



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110427064 B

(45) 授权公告日 2024. 07. 30

(21) 申请号 201910640066.X

G05F 1/569 (2006.01)

(22) 申请日 2019.07.16

G05F 1/575 (2006.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

H02M 1/36 (2007.01)

申请公布号 CN 110427064 A

H02M 1/08 (2006.01)

H02M 3/158 (2006.01)

(43) 申请公布日 2019.11.08

(56) 对比文件

(73) 专利权人 广州润芯信息技术有限公司

CN 210864451 U, 2020.06.26

地址 510000 广东省广州市黄埔区科学城

审查员 贺焕

南翔二路23号海格北斗产业园B座6楼

(72) 发明人 郝强宇 王日炎 周伶俐 贺冀胤

万为

(74) 专利代理机构 广州新诺专利商标事务所有

限公司 44100

专利代理师 吴泽燊

(51) Int. Cl.

G05F 1/46 (2006.01)

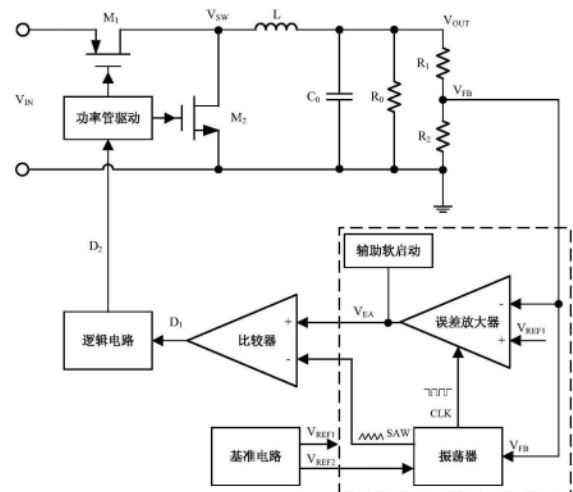
权利要求书1页 说明书5页 附图4页

(54) 发明名称

DC-DC转换器

(57) 摘要

本发明公开了DC-DC转换器,包括振荡器、误差放大器和辅助软启动电路、驱动电路、基准电路,基准电路输出第一参考电压至所述误差放大器,输出第二参考电压至所述振荡器;振荡器接收输出电压分压后的反馈电压与第二参考电压并产生方波与三角波,方波输出至所述误差放大器,三角波输出至比较器;误差放大器接收所述方波、反馈电压与第一参考电压,所述误差放大器输出的电压在所述辅助软启动电路控制下输入比较器;比较器将比较后的电平至驱动电路,驱动输入电压经BUCK电路输出所述输出电压。本发明通过振荡器、误差放大器与辅助软启动电路控制上电时振荡器频率缓慢增大,输出平稳电压减小上电浪涌流,保护负载电路。



1. DC-DC转换器,其特征在于,包括振荡器、误差放大器和辅助软启动电路、驱动电路、基准电路,所述基准电路输出第一参考电压至所述误差放大器,输出第二参考电压至所述振荡器;所述振荡器接收输出电压分压后的反馈电压与所述第二参考电压并产生方波与三角波,所述方波输出至误差放大器,所述三角波输出至比较器;所述误差放大器接收所述方波、反馈电压与第一参考电压,所述误差放大器输出的电压在所述辅助软启动电路控制下输入比较器;所述比较器将比较后的电平输出至所述驱动电路,驱动输入电压经BUCK电路输出所述输出电压;

所述误差放大器包括软启动电路与折叠共源共栅放大器,所述软启动电路接收所述振荡器输出的波形,为电容充电,所述电容输出端连接所述折叠共源共栅放大器的输入端;所述折叠共源共栅放大器的输入端连接所述基准电路,接收所述第二参考电压与第三参考电压,所述折叠共源共栅放大器的输出端连接所述比较器;

所述软启动电路包括开关管、电阻R1、电阻R2,所述软启动电路的输入端接收所述振荡器输出的方波,控制所述开关管的导通与截止;所述电阻R1通过折叠共源共栅放大器M7连接所述开关管,所述电阻R2连接所述折叠共源共栅放大器M8、M9;

所述振荡器包括电流镜、电容充放电开关电路、反馈电压控制电路,所述电流镜输出电流连接所述电容充放电开关电路,输出三角波至所述比较器;所述反馈电压控制电路连接所述电流镜,通过所述反馈电压延长充电时间;

所述振荡器还包括高低电平充电电路与方波整形驱动电路,所述高低电平充电电路连接所述电容充放电开关电路,通过开关管控制所述三角波的高电平与低电平;所述高低电平控制电路输出方波至所述方波整形驱动电路,所述方波整形驱动电路经反相器驱动后输出方波至所述误差放大器。

2. 如权利要求1所述的DC-DC转换器,其特征在于,所述辅助软启动电路包括电流镜、电容与开关管;基准电路的基准电流通过所述电流镜控制所述电容的充电时间,控制所述开关管的导通与截止,从而控制所述误差放大器的输出电压。

