

低功耗电荷泵 DC/DC 升压电路设计

王承智¹ 刘宇红¹ 任明远²

¹(贵州大学计算机科学与信息学院 贵阳 550025)

²(哈尔滨理工大学软件学院 哈尔滨 150001)

摘要 电源管理芯片的应用范围十分广泛,发展电源管理芯片对于提高整机性能具有重要意义,对电源管理芯片的选择与系统的需求直接相关。其中电荷泵电路通过电荷转移方式工作,来达到在无电感元件情况实现一定升压,因此该升压电路和该款电源管理芯片在应用中很受欢迎。该设计分析的低功耗电荷泵 DC/DC 升压电路是同国外某公司的合作项目。该电路采用 0.35 μm 标准的 CMOS 工艺制成,输入电压在 2.5 V~5.0 V,且输入电压高于或低于输出电压时,输出电压都可保持稳定的低纹波输出,并能自动工作于升压或降压模式。该电荷泵电路采用比较升压电路,有效的降低了芯片功耗,特别在轻负载情况下提高了系统的转换效率。电路还具有软启动、过热保护及过流保护等多重保护功能。仿真结果均达到预定指标,是设计理论与实践相结合的一次有价值的尝试。

关键词 电荷泵; DC/DC 转换电路; 线性; 升压电路; 电压管理芯片

Low Power Consumption Pressor Charge Pump DC/DC Circuit Design

WANG Cheng-zhi¹ LIU Yu-hong¹ REN Ming-yuan²

¹(College of Computer and Information, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

²(School of software, Harbin Institute of Technology University, Harbin 150001, China)

Abstract The application range of the power management chip is very wide. Development of the power management chip is of great significance for improving the overall performance, and is directly related to the selection of this kind of chip and the demand of the system. The charge pump circuit through charge-transfer work achieves a certain boost in the case of no inductive components. Therefore, the boosted circuit and the power management chips are very popular in real applications. The low-power consumption charge pump DC/DC boost circuit analyzed in this paper is the result of a cooperation project with a foreign company. The circuit uses 0.35 μm standard CMOS process, and its input voltage is 2.5 V~5.0 V. When the input voltage is higher or lower than the output voltage, the output voltage maintains a stable low ripple output, and can work in step-up or step-down mode automatically. The charge pump circuit uses a comparative booster circuit and effectively reduces chip power consumption, and improves the conversion efficiency of the system, especially in the case of light load. The circuit has multiple protection features such as soft start, over-temperature protection and over-current protection. The simulation results satisfy the design requirements. This work is a valuable attempt to combine theory and practice.

Keywords charge pump; DC/DC; linerer mode; boost circuit; voltage control chip

1 引言

目前,电源管理芯片除了传统白色家电市场外,还大量使用在计算机领域,如便携式电脑、台式机、

平板电脑。各种电子产品的普及和功能的不断增强,给电源管理芯片带来越来越多的挑战。如何使电源稳压电路符合电路设计要求,并且具有供电稳定、耗电省(延迟电池寿命)、安全性能强、体积小、重量轻等性能,是未来电源电路设计的方向。由于电荷泵电路

基金项目:黑龙江省自然科学基金(F201205)。

作者简介:王承智,硕士研究生,主要研究方向为电源管理芯片设计、CMOS 传感器接口电路设计等, E-mail: wangchengzhi87@sina.cn; 刘宇红,教授,硕士生导师,主要研究 CMOS 运算放大器的设计、芯片版图设计等;任明远,副教授,主要研究方向为 CMOS 传感器接口电路设计。

