

文章编号: 1000-5013(2009)06-0632-05

升压式DC/DC的软启动电路的设计

张艳红, 程 帅

(华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 泉州 362021)

摘要: 基于BiCMOS工艺,提出一种用于升压式DC/DC(直流/直流)的脉冲充电方式软启动电路.同时使用分频电路和窄脉冲产生电路,实现对软启动电容充电的极小占空比(0.1%).该电路在不使用片外电容的情况下,保证足够的软启动时间,有效地消除浪涌电流现象.经HSPICE仿真模拟证明,该电路可以使用较小的电容(10 pF),实现较长时间(800 μ s)的软启动过程.

关键词: 软启动;窄脉冲;分频电路;开关电源;浪涌电流

中图分类号: TN 784⁺.102

文献标识码: A

高效便携式电子产品对电源的要求也越来越高^[1-2],而典型的DC/DC(直流/直流)开关电源在启动过程中,容易产生浪涌电流,可能对电子系统产生损伤,甚至造成破坏^[3].为了消除浪涌电流,需要设计软启动电路,使启动时间足够的长,启动过程足够的缓慢.传统的软启动电路是通过恒流源对电容进行充电来产生定时,并由电容上的电压来限制电感电流或开关的占空比^[4].为了保证启动过程足够缓慢,需要极小的充电电流或很大的电容.出于工艺等因素的考虑,充电电流很难做到很小,而较大的电容在片内很难实现的.通常情况下,可以通过外接电容的方法实现,但这又增加了外围电路设计的复杂度,所以是不可取的.本文设计了一款解决此问题的软启动电路.

1 电路设计思路

1.1 传统的软启动电路

传统的软启动电路^[5],通过内部电流源 I_{SS} 、外部电容 C_{SS} 和钳位电路CLAMP实现软启动功能,如图1所示.系统上电时,电容上的电压 V_{SS} 为零,误差放大器的输出信号 V_e 被CLAMP电路钳制在较低的电位,从而限制了开关的占空比和电感电流.随着电流源 I_{SS} 对电容 C_{SS} 的充电, V_{SS} 逐渐上升, V_e 也逐渐上升,占空比和电感电流逐渐增大,直到达到设定值,软启动过程结束.软启动时间为

$$t_{SS} = \frac{C_{SS} \cdot V_{SS}}{I_{SS}} \quad (1)$$

式(1)中, V_{SS} 为软启动前后电容 C_{SS} 上的电压差.为了保证足够的启动时间,需要极小的充电电流 I_{SS} 或很大的软启动电容 C_{SS} .

1.2 功能框图

为了在不使用片外电容的情况下获得足够的软启动时间,一种可行的方法就是降低电流源对电容充电的占空比.由此提出的软启动电路是通过极小的占空比对软启动电容充电,大大延长软启动时间的.其功能框图如图2所示.图2中,片内软启动电容 C_{SS} 、充

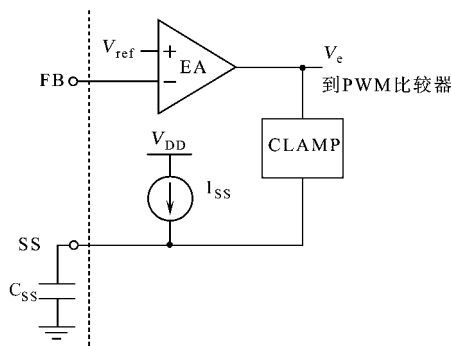


图1 传统软启动电路

Fig. 1 Traditional soft-start circuit

收稿日期: 2008-01-17

作者简介: 张艳红(1980-),女,讲师,主要从事超大规模集成电路的研究. E-mail:maggic8826@163.com.