3. 如权利要求1所述的DC-DC转换器,其特征在于,还包括逻辑电路,所述逻辑电路接收所述比较器输出的电平信号,将所述电平信号转换为PWM信号,输出至所述驱动电路。

4. 如权利要求3所述的DC-DC转换器,其特征在于,所述驱动电路包括功率开关管,所述PWM信号控制所述功率开关管的导通与截止,电源电压通过所述功率开关管的导通与截止产生方波,经滤波电路输出所述输出电压。

5. 如权利要求1所述的DC-DC转换器,其特征在于,所述反馈电压控制电路的第一输入端接收所述基准电路产生的第二参考电压、第二输入端接收所述反馈电压,通过差分输入对减小充电电流,增长充电时间。

6. 如权利要求1所述的DC-DC转换器,其特征在于,所述方波整形驱动电路的输入端连接所述比较器的输出端,将所述比较器产生的波形信号经过反相驱动,输出方波信号。

## DC-DC转换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及集成电路领域,尤其涉及一种DC-DC转换器。

### 背景技术

[0002] 随着便携式电子设备的发展,集成电路中高效率、高质量的电源管理就变得越来越重要,因此DC-DC(DC-DC converter,指在直流电路中将一个电压值的电能变为另一个电压值的电能的装置)在提高芯片电源效率方面有着不可代替的作用。但是DC-DC在上电的过程中,对片外电容的快速充电,会在片外电感中产生很大的浪涌电流。这个电流可能会导致输出电压瞬间降低或升高,因此就会使负载电路工作不正常、甚至损坏。为了解决这个问题,就需要一个软启动电路,来减小上电浪涌流。

[0003] 目前主要的软启动方式有:控制环路占空比,控制电感电流值,控制误差放大器参考电压。前两种软启动方式都存在启动阶段电感电流不平稳,输出电压线性度不高的问题;第三种方式使用了D触发器、边沿检查电路、T触发器等大量数字电路和数模转换器DAC将数字信号转换成参考电压,这种方式可以得到平稳的上电电流,但是如果想要得到更平滑的参考电压,所需数字电路位数就会增大,相应的占用芯片面积也会增大。而片上集成的DC-DC只是给芯片供电的小部分辅助电路之一,且负载电流不大,占用太多面积是不划算的。

### 发明内容

[0004] 为了克服现有技术的不足,本发明的目的在于提供一种DC-DC转换器,通过振荡器、误差放大器与辅助软启动电路控制上电时振荡器频率缓慢增大,输出平稳电压减小上电浪涌流,保护负载电路。

[0005] 本发明的目的采用如下技术方案实现:

[0006] DC-DC转换器,包括振荡器、误差放大器和辅助软启动电路、驱动电路、基准电路,所述基准电路输出第一参考电压至所述误差放大器,输出第二参考电压至所述振荡器;所述振荡器接收输出电压分压后的反馈电压与所述第二参考电压并产生方波与三角波,所述方波输出至误差放大器,所述三角波输出至比较器;所述误差放大器接收所述方波、反馈电压与第一参考电压,所述误差放大器输出的电压在所述辅助软启动电路控制下输入比较器;所述比较器将比较后的电平输出至所述驱动电路,驱动输入电压经BUCK电路输出所述输出电压。

[0007] 进一步的,所述误差放大器包括软启动电路与折叠共源共栅放大器,所述软启动电路接收所述振荡器输出的波形,为电容充电,所述电容输出端连接所述折叠共源共栅放大器的输入端;所述折叠共源共栅放大器的输入端连接所述基准电路,接收所述第二参考电压与第三参考电压,所述折叠共源共栅放大器的输出端连接所述比较器。

[0008] 进一步的,所述软启动电路包括开关管、电阻 $R_1$ 、电阻 $R_2$ ,所述软启动电路的输入端接收所述振荡器输出的方波,控制所述开关管的导通与截止;所述电阻 $R_1$ 通过折叠共源共栅放大器 $M_7$ 连接所述开关管,所述电阻 $R_2$ 连接所述折叠共源共栅放大器 $M_8$ 、 $M_9$ 。

[0009] 进一步的,所述振荡器包括电流镜、电容充放电开关电路、反馈电压控制电路,所述电流镜输出电流连接所述电容充放电开关电路,输出三角波至所述比较器;所述反馈电压控制电路连接所述电流镜,通过反馈电压延长充电时间。

[0010] 进一步的,所述振荡器还包括高低电平充电电路与方波整形驱动电路,所述高低电平充电电路连接所述电容充放电开关电路,通过开关管控制所述三角波的高电平与低电平;所述高低电平控制电路输出方波至所述方波整形驱动电路,所述方波整形驱动电路经反相器驱动后输出方波至所述误差放大器。

[0011] 进一步的,所述辅助软启动电路包括电流镜、电容与开关管;基准电路的基准电流通过所述电流镜控制所述电容的充电时间,控制所述开关管的导通与截止,从而控制所述误差放大器的输出电压。