满足高效率、静态电流小、面积小、重量轻及价格便宜等特殊要求,在中低功率电池电路中,倍受各设计公司的青睐。

电荷泵的工作过程为:首先贮存能量,然后以受控方式释放能量,获得所需的输出电压。开关式调整器升压泵采用电感器来贮存能量,而电容式电荷泵采用电容器来贮存能量。电容式电荷泵通过开关阵列和振荡器、逻辑电路、比较控制器实现电压提升,采用电容器来贮存能量。因工作在较高频率,可使用小型陶瓷电容器(1 μF),其占用空间最小,使用成本较低。电荷泵转换器不使用电感器,因此其辐射 EMI 可以忽略。输入端噪声可用一只小型电容器滤除。电荷泵十分适用于便携式应用产品的设计,如蜂窝式电话、寻呼机、蓝牙系统和便携式电子设备。

2 电荷泵电路工作原理分析与设计

电荷泵也称为开关电容式电压变换器,是一种利用所谓的“快速”(Flying)或“泵送”电容(而非电感或变压器)来储能的 DC-DC(变换器)。它们能使输入电压升高或降低,也可以用于产生负电压。其内部的 FET 开关阵列以一定方式控制快速电容器的充电和放电,从而使输入电压以一定因数(0.5, 2 或 3)倍增或降低,从而得到所需要的输出电压。这种特别的调制过程可以保证高达 80% 的效率,而且只需外接陶瓷电容。由于电路是开关工作的,电荷泵结构也会产生一定的输出纹波和 EMI(电磁干扰)^[1]。

所有类型的电荷泵产品中都存在一些共同的电源使用效率问题。电荷泵可提供比 LDO 稳压器更高的工作效率。虽然电荷泵的效率不及电感式 DC/DC 变换器,但因其不需电感,故它具有高的性价比。

电荷泵通过控制泵电容及调节开关来保持稳定的输出电压,电荷泵开关网络在泵电容充电和放电变换周期内可以实现泵电容的并行或串行排列。在给定的输入、输出条件(差分电压)下,应选择电荷泵的最优工作模式以保持要求的输出电压。电荷泵开关网络采用的 MOSFET 器件具有尺寸小,成本低,开关速度快,损耗最低等特点。

3 电荷泵电路研究与设计

3.1 比较升压电路

由于本设计采用 V_{com} 是恒定电压、M2 管栅极接

脉冲信号驱动电路工作,因此要求激励信号要以中心电位为基准,交替的输出低电平和高电平信号来实现探头的周期性过饱和和工作状态,本设计以 0 V 作为地电位,5 V 作为高电位,因此选用比较器电路进行升压。其电路如图 1 所示,脉冲信号接入比较器一端,另一端接入 2.5 V 直流电平进行比较。当输入 0 V 低电平时,比较器输出高电压 5 V,反之,则输出 0 V 地电压。比较器高电平接 5 V 直流电压,低电平接地。升压电路在实现逻辑功能的基础之上还要求输出具有较大的压摆率,以增加高低电平的转换速度。晶体管 M10~M13 构成两级反相器来增大电路的压摆率。

此电路图由三部分组成:一级运算放大电路、二级运算放大电路和偏置电路。此电路图由 7 个 pmos 和 6 个 nmos 管组成,其中 M1~M5 构成一级运算, M7~M8 构成二级运算,放大电路, M10~M13 俩组反相器。M5、M9 有共同的源极和栅极,导致他们电流大小的和与 M7 的宽长比值成比例。M10~M13 作用:由于二级运算放大器输出的是模拟信号,在 V_{min} 和 V_{max} 之间变化, M10、M11 组成的反相器使输出中间值变得更加准确。M12、M13 组成的反相器使转化的更加明显和到位。同时晶体管 M10~M13 构成两级反相器来增大电路的压摆率。

