

文章编号: 2095-2163(2023)02-0119-06

中图分类号: TN303

文献标志码: A

# 一种大电流输出的 DC/DC 转换控制电路结构研究

张啸川<sup>1</sup>, 马奎<sup>1,2,3</sup>, 杨发顺<sup>1,2,3</sup>

(1. 贵州大学 大数据与信息工程学院, 贵阳 550025; 2. 半导体功率器件可靠性教育部工程研究中心, 贵阳 550025;  
3. 贵州省微纳电子与软件技术重点实验室, 贵阳 550025)

**摘要:** 针对传统的三极管版图具有电流集边效应, 本文提出了一种具有独特版图结构的开关管的大电流输出的 DC/DC 转换控制电路结构, 能够大大增强电路的驱动能力。其结构主要包括: 比较器, 基准电压发生器, 占空比可控的振荡器, RS 触发器以及大电流输出开关电路。振荡器是由 RC 电路和比较器组成, 为 RS 触发器提供锯齿波信号, RS 触发器另一端信号由比较器提供, 通过 RS 触发器控制大电流输出开关电路, 故可添加简单的外围器件搭成升压电路。本设计采用中科渝芯 40 V 的双极型工艺, 实测显示输出管的饱和和压降在 1.3 V 以下时, 其最大输出电流可以达到 2 A。

**关键词:** 大电流输出; DC/DC; 升压; 双极型工艺

## Research on DC/DC converter control circuit structure with high current output

ZHANG Xiaochuan<sup>1</sup>, MA Kui<sup>1,2,3</sup>, YANG Fashun<sup>1,2,3</sup>

(1. College of Big Data and Information Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China;  
2. Semiconductor Power Device Reliability Engineering Research Center of Ministry of Education, Guiyang 550025, China;  
3. Key Laboratory of Micro-Nano-Electronics of Guizhou Province, Guiyang 550025, China)

**[Abstract]** This paper proposes a DC/DC conversion control circuit structure with high current output for switching tubes with a unique layout structure, which can greatly enhance the driving capability of the circuit in view of the conventional triode layout with current collector effect. The main structure includes comparator, reference voltage generator, duty cycle controlled oscillator, RS trigger and high current output switching circuit. The oscillator is composed of an RC trigger and comparator circuit, which provides the saw tooth wave signal for the RS trigger. The signal at the other end of the RS trigger is provided by the comparator, which controls the high current output switching circuit through the RS trigger. Therefore, simple peripheral devices can be added to build a boost circuit. The design uses the bipolar process of Zhongke Yuxin 40 V, and the measured results show that the maximum output current can reach 2 A when the saturation voltage drop of the output tube is below 1.3 V.

**[Key words]** high current output; DC/DC; boost; bipolar process

## 0 引言

本次研究的大电流输出的 DC/DC 转换控制电路是一种双极型集成单片控制电路, 由于双极型功率开关管由基极电流驱动, 所以其发射极寄生电容影响其关闭速度, 同时基极存储效应影响了其关闭速度, 减小开关管的饱和深度以及基极存储效应, 减缓关闭速度<sup>[1]</sup>。因此, 本文设计了一种版图结构新颖的双极型功率开关管, 使其输出电流可达 2 A。其电路简单且效率高, 广泛用于远程计算机、数据通

信、航天等领域。本次研究将对电路的各个电路模块进行分析以及仿真, 探讨其电路特点。

## 1 整体电路结构

本文所研究的整体电路结构如图 1 所示, 包含比较器、具有温度自动补偿的基准电压发生器、占空比可控的振荡器、RS 触发器和大电流输出开关电路<sup>[2]</sup>。

工作原理: 振荡器通过恒流源对外接到 C<sub>T</sub> 管脚 (3 脚) 上的电容进行不断的充电和放电, 以产生振荡波形; 当 C<sub>T</sub> 电容处于充电状态时, RS 触发器的 R 端及其与门 C 端转换为高电平, 参考源提供的基准