[0012] 进一步的,还包括逻辑电路,所述逻辑电路接收所述比较器输出的电平信号,将所述电平信号转换为PWM信号,输出至所述驱动电路。

[0013] 进一步的,所述驱动电路包括功率开关管,所述PWM信号控制所述功率开关管的导通与截止,电源电压通过所述功率开关管的导通与截止产生方波,经滤波电路输出所述输出电压。

[0014] 进一步的,所述反馈电压控制电路的第一输入端接收所述基准电路产生的第二参考电压、第二输入端接收所述反馈电压,通过差分输入对减小充电电流,增长充电时间。

[0015] 进一步的,所述方波整形驱动电路的输入端连接所述比较器的输出端,将所述比较器产生的波形信号经过反相驱动,输出方波信号。

[0016] 相比现有技术,本发明的有益效果在于:

[0017] 本发明提供了一种DC-DC转换器,在芯片上电的过程中,振荡器的频率会缓慢增大,产生一个频率可变的方波至误差放大器、一个频率可变的三角波至比较器,间歇性电流给集成芯片上的小电容充电,使得误差放大器的参考电压缓慢上升。而DC-DC的输出端会随参考电压的上升而缓慢上升,即输出电压上升时间增大,电感的浪涌电流会减小,从而达到软启动的效果,减小上电浪涌流,保护负载电路。

## 附图说明

[0018] 图1为本发明所提供实施例中的DC-DC转换器的系统框图;

[0019] 图2为本发明所提供实施例的反馈电压控制的振荡器;

[0020] 图3a为无软启动电路的振荡器输出波形;

[0021] 图3b为本发明所提供实施例的振荡器输出波形;

[0022] 图4为本发明所提供实施例中比较器的电路图;

[0023] 图5为本发明所提供实施例中带软启动电路的误差放大器示意图;

[0024] 图6为本发明所提供实施例中误差放大器中 $V_{REF1}$ 、 $V_{FB}$ 和 $V_S$ 的上电波形图;

[0025] 图7为本发明所提供实施例中辅助软启动电路的电路图;

[0026] 图8a为本发明实施例中DC-DC上电时,电感前方波、输出电压和电感电流波形示意图;

[0027] 图8b为DC-DC上电时,无软启动电路的电感前方波、输出电压和电感电流波形示意图。

## 具体实施方式

[0028] 下面,结合附图以及具体实施方式,对本发明做进一步描述,需要说明的是,在不冲突的前提下,以下描述的各实施例之间或各技术特征之间可以任意组合形成新的实施例。

[0029] 如图1-8所示,本发明提供了一种DC-DC转换器,其特征在于,包括振荡器、误差放大器、辅助软启动电路、驱动电路、基准电路,所述基准电路输出第一参考电压至所述误差放大器,输出第二参考电压至所述振荡器;所述振荡器接收输出电压分压后的反馈电压与第二参考电压并产生方波与三角波,所述方波输出至误差放大器,所述三角波输出至比较器;所述误差放大器接收所述方波、反馈电压与第一参考电压,所述误差放大器输出的电压在所述辅助软启动电路控制下输入比较器;所述比较器将比较后的电平输出至所述驱动电路,驱动输入电压经BUCK电路输出所述输出电压。

[0030] 在芯片上电的过程中,振荡器的频率会缓慢增大,产生一个频率可变的方波至误差放大器、一个频率可变的三角波至比较器,间歇性电流给集成芯片上的小电容充电,使得误差放大器的第一参考电压缓慢上升。而DC-DC的输出端会随第一参考电压与第二参考电压、反馈电压的上升而缓慢上升,即输出电压上升时间增大,电感的浪涌电流会减小,从而达到软启动的效果。

[0031] 具体的,如图1所示,若从输出电压 $V_{OUT}$ 处断开环路来看,输出电压 $V_{OUT}$ 经过电阻 $R_1$ 、电阻 $R_2$ 的分压产生反馈电压 $V_{FB}$ ,反馈给误差放大器的输入负端,基准电路产生的第一参考电压 $V_{REF1}$ 连接误差放大器的正端;反馈电压 $V_{FB}$ 、基准电路产生的第二参考电压 $V_{REF2}$ 输出给振荡器,产生一个频率可变的方波输出给误差放大器,产生一个频率可变的三角波输出给比较器;误差放大器在辅助软启动电路的控制下产生一个随电源电压上电而缓慢上升的电压 $V_{EA}$ ,输出至比较器;比较器比较后输出的电平 $D_1$ ,经过逻辑电路转换为PWM信号 $D_2$ ,再经过驱动电路,来控制功率管的开启或关闭;输入电压 $V_{IN}$ 通过功率开关管 $M_1$ 、 $M_2$ 的导通和截止,产生方波 $V_{SW}$ ,再经过滤波电路滤波后形成稳定的输出电压 $V_{OUT}$ 。