基金项目: 福建省自由探索基金资助项目(T0850005);福建省青年人才科研基金资助项目(2007F3066)

电电流源 I_{ss} 、小占空比充电控制电路、软启动结束检测比较器和限制误差放大器输出 V_e 的钳位电路。

电路的工作过程是:系统刚加电或者芯片使能信号刚有效时,Charge_Level 信号即电容 C_{ss} 上的电压为零。因此,Charge_Over 信号为低电平,允许电流源 I_{ss} 对电容 C_{ss} 充电,芯片进入软启动模式。其后,时钟信号 CLK 经过降频、脉宽窄化处理后,控制电流源 I_{ss} 以极小的占空比对电容 C_{ss} 进行充电,从而使 Charge_Level 信号成阶梯型缓慢上升;同时,此信号经过电压跟随器增强其驱动能力后,由钳位电路 CLAMP 钳制误差放大器的输出 V_e ,从而限制电感电流。当 Charge_Level 电压超过 V_{ref} 时,充电检测比较器输出 Charge_Over 跳变为高电平,经充电控制模块快速将 Charge_Level 充至电源电压,同时关断时钟 CLK 的信号通路,软启动过程结束。

1.3 内部模块设计

1.3.1 充电控制电路 充电控制电路是整个软启动电路的关键。获得小占空比的一种常用方法是分频,而占空比 D 与分频器级数 n 的关系为 $D = 1/2^{n+1}$ 。如果要获得非常小的占空比,就需要就较大的 n 。这增加了电路复杂度,更重要的是,太低的频率会产生音频干扰。为了减小分频器的级数,增加了窄脉冲产生电路,如图 3 所示。

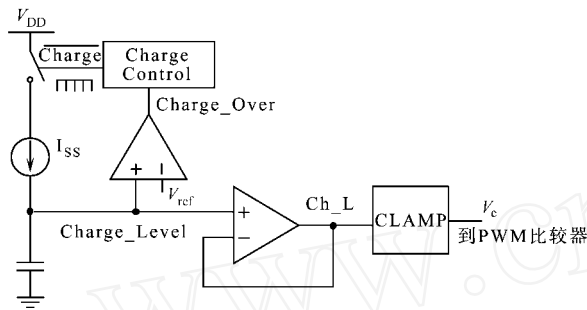


图 2 软启动电路框图

Fig. 2 The chart of soft-star circuit

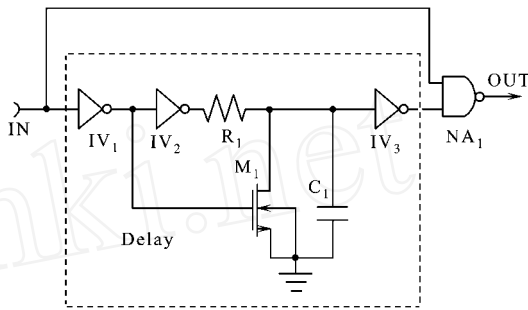


图 3 窄脉冲产生电路

Fig. 3 Short-pulse generator circuit

该电路利用到达与非门两输入端的信号的时间差,产生窄脉冲。图 3 中,Delay 部分主要用来对输入信号 IN 的上跳沿进行延时,而对于 IN 的负跳沿,基本不延时。当 IN 从低电平到高电平跳变时, M_1 关断, IV_2 输出高电平,并通过电阻 R_1 对电容 C_1 充电(电容两端电压在 IN 为低电平时为零),充电时间常数 $= R_1 \cdot C_1$ 。电容上极板电位不断上升,当其超过反相器的转换电平 V_{IH} 时,输出跳变到低电平。其延时时间^[6]为

$$t_D = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln(V_{IH}/V_{DD}). \tag{2}$$

式(2)中, V_{IH} 为反相器 IV_3 的最低输入高电平。当 IN 从高电平跳变到低电平时, M_1 管导通,电容 C_1 通过 M_1 快速放电,输出很快跳变到高电平,基本不产生延时。于是,Delay 电路的延时具有非对称性,即输出下跳变时间 t_f 远大于上跳变时间 t_r 。

由于与非门 NA_1 的一端插入了具有反相和延时功能的 Delay 单元,所以只在输入信号 IN 正跳变时, NA_1 才输出一个窄脉冲。当 IN 从低电平跳变至高电平时,与非门的一端 IN 先跳变至高电平,但另一输入端,则要经过延时单元 Delay 的延时,才从高电平跳变至低电平。在这段延时过程中,输出 OUT 为低电平,然后随着 Delay 单元输出跳变至低,输出 OUT 才会跳变至高电平;而当输入 IN 从高电平跳变至低电平时,由于与非门的一端已经为低电平,所以输出 OUT 维持高电平。由此,窄脉冲产生电路在输入正跳变时,产生一个负向窄脉冲,其脉冲宽度为

$$t_P = t_D = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln(V_{IH}/V_{DD}).$$