**作者简介:** 张啸川 (1996-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 功率器件、模拟集成电路设计; 马奎 (1985-), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向: 半导体集成技术、集成电路可靠性、功率器件和功率集成; 杨发顺 (1976-), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向: 半导体功率器件与功率集成技术研究、半导体集成电路设计。

**通讯作者:** 杨发顺 Email: fashun@126.com

收稿日期: 2022-04-15

电压与比较器的阈值电压进行比较,当基准源的电压大于比较器的阈值电压时,比较器会输出高电平加在与门D端,此时  $S = 1, R = 0$ , SR 触发器行使置1操作,输出高平,使得 T2 管导通;T2 管和 T1 管以达林顿管形式相接<sup>[3]</sup>。在增大  $\beta$  值的同时,也间接提高了开关管的输出电流,此时输出开关为导通状态。但当振荡器处于放电状态时,其输出开关为关闭状态,其中端口 7 为电流限制检测,当检测点与电源之间的电差超过 300 mV 时,输出电流大小将会被限制。过流保护电路启动使得  $C_T$  充电过程加快,开关管导通时间变短,使得电路通电时间减少,从而此点电压降低<sup>[4]</sup>。

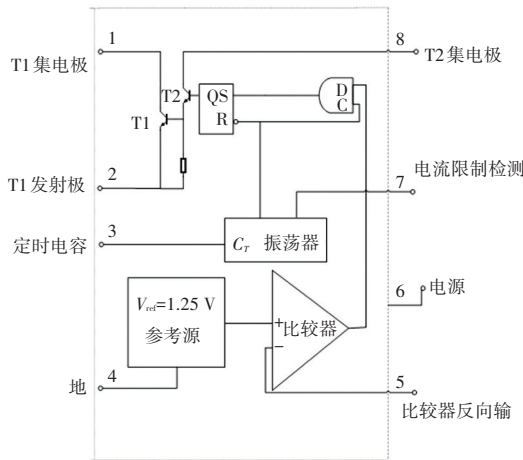


图1 整体电路结构

Fig. 1 Overall circuit layout

1.1 基准电压发生器

基准电压发生器如图2所示。

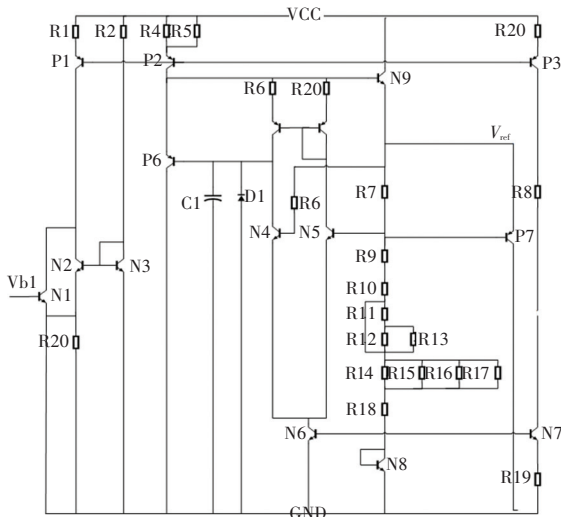


图2 基准电压发生器

Fig. 2 Reference voltage generator

基准电压发生器包含启动电路,带隙基准电路和电流偏置电路。本文设计的启动电路由三极管 N3、R2 共同组成,当电路上电后,由于 N3 管的  $V_{be}$  和电阻 R2 回路间电阻最小,最先被启动,而后产生一个启动电流,N3 管与 N2 管组成镜像电流源,为 P1 的开启提供了通路,至此 P1、P2、P3 管已完全导通,为带隙基准提供启动电流,其大小由电流源射极电阻决定。随着带隙电压的启动,R20 上的压降增大,导致 N2 管断开,N1 管导通,启动电路停止工作,P1、P2、P3 管组成的电流镜则继续正常工作<sup>[5]</sup>。 $V_{ref}$  为带隙基准电压输出端,可提供一个稳定的基准电压。偏置电流和基准电压在全电源电压和温度范围内变化极小<sup>[6]</sup>。