[0032] 如图2所示,为振荡器的电路图。所述振荡器包括电流镜、电容充放电开关电路、反馈电压控制电路,所述电流镜输出电流连接所述电容充放电开关电路,输出三角波至所述比较器;所述反馈电压控制电路连接所述电流镜,通过反馈电压延长充电时间。振荡器还包括高低电平充电电路与方波整形驱动电路,所述高低电平充电电路连接所述电容充放电开关电路,通过开关管控制所述三角波的高电平与低电平;所述高低电平控制电路输出方波至所述方波整形驱动电路,所述方波整形驱动电路经反相器驱动后输出方波至所述误差放大器。

[0033] 如图2所示, $I_0$ 为理想电流源,在实施例中由基准电路产生。图2中 $M_1$ 、 $M_4$ 、 $M_7$ 、 $M_8$ 、 $M_{11}$ 、 $M_{12}$ 为电流镜, $M_5$ 、 $M_6$ 、 $M_{13}$ 用作开关管, $M_9$ 和 $M_{10}$ 为差分输入对, $M_{14}$ 、 $M_{15}$ 、 $M_{16}$ 、 $M_{17}$ 、 $M_{18}$ 、 $M_{19}$ 组成3个反相器。其中 $M_7$ 的W/L远大于 $M_4$ , $M_4$ 和 $M_8$ 的W/L比为1:1, $M_9$ 和 $M_{10}$ 的W/L比为1:1, $M_{11}$ 和 $M_{12}$ 的W/L比为N-1:N。 $V_{FB}$ 为DC-DC的反馈电压, $V_{REF2}$ 为基准电路产生的参考电压。 $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ 、 $I_4$ 、 $I_5$ 分别为流经 $M_4$ 、 $M_8$ 、 $M_9$ 、 $M_{10}$ 、 $M_{11}$ 源漏级间的电流。

[0034] 在现有技术中,当振荡器的电路上电时,由于电容C的存在,比较器正端,即SAW端电压的上升比负极电压上升慢,因此比较器会输出低电平,因此CLKN为低电平;此时开关管 $M_{13}$ 、开关管 $M_6$ 关断,开关管 $M_5$ 开启,即电流 $I_1$ 将对电容C充电,SAW电压斜升。当SAW电压比负端

电压 $V_1$ 大时,比较器翻转,CLKN为高电平;此时开关管 $M_{13}$ 、开关管 $M_6$ 开启,开关管 $M_5$ 关闭;电容将通过开关管 $M_6$ 管放电,但由于电阻 $R_3$ 的并联使比较器负端电压降低为 $V_2$ ,因此,SAW电压斜降到 $V_2$ 。如此循环SAW端即可得到一个三角波,如图3(a)所示。

[0035] 在本实施例中, $M_8$ 、 $M_9$ 、 $M_{10}$ 、 $M_{11}$ 、 $M_{12}$ 组成反馈电压控制电路,其中 $M_9$ 和 $M_{10}$ 为差分输入对, $M_8$ 、 $M_{11}$ 、 $M_{12}$ 为电流镜。在本实施例中,当电路上电时,DC-DC输出电压还是0,即第三参考电压 $V_{FB}=0$ ,而第二参考电压 $V_{REF2}$ 先上电,第二参考电压 $V_{REF2}$ 远大于第三参考电压 $V_{FB}$ ,因此电流 $I_2$ 基本全部流入 $M_9$ 管。此时由上述W/L的关系可知:

$$[0036] \quad I_1 = I_2 = I_3 = \left(\frac{N-1}{N}\right) I_5 \quad (1)$$

[0037] 所以上述充电电流就由 $I_1$ 减小为 $(1/N) I_1$ ,即充电时间大大加长,上电频率也随之减小。

[0038] 当DC-DC输出端电压上升时,第三参考电压 $V_{FB}$ 上升, $I_4$ 缓慢增大, $I_3$ 缓慢减小,即充电时间慢慢变快;当DC-DC电压上升到目标值时,第三参考电压 $V_{FB} >$ 第二参考电压 $V_{REF2}$ ,电流基本全部流入 $M_{10}$ 管, $I_3=0$ ,此时振荡器恢复正常频率,DC-DC正常工作,如图3(b)。

[0039] 同时由于电流镜 $M_7$ 的W/L远大于 $M_4$ ,再加上电流镜 $M_{11}$ 管增加的放电通路,因此放电时间远小于充电时间,即输出方波CLK的占空比很大,如图3(b)中的方波;这样对误差放大器中电容的充电速度有较大的衰减作用。

[0040] 电路中的比较器结构如图4所示。图4中 $M_1$ 、 $M_2$ 为电流镜, $M_3$ - $M_{12}$ 为单端放大器结构, $M_3$ 、 $M_4$ 为输入对, $M_5$ - $M_8$ 的比例决定了比较器的迟滞区间,防止因为毛刺电压使比较器误翻转。

[0041] 如图5所示,为误差放大器的电路图。所述误差放大器包括软启动电路与折叠共源共栅放大器,所述软启动电路接收所述振荡器输出的波形,为电容C充电,所述电容C输出连接所述折叠共源共栅放大器的输入端。所述折叠共源共栅放大器的输入端连接所述基准电路,接收所述第二参考电压与反馈电压,所述折叠共源共栅放大器的输出端连接所述比较器。

