Design of High-Output DC/DC Boost Circuit without Step-Up Transformer*

HONG Qin*, ZHOU Liang, JIA Zhongning, LIU Chun, LIU Jianbo
(Department of Computer Science, Guangzhou University of Software, Guangzhou Guangdong 510990, China)

Abstract: The proliferation of IoT has resulted in a growing demand for smart devices that necessitate DC power supplies characterized by high voltage, compact design, and cost-effectiveness. A pertinent example is the avalanche photodiode (APD), which necessitates a substantial reverse bias to optimize gain and enhance the signal-to-noise ratio for the detection of weak light signals, thereby ensuring heightened sensitivity. So, a high-output DC/DC boost circuit is developed, which comprises oscillation, comparator, voltage doubler, and current regulation circuits. Its topology, parameters, and operations are analyzed via theory and Multisim simulations. A PCB is designed and tested, achieving a stable DC output voltage of up to 205 V, with a ripple voltage maintained below 6 mV. The output voltage exhibits both high levels and stability, while the designed PCB circuit is distinguished by its cost-effectiveness and compact configuration, allowing it to be integrated on the same PCB as the APD receiving circuit.

Key words: boost circuit; direct current power supply; oscillator; voltage doubler
EEACC: 1290B **doi**: 10.3969/j.issn.1005-9490.2026.04.007

无升压变压器的高输出 DC/DC 升压电路设计*

洪 琴*, 周 亮, 贾中宁, 刘 春, 刘健波
(广州软件学院计算机系, 广东 广州 510990)

摘 要: 物联网智能设备对直流电源的输出电压、尺寸、成本等提出了越来越高的要求, 如光电探测器雪崩光电二极管(Avalanche Photodiode, APD)在微弱光信号检测时需要很高的反向偏压才能产生最佳增益和高信噪比以保证有很高的灵敏度。为了解决各种智能设备对直流电源的高需求, 设计了一种无升压变压器且高输出的 DC/DC 升压电路, 由振荡电路、比较器电路、倍压电路、恒流稳压电路四部分组成。论文对电路的拓扑结构、参数选择以及工作过程进行了理论分析和 Multisim 仿真验证, 并设计制作 PCB 电路, 进行了实际测试。所设计的升压电路测试能稳定输出高达 205 V 的直流电压且纹波电压在 6 mV 以内, 输出电压高且稳定。同时, 制作的 PCB 电路成本低、体积小能够与 APD 接收电路共用同一个 PCB 电路板。

关键词: 升压电路; 直流电源; 振荡器; 倍压电路
中图分类号: TM42 **文献标识码**: A **文章编号**: 1005-9490(2026)04-0765-07

物联网设备如传感器、通信模块等需要直流电源来确保其高效、稳定运行[1-2], 如雪崩光电二极管(Avalanche Photodiode, APD)是一种高性能的光电探测器, 在弱光信号检测[3-4]、长距离通信、远程测距[4]、光谱检测以及生物光子学[5]等领域发挥着至关重要的作用。但 APD 工作时需要几十至几百伏的直流反向偏置电压, 才能达到提高响应速度、光电倍增率、接收灵敏度、改善信噪比[6]等目的。

为解决上述问题, 目前已有 Boost、Flyback、Charge Pump、Push-Pull、Sepic、Zeta[7-10]等方案。这些方案能得到较高或很高的直流电压, 但都采用了变压器或铁氧体电感, 存在着体积大、电路结构复杂、成本较高的缺陷。例如, 文献[3]所述方案能将 12 V 直流电压提升到 110 V, 但采用了 1∶10 的变压器; 文献[4]使用了专用高电压电流检测芯片, 并使用了铁氧体磁芯电感, 其输出的直流电压只有 65 V; 文献[9-13]所述的倍压整流桥、变压器耦合、耦合电感 Boost 变换器等方案中均以变压器作为升压的基本手段。同时, 物联网设备等各类电子设备趋于小型化和轻量化, 对直流电源的尺寸和重量也提出了更高要求[14-15]。

本文设计、制作了一种融合了科克罗夫特-沃尔顿(Cock Croft-Walton Circuit)技术[16]、比较器及恒流稳压技术的 DC/DC 升压电路, 并对电路的工作

项目来源: 广东普通高校青年创新人才项目(自然科学)(2021KQNCX132); 广州软件学院 2023 年“质量工程”建设项目(JYS202302)
收稿日期: 2024-08-15 **修改日期**: 2024-10-18

