

· 电路与控制 ·

一种雪崩光电二极管自耦型偏压电源升压电路

卢野,汪高勇

(东北电子技术研究所,辽宁 锦州 121000)

摘要:设计采用自耦变换方法设计了一种适用于低电压的小型低功耗偏压电路,实现了5 V至100~600 V的变换,降低了对升压器件的耐压要求,简化了电路结构,也减小了探测电路体积和功耗,使得相关探测一类的应用得以小型化。

关键词: APD偏压;可调PWM;自耦变换

中图分类号: TN36

文献标识码: A

文章编号: 1673-1255(2012)06-0070-05

Bias Power Boost Circuit of Self Coupling Type for Avalanche Photodiode

LU Ye, WANG Gao-yong

(Northeast Research Institute of Electronics Technology, Jinzhou 121000, China)

Abstract: The method of self coupling transform is adopted to design a small and low power consumption bias circuit suitable for low voltage and 5 V to 100~600 V transform is realized. The voltage resistance requirements of voltage boosters are reduced, the circuit structure is simplified and the volume and power consumption of detection circuit are also reduced. So the detector can be miniaturized.

Key words: avalanche photodiode bias (APD); adjustable pulse width modulation (PWM); self-coupling transform

在光电探测系统中,由于光信号受到大气环境衰减、传输距离及自身信号功率阈值等条件限制,使光电探测器接收到的能量密度极低,在设备体积限定的情况下,光学增益的提高幅度也受到限制。针对这些受限条件,要求探测器本身具有很高的光电转换增益及较好的信噪比特性。

实际应用中,常使用雪崩光电二极管(以下简称APD)作为探测器件实现微弱光信号的高灵敏度检测,而只有当APD雪崩倍增因子 M 满足最佳工作特性曲线时^[1],才能达到较高的信噪比,实现低虚警和较高的探测率。决定APD信噪比的因素主要为器件温度、目标背景辐射和雪崩高压偏置,前两个因素很难简单控制,而雪崩高压偏置大小与这两个因素相互联系,可通过控制雪崩高压偏置使APD处于最佳工作特性曲线,因此,APD的高压偏置电源设计对APD探测系统的性能有重要影响。

随着光电系统及子设备的体积小型化、低功耗要求不断提高,对光电探测设备而言,简化电路的趋势也日益紧迫,为实现探测器电路的小型化、低功耗,文中设计采用一种自耦型可调PWM升压变换电路,改进了传统的升压变换方式,实现了高效的低电源电压至高压偏置电源的变换。

1 APD偏压特性

为使得APD具有足够高的光电转换效率,对APD施加反相偏置电压 V ,使得PN结内部形成一个强电场区域,外部光子产生的电子-空穴对经过该区域会被加速,获得足够的能量,加速过程中,会互相碰撞而电离出更多的电子-空穴对,这些经碰撞电离出的电子-空穴对也会被加速,从而引发一系列的连锁反应,形成雪崩效应,使得光电流呈现倍增,这种倍增

幅度随着偏置电压 V 的增加而逐渐增大,雪崩电流也随之快速增加,当偏置电压 V 达到一定幅值 V_R 时,光电流急剧增加。这时,器件发生击穿,相应的 V_R 称为击穿电压^[2]。

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V}{V_R}\right)^n} \quad (1)$$

APD 的雪崩增益的大小与最终产生的电子-空穴对数量有关,并且雪崩过程是个随机过程,常用平均雪崩增益 M 表示, M 与偏置电压 V 、击穿电压 V_R 的关系如式(1)描述,其中 n 是与温度有关的参数。

式(1)所述说明雪崩增益 M 仅与反相偏压 V 及温度有密切关系。在一定温度下,通过控制 V ,可以在当前温度及目标背景噪声下获得信噪比最优的雪崩增益。图 1 是 C30954E 的典型响应特性与击穿电压 V_R 、温度 T_A 的特性曲线。