[0042] 所述软启动电路包括开关管 $M_5$ 、电容C、电阻 $R_1$ 、电阻 $R_2$ ,所述软启动电路的输入端接收所述振荡器输出的方波,控制开关管的导通与截止,为电容C充电;所述电阻 $R_1$ 通过折叠共源共栅放大器 $M_7$ 连接所述开关管,所述电阻 $R_2$ 连接所述折叠共源共栅放大器 $M_8$ 、折叠共源共栅放大器 $M_9$ 。

[0043] 图5电路中 $M_1$ - $M_4$ 、 $M_6$ 、 $M_{10}$ 为电流镜, $M_5$ 用作开关, $M_8$ 、 $M_9$ 、 $M_{13}$ - $M_{18}$ 为折叠共源共栅放大器, $R_3$ 、 $M_{11}$ 、 $M_{12}$ 组成偏置电路,为放大器第二级提供栅极电压。 $M_7$ 和 $M_8$ 、 $M_9$ 尺寸相同, $R_1=R_2$ 。

[0044] DC-DC上电时,由振荡器可以得到一个频率逐渐增大的方波,输入该电路的CLK端。上电时,由于电容C的存在,电容上端电压 $V_s$ 为0;方波CLK在低电平时控制 $M_5$ 开启,给电容C充电;由于方波占空比很大,低电平时间很短,因此充电速度大大减慢,可以得到一个缓慢上升的电压 $V_s$ 。误差放大器输入的正端和负端分别为第一参考电压 $V_{REF1}$ 和第三参考电压 $V_{FB}$ ,与 $V_s$ 的上电曲线如图6所示。

[0045] 上电开始时,由于 $V_s$ 电压小于第一参考电压 $V_{REF1}$ , $M_{17}$ 的电流基本全部由 $M_7$ 流入,即 $M_7$ 、 $M_9$ 、 $R_1$ 、 $R_2$ 形成源级退化的差分对,反馈电压 $V_{FB}$ 电压跟随 $V_s$ 缓慢上升,其等效跨导:

$$[0046] \quad G \approx \frac{g_{m7}}{1+g_{m7}R_1} \quad (2)$$

[0047] 其中 $g_{m7}$ 为 $M_7$ 、 $M_9$ 管的跨导。

[0048] 当 $V_S$ 大于第一参考电压 $V_{REF1}$ 时, $M_{17}$ 的电流基本全部由 $M_8$ 流入,即 $M_8$ 、 $M_9$ 形成普通的差分对, $V_{FB}$ 跟随 $V_{REF1}$ ,其等效跨导:

$$[0049] \quad G \approx g_{m8} \quad (3)$$

[0050] 其中 $g_{m8}$ 为 $M_8$ 、 $M_9$ 管的跨导。

[0051] 此时误差放大器和DC-DC转换器进入正常工作状态。因为DC-DC转换器的稳定性要求环路单位增益带宽需要小于振荡器频率的6倍,但是软启动时,振荡器频率较低;而使用源级退化后,等效跨导 $G$ 随着第三参考电压 $V_{FB}$ 增大而增大,DC-DC环路单位增益带宽正比于误差放大器跨导,因此DC-DC的环路单位增益带宽在上电时较小,增加了系统的稳定性。

[0052] 如图7所示,为辅助软启动电路的电路示意图,此电路由简单的电流镜 $M_1$ - $M_4$ 、电容 $C$ 和开关管 $M_5$ 组成;基准电路的基准电流通过所述电流镜控制所述电容 $C$ 的充电时间,从而控制所述开关管的导通与截止。将基准电路产生的基准电流通过 $M_1$ - $M_4$ 组成的电流镜镜像为1/100以下,对一个片内电容 $C$ 充电;通过镜像减小偏置电流可以减慢电容 $C$ 的充电时间,也可以减小电容 $C$ 的大小;当电容充电前,开关管 $M_5$ 管导通,输出端连接到误差放大器的输出,此时开关管 $M_5$ 阻抗很低,将输出端下拉到地电位,DC-DC转换器不会启动;防止因为一些上电时非理想因素导致的瞬间高电平使DC-DC转换器中输出错误的电平,让功率开关管开启,引起上电浪涌电流,起到二次保护的作用。当电容充电后,开关管 $M_5$ 管关闭,阻抗很大,对误差放大器输出端无影响,DC-DC转换器可以正常启动和工作。

[0053] 本转换器可集成于芯片中一起流片,在测试可以在 $-55 \sim +125^\circ\text{C}$ 下正常工作。转换器电路整体面积为 $0.36\text{mm}^2$ ,其中因为本转换器包括振荡器中的反馈电压控制电路、误差放大器中的软启动电路和辅助软启动电路三部分,额外增大的总面积仅为 $0.013\text{mm}^2$ ,工作电压为 $2.5\text{--}3.6\text{V}$ ,输出电压为 $1.8\text{V}$ ,负载电流为 $400\text{mA}$ ,工作效率为 $93\%$ 。仿真不带软启动的DC-DC和本实施例中上电浪涌电流如图8所示。图8a为有软启动时DC-DC的电感前方波、输出电压和电感电流,图8b为无软启动时的波形。图8中的VSW为DC-DC输出端电感前的方波,IL为电感电流,VOUT为输出电压。可以看到加入软启动可以使上电时振荡器频率缓慢增大,增加上电时间,使上电浪涌电流由 $1.164\text{A}$ 减小为 $213\text{mA}$ ,输出电压曲线较平稳上升。