设计参数计算是此电路图设计的一个关键步骤。此电路图电流源 $I_S=400 \mu\text{A}$, $V_{\text{dd}}=5 \text{ V}$, $V_{\text{com}}=1.4 \text{ V}$, M2 输入是阶跃信号, $V_{\text{max}}=2.5 \text{ V}$, $V_{\text{min}}=1 \text{ V}$ 。其中 M7 与电流源串联,所以通过 M7 的电流也是 I_S , M5 的栅极与 M7 的栅极相连接,且 M7 和 M5 的源极都是接地的,所以通过 M5 的电流也是 I_S 。一级放大电路中 M1, M3 与 M2, M4 是并联,所以通过 M1 和 M3 的电流与通过 M2 和 M4 的电流大小相等都是 $I_S/2$; M10 与 M11 一组, M12 与 M13 一组,只要符合反相器电路设计就可以实现电路功能。

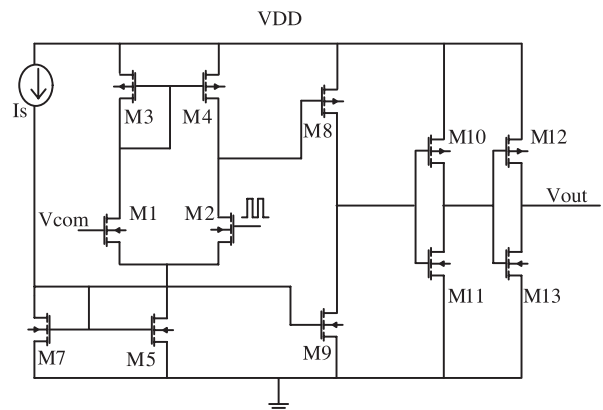


图1 比较器升压电路

3.2 带隙基准源的电路设计与仿真

随着科学的进步和技术的发展, 各种电子设备趋于小型化, 同时对供电系统的要求越来越高, 如手机、平板电脑、笔记本电脑等。这些产品在要求电源稳定同时, 还要求有电压检测、电源管理功能, 更重要的是要求减小电池尺寸和延长电池寿命。这就要求所设计的电荷泵升压电路不光是可以升压而且还应有一个精度高、功耗小的带隙基准电压源。本节针对带隙基准电压源进行详细的分析和设计。

3.2.1 带隙基准电压源设计思路

为了提高高频时基准源的抑制比, 该电路在基准源输出端增加 RC 滤波器, 考虑到电容会延长电路的启动时间, 电路中还加入了给电容充放电的快速启动电路和快速启动电路控制电路, 一旦启动完成, 快速

启动电路控制电路关闭快速启动电路。电路的等效结构如图 2 所示。在该电路中, 快速启动电路的控制电路是一个检测基准源输出端电压是否达到稳定值的判断电路, 同时还起到温度补偿的作用, 在没有增加电路复杂性情况下使基准源的输出具有很好的温度特性。带隙基准源的实际电路图如图 3 所示。

