

A Novel Analog Exponential Wave Generator for Constant Voltage AC-DC Converter*

YUAN Minmin^{1*}, LU Li², REN Jie², CHANG Changyuan², MAO Chenglie¹, BAI Yinshi²

(1. Wuxi ETEK Microelectronics Corp., Wuxi Jiangsu 214000, China;

2. School of Microelectronics, Southeast University, Nanjing Jiangsu 210096, China)

Abstract: A novel analog exponential wave generator for constant voltage AC-DC converter is proposed. Based on this, a variable exponential wave generator is designed, which can dynamically adjust the amplitude according to the output of error amplifier. Compared with other exponential wave generator, the circuit structure of the proposed generator is simple, which can effectively save the layout area, the output waveform is smooth, and the error is small. The output voltage of the proposed exponential wave generator is analyzed and derived completely, and the feasibility and effectiveness of the exponential wave generator are verified on Cadence Spectre simulation platform based on Nuvoton 0.35 μm BCD process. The simulation results show that the switching frequency under light load can be reduced to 1/4 of that of triangle wave control mode. The load regulation rate of the improved exponential wave applied to the constant voltage AC-DC converter system is only 0.542 mV/mA.

Key words: AC-DC converter; constant voltage; exponential wave generator; load regulation rate

EEACC: 1265A

doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2022.04.006

一种用于恒压 AC-DC 变换器的 新型模拟指数波产生电路*

袁敏民^{1*}, 鲁 丽², 任 婕², 常昌远², 毛成烈¹, 柏殷实²

(1. 无锡力芯微电子股份有限公司, 江苏 无锡 214000; 2. 东南大学微电子学院, 江苏 南京 210096)

摘 要: 提出了一种用于恒压 AC-DC 变换器的新型模拟指数波产生电路, 并据此设计了一种受误差放大器输出动态调节幅值的可变指数波产生电路。该结构能够解决传统三角波恒压控制负载调节范围窄的问题, 且相比于其他指数波电路, 所提出的电路结构简单, 可以有效节省版图面积, 输出波形平滑, 误差较小。对所提出的指数波产生电路输出电压进行了完整的分析和公式推导, 并基于 Nuvoton 0.35 μm BCD 工艺在 Cadence Spectre 仿真平台上验证了指数波产生电路的可行性和有效性。经仿真验证, 轻载下的开关频率能够降低为三角波控制方式下的 1/4, 有效降低了轻载开关频率, 且改进后指数波应用于恒压 AC-DC 变换器系统中负载调整率仅为 0.542 mV/mA。

关键词: AC-DC 变换器; 恒压; 指数波产生电路; 负载调整率

中图分类号: TN79

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2022)04-0799-06

随着微电子技术的快速发展, 电子化已成为当今社会的普遍趋势, 电源管理芯片也广泛地应用于各类电子产品中, 其中开关电源因其高效率、低功耗、安全可靠的优越特性而备受关注。与此同时, 随着消费类电子的日益发展和全球能源危机的进一步加剧, 人们对开关电源的性能也提出了更高的要求, 目前开关电源的设计也正朝着低功耗、小体积、高效率、高性能等方向发展^[1-3]。本文针对开关电源控制芯片传统恒压控制方式负载调节范围窄的缺点, 提出了一种新型

的模拟指数波产生电路以负载调节范围提高负载调整率, 且相比于其他改进结构, 本电路结构简单, 能够有效减小版图面积以缩小芯片体积。

1 研究现状

传统的 AC-DC 恒压变换器采用三角波恒压控制方法, 其原理如图 1 所示^[4-6]。通过 FB 引脚对输出电压进行逐周期采样, 将采样得到的电压与基准电压通过误差放大器得到一个误差信号, 这个误差

项目来源: 江苏省自然科学基金资助项目 (BK20201147)

收稿日期: 2021-06-23

修改日期: 2021-09-03

信号的大小反映了负载的轻重。在每个开关周期内都会产生一个斜率固定的三角波,同时,根据负载的不同每个周期都会得到一个误差信号 V_{EA} ,当三角波电压上升至 V_{EA} 时,产生开启信号 V_{on} ,此时开关管开启。开关管开启后,CS 电压开始上升,当 CS 电压上升至阈值电压 V_{th_cs} 时,开关管关断。这样完成一个周期的控制,三角波又被重置为初始值。