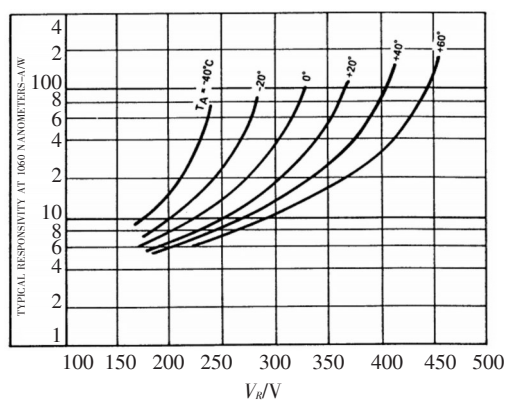


图 1 典型灵敏度、击穿电压、环境温度关系曲线

由图 1 可知,在 $T_A = -40\text{ }^{\circ}\text{C} \sim +60\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时, V_R 的幅值范围大致是 170~460 V 之间。

2 偏压产生原理

由于击穿电压已经使得 APD 处于临界击穿状态,一旦外界扰动使得雪崩击穿发生,就会产生大量噪声,使后端无法处理。实际应用时,APD 偏置电压不能设置在当前温度对应的击穿电压 V_R 上,而是根据器件自身实际噪声特性取一定的比例降额设置。由于 APD 的击穿电压 V_R 本身就是背景辐射和环境温度的函数,只要使偏置电压自动跟踪击穿电压变化^[3],取一定的比例(根据 APD 性能,由 V_R 降低 5%~10% 作为偏置电压),使之接近击穿电压幅值,就可以实现背景辐射感应电流及温度 T_A 的补偿,使 M 保持恒定,从而实现恒虚警率探测。

对于 APD 偏置电压控制电路,有图 2 所示的处理结构。根据雪崩管在击穿电压 V_R 处击穿时产生大量噪声的特性,控制电路定时控制 APD 噪声经 LNA 电路放大并由已整定的噪声阈值比较电路转换为噪声脉冲(即虚警脉冲),通过检测该噪声脉冲的频率,使用积分电路实现频率的平均计算。经电压保持电路得到虚警率电压 V_f (与 FAR 相关的电压),由电压负反馈控制偏置升压电路(可调 PWM 和自耦升压)产生高压。当噪声上升时, V_k 增大, V_f 增大,负反馈使 V 下降,脱离雪崩点,噪声降低,直至偏置电压 V 稳定在设定的噪声阈值所对应的 V' (即当前 V_R) 处,控制电路经一定时间的采样和监测,切换偏压调整至探测状态。此时

$$V = (1 - (5\% \sim 10\%))V' \quad (2)$$

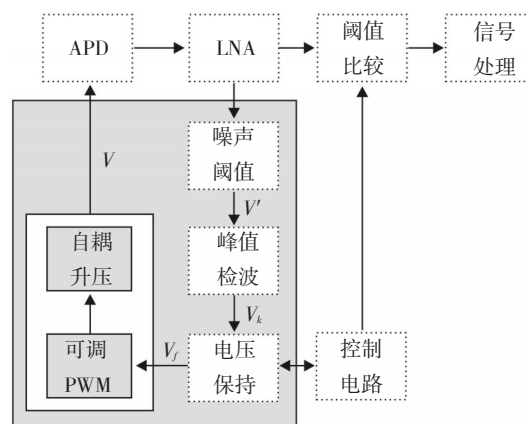


图 2 偏置电压控制电路组成

这个降额使探测器工作时始终处于 M 几乎恒定的状态^[4]。由于设计重点在于自耦升压电路,因此,控制部分内容不详述。

3 自耦合升压电路

由图 1 得知项目所用的雪崩电压范围为 170~460 V,考虑到该系列器件的雪崩电压范围,将升压范围设定为 100~600 V。由于 APD 偏压电源电流消耗极少,因此可选的升压电路有多种形式,常见的有如下形式^[8]: (1) 自举升压及倍压; (2) 逆变升压; (3) 电感升压。