引入窄脉冲产生电路后,软启动充电控制电路如图 4 所示。该电路主要由一个 n 分频单元和一个窄脉冲产生单元组成,即降低充电占空比的任务由它们两个共同承担。首先, n 分频单元将软启动充电频率降至系统时钟信号 CLK 的 $1/2^n$,然后通过窄脉冲电路,产生很窄的充电脉冲,从而将充电占空比大大降低。其充电占空比为

$$D = \frac{t_P}{T} = \frac{f_{CLK}}{2^n} \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \frac{V_{IH}}{V_{DD}}. \tag{3}$$

式(3)中, f_{CLK} 为芯片时钟频率. 于是, 相对传统软启动电路, 该启动时间 t_{SS} 时间延长了 $1/D$ 倍, 有

$$t_{SS} = \frac{C_{SS} V_{ref}}{I_{SS}} \cdot \frac{1}{D} = \frac{2^n}{f_{CLK}} \cdot \frac{1}{\ln(V_{IH}/V_{DD})} \cdot \frac{C_{SS}}{C_1} \cdot \frac{V_{ref}}{I_{SS} R_1} \quad (4)$$

从式(4)可看出, 在开关频率给定的 DC/DC 系统中, 为了增加软启动的时间, 可增加分频器级数 n 和 C_{SS} , 或减小 C_1 和 R_1 .

图 5 是窄脉冲产生电路的仿真波形. 从图 5 中可以看到, 当 IN 正跳变时, 输出 OUT 产生一个负的窄脉冲, 脉冲宽度可以通过调节 R_1 和 C_1 来改变; 当 IN 负跳变时, 则不产生窄脉冲, 这样相当与将充电占空比进一步减小一半, 而使充电时间再延长一倍. 图 6 是充电控制电路的仿真波形. 由于采用了 5 分频, 所以每 2^5 即 32 个 CLK 周期 Charge 才会产生一个窄脉冲, 大大延长了软启动时间.

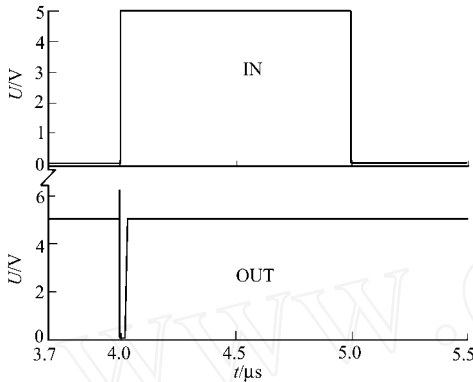


图 5 窄脉冲电路功能验证

Fig. 5 The simulation of short-pulse

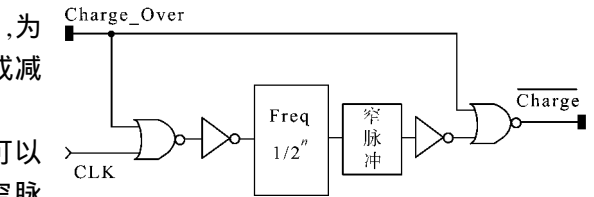


图 4 充电控制电路

Fig. 4 The controlling circuit of charge

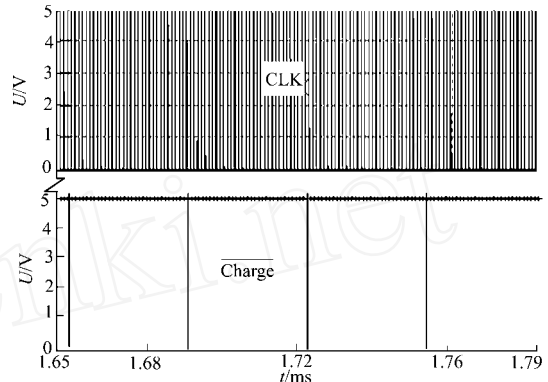


图 6 充电控制电路仿真波形

Fig. 6 The simulation of charging control

1.3.2 其他电路 图 7 为软启动电容充电电路. 图 7 中, M_4 为充电电流源, M_2 为充电控制管. 当 Charge 信号为低电平时, 电流源对软启动电容 C_{SS} 充电. 其充电电流为