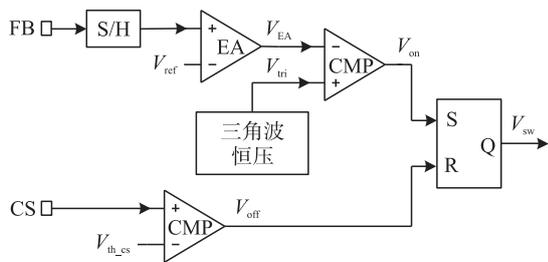


图 1 三角波恒压控制方法原理图

从前述分析可知,三角波恒压控制方法原理简单,通过三角波电压与 EA 输出电压相遇的时间来调节开关周期,随着负载降低,开关周期逐渐增大。在极轻载状态下,通常需要降低开关频率,一方面实现对系统的恒压控制,另一方面降低系统轻载下的开关损耗,此时关断时间很长,可以近似为整个开关周期。在三角波恒压方式下,要求三角波斜率极低才能实现较长的开关周期。在模拟电路中,三角波通常采用恒定电流源对大电容充电来实现,为降低三角波斜率,可以降低恒流源电流或增大电容来实现,但在模拟 IC 设计中,微电流难以实现且受 PVT 影响很大,而大电容又会占据很大的版图面积。因此,采用三角波恒压控制方法无法实现宽频率调节范围以保证轻载下稳定的输出电压。

针对上述三角波恒压方法存在的问题,文献[7]提出了一种可变斜率三角波控制方法来提高可调的负载范围,固定三角波的起始电平和终止电平,通过反应负载变化的 EA 输出电压控制对电容充电电流,EA 输出电压越小,三角波斜率越小,与参考电压 V_{ref} 相遇的时间即关断时间变长,使得开关频率降低,从而调节输出电压。文献[8]提出了一种变时间常数数字指数波产生电路,通过分段切换不同频率的时钟信号控制两电容充放电,可以得到时间常数逐步倍增的指数波,变化的 EA 输出电压与固定的指数波相比较提供使开关管导通的信号并决定开关管的关断时间,进而实现输出电压的恒定。文献[9]基于 PFM 调制方式 AC-DC 变换器的环路特性,推导出产生 PFM 调制信号的理想对数函数表达式,并采用折线段逼近对数函数的方式实现了所需要的对数波。其实现方式基于开关电容技术,采用不同频率的时钟信号对电

容充电产生不同斜率的折线段逼近对数波波形。然而,为实现宽负载调节范围,要求三角波斜率极低,可变斜率三角波控制方法存在与三角波控制方法相同的问题。变时间常数指数波产生电路和折线段逼近对数波产生电路^[10]能够通过控制时钟信号的频率实现较宽的负载调节范围,但这两种办法都是基于数字方式,其输出波形实质上都是由一个个阶梯构成,当负载很轻时,对应指数波或对数波相邻两个阶梯之间时间很长,对于误差放大器输出电压均处于同一个阶梯电压范围内时,触发后续比较器翻转的时间点均相同,容易发生误差时间较大或误触发的情况,此外,这两种方式都引入了振荡器和分频器,电路复杂,消耗大量版图面积。

2 固定指数波电路及恒压环路

针对文献[8]中提出的变时间常数指数波恒压控制方式,本文提出了一种新型模拟指数波产生电路。指数波恒压控制原理和相关波形如图 2 和图 3 所示。

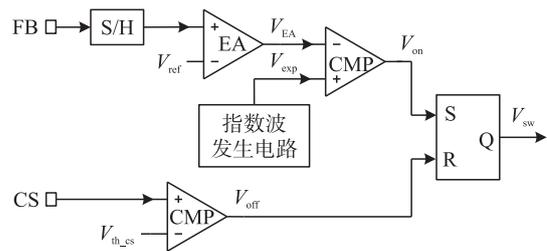


图 2 指数波恒压控制原理图

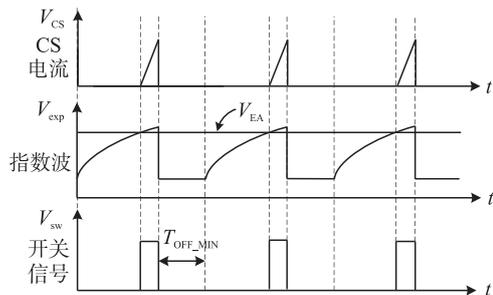


图 3 指数波恒压控制相关波形图

本文所提出的新型模拟指数波产生电路如图 4 所示。M1 和 M2 均构成源级跟随器,当功率管导通后,经过预设的最小关断时间后,即 T_{OFF_MIN} 为低电平,恒定电压 V_{ref} 在 M1 和电阻 R_1 上产生恒定电流 I_{M1} 并通过电流镜拷贝为 I_c 为电容 C_1 恒流充电,电容 C_1 两端电压线性上升,此时 M2 截止。当电压 V_c 上升至使 M2 导通的水平时,通过 M2 和 R_2 产生电流 I_{M2} ,并通过 M5、M6、M7、M8 构成的电流镜拷贝成电容 C_1 的放电电流 I_d 。此时,电容 C_1 一边以恒流 I_c 充电,一边以逐渐增大的电流 I_d 放电,整体上充电电流大于放电电流, V_c 电压逐渐增大,但增大的斜率逐