带隙基准电路是由 R7 到 R18、P7、N8 构成,P7 管的基极与发射极之间存在电阻 R7,其压降为  $U_{be7}$ ,则其中带隙基准源的电流公式(1)如下:

$$I = \frac{U_{be7}}{R7} \quad (1)$$

基准电压  $V_{ref}$  的值由 R7 到 R18 的压降和 N8 的  $U_{be8}$  共同决定,式(2):

$$V_{ref} = Vr7 + Vr9 + Vr10 + Vr18 + U_{be8} \quad (2)$$

从  $V_{ref}$  的计算公式(2)看出,基准电压是一个与电源电压无关的参数。

由于 R 是正温度系数,  $V_{be}$  是负温度系数,两者之间具有一定的补偿关系,可抵消温度带来的影响,可以调整 R11 到 R17 阻值,以此来达到电路温度补偿的效果,且基准电压的输出给予比较器的正极端。

1.2 电压比较器

电压比较器的电路如图3所示。

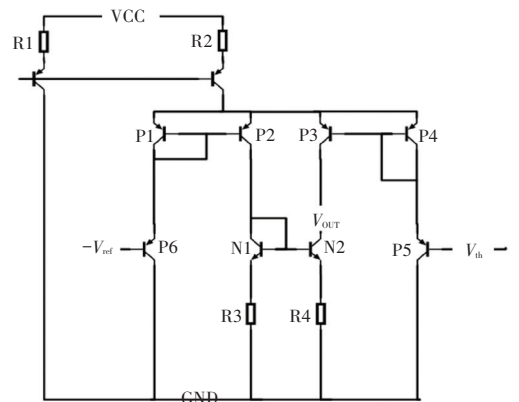


图3 电压比较器电路

Fig. 3 Comparator circuit

本文的电压比较器是由高增益的直耦差动放大器和稳定偏置电路所组成,是一种开环工作状态下的运算放大器<sup>[7]</sup>。其中,P5 和 P6 管组成差分输入

级, P1, P2, P3, P4 作为 P5 和 P6 管的电流源, 为比较器提供偏置电流, N1 和 N2 管作为比较器管的有源负载。

此电路的工作原理: 通过与 P5 端提供的阈值电压比较, 当 P6 的输入电压低于 P5 管时, 会使得 P6 管先导通, 将 P1 和 P2 管的发射极电位拉低, 使得 P5 管截止, 从而 N2 的集电极提供给 D 触发器一

个低电平信号。反之, 当 P6 管的输入高于 P5 管时, P5 管先导通, 使得 P3 和 P4 管的电压被钳制, P6 管截止, N2 的集电极端提供给 D 触发器一个高电平信号。