原理和运行结果进行了分析、仿真和实验验证,满足了高电压、小体积、重量轻、低成本的工程要求。

1 原理与设计

设计的电路如图 1 所示。由振荡器、比较器、科克罗夫特—沃尔顿倍压电路及恒流稳压电路组成。

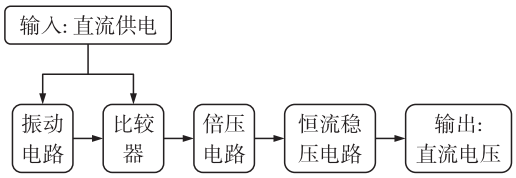

图 1 升压电路系统框图

1.1 矩形波发生电路

如图 2 所示,矩形波发生电路由双电源集成运放组成的多谐振荡器和过零比较器组成。之所以采用过零比较器驱动倍压电路,而不采用多振荡器直接驱动倍压电路是基于如下原因。从后述的式(7)和式(8)可以看出,与正弦波、三角波等驱动信号相比,占空比为 50%的方波信号在正半周和负半周的时间内电平固定,能够缩短电容的充电时间,使倍压电路的输出快速进入稳定的直流状态。因此要求驱动倍压电路的方波信号越稳定越好。虽然采用稳压管钳位的多谐振荡器也能够输出方波信号,但由于倍压电路的输入阻抗呈容性,与多谐振荡器直接连接会使振荡器的输出波形变形。另一方面,振荡器的输出波形会随振荡频率的升高而变差,不利于调整驱动信号的工作频率。为此,在矩形波发生电路中,插入过零比较器能够缓解负载对振荡器的影响并滤除噪声,从而输出稳定的方波信号。同时降低了对振荡器输出波形的要求,且便于调整振荡电路的参数以获得合适的工作频率。

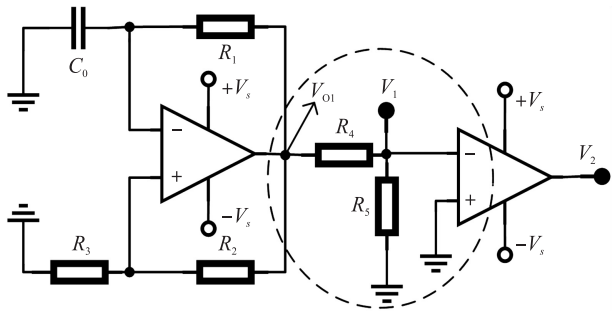

图 2 矩形波发生电路原理图

图 2 所示振荡电路中,电阻 R_1、R_2 接在运放的输出端和同相输入端之间,构成正反馈,形成一个反相输入的迟滞电压比较器;C_0、R_3 连接在运放的输出端和反相输入端之间,形成 RC 积分电路。积分电路中,电容 C_0 两端的电压,即运放反相输入端的电压 V_N 与正反馈信号 V_P 进行比较,使得运放的输出 V_1 只有高电平$+V_{OM}$和低电平$-V_{OM}$两种状态。若 $V_N<V_P$,则 $V_1=+V_{OM}$;反之,$V_1=-V_{OM}$。这样,电容两端的电压,即迟滞电压比较器的两个门限电压分别为:

$$V_{TH+}=\frac{R_3}{R_3+R_2}V_{OM} \tag{1}$$

$$V_{TH-}=-\frac{R_3}{R_3+R_2}V_{OM} \tag{2}$$

初始态时(通电前),电路中所有点均为等电位,即电容 C_0 两端电压 V_N、同相输入端的电压 V_P、输出端 V_1 均为零;通电瞬间,在噪声干扰下,V_N 与 V_P 的大小是一个随机态,假设 V_P 略大于 V_N,则 V_1 略大于零,经过滞回电压比较器,几乎瞬间运放正向饱和,使得 V_1 为高电平,电路进入第一暂态。

电路进入第一暂态后,$V_1=V_{OM}$,并通过 RC 回路电容 C_0 开始正向充电,电容两端电压 V_{C0}逐渐增大,直至 V_N 等于正向阈值电压 V_{TH+},继续充电则使得 $V_N>V_P$,此时运放反向饱和,输出电压从高电平跃变为低电平,电路进入第二暂态,此时 $V_P<V_N=V_{C0}$。

电路进入第二暂态后,$V_1=-V_{OM}$,通过 RC 回路电容 C_0 开始反向充电,电容两端的电压 V_{C0}逐渐减小,直至 $V_N=V_{TH-}$,继续反向充电,当 $V_N<V_P$ 时,运放正向饱和,输出电压从低电平跃变为高电平。电路从第二暂态返回第一暂态。