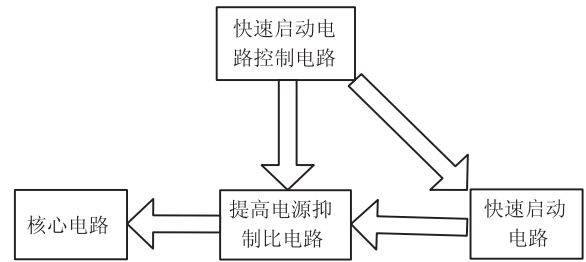


图 2 电路的等效结构图

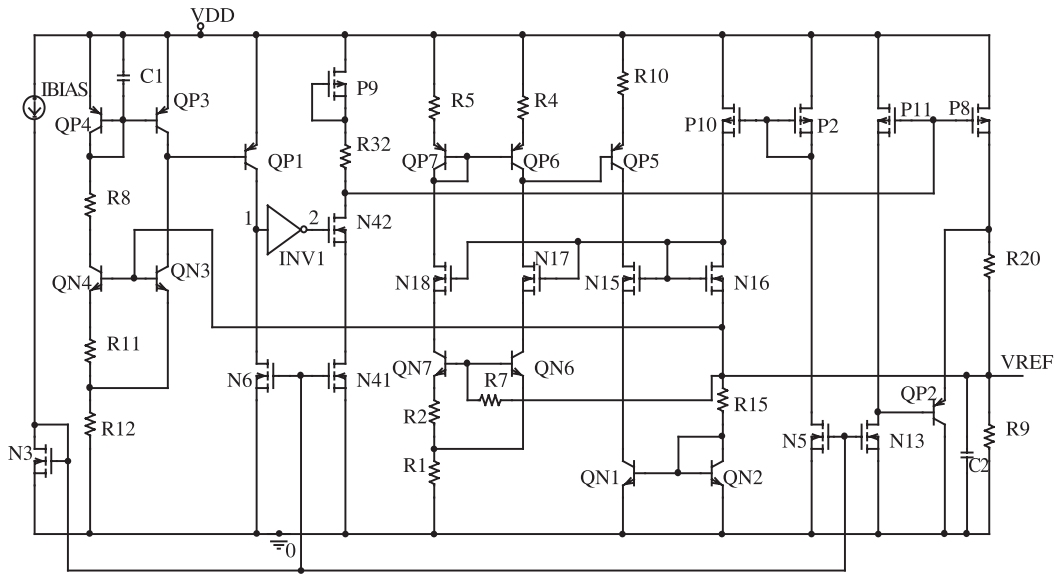


图 3 带隙基准源实际电路图

3.2.2 核心电路

带隙基准源实际电路图的核心电路是使用两管式带隙基准电压源, 它是设计带隙基准电压源电路的核心, 是进行下一步设计的必备步骤, 设计如图 4 所示。

在图 4 中, QN6、QN7 两管的发射极面积不等, QN7 比 QN6 大, 其比值为 8:1, 它们的基极连在一起。QN6、QN7 分别有 QP7、QP6 组成的镜像电流源作集电极有源负载, 两管集电极电流相等[12]。

因 QN6、QN7 的发射极面积不同, 所以两管的实际电流密度 J_{N6} 和 J_{N7} 也就不相等。它们的 V_{BE} 电压之差 ΔV_{BE} 加在电阻 R_2 , ΔV_{BE} 由下式求出:

$$\Delta V_{BE} = \frac{KT}{q} \ln \frac{J_{N6}}{J_{N7}} \quad (1)$$

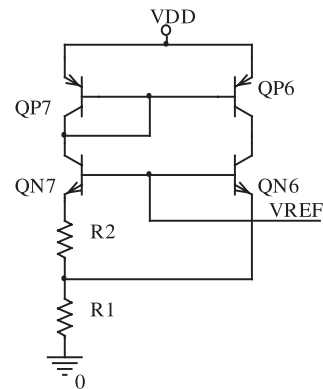


图 4 核心电路

由图可知, 流过 QN6 和 QN7 两管的电流相等, 同时电阻 R_1 的电流是它们之和, 所以流过 R_2 的电流是 R_1 的 1/2, 流过 R_2 的电流 I_{N7} 为:

$$I_{N7} = \Delta V_{BE} / R_2 \quad (2)$$

$$I_{N6} = I_{N7} = \Delta V_{BE} / R_2 \quad (3)$$

$$V_{R1} = R_1(I_{N6} + I_{N7}) = 2 \frac{R_1}{R_2} \Delta V_{BE} = 2 \frac{R_1}{R_2} \ln \frac{J_{N6}}{J_{N7}} \quad (4)$$

QN6、QN7 基极可以得到基准电压值的输出，等于 QN6 的 V_{BE} 与 V_{R1} 之和。

$$V_{REF} = V_{BEQN6} + V_{R1} = V_{BEQN6} + 2 \frac{R_1}{R_2} \frac{KT}{q} \ln \frac{J_{N6}}{J_{N7}} \quad (5)$$