### 1.3 振荡器

振荡器的电路如图 4 所示。

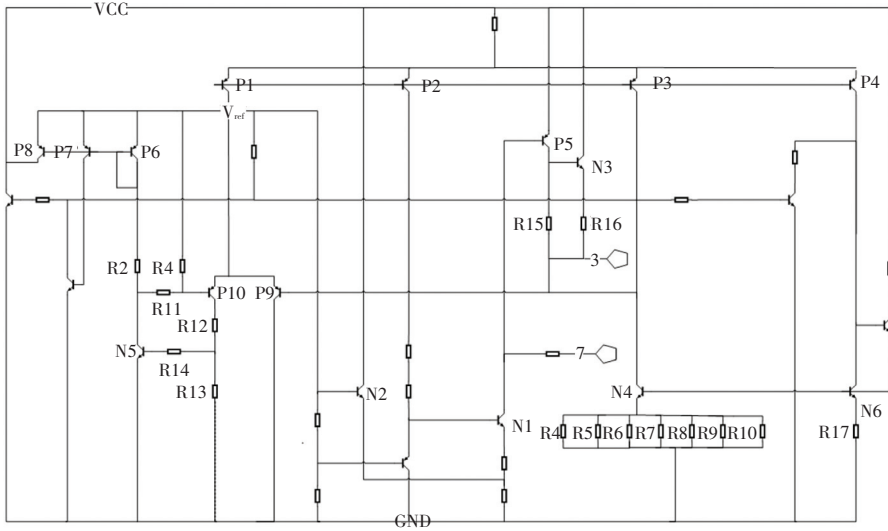


图 4 振荡器电路

Fig. 4 Oscillator circuit

振荡器由比较器、偏置电路以及 RC 电路构成。比较器正相端为 RC 电路, N3 管的发射极外接  $C_T$  电容 (3 脚) 控制电路产生振荡, 可产生一组三角波电压信号<sup>[8]</sup>。比较器反相端输入为基准电压  $V_{ref}$ , 通过比较两端电压向 RS 触发电路提供二进制信号。

$C_T$  在零状态下接通电源, 电源刚导通时, 比较器 P9 基极端的电位小于 P10 基极端的电位, 故 P9 管导通, 使得 N3 管导通, 为电容  $C_T$  充电, P9 基极电位逐渐增大; 当 P9 基极电位大于 P10 的基极电位时, P9 管截止,  $C_T$  经 N4 管放电。

当 P10 管导通时, N5 管导通并通过 R2 上拉电阻将 P10 端的基极电位拉低, 此时 N5 管处于饱和状态, P10 基极端的电压约等于为 N5 管的饱和压降。  $C_T$  通过 N4 管放电, 当 P9 端基极电压小于 P10 基极端时, P10 管截止, P9 管导通,  $C_T$  管又开始充电。因为  $C_T$  电容不断充电和放电, 其电压输出呈现锯齿波的现象。

振荡器的占空比由充放电时间共同决定, 而充放电时间取决于 R4~R10 和 R17 的比例。 N4、N6 管采用共基极接法, 使得 R4~R10 和 R17 的压降一致, 但 R4~R10 并联关系, 其总的电阻值是 R17 的七分之一, 故其电流大小为 R17 的七倍。充电时,

R4~R10 端电流降低, 则 R4~R10 电压将 R17 端的电压钳位成同等电压, 缓慢充电; 放电时, R4~R10 端电流变大, 则 R17 端电压将 R4~R10 端的电压钳位成同等电压, 快速放电。故可以通过改变并联电阻的个数来调节其占空比。

本设计中振荡器的占空比为 7 比 1, 振荡器的周期由总的充电和放电时间决定, 令 R4~R10 的并联电阻阻值为  $R_x$ , 则其充电时间, 公式 (3):

$$T1 = \frac{V_{ref} - V_{ce}}{V_{ref}} \times R_x \times C \quad (3)$$

其中,  $C$  为外置电容大小;  $V_{ce}$  为 N5 管的饱和压降;  $V_{ref}$  为基准电压。

其放电时间, 式 (4):

$$T2 = \frac{V_{ce} - V_{ref}}{V_{ref}} \times R17 \times C \quad (4)$$

其频率, 式 (5):

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T1} + \frac{1}{T2} \quad (5)$$