这样,通过比较 V_N 与 V_P,电路在第一暂态与第二暂态之间跳变,周而复始,在输出端得到了高低电平周期变化的振荡电压 $V_1(t)$。$V_1(t)$的振荡周期 T 由 C_0、R_1、R_2、R_3 共同决定,其振荡周期 T 和振荡频率 f 的表达式分别为:

$$T=2R_1C_0\cdot\ln\left(1+\frac{2R_3}{R_2}\right) \tag{3}$$

$$f=\frac{1}{T}=\frac{1}{2R_1C_0\cdot\ln\left(1+\frac{2R_3}{R_2}\right)} \tag{4}$$

式(3)和式(4)说明,振荡器的振荡频率与充放电时间常数 R_1C_0 有关,同时也与反相输入端的电压变化范围有关,充放电速度越快、反相输入端的电压突变范围越小,电路的振荡频率越高。

具体设计振荡电路时,做了如下考虑。①考虑到运放芯片多采用 12 V~15 V 直流电源,所以升压电路采用 12 V 电源作为输入。②由于插入了过零比较器降低了对振荡器输出波形的要求,在振荡电路中没有采用基于稳压二极管钳位的改进型方波发生电路,而采用了基本的迟滞电压比较器结构。

③因为倍压电路要求过零比较器的输出波形稳定且上升、下降时间很短,选用了压摆率 SR 较高的双运放芯片 AD8022(在 $V_{OUT}=2$ V(峰峰值)、$G=2$ 的条件下,SR=50 V/μs)。同时,振荡器与过零比较器共用同一个芯片,使电路布局更紧凑,也能够降低成本。④通过实验,在兼顾高输出电压和输出电压稳定的条件下,确定了电容 C_0 的取值(1 000 pF)。

$$V_1=\frac{R_5}{R_4+R_5}V_{O1}=\frac{20\ \text{k}\Omega}{(10+20)\ \text{k}\Omega}20.4\ \text{V}_{\text{p-p}}=13.6\ \text{V}_{\text{p-p}} \quad (5)$$

按图 2 的原理图,振荡器和比较器共用双运放芯片 AD8022、±12 V 供电,C_0 取 1 000 pF、R_1 取 22 kΩ、R_2 取 100 kΩ、R_3 取 20 kΩ、R_4 取 10 kΩ、R_5 取 20 kΩ,Multisim 仿真结果如图 3 所示,虚拟示波器得 $V_{O1}=20.4\ \text{V}_{\text{p-p}}$,$V_1=10.3\ \text{V}_{\text{p-p}}$。但是按照分压公式得出式(5)计算的结果与仿真结果不同,根据 AD8022 的数据手册,其输入电阻 $R_{in}=20$ kΩ,并非无穷大。所以可将图 2 中虚线框等效为图 4。

根据图 4 得出:

$$V_1=\frac{R_L}{R_4+R_L}V_{O1}=\frac{10\ \text{k}\Omega}{(10+10)\ \text{k}\Omega}20.4\ \text{V}_{\text{p-p}}=10.2\ \text{V}_{\text{p-p}} \quad (6)$$

式(6)算出的结果与仿真结果只有 0.1 V 的误差。由此可以认为,在仿真采用的模型中,AD8022 的输入电阻为数据手册中使用数值。但实际到手的 AD8022 芯片,其输入电阻小于 20 kΩ,该输入电阻与 R_2 并联,使等效负载 R_L 更小,因此 V_1 实际测试值小于仿真值。