$$I_{SS} = \frac{V_{ref} - V_{BE,Q_3}}{R_2} \cdot \frac{A_{Q_1}}{A_{Q_2}} \cdot \frac{A_{Q_6}}{A_{Q_4}} \cdot \frac{P_4}{P_3} = \frac{V_{ref} - V_{BE,Q_3}}{R_2} \quad (4)$$

式(4)中, $\frac{A_{Q_1}}{A_{Q_2}} \cdot \frac{A_{Q_6}}{A_{Q_4}} \cdot \frac{P_4}{P_3}$; A_{Q_1} , A_{Q_2} , A_{Q_4} 和 A_{Q_6} 分别为 Q_1 , Q_2 , Q_4 和 Q_6 的发射极面积; P_3 和 P_4 分别为 P_3 和 P_4 的导电因子; V_{ref} 为基准电压, V_{BE,Q_3} 为 Q_3 的 BE 结电压. 将式(5)代入式(4), 可得到软启动时间的完整表达式, 即

$$t_{SS} = \frac{2^n}{f_{CLK}} \cdot \frac{a}{\ln(V_{IH}/V_{DD})} \cdot \frac{C_{SS}}{C_1} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{ref} - V_{BE,Q_3}} \quad (6)$$

由式(6)可知, 由于 a , C_{SS}/C_1 , R_2/R_1 都是几何尺寸的比例, 不随工艺和温度变化; V_{ref} 是带隙基准电路产生的基准电压, 基本不随工艺和温度变化; $\ln(V_{IH}/V_{DD})$ 是温度工艺的弱函数. 因此, 软启动时间的工艺和温度依赖性主要来源与时钟频率和三极管的 BE 结电压.

图 8 为软启动钳位电路, 其输入为软启动电容上的电压 Charge_Level 和误差放大器的输出 EA_OUT, 其输出 V_e 满足式(6), 即有

$$V_{SS} = \min\{Charge_Level + V_{BE}, EA_OUT\}. \quad (7)$$

发射极接在一起的 PNP 管 Q_{11} , Q_{12} , 将输出至 PWM 比较器的电压 V_e . 钳位在 Charge_Level 和一个 BE 结电压之和, 从而保证软启动过程中对电感电流和占空比的限制. 由于电容上的电压 Charge_Level 信号很敏

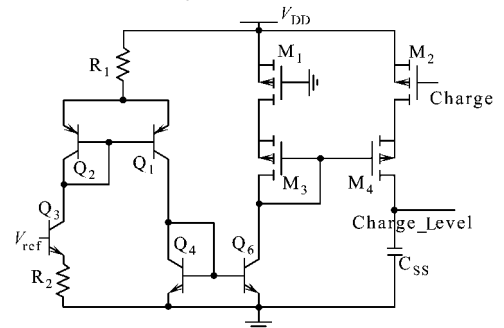


图 7 软启动电容充电电路

Fig. 7 Charging circuit of soft-star

感,且 Q_{11} 会有基极电流,因此需增加一级电压跟随器.

2 软启动电路的仿真

图 9 是 HSPICE 下软启动电路瞬态仿真波形图. 从图 9 中可以看出,刚启动时电容 C_{SS} 的电压 Charge_Level 为零. 此时,Charge_Over 信号为低电平,允许对电容 C_{SS} 充电,软启动过程开始. 然后,由 Charge 信号控制电流源对电容 C_{SS} 充电,充电脉冲的周期为 $32\text{ }\mu\text{m}$ (DC/DC 的开关频率 $f_{sw} = 1\text{ MHz}$,软启动控制电路采用 5 分频),脉冲宽度为 32 ns . 因此,充电占空比为 0.1% ,相当于将充电速度减缓了 $1\text{ }000$ 倍,Charge_Level 和电压 V_e 成阶梯性缓慢上升.