[0054] 上述实施方式仅为本发明的优选实施方式,不能以此来限定本发明保护的范围,本领域的技术人员在本发明的基础上所做的任何非实质性的变化及替换均属于本发明所要求保护的范围。

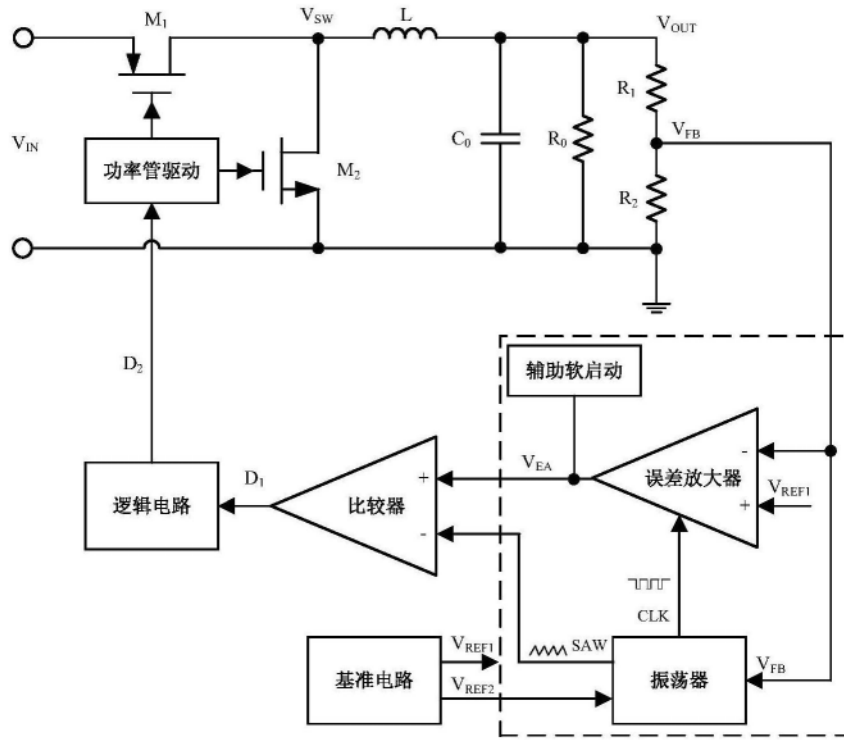


图1

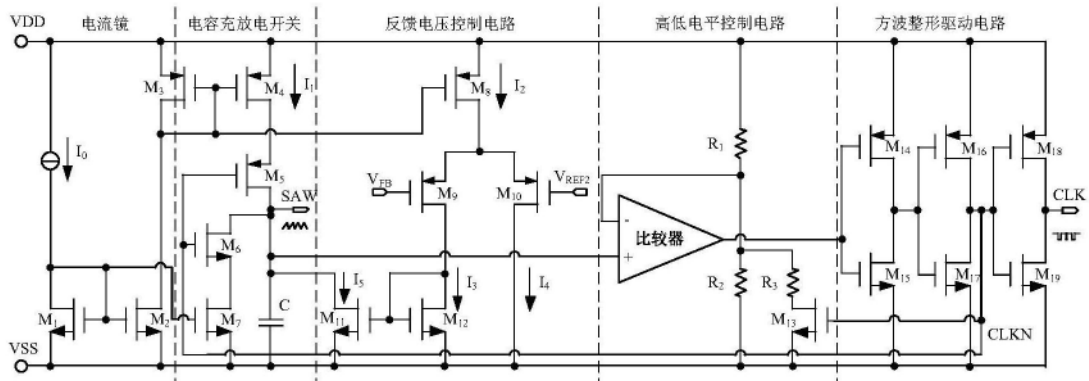