### 1.4 RS 触发器

RS 触发器的电路结构图如图 5 所示。

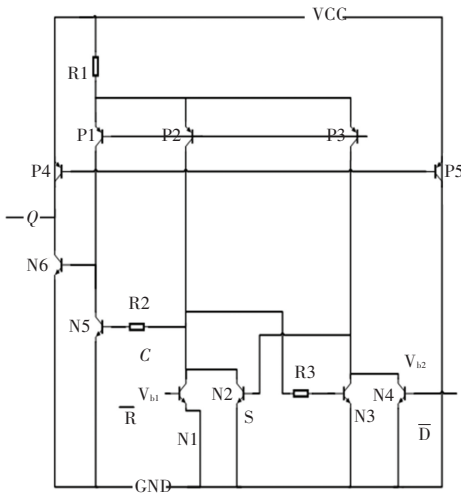


图5 RS触发器电路

Fig. 5 RS trigger circuit

RS 触发器电路是一种常用的具有记忆功能、能存储数字信息的基本逻辑电路。利用其储存特点,完成输出功能<sup>[9]</sup>。其中 N1 的基极为 R 端和 C 端公共端, N2 的基极为 S 端, N4 的基极为与门的  $\bar{D}$  端。  $V_{b1}$  为振荡器提供的电位,  $V_{b2}$  为比较器提供的电位, P1、P2、P3 管的作用相当于上拉电阻。

当比较器提供高电位加在与门的  $\bar{D}$  端时, RS 触发器的 S 端将被拉成低电位, 此时振荡器端提供低电位加在 RS 触发器的  $\bar{R}$  端时, RS 触发器的 Q 端将输出低电平, 以控制大电流输出电路; 当比较器提供低电位加在与门的  $\bar{D}$  端时, RS 触发器的 S 端电位取决于与门 C 端的电位, 当与门 C 端处于高电位时, S 端将被拉成高电平, 且此时 R 端处于低电平, RS 触发器的 Q 端输出高电平, 反之输出低电平。

### 1.5 大电流输出开关电路

大电流输出开关电路如图 6 所示。Q1 为开关管, Q2 为驱动管, R1 电阻为 Q2 提供基极电位, R2 电阻为保护电路。为增大其输出电流, 将 Q1 和 Q2 的集电极相连, 形成达林顿结构, 可以增大  $\beta$  值, 电流放大能力得到提升。

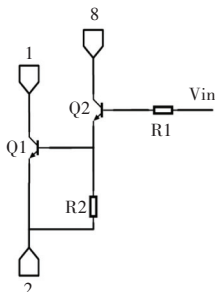


图6 大电流输出开关电路

Fig. 6 High current output switching circuit

Q1 管是一个大功率的三极管, 增大发射极面积能增大输出电流, 但在传统三极管的版图中, 因为电流集边效应, 所以靠近基极侧的发射极边上的电流密度将大于发射结的平均电流密度, 使得大注入产生的基区扩展效应将首先在边界上发生, 最终限制了晶体管的最大输出电流, 故本设计将开关管的发射极面积做成树枝状结构, 尽可能的减小结面积和延伸电极面积, 以减小电容, 从而增大发射极的有效周长, 提高了晶体管的电流输出能力。

## 2 基于 DC/DC 转换电路的仿真验证

本文基于中科渝芯 40V 双极型工艺完成电路设计, 并利用 Cadence 软件对电路进行仿真。

### 2.1 振荡器的频率仿真

电容值为 1 nF 时, 其振荡器的频率为 31 KHz 左右, 达到了频率在 24 ~ 42 KHz 之内, 其仿真结果如图 7 所示, 可以看出充放电的占空比大约为 7 : 1, 故可以通过控制并联的电阻个数来改变其振荡器的输出占空比。当调整七脚所加电压为 4.701 V 时, 电流限制电路开始工作, 此时六脚和七脚之间的压差  $V_{IPK}$  约等于 300 mV, 会使得电容充电时间加快, 输出开关管的关闭时间延长, 仿真结果如图 8 所示, 可以看出此时振荡器占空比约为 50%。