显然公式(5)前项具有负温漂特性，后项具有正温漂特性，二者之和存在零温漂条件。

3.2.3 增强电源抑制比电路

带隙基准电压源，在传统设计中一般采用运算放大器来稳定电路，同时提高电源抑制比，但运算放大器失调的缺陷限制了电源抑制比的进一步提高。并且当电源电压有频率较高的交流信号干扰时^[4]，放大器的输出会与电源电压有很明显的相位差，导致 VREF 高频时电源抑制比很低。如图 5 所示，为了避免放大器的缺陷，本文采用内部负反馈电路来提高 VREF 在低频时的电源抑制比。另外在电路输出端增加了一个 RC 滤波器，用来提高 VREF 在高频时的电源抑制比。

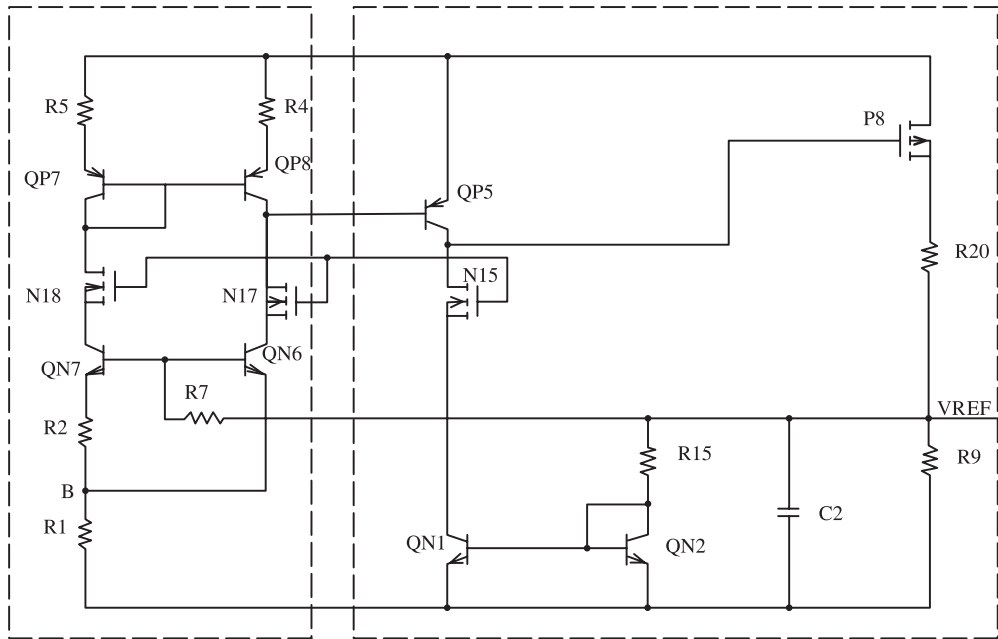


图 5 核心电路和提高电源抑制比电路

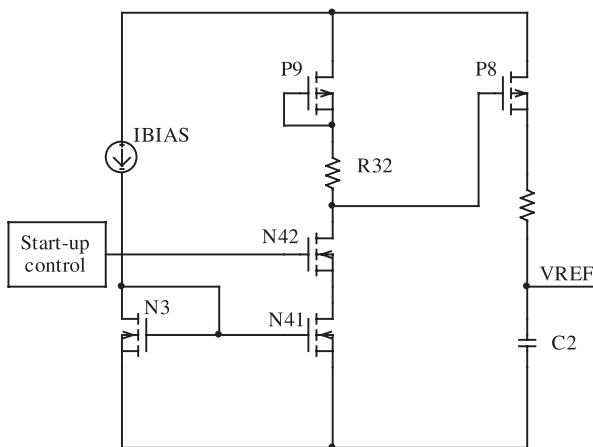


图 6 快速启动电路

3.2.4 快速启动电路

快速启动电路如图 6 所示，当基准源输出没有到预定值而被控制电路检测到后，会输出高电平，N42 栅电压为高电平，N42 导通，同时使 P8 栅电压降

低，P8 导通，对电容 C2 充电；当快速启动电路检测到 C2 电容电压到预定值，低电平输出，从而关断快速启动电路，切断充电电流。

4 电路图的仿真与分析

4.1 升压电路仿真与图形分析

本设计的电路图都是使用 Hspice 软件进行的仿真，Hspice 是 IC 设计中最常使用的电路仿真工具，是目前业界使用最为广泛的 IC 设计工具，甚至可以说是事实上的标准，还一定要使用电路仿真软件 Hspice、Spectre 等进行仿真，以便得到精确的结果^[6]。