自举升压原理是利用电容储能抬高电压,即倍压方式(如图 3 所示),常使用一定数量的二极管与电容构成电压叠加实现升压目的,如果一次升压幅值较高,则可以考虑使用,对于设计所针对的雪崩管偏压

范围及小体积要求,采用该方式会造成电容、二极管使用数量过多,也容易造成漏电,不利于电路的小型化。还有一种为电荷泵方式,这种方式通常都是为

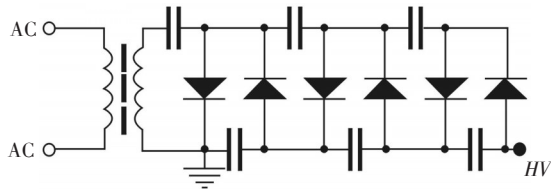


图3 电容倍压方式

了进行小幅度升压或者电压翻转,对于升压比很大的场合,会因为电压升高而使得带负载能力下降,也不能用于文中设计。

逆变升压使用变压器实现DC-AC-DC的形式,常见有自激及他激方式,如图4。自激振荡方式是一种比较简单的电路形式,有单管和多管自激,电路形式多样,这种电路除了低压激励与高压输出绕组外,升压变压器上还增加了一组反馈线圈用于给开关器件反馈信号,通常这种电路采用了推挽形式以提高效率,也有不用反馈绕组的电路,不过这种电路至少要绕3组线圈,由于变压器均较复杂,因此体积都较大,不适合缩小体积。他激方式使用单独的激励源触发电子开关控制变压器逆变实现隔离及高效变换,目前常用的是PWM调制,如图5所示,但电路也较为复杂。

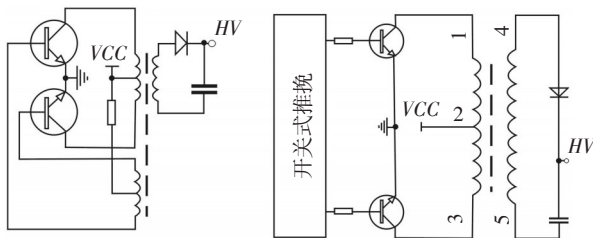


图4 自激振荡与他激开关方式

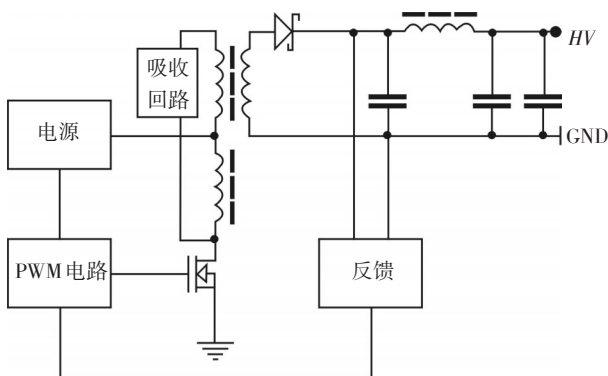


图5 PWM开关调制方式

电感升压主要采用PWM方式,PWM及其衍生电路有很多种形式,芯片种类很多,使用灵活,效率高,电路体积可做得非常小,大都采用输出电压反馈调节占空比实现输出稳压的原理,但是大部分PWM升压方案均是利用单电感实现升压,对于这种常用的非隔离高压DC/DC变换,随着变换功率增大,CMOS开关在关断期间往往要承受很大的反向应力,并且,对于大升压比的需求,满足要求的芯片型号很少,不利于电路的设计和稳定。也有使用隔离变压器设计的升压电路,但这些电路增加了对元器件的要求,并且电路变得复杂,功耗及体积增大,不利于电路的小型化。

结合变压器及电感升压原理,通过适当地更改电路形式,采用自耦变压原理,可以简化升压电路结构,减小PWM方式中电应力对器件的破坏,使得电路适应性更好。采用图6所示电路可以很好地解决这个问题。