定纹波的 FB 反馈电压进行比较,当指数波与 FB 电压相遇时,比较器翻转进而产生控制功率管导通的 V_{on} 信号,能够提高动态响应速度。改进的可变指数波产生电路原理图如图 6 所示。

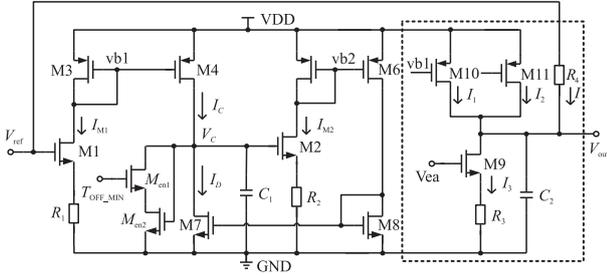


图 6 改进可变指数波产生电路

相比于图 5 所示的指数波产生电路,改进可变指数波产生电路增加了上图虚线框内 M9、M10、M11、 R_3 、 R_4 和 C_2 构成的输出级结构,使得输出电压受到误差放大器输出电压 V_{EA} 影响。其中 M10 和 M11 分别用于拷贝固定电流 I_{M1} 和指数电流 I_{M2} ,电阻 R_4 用于在 V_{ref} 上叠加指数电压,电容 C_2 用于输出滤波。输出电压可以表示为

$$V_{out} = V_{ref} - I \cdot R_4 \quad (10)$$

式中:

$$I = I_3 - (I_1 + I_2) \quad (11)$$

$$I_1 = \frac{k_{10}}{k_3} \cdot I_{M1} = \frac{V_{ref} - V_{GS1}}{R_1} \cdot \frac{k_{10}}{k_3} \quad (12)$$

$$I_2 = \frac{k_{11}}{k_5} \cdot I_{M2} = \frac{V_C(t) - V_{GS2}}{R_2} \cdot \frac{k_{11}}{k_5} \quad (13)$$

$$I_3 = \frac{V_{ea} - V_{GS9}}{R_3} \quad (14)$$

则输出电压可表示为

$$V_{out} = V_{ref} - \left(\frac{V_{ea} - V_{GS9}}{R_3} - \frac{V_{ref} - V_{GS1}}{R_1} \cdot \frac{k_{10}}{k_3} - \frac{V_C(t) - V_{GS2}}{R_2} \cdot \frac{k_{11}}{k_5} \right) \cdot R_4 \quad (15)$$

R_4 阻值相比于 R_3 阻值较小,则输出电压可近似表示为

$$V_{out} = \frac{R_4}{R_2} \cdot \frac{k_{11}}{k_5} \cdot V_C(t) - \frac{R_4}{R_3} \cdot V_{ea} + C \quad (16)$$

$$C = \left(1 + \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{k_{10}}{k_3} \right) \cdot V_{ref} + \frac{R_4}{R_3} \cdot V_{GS9} + \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{k_{10}}{k_3} \cdot V_{GS1} - \frac{R_4}{R_2} \cdot \frac{k_{11}}{k_5} \cdot V_{GS2} \quad (17)$$

当器件参数确定, M1、M2、M9 均工作在饱和区时, C 可视为常数。输出电压即为式 (16) 所示, $V_C(t)$ 为前文推导的式 (9), V_{EA} 为误差放大器输出电压,能够反映负载变化, V_{EA} 越大,指数波产生电路输出电压 V_{out} 越小,控制功率管关断时间越长。可以