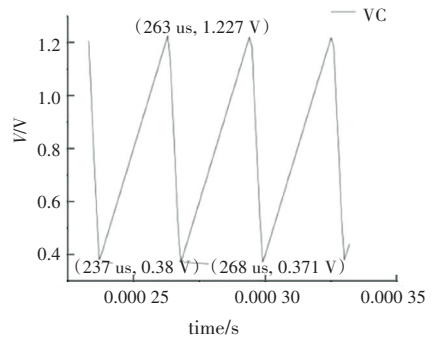


图7 振荡器频率仿真

Fig. 7 Oscillator frequency simulation

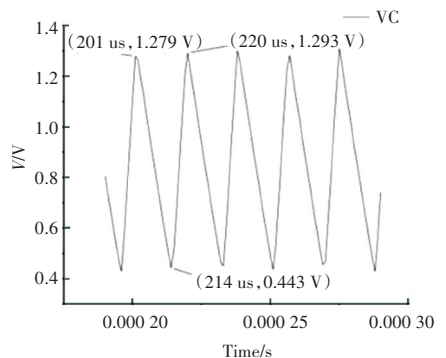


图8 电流限制电路时的频率仿真

Fig. 8 Frequency simulation during current limiting circuit



### 2.2 电源电流仿真

DC/DC 还有一个重要的指标就是功耗, 设定的电源电流在电源电压为 4~40 V 时, 电源电流最大不超过 4 mA。电源为 5 V 空载时的电源电流仿真如图 9 所示, 电源为 40 V 空载时的电源电流仿真如图 10 所示。可以看出电源电流最大为 2.85 mA, 在 5~40 V 时都能达到低功耗。

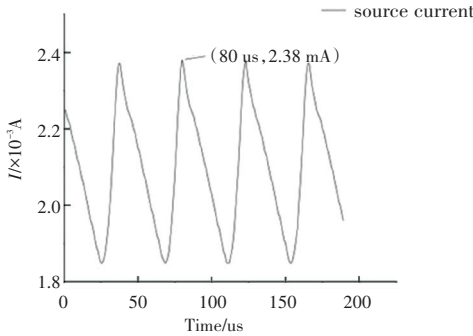


图 9 5 V 空载时电源电流仿真

Fig. 9 Power supply current simulation under 5 V and empty load

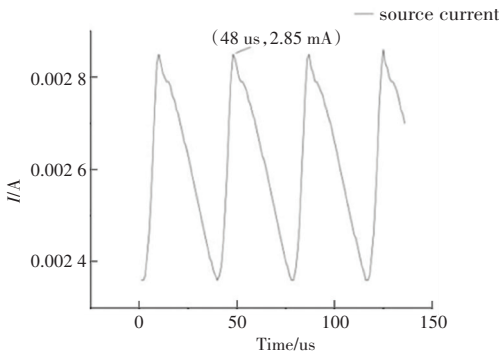


图 10 40 V 空载时电源电流仿真

Fig. 10 Power supply current simulation under 40 V and empty load

### 2.3 输出开关仿真

在电源电压为 5 V, 开关电流为 2 A 左右时, 输出管的饱和压降为 1.15 V, 未达到最大饱和压降 1.3 V, 仿真结果如图 11 所示。仿真时在开关管加 1.15 V 的饱和压降, 最大输出电流为 2.07 A。