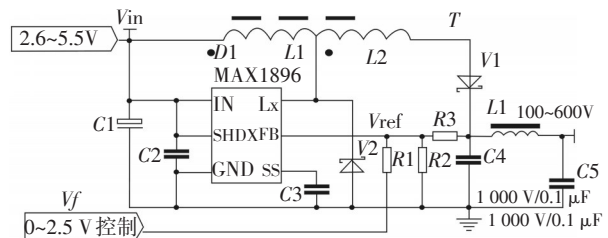


图6 自耦升压电路

这里采用MAX1896作为主要升压芯片,该芯片采用SOT23封装,工作频率在1.4 MHz,满载效率大于90%。在原电路基础上,使用了一个小体积的自耦变压器完成升压变换,而没有继续采用单电感的方式,可使得本电路升压范围从最高13 V扩展到接近800 V左右而不会对芯片造成过应力损坏。

当电路开始工作时, L_1 可看作是原电路所配的储能电感,电路上电启动内部开关,斩波储能。此时, L_2 因为二极管 V_1 呈反向截止而没有电流流过。由于芯片内部开关关闭后,芯片端口 L_x 上的 L_1 电流的连续性, L_1 两端将会出现较高的电压 V_{L1} ,并与电源输入 V_{in} 叠加,一起向负载供电,但此电路还存在了一个线圈 L_2 ,由于是同磁芯同方向缠绕, L_2 两端也会因为互感而感应出电压,这个电压与 L_1 同极性,记为 V_{L2} 。由于此时 L_1 、 L_2 极性均为左负右正,且 L_2 匝数远高于 L_1 ,这时 L_2 右端对电源地的电势为 $V_{in} + V_{L1} + V_{L2}$,二极管 V_1 导通, L_1 中的电流经 L_2 和 V_1 向负载方向流动,在一个PWM周期完毕后,重复前面

的过程,如此,便将输出电压提升至接近 $V_{in} + V_{L1} + V_{L2}$,经滤波电路后供给 APD。

对于图 6 电路, $V_{in} < V_{L1} \ll V_{L2}$,主要高压为 $L2$ 贡献,芯片输出端 Lx 仅与 $L2$ 的左端连接,因此, Lx 上的电压幅值最高为 $V_{in} + V_{L1}$,通过芯片手册选择一个合适的 $L1$ 使芯片处于较为安全的区域工作,图 6 电路便实现了高升压比的同时使器件只承受低应力的特性。根据这个特点可知本电路并不局限于 MAX1896 这个芯片的应用,只要满足这种单电感斩波的电路均适合本电路。

由图 6 所示,输出偏置电压 V 与 V_f 及 V_{ref} 存在比例关系,根据设定的升压及控制电压范围,有两种情况:(1)当 $V_f = 0$ V 时,表示无噪声,这时, V 输出最大值 600 V;(2)当 $V_f = 5$ V 时,表示噪声极大,这时, V 输出最小值 100 V;

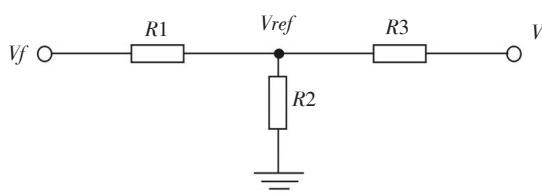


图 7 采样调整电路

由于 MAX1896 反馈端 FB 最大输入电流为 80 nA,影响可忽略不计,电路可简化为图 7 所示的采样调整电路,使用叠加定理,电压 V 、 V_f 与 V_{ref} 有如下关系

$$V \cdot \frac{R_3}{R_1 // R_2 + R_3} + V_f \cdot \frac{R_2 // R_3}{R_2 // R_3 + R_1} = V_{ref} \quad (3)$$