看出改进后指数波输出电压是对式 (9) 经过一定的线性运算之后的结果,输出电压依旧呈现为负时间常数指数波形。

4 仿真验证

本文基于 Nuvoton 0.35 μm BCD 工艺在 Cadence Spectre 仿真平台上对前文提出的指数波产生电路均进行了仿真验证。

不难看出,图 4 所示的电路中省去 M2、 R_2 、M5-M8 构成的放电回路即为一个三角波产生电路,图 7 所示的是新型模拟指数波产生电路输出电压 $V_C(t)$ 仿真输出波形,图中显示了有无添加放电回路所分别产生的三角波和指数波形,其余条件均一致,对比发现,假设轻载下 V_{EA} 最大对应为 2.7 V,三角波控制方法对应的开关周期为 $765 \mu\text{s} + T_{OFF_MIN} + T_{on}$,指数波恒压控制方法的开关周期为 $3 \text{ms} + T_{OFF_MIN} + T_{on}$,在 T_{OFF_MIN} 和 T_{on} 相同且较小的情况下,指数波恒压方式的最小开关频率约为三角波恒压控制方式最小频率的 1/4,大大降低了轻载下的开关频率和开关损耗,提高了轻载效率,并拓展了负载调节范围。

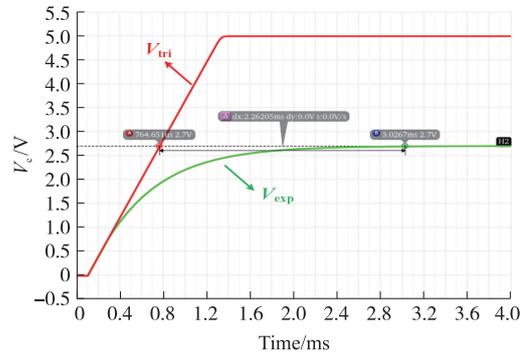


图 7 新型模拟指数波产生电路输出波形图

新型模拟指数波产生电路输出波形与改进后输出波形对比如图 8 所示。其中下方曲线为新型模拟指数波产生电路输出波形,上方曲线为改进后输出波形。可以看出,改进后波形时间常数并未改变,而

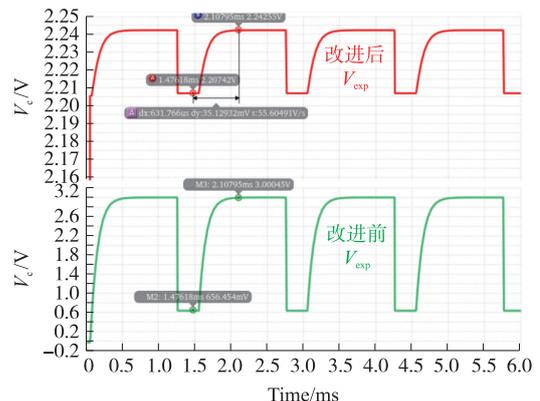


图 8 改进前后指数波波形对比图

是大大减小了指数波幅值,适用于图5所示的恒压控制方式。

改进指数波产生电路受到 V_{EA} 的影响,其仿真波形如图9所示。图中所示为 V_{EA} 在1V~3V范围内以0.2V为步长变化时输出指数波变化,可以看出, V_{EA} 影响的是输出指数波的幅值。当由于负载降低导致 V_{EA} 增大时,输出指数波幅值也减小,那么对应的关断时间越长,开关频率降低,从而反馈使输出减小。

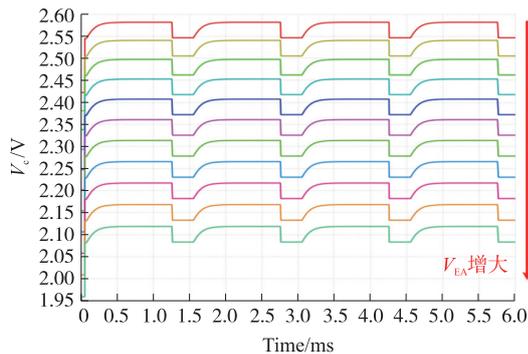


图9 改进后指数波随 V_{EA} 变化图

将改进后指数波形应用于一个非隔离 Buck 型 AC-DC 变换器^[11-12],其输出规格为5V/200mA,系统从轻载10mA跳变至满载200mA的瞬态响应仿真波形如图10和图11所示。