输入电压是最小值 1.25 V，最大值为 3.75 V，延迟时间是 1 ns，上升和下降延迟为 0.1 ns，高的脉冲宽度是 100 ns，周期为 600 ns。分别对输入端、二级放大电路输出端、比较升压电路输出电路分别进行

波形仿真, 具体波形如图 7 所示。从仿真图中可看到, 输入方波下降沿的压摆率 -1.5 t , 上升沿的压摆率 $179.77 \text{ e}+306$; 二级放大电路输出端的波形图下降沿的压摆率是 -5.1385 g , 上升沿的压摆率是 22.539 g ; 比较器升压电路输出电路波形图端下降沿的压摆率是 -273.78 meg , 上升沿的压摆率是 2.1697 g 。从仿真波形图中可以看出输出波形的压摆率相对于输出波形的压摆率明显提高, 电压由输入的 2.5 V 升压到输出电压的 5 V 符合设计要求。

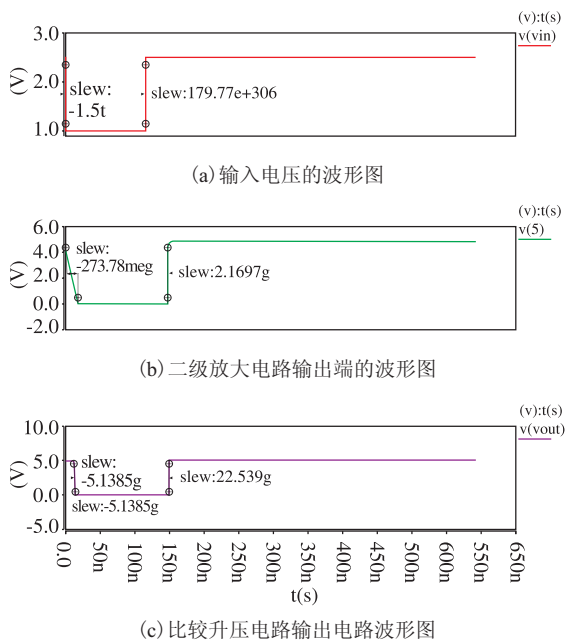


图 7 比较器升压电路仿真波形图

4.2 带隙基准电压源的电路仿真

(1) 核心电路的仿真结果

图 8 是在温度为 25°C , 电源电压为 5 V 时, 核心电路的输出基准电压随电源电压的变化曲线。由图 8 可以看出: 常温下, 核心电路的仿真曲线在 3 V 以后变得平缓, 输出电压在 $1.2 \text{ V} \sim 1.3 \text{ V}$, 但是这个精确度还远远不能满足我们的设计要求, 所以还需要对电路作更进一步的完善。

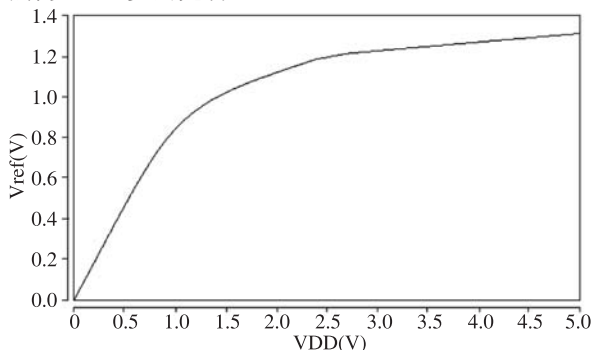


图 8 核心电路的基准电压随输入电压的变化

(2) 电源抑制比电路的仿真

图 9 是在温度为 25°C , 电源电压为 5 V 的条件下进行带隙基准电压源的电源抑制比特性仿真。由图 10 可以看出: 扫描范围是 1 Hz 到 10 MHz , 带隙基准电压在整个工作带宽内都具有很高的电源抑制比, 特别在高频区域具有明显的提高。在 1 MHz 时, 基准电压的电源抑制比都在 -80 dB 以下。