1.2　倍压电路

从高电压、小型化、低成本的需求出发,采用了图 5 所示的沃尔顿电路。其工作原理如下。

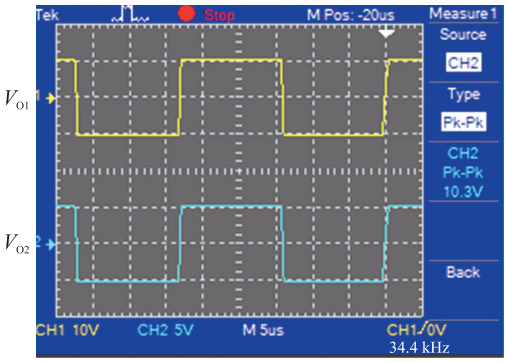

图 3　振荡器仿真结果

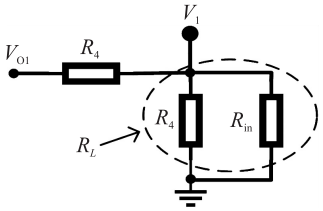

图 4　考虑运放输入电阻 R_{in} 时图 2 虚线框电路的等效电路

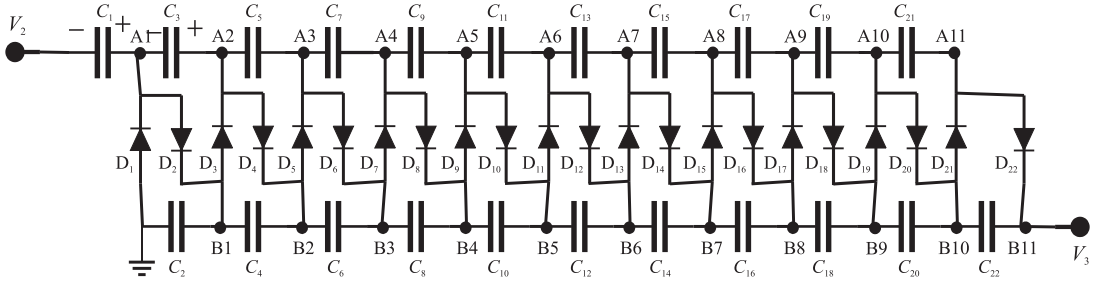

图 5　倍压电路原理图

设过零比较器输出的双极性方波信号 $V_2(t)$ 的高、低电平分别为 $+V_m$ 和 $-V_m$。在 $V_2(t)$ 的负半周,即当 $V_2(t)=-V_m$ 时,二极管 $D_i(i=1,3,5,\cdots,21)$ 均导通,二极管 $D_j(j=2,4,6,\cdots,22)$ 均截止。电流流过 $D_i(i=1,3,5,\cdots,21)$,给电容 $C_i(i=1,3,5,\cdots,21)$ 充电,电容两端的电压极性如图 4 中 C_1、C_3 所标识,为左"-",右"+"。设电容 $C_i(i=1,3,5,\cdots,21)$ 的充电电压为 $u_{ci}(t)$,因为在 $V_2(t)$ 的正负半周期间,其电压大小是稳定不变的,可视为直流电源,所以其充电电压的表达式可写为:

$$u_{ci}(t)=V_m\left[1-\exp\left(-\frac{1}{\tau}t\right)\right] \quad (7)$$

式中:$\tau=rC$ 称为时间常数。r 表示二极管导通后的内阻。

在 $V_2(t)$ 的正半周,即当 $V_2(t)=+V_m$ 时,二极管 $D_j(j=2,4,6,\cdots,22)$ 导通,二极管 $D_i(i=1,3,5,\cdots,21)$ 截止。这时,电容 $C_i(i=1,3,5,\cdots,21)$ 对地的电压 $u_{ci}(t)$ 分别与 $V_2(t)$ 的 $+V_m$ 串联叠加后加作为充电电源,给 $C_j(j=2,4,6,\cdots,22)$ 充电。设电容 $C_j(j=2,4,6,\cdots,22)$ 的充电电压为 $u_{cj}(t)$,其充电电压表达式为:

$$u_{cj}(t)=[V_m+u_{ci}(t)]\cdot\left[1-\exp\left(-\frac{1}{\tau}t\right)\right] \quad (8)$$

对式(7)和式(8)进行分析可知,接通电源(比

较器的输出 V_2)后,电容电压以抛物线的形状快速上升,当 $u_{c1}(t)$上升到 $V_2(t)$的幅值电压 V_m 且电容充电到稳定状态后,电容 $C_j(j=2,4,6,\cdots,22)$两端的电压会达到 $V_2(t)$幅值的 2 倍,即 $u_{cj}(t)=2V_m$。此后 $C_j(j=2,4,6,\cdots,22)$两端的电压会保持在 $2V_m$,成了一个幅度为 $2V_m$ 的直流电压。同时,除了 C_1 两端的电压为 V_m 之外,$C_i(i=3,5,\cdots,21)$等电容两端的电压也会被钳位在 $2V_m$。