在 $t = 1.2\text{ ms}$ 时, V_e 达到正常值. 其后,Charge_Level 电压继续缓慢上升. 在 $t = 2.3\text{ ms}$ 时,Charge_Level 电压达到 V_{ref} ,Charge_Over 信号跳变至高电平,使信号维持在低电平,快速将 Charge_Level 电压充至电源 V_{DD} ,软启动过程结束.

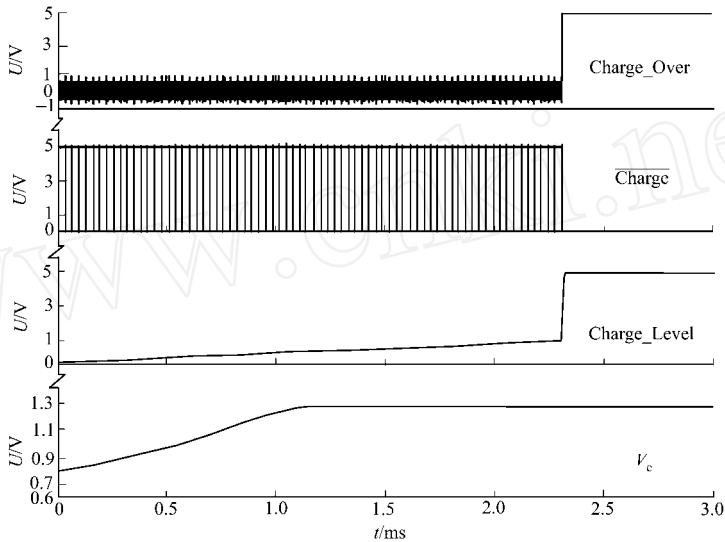


图 9 软启动模块瞬态仿真波形图

Fig. 9 The transient simulation of soft-star

不同工艺角下软启动电路的瞬态仿真波形,如图 10 所示. 图 10 中,采用了 Fast 和 Slow 两种极端情况和一种 Typical 典型情况. 在这 3 种工艺条件下,软启动时间分别为 $1.10, 1.35, 1.60\text{ ms}$,误差均在 $\pm 20\%$ 以内,对于绝大多数应用是可以接受的. 如果希望进一步改善软启动的时间精度,可以采用更精确的振荡器和电流基准电路,但这将增加芯片设计的复杂度和额外的芯片面积.

3 芯片启动性能仿真

将此软启动模块应用于白光 LED 驱动的升压式 DC/DC 芯片的软启动效果,如图 11 所示. 从图 11 上可以看到,由于软启动电路能较长时间的钳制误差放大器的输出 V_e ,使得芯片输出电压 (V_{OUT})、LED 电流 (I_{LED}) 及电感电流 (I_L) 缓慢地上升到设定值,从而有效地消除了浪涌电流. 整个软启动阶段,从 $100\text{ }\mu\text{s}$ 持续至 $900\text{ }\mu\text{s}$,小脉冲电流对电容 C_{SS} 充电,误差放大器输出电压 V_e 呈阶梯状缓慢上升,电感峰值电流被限制在 150 mA ,LED 电流被限制在 22 mA 以内. 由此可见,由于采用脉冲式充电方式,使芯片的软启动时

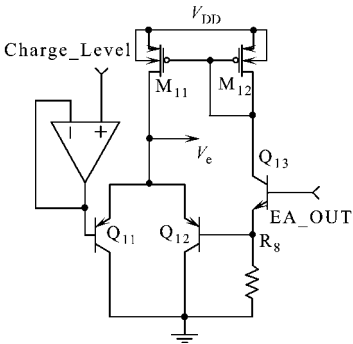


图 8 软启动钳位电路

Fig. 8 the clamp circuit of soft-star

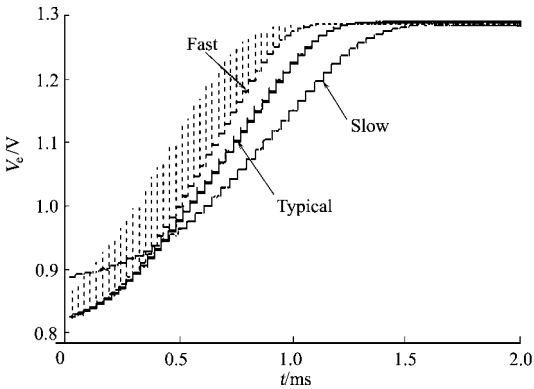


图 10 软启动电路仿真波形

Fig. 10 The simulation of soft-star circuit

间达到了 $800\ \mu\text{s}$ 之久,并且有效地消除了浪涌电流.