分别令 $V_f = 0$, $V = 600$; $V_f = 5$, $V = 100$,查手册代入 $V_{ref} = 1.24$ V 可得到如下关系

$$\begin{cases} R_2 \approx 0.2612 R_1 \\ R_3 \approx 100 R_1 \end{cases}$$

由此可见,只要取合适的 R_1 ,就可以得到符合控制范围要求的 R_1 、 R_2 、 R_3 。但是考虑降低采样电阻 R_2 、 R_3 功耗,这里 R_2 、 R_3 应取较大的阻值,由于最高偏压为 600 V,而 MAX1896 最大输出 1.44 W,这里取 $R_1 = 20$ K,则

$$\begin{cases} R_1 = 20 \text{ K} \\ R_2 = 0.2612 \cdot R_1 \approx 5.2 \text{ K} \\ R_3 = 100 \cdot R_1 = 2000 \text{ K} \end{cases}$$

最后代入式(2)整理可得到

$$V \approx 100 \times (6 - V_f) \quad (0 \leq V_f \leq 5) \quad (4)$$

所以,输出高压 V 与控制电压 V_f 成近似线性关系,并且二者为负反馈调整关系。

经计算,采样电路最大功耗小于 0.18 W,由于雪崩管偏置电源电流很小(80 nA)可忽略不计,按照最低 70% 的转换效率计算,整个电路功耗在 0.26 W 左右,MAX1896 输出功率余量可以满足偏置电源功耗要求。所以电压器 T 可采用小体积封装的贴片高频磁芯,考虑到高压线圈漏电问题,这里使用隔离骨架,并做好三防措施。

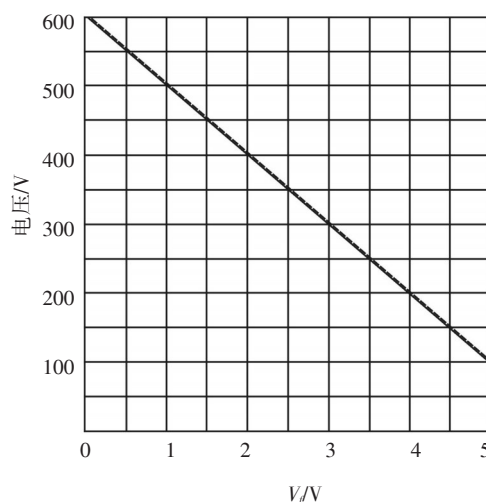


图 8 升压电路输出曲线

图 8 为该升压电路的实际输入-输出曲线,基本上是线性的,曲线上部呈现一定的非线性,可能是 V_f 与 V_{ref} 信源内阻影响、公式近似造成的, $V_f = 0$ 时,由于电路上 R_2 、 R_3 仍然满足分压比例,因此最低输出电压限制在了 100 V 附近。

4 结 论

介绍了一种改进的 APD 探测器高压偏置电源转换电路,详细介绍了这种高压偏置电源升压部分的组成原理及特点。该电源变换部分与以往升压变换电路最大的区别在于采用了自耦升压方式,降低了对器件耐压的要求。完成高升压比的同时降低了器件的耐压等级要求。该电路不仅适用于正压转换电路,经简单修改后也可组成负压转换电路。对于 APD 探测系统而言,此设计结构简单,极大减少了升压电路关键元件的体积和数量,缩短了以往高压偏置的长线传输距离,有利于减少引入的环境噪声。