图2



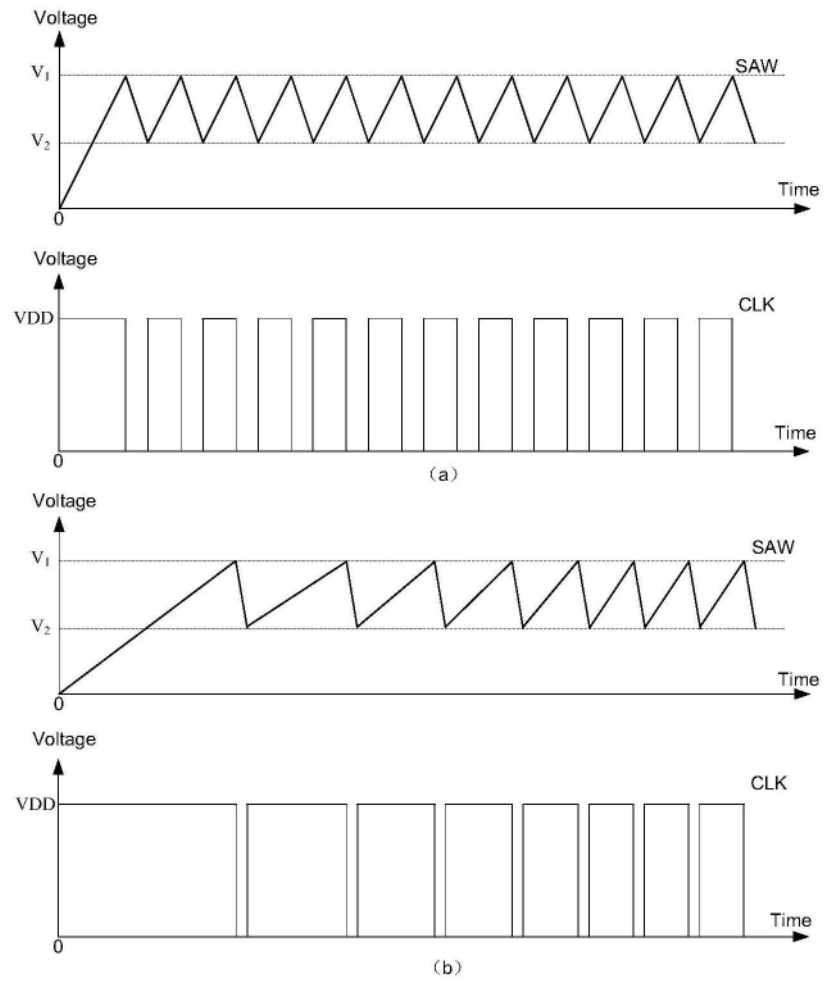


图3

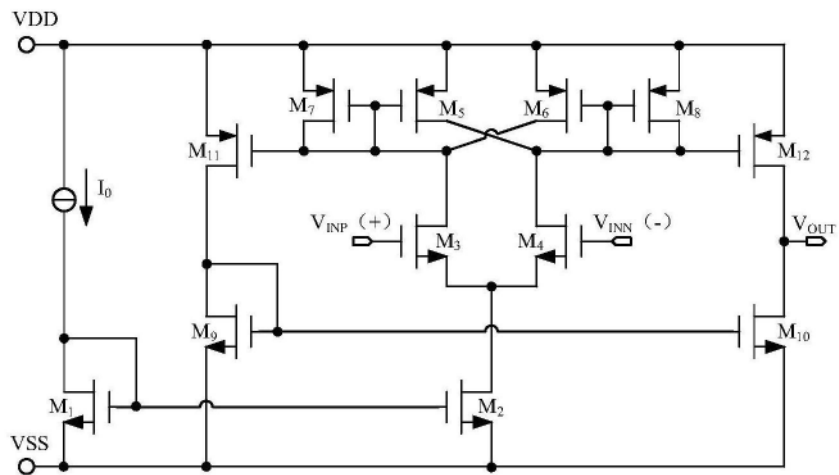


图4

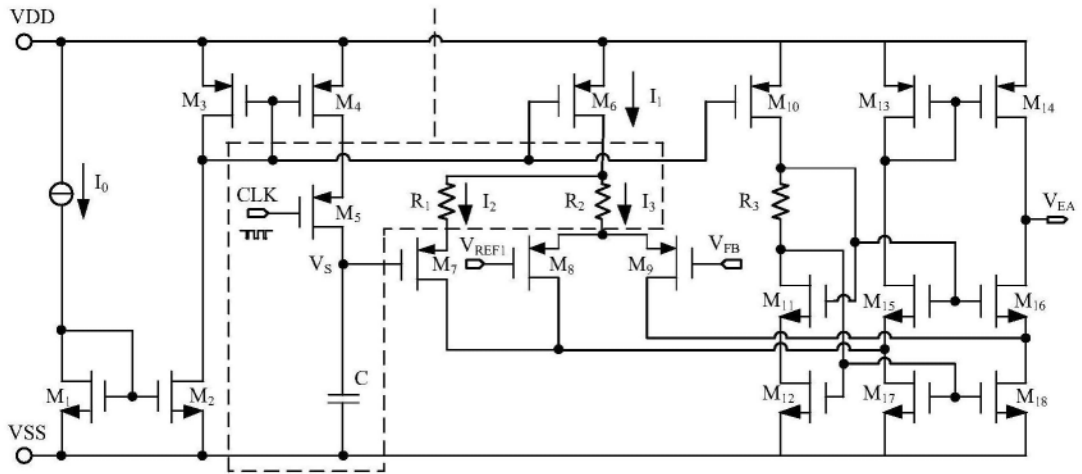


图5