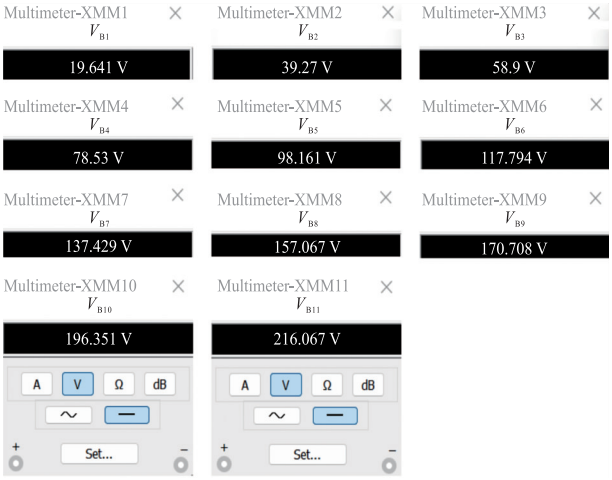

图 6 倍压电路仿真测试结果

接下来,在 V_3 的负载为无穷大(空载)的条件下,从电容 $C_j(j=2,4,6,\cdots,22)$的右侧($B_1,B_2,\cdots,B_{11}$)取出对地的电压,就能够得到 $2V_m$、$4V_m$、$6V_m$,$\cdots$,$22V_m$ 等直流电压。对于图 5 所示电路,从 B_{11} 可以取出 V_3 近似等于 22 倍 V_m 的电压。Multisim 仿真结果如图 6 所示,$B_1,B_2,\cdots,B_{11}$ 各级仿真测试输出电压值依次为:19.641 V、39.270 V、58.900 V、78.530 V、98.161 V、117.794 V、137.429 V、157.067 V、176.708 V、196.351 V、216.067 V。

当充电状态稳定后,虽然电容 C_i(除 C_1 之外)两端的电压和 C_j 两端的电压都近似为 $2V_m$,但是作为供电电源使用时,只能从 $B_1,B_2,\cdots,B_{11}$取出,不能从 $A_1,A_2,\cdots,A_{11}$取出。这是因为给电容 C_i 充电的电源是比较器输出电压的幅值 V_m,而给电容 C_j 充电的电源是 V_m 与 $u_{ci}(t)$的叠加。所以当充电状态稳定后,电容 C_i 对地的电压是一个在直流电压上叠加了方波电压的波动较大的电压波形;而电容 C_j 对地的电压是一个纹波很小的直流电压。图 7 展示了分别从 A_{11} 和 B_{11} 取出的电压 V_{A11} 和 V_{B11} 的仿真波形。虽然二者的电压最大值均为 216 V,但 V_{A11} 中包含了 20.4 V 波动电压,V_{B11} 中的波动电压只有 0.835 mV。仅从仿真结果来看,可以认为其纹波系数近似为 0.3%。

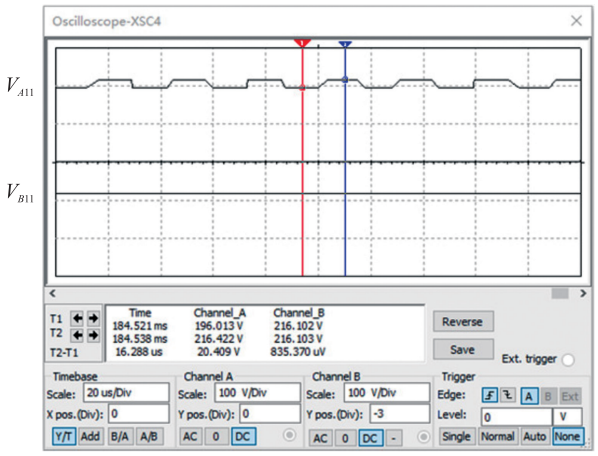

图 7 V_{A11} 和 V_{B11} 的电压仿真波形

1.3 恒流稳压电路

稳压控制电路和稳流控制电路是 DC/DC 转换器必不可少的内部单元。[17] 恒流稳压电路如图 8 所示,由场效应晶体管电路和恒流二极管电路组成。因为倍压电路的输出电流随负载的变化很大,为了得到尽可能稳定的输出电流,在倍压电路和 FET 电路之间插入了 3 个恒流二极管。为了提高升压电路的带载能力,输出端采用了源极跟随器结构。源极跟随器的输出作为升压器的电源输出,分压电阻 R_{g1} 和 R_{g2} 为栅极提供了一个固定的基准电压,栅极电压 V_G 和源极电压 V_S 的表达式分别为:

$$V_G=\frac{R_{g2}}{R_{g1}+R_{g2}}V_4 \tag{9}$$

$$V_{out}=V_S=V_G-V_{GS} \tag{10}$$

式中:V_4 近似等于 V_3,是倍压电路输出的直流电压;V_{GS}近似等于场效应管的夹断电压,V_{out} 为升压电路的输出电压。

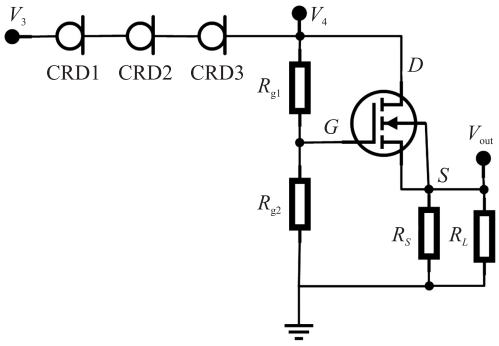

图 8 恒流稳压电路原理图

从图 8 可以看出,FET 电路是倍压电路输出的负载,设该负载用 R_{L1} 表示,则:

$$R_{L1}=\frac{(R_{g1}+R_{g2})\cdot(R_{DS}+R_S\parallel R_L)}{(R_{g1}+R_{g2})+(R_{DS}+R_S\parallel R_L)} \tag{11}$$

式中:

$$R_{DS}=\frac{V_{DS}}{I_D} \tag{12}$$

为 FET 的漏极和源极间的直流电阻。设由 V_4 供给 R_{L1}的电流为 I_{out},则:

$$V_4=I_{out}\cdot R_{L1} \tag{13}$$

由式(13)可见,在 R_{L1}一定的条件下,若希望 V_4 稳定,则 I_{out}应尽可能稳定。为此,在电路中使用了恒流二极管。又因为恒流二极管的最高耐压为 100 V,故采用了 3 个恒流管串联的方式以适应输出电压 220 V 的条件。

另一方面,在 I_{out}一定的条件下,V_4 与 R_{L1}成正比。从式(11)来看,欲使 R_{L1}大,栅极偏置电阻 R_{g1}、R_{g2}及源极电阻 R_S 都不能太小。

设流过栅极偏置电路的电流为 I_{RG},则 V_4 提供的电流 I_{out}为:

$$I_{out}=I_{RG}+I_D \tag{14}$$

在设计 FET 电路时,为使栅极电路分流较小,取栅极偏置电阻 $R_{g1}+R_{g2}$为 R_S+R_{DS}的 10 倍以上。

为了提高电源的带载能力,R_S 越小越好。但 R_S 太小会导致 V_4 太小,从而输出电压 V_S 也变小。平衡输出电压与带载能力的关系,设计中取 $R_S=133\ k\Omega$。

2　电路测试与分析

为验证所设计 DC/DC 升压电路的性能,设计制作了图 9 所示 75 mm×46 mm 的 PCB 电路模块,体积小,重量轻。电路构建需要 1 块 AD8022 芯片、1 个 IRFBG30 晶体管和若干个二极管、电容和电阻,成本极低。对电路产生的波形、倍压器及恒流稳压电路的输出电压和输出电流、带载能力等参数进行了物理测试。

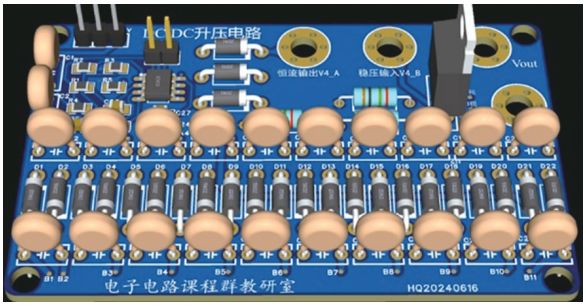

图 9　升压电路 PCB 电路

2.1　测试条件

实验条件如表 1 所示。

2.2　电路测试参数及测试结果

2.2.1　矩形波发生电路

振荡器与过零比较器共用同一个芯片 AD8022,振荡器输出 V_1 和过零比较器输出 V_2 波形如图 10 所示,振荡频率为 67.84 kHz,V_1 的高电平 $+V_{OM}$ = 0.86 V 和低电平 $-V_{OM}=-0.98$ V,与理论分析一致,V_1 的实际测试值确实小于仿真值,AD8022 数据手册给出差模输入电压为±0.8 V,因此比较器两输入端允许加的输入电压差不宜过大,实际输入 V_1 如图 10 所示。比较器输出 V_2 输出稳定的方波信号,输出 V_2 实际测试的高电平 $+V_m=10.8$ V 和低电平 $-V_m=-10.8$ V,电路的输出波形幅值等于集成运放正负饱和输出值。