参考文献

- [1] 邹建,扶新.雪崩光电二极管温漂特性的实验研究[J].压电与声光,1999,21(2):158-160.
- [2] 容太平,苗林.采用MAX6605实现APD最佳偏压温度补偿[J].华中科技大学学报(自然科学版),2004,32(5):16-18.
- [3] 张荣山,陈三宝,李海俊,等. APD最佳偏压温度补偿的实现方法[J].电子产品世界,2003(4):28-30.
- [4] 李瑞,万钧力,周召,等.雪崩光电二极管数控偏压源的设计[J].四川理工学院学报(自然科学版),2006,19(1):64-66.
- [5] 冯颖,张合,张祥金,等.激光探测系统雪崩管实时补偿研究[J].南京理工大学学报(自然科学版),2010,34(6):787-791.
- [6] 陈殿仁,姜会林,尹福昌. APD探测技术的实时噪声补偿[J].兵工学报,1999,20(2):127-131.
- [7] 夏江涛,房润晨,袁昌斌.光电倍增管高压电源设计[J].现代电子技术,2010(2):201-204.
- [8] 魏秉国.低压直流供电电路中高压直流的产生[J].现代电子技术,2008(12):22-24.
- [9] 赵希,狄甲军.一种高性能APD反向偏压控制电路的实现[J].吉林工程技术师范学院学报,2008,24(1):67-68.
- [10] 马跃,邓玉福,于桂英.小型高压开关电源设计[J].沈阳师范大学学报(自然科学版),2011,29(1):30-33.

(上接第34页)

4 结 论

将脉冲体制弱本振激光外差探测信噪比表达式运用于分段连续弱本振外差探测中,对中心频率为236 kHz的外差信号进行解析,信噪比的理论计算与实验测量相吻合。根据上述信噪比的定义,给出常规的功率谱累积以及数据细分后的功率谱累积信噪比,在相同的信噪比情况下,数据细分所需要的原始数据降低为原来的1/10,提高了数据利用率。另外,数据细分所获得的信噪改善比近似遵守 \sqrt{m} 规律,随着功率谱累积次数增加,会出现信噪改善比饱和现象。最后,还要注意避免数据段细分后引起的直流分量影响加重,所选取的数据长度应保证直流分量不淹没有用信息。

参考文献

- [1] Brian F Aull, Andrew H Loomis, Douglas J Young, et al. Landers. Geiger-Mode Avalanche Photodiodes for Three-Dimensional Imaging[J]. LINCOLN LABORATORY JOURNAL,2002,13:335-350.
- [2] Marius A Albota, Brian F Aull, Daniel G Fouche, et al. Three-Dimensional Imaging Laser Radars with Geiger-Mode Avalanche Photodiode Arrays[J]. LINCOLN LABORATORY JOURNAL,2002,13:351-370.
- [3] Leaf A Jiang, Jane X Luu. Heterodyne detection with a weak local oscillator [J]. APPLIED OPTICS,2008, 47 :1486-1053.
- [4] Jane X Luu, Leaf A Jiang. Saturation effects in heterodyne detection with Geiger-mode InGaAs avalanche photodiode detector arrays [J]. APPLIED OPTICS,2006, 45: 3798-3804.
- [5] Chang Lyong Kim, Gin-Chung Wang, Sergei Dolinsky. Multi-Pixel Photon Counters for TOF PET Detector and Its Challenges [J]. IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE, 2009, 56 : 2580-2585.
- [6] Akihiro Minamino, Naoki Nagai, Daniel Orme, et al. Development of Multi-Pixel Photon Counters for T2K long baseline neutrino experiment. IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record,2008,50: 3111- 3114.
- [7] Martin Gottlich, Erika Garutti, Valentin Kozlov, et al. Application of Multi-Pixel Photon Counter to Positron Emission Tomography. IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record,2008, 50: 3119- 3122.
- [8] F Retiere, Y Du, S Foreman, et al. Characterization of Multi-Pixel Photon Counters for T2K Near Detector [J]. Nuclear Instrumentation and Methods in Physics Research A,2009,610:378-380.
- [9] Debora Henseler, Ronald Grazioso, Nan Zhang, et al. SiPM Performance in PET Applications: An Experimental and Theoretical Analysis [C]//2009 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, ,28:1941-1947.
- [10] Chang Lyong Kim, Gin-Chung Wang, Sergei Dolinsky. Multi-Pixel Photon Counters for TOF PET Detector and Its Challenges [J]. IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE, 2009,56: 2580-2585.