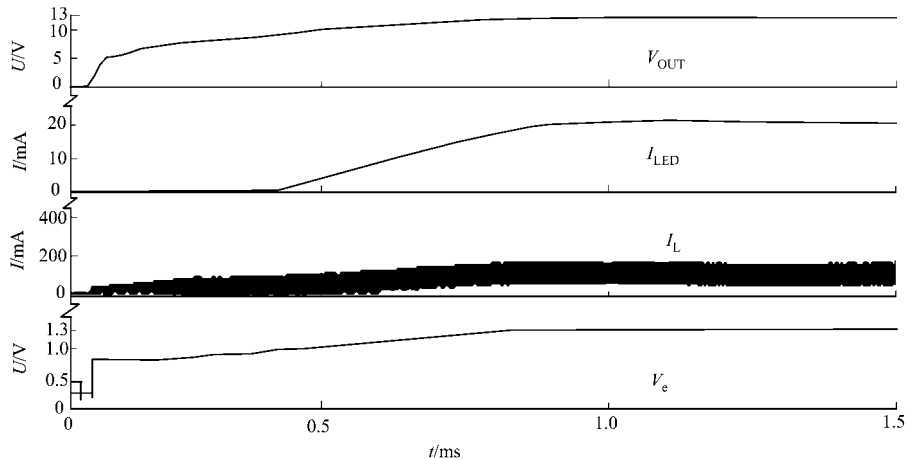


图 11 芯片启动特性仿真波形图

Fig. 11 The starting characteristic of soft-star circuit

4 结束语

针对开关电源在启动过程中出现浪涌电流的现象,设计了一款脉冲充电方式的软启动电路. HSPICE 模拟证明,此电路实现了开关电源输出端电压的趋于线性的缓慢增加,而且没有出现电流浪涌现象和开关电源的重启动.软启动电路具有很好的控制能力.同时,该软启动电路结构简单,是一个易于移植和大规模集成的电路模块,可以在各种不同的 DC/DC 开关电源控制器系统中应用.

参考文献:

- [1] 陈 卢,石秉学,代铁军,等. 高效率高精度开关电源脉宽调制芯片的实现[J]. 清华大学学报:自然科学版, 1999, 39(S1):38-41.
- [2] 凌朝东,曾德友,李国刚,等. 铅酸蓄电池充电与保护集成电路的设计[J]. 华侨大学学报:自然科学版, 2008, 29(3):338-441.
- [3] 王海永,李永明,陈弘毅. 一种采用电压补偿技术的 DC/DC 开关电源软启动电路[J]. 微电子学, 2002, 32(1): 20-23.
- [4] 杜锦才. 软启动可调直流电源的设计[J]. 电工技术, 2000(11):34-35.
- [5] 钟国华,吴玉广. PWM 芯片分析及其振荡器电路的简化设计[J]. 半导体技术, 2004, 29(2):65-68.
- [6] 甘学温. 数字 CMOS VLSI 分析与设计基础[M]. 北京:北京大学出版社, 1999.

The Design of Boosting Voltage DC/DC Soft-Star Circuit

ZHANG Yan-hong, CHENG Shuai

(College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Quanzhou 362021, China)

Abstract: Based on BiCMOS, a kind of boosting voltage DC/DC pulse-charging soft-star circuit was presented. The small proportion of hold and empty (0.1 %) of soft-star capacitance charged was realized using dividing frequency circuit and short-pulse producing circuit. Without using exterior capacitance, the circuit ensures the enough time of soft starting and eliminates the surging phenomena. HSPICE simulation proves that the circuit can spend small capacitance (10 pF) to realize the long soft-star process ($800\ \mu\text{s}$).

Keywords: soft-star; short-pulse; dividing frequency circuit; switching regulator; surging phenomena

(责任编辑: 鲁 斌 英文审校: 吴逢铁)