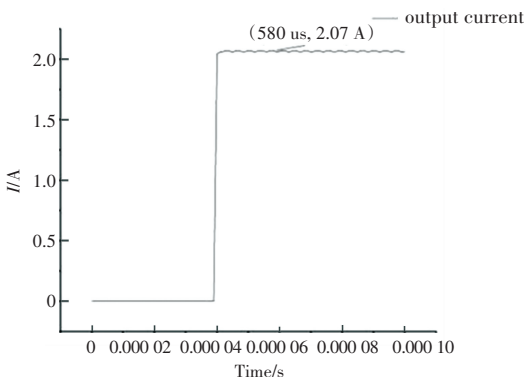


图 11 输出开关电流

Fig. 11 Output switching current

开关管断开且集电极电压为 40 V 时, 输出管的

关态集电极电流最大在 488 nA 左右, 远远小于 2 uA, 仿真结果如图 12 所示。

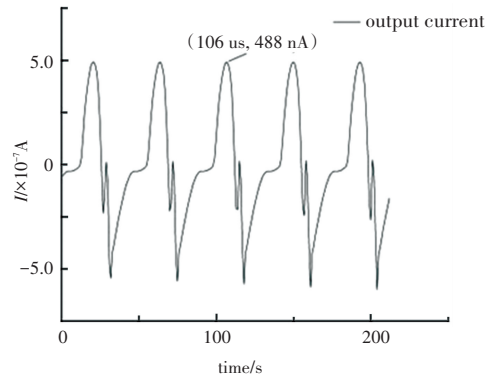


图 12 关态集电极电流

Fig. 12 Off-state collector current

### 2.4 升压转换器的应用电路的仿真

升压转换器电路如图 13 所示, 当芯片内开关管 (T1) 导通时, 输入电压经取样电阻 Rsc、电感 L1、Pin1 脚和 Pin2 脚接地, 此时电感 L1 开始存储能量, 而由 C<sub>0</sub> 对负载提供能量。当 T1 断开时, 输入电压 V<sub>in</sub> 和电感 L 同时通过续流二极管 1N5819 给负载和输出电容 C<sub>0</sub> 提供能量。电感在释放能量期间, 由于其两端的电动势极性与输入电压 V<sub>in</sub> 极性相同, 相当于两个电源串联, 因而负载上得到的电压高于电源电压。开关管导通与关断的频率由振荡器的工作频率所决定。只要此频率相对于输出负载的时间常数足够高, 输出负载上便可获得连续的直流电压。输出的电压经 R1 和 R2 分压后输入比较器, 并与基准电压一起去控制脉冲宽度, 公式(6):

$$V_{out} = \frac{R2 + R1}{R1} \times V_{ref} \quad (6)$$

其中, V<sub>ref</sub> 为基准电压。

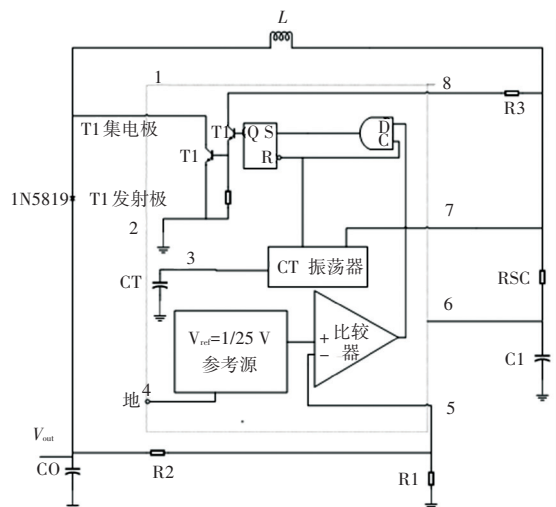


图 13 升压转换器

Fig. 13 Boost converter

其升压仿真如图 14 所示,其中 R1 为 2.2 k $\Omega$ , R2 为 47 k $\Omega$ ,  $V_{ref}$  为 1.25 V。

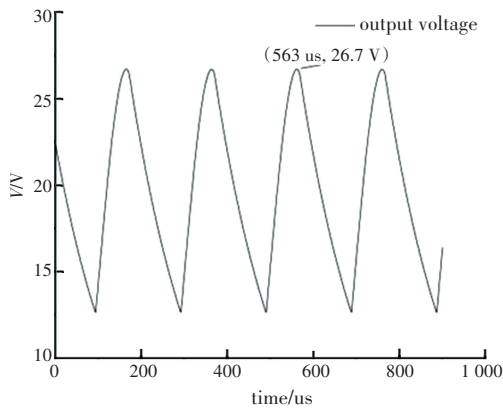


图 14 升压仿真图

Fig. 14 Boost simulation diagram

### 3 版图设计及应用测试

采用国内 40 V 中科渝芯 40 V 双极型工艺完成电路的版图设计,其版图面积为 1 799  $\mu\text{m} \times 1\ 712.5\ \mu\text{m}$ ,如图 15 所示。图 15 中 A 部分为大电流输出模块,B 部分为比较器模块,C 部分为带隙基准模块,D 部分为振荡器模块,E 部分为 RS 电路和与门模块,四周包含 8 个功能端口,可以看出大电流输出模块的功率管形状,将发射极做成树枝状结构,增大了发射区有效长度,从而增大输出电流。其发射区的面积为 108 000  $\mu\text{m}^2$ ,发射区的有效周长为 6 480  $\mu\text{m}$ 。