表 1　测试条件

项目	要求
环境温度	26 ℃~28 ℃
输入电压	±12 V
测试仪器	固伟双踪示波器 GDS1102B FLUKE 17BMAX 数字万用表
负载	电阻负载

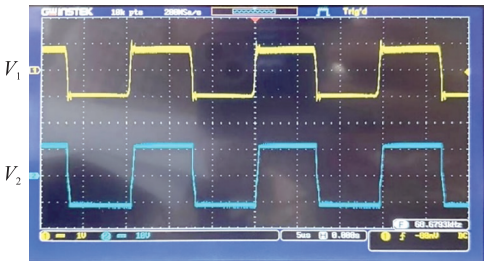

图 10　矩形波发生电路测试结果

2.2.2　倍压电路的充电过程

倍压电路充电过程测试结果如图 11 所示。充电状态在 100 ms 内稳定,测得 V_{A11}和 V_{B11}的电压最大值均为 234 V,但 V_{A11}中包含了 21.52 V 波动电压,V_{B11}中的波动电压只有 6 mV。

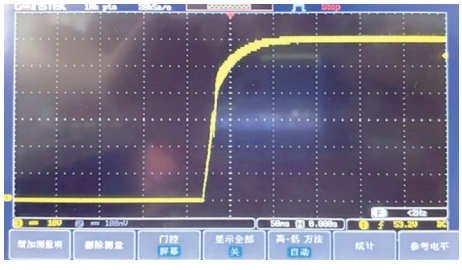

图 11　倍压电路充电曲线

2.2.3　倍压电路空载情况下的输出电压

空载情况下对倍压电路上的各点 B1、B2、B3、B4、B5、B6、B7、B8、B9、B10、B11 实际电位进行测量,测量数据如表 2 所示。

对比图 6 与表 2,倍压电路实际测量值比仿真值高,Multisim 仿真中的二极管和电容模型与实际电路有差异,没有考虑实际元件的非理想特性,如二极管的模型没有考虑其正向压降,电容的模型没有

漏电流和等效串联电阻等,导致电容充电到比实际更高的电压。

表 2 倍压电路各点相对于地电压测量值

测试点(倍压电路级数)	输出电压 V_3/V	测试点(倍压电路级数)	输出电压 V_3/V
B1(1 级)	21.66	B7(7 级)	146.10
B2(2 级)	43.25	B8(8 级)	167.50
B3(3 级)	60.80	B9(9 级)	189.90
B4(4 级)	81.80	B10(10 级)	209.20
B5(5 级)	103.40	B11(11 级)	234.20
B6(6 级)	124.80		

2.2.4 源极输出电压

在倍压电路后接上恒流电路,恒流二极管选取 E202,恒流电路输出直流电压 $V_4 \approx V_3 = 234.2$ V。

接上源极跟随器,取分压电阻 $R_{g1} = 2.2$ MΩ、$R_{g2} = 39$ MΩ 和场效应管 IRFBG30,测得 R_S 取∞(空载)时源极电压 $V_{out} = V_S = 218$ V,在 R_S 取 1 MΩ、500 kΩ、200 kΩ、133 kΩ 和 100 kΩ 五种情况时,V_{out} 和漏极电流 I_D 在不同负载 R_L 时的测试值如图 12 所示,各数据的纹波电压均在 6 mV 以内。

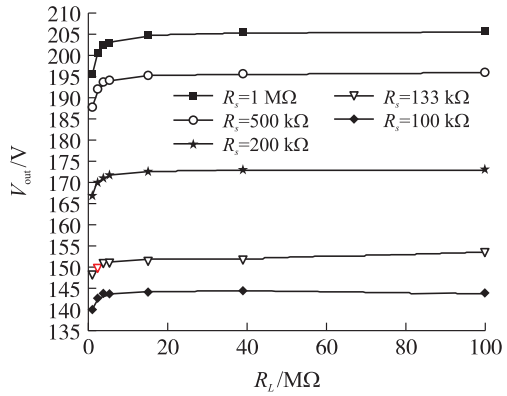

图 12 不同 R_S、R_L 取值输出电压 V_{out} 测量值

从图 12 中可以看出,确立 R_S 后,电路输出 V_{out} 受负载影响不大,能维持较为稳定的输出电压。若要调节输出电压 V_{out} 值,可通过控制 R_S 实现。如用于可见光通信、激光测距等应用中的微弱光检测的硅 APD 中 S12053 需要直流反向偏置电压 150 V、电流极小(nA 数量级),由图 12 可知 R_S 取 133 kΩ 即可满足其对直流偏置电源的要求。

