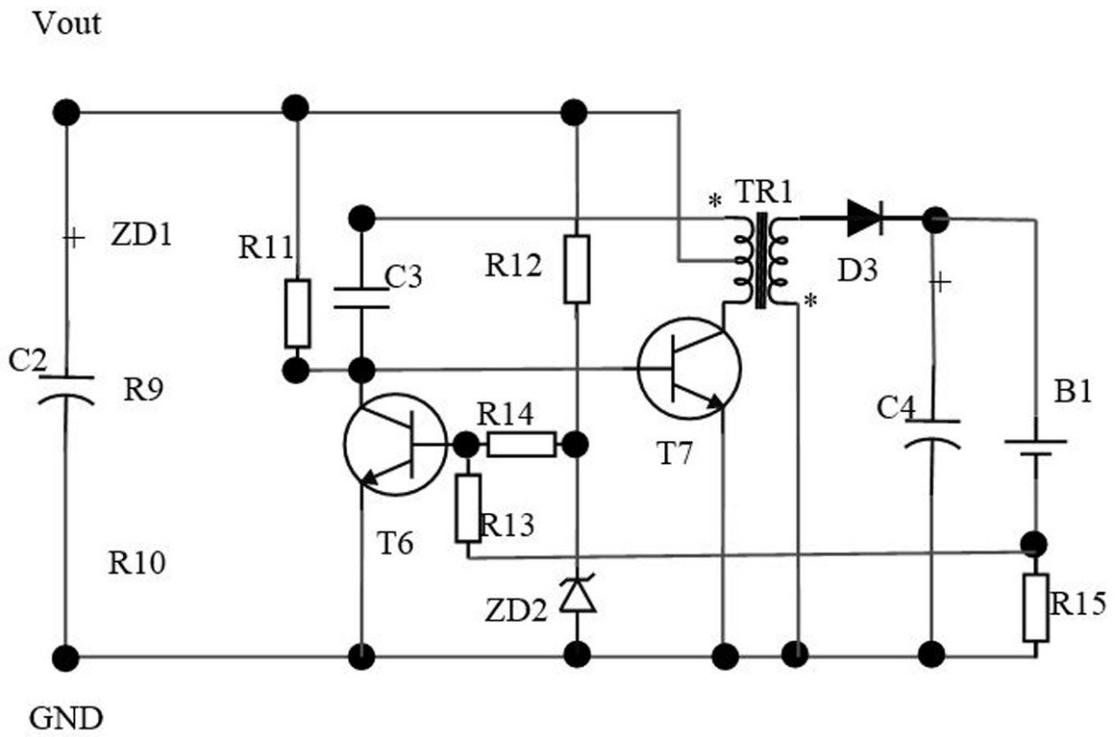


图4