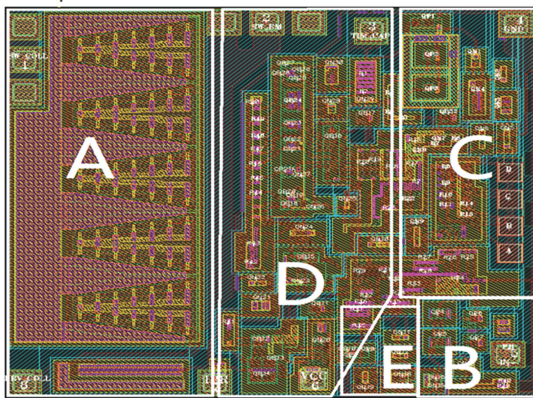


图 15 整体电路版图

Fig. 15 Overall circuit layout

本设计共有 8 个功能管脚,管脚数较少,应用简单。整体电路已经完成设计流片,其流片数据见表 1,流片数据符合设计的预期效果,其中饱和压降是

在输出电流为 2 A 时得到的值,与仿真理论值十分接近。

表 1 流片数据

Tab. 1 Streaming data

参数	最小值	典型值	最大值
Oscillator frequency/kHz	31.651	31.965	32.15
Collector off-state Current/ $\mu\text{A}$	0.052	0.052	0.090
Current limit sense Voltage/mV	268	272	274
Saturation Voltage/V	1.21	1.215	1.23
Threshold Voltage			
VCC = 5 V/V	1.251	1.251	1.254
VCC = 40 V/V	1.252	1.252	1.255
Supply Current			
VCC = 5 V/mA	2.313	2.320	2.333
VCC = 40 V/mA	2.769	2.772	2.793

### 4 结束语

本文设计的具有大电流输出的 DC/DC 转换控制电路,可通过两种方式提高其输出电流,一种是输出开关通过达林顿的连接方式来提高输出电流;另一种是改变功率管的发射极结构,可将发射极面积做成树枝状结构,尽可能的减小结面积和延伸电极面积,增大输出电流。实测结果证明,输出管的饱和压降 1.3 V 以下,其输出电流能达到 2 A 左右,且各功能电路均能达到指标。

### 参考文献

- [1] TSE C K, LAI Y M. Control of bifurcation in current-programmed DC/DC converters; a reexamination of slope compensation[C]// IEEE International Symposium on Circuits & Systems. IEEE Xplore, 2000:671-674.
- [2] 张耕华. 探究我国现代电力电子以及电源技术的发展[J]. 电子技术与软件工程, 2016(24):1.
- [3] 代蓁. 论 FH205 达林顿晶体管电流放大倍数变化及其主要原因[J]. 电子世界, 2014(4):1.
- [4] 熊浩. 开关电源过流保护电路设计[J]. 江苏科技信息, 2019, 36(1):4.
- [5] 都文和, 刘睿, 程秀娟, 等. 一种新型温度补偿方式的带隙基准电压源[J]. 电子与封装, 2019, 19(10):5.
- [6] 桑森. 模拟集成电路设计精粹[M]. 清华大学出版社, 2008.
- [7] 高维祥. 集成电路电压比较器及其应用[J]. 电子技术应用, 1985(10):33-38.
- [8] 邓玉清, 葛兴杰, 宣志斌. 一种高精度 RC 振荡器的设计[J]. 电子与封装, 2019, 19(1):4.
- [9] 赵瑞娟. 基本 RS 触发器电路分析教学探讨[J]. 林区教学, 2014(3):2.