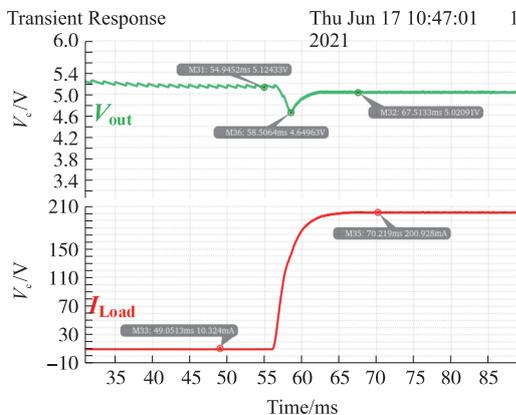


图10 轻载至重载输出电压波形

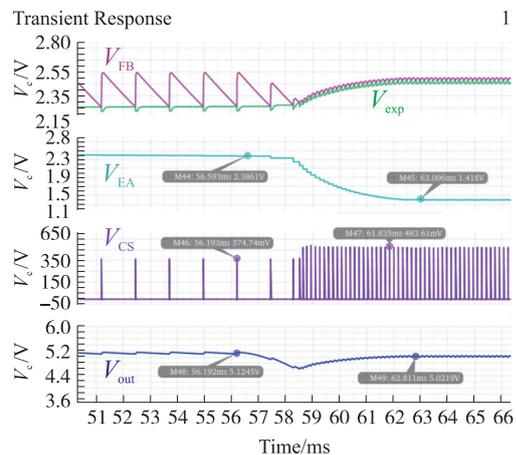


图11 轻载至重载关键信号波形

负载从轻载跳变至重载时,误差放大器输出电压 V_{EA} 减小,控制指数波幅值增大,此时FB也减小,共同控制开关频率升高,进而调节输出电压稳定。从图中可以看出,轻载稳定输出电压约为5.125V,满载稳定电压为5.022V,在负载10mA~200mA范围内,负载调整率为0.542mV/mA。

5 结论

本文针对开关电源控制芯片传统恒压控制方式负载调节范围窄的缺点,提出了一种新型的模拟指数波产生电路以负载调节范围提高负载调整率,并据此设计了一种受误差放大器输出动态调节幅值的可变指数波产生电路。相比于其他改进结构,本文电路结构简单,可以有效节省版图面积,输出波形平滑,误差较小。本文对提出的指数波产生电路输出电压进行了完整的分析和公式推导,并基于Nuvoton 0.35 μ m BCD工艺在Cadence Spectre仿真平台上验证了指数波产生电路的可行性和有效性。经仿真验证,轻载下的开关频率能够降低为三角波控制方式下的1/4,有效降低了轻载开关频率。改进后指数波应用于恒压AC-DC变换器系统中,负载调整率仅为0.542mV/mA,有效提高了负载调整率。

参考文献:

- [1] Wang C, Xu S, Lu S, et al, A Low-Cost Constant Current Control Method for DCM and CCM in Digitally Controlled Primary-Side Regulation Flyback Converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1483-1494.
- [2] Li J, Liang T, Chen K, et al, Primary-Side Controller IC Design for Quasi-Resonant Flyback LED Driver[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 2015: 5308-5315.
- [3] Moon S C, Koo G B, Moon G W. A New Control Method of Interleaved Single-Stage Flyback AC-DC Converter for Outdoor LED Lighting Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 4051-4062.
- [4] Liou W R, Chen T H, Kuo Y L, et al, A High Efficiency Dual-Mode Buck Converter IC for Portable Applications[C]//2017 International Conference on Communications, Circuits and Systems, Kokura, Japan, 2007: 1011-1015.
- [5] Yu J Z, Xu S, Qian Q S, et al, Modeling and Analysis of Primary Side Regulated Flyback Converter with Pulse Frequency Modulation[C]//2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, (ICPE-ECCE Asia), Seoul, South Korea, 2015: 429-434.
- [6] Wang J M, Wu S T. Sensorless Control Scheme for Synchronous Buck Converter[J]. IET Circuits Devices & Systems, 2016, 10(3): 181-191.
- [7] 杨杰. 高精度恒流恒压AC-DC转换器的设计[D]. 南京:东南大学, 2017.

- [8] 许阳. 一种快速动态响应高精度的恒压恒流反激式 AC-DC 变换器设计[D]. 南京:东南大学,2016.
- [9] 蔡惠民. 基于 PSR 的 AC-DC 转换器恒压环路设计与实现 [D]. 西安:西安电子科技大学,2011.
- [10] 边彬. 基于无电容线缆补偿的高精度 AC-DC 恒压恒流变换器设计[D]. 南京:东南大学,2019.
- [11] 利万庆. 车载非隔离式高效 DC-DC 变换器的研究[D]. 长春:吉林大学,2017.
- [12] 任宇涛. 基于电流型非隔离式的 AC-DC 降压变换器的研究和设计[D]. 天津:天津理工大学,2019.



袁敏民 (1965—), 男, 江苏省无锡市人, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为集成电路产品设计, 现任无锡力芯微电子股份有限公司董事长。