实验结果表明,电路能够稳定输出 205 V 以内的高电压,并且具有良好的稳定性,纹波电压在 6 mV 以内,结果满足设计要求。

3 结论

本文设计了一种无升压变压器且高输出的 DC/DC 升压电路,由运放振荡器、比较器、倍压电路和恒流稳压电路四部分组成,与常用采用变压器或铁氧体电感作为升压手段的升压电路相比,电路结果更简单,尺寸更小;电路可与 APD 检测电路共用同一输入电源,布局在同一 PCB 电路中;采用通用器件 AD8022、IRFBG30、E-202、1S1588,成本极低。文中并对其性能进行了详细的仿真与设计、分析和测试。实验结果表明,输入 12 V 直流电压,输出最高 205 V 直流电压,纹波电压小,在 6 mV 以内,输出电压高且稳定,可用作 APD 微弱光探测等物联网智能电子设备所需直流电源。但所述升压电路仍存在不足,如随着输出电压的提高,响应时间呈现出下降趋势,这意味着在高电压输出状态下,电路的动态响应能力受限,不适用于对响应时间有较高要求的场合。另外倍压电路的级数增加虽然能够显著提高输出电压,但随着级数的增多,电路的最大输出电压存在一个上限,而这个上限的具体值以及电路能够达到的最大级数仍需要在后续的研究继续探讨。

参考文献:

[1] 周航. 应用于物联网设备的低功耗同步降压转换器芯片设计[D]. 杭州:浙江大学,2023.

[2] Li X Q, Chai Y H. Power Supply System of Internet of Things(IoT) is Bidirectional DC/DC Converter[J]. Journal of Artificial Intelligence Practice,2022,5(1):63-69.

[3] 胡锐,芮忠,董兴法,等. 基于 APD 的弱光无线检测系统设计与研究[J]. 光通信技术,2020,44(5):48-52.

[4] 黄飞. APD 雪崩二极管测试系统的设计与实现[D]. 武汉:武汉理工大学,2012.

[5] 赵菲菲. 一种高速度高密度的单光子雪崩二极管探测器的研究与设计[D]. 南京:南京邮电大学,2013.

[6] Mcgarry J F, Hoffman E D, Degnan J J, et al. NASA's Satellite Laser Ranging Systems for the Twenty-First Century [J]. Journal of Geodesy,2019,93(11):2249-2262.

[7] 林春兰. 基于透镜耦合式的双通道 SPAD 单光子探测器的研究[D]. 杭州:中国计量大学,2024.

[8] 陈逸飞,李校良,李梓萍,等. 基于电荷泵 DC-DC 转换器的开关电源设计[J]. 现代工业经济和信息化,2024,14(2):127-129.

[9] 孙瑄璠. 基于拓扑组合的高增益 DC-DC 变换器的一般构造方法及其性能优化研究[D]. 阜新:辽宁工程技术大学,2023.

[10] 王盼瑞. 基于 LM3481 高变比 DC/DC 升压反激变换器[J]. 电子制作,2024,32(8):68-70.

[11] 权利敏,张民,贾海涛,等. 基于开关倍压钳位单元的 DC-DC 变换器[J]. 电源学报,2026,24(3):30-36.

[12] 张民,袁成功,薛鹏飞,等. 超高倍压耦合电感 Boost 变

换器[J]. 高电压技术,2023,49(3):1263-1272.
[13] 秦明,冯耀星,常忆雯,等. 一种交叉倍压型高增益 DC/DC 变换器[J]. 电机与控制学报,2024,28(1):120-130.
[14] 刘凡,罗萍,唐太龙,等. 宽输入电压降压型 DC-DC 转换器发展综述[J]. 微电子学,2023,53(5):897-903.
[15] 胡鹏博. 用于电动汽车的升压充电变换器控制设计[J]. 微特电机,2023,51(10):40-44.
[16] 黄沫,陈中俊,夏添,等. 开关电容 DC-DC 转换器:从变压器模型到电路的演进[J]. 电子与信息学报,2024,46(5):1888-1895.
[17] 周国琼,吴建坤,蒋仁杰,等. 一种 DC/DC 恒压恒流电路的设计与仿真[J]. 装备制造技术,2023(3):130-133.

洪　琴(1984—),女,讲师,硕士,主要研究方向:传感器及其信号调理电路,hqn@ mail.seig.edu.cn。