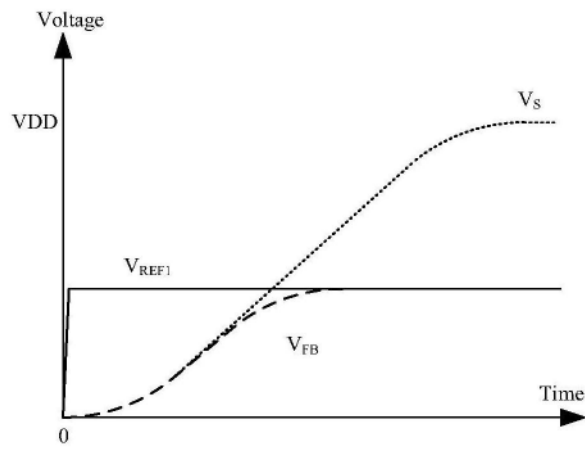


图6

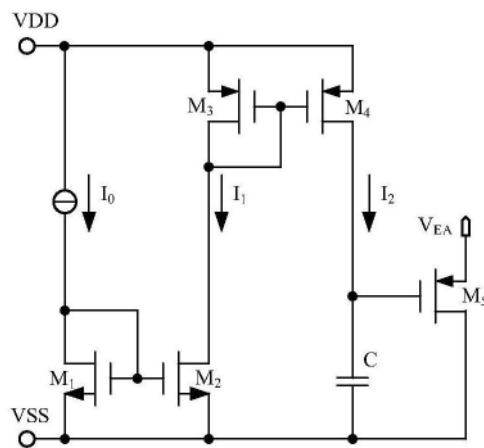


图7

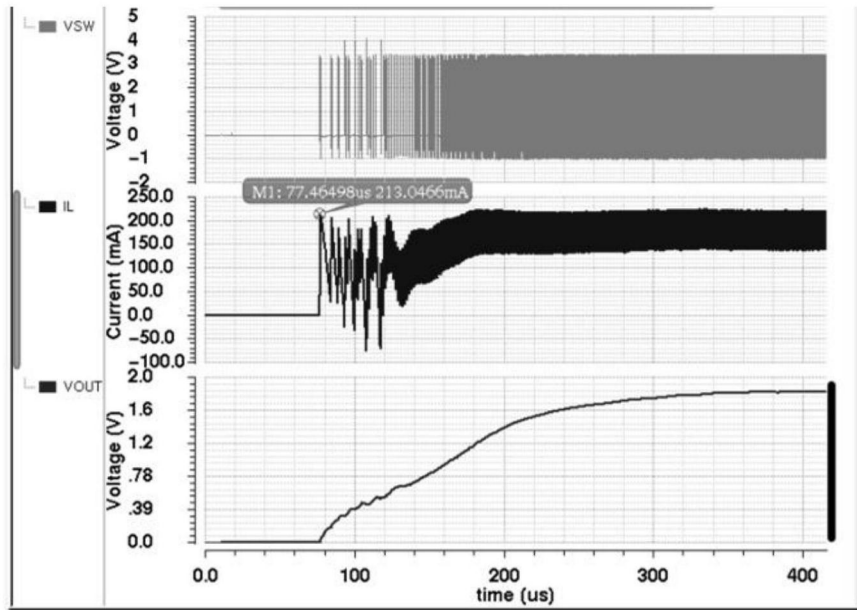


图8a

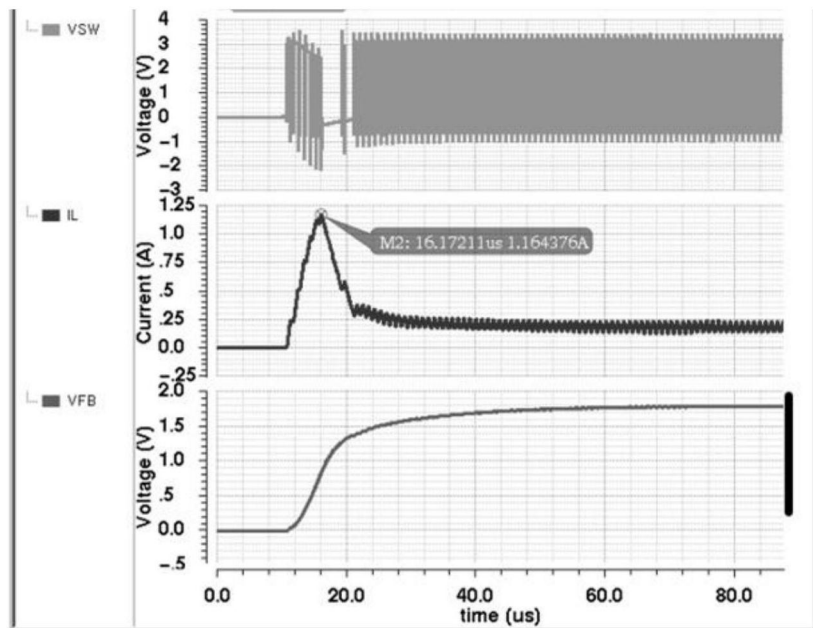


图8b