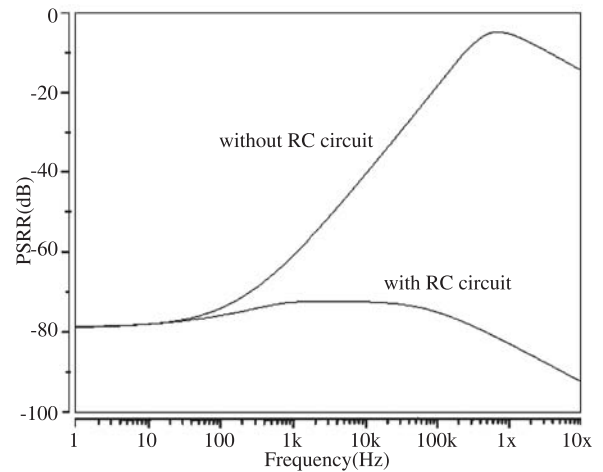


图 9 基准源的电源抑制比曲线

(3) 快速启动电路的仿真结果

图 10 是带有快速启动电路的启动时间特性曲线, 其工作条件是电源电压为 5 V , 温度为 25°C 。由图 10 可以看出: 由于采用了快速启动电路, 启动时间大约为 $700 \mu\text{s}$; 如果不采用快速启动电路, 如图 11

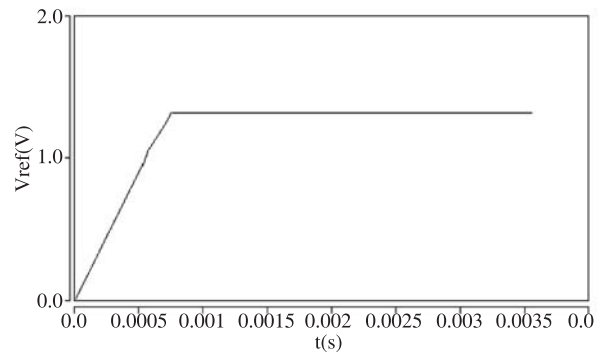


图 10 带有快速启动电路的启动时间曲线

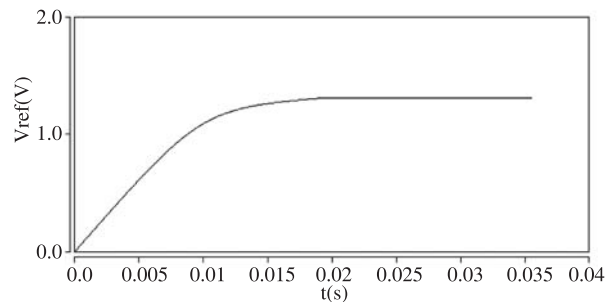


图 11 没有快速启动电路的启动时间曲线

所示, 在同样的工作条件下, 启动时间将会延长到 20 ms。可见, 加入启动电路后, 带隙基准源能够快速、平稳的启动, 完全符合设计要求。

(4) 整体电路的仿真结果

电源电压稳定性。图 12 是在温度 25°C 时, 带隙基准电压源的输出电压 V_{ref} 随电源电压变化的曲线。由图 12 可以看出, 电源电压在 2.7 V~5.5 V 范围内变化时, 基准源输出电压小于 0.12 mV, 几乎保持不变, 因此基准源具有良好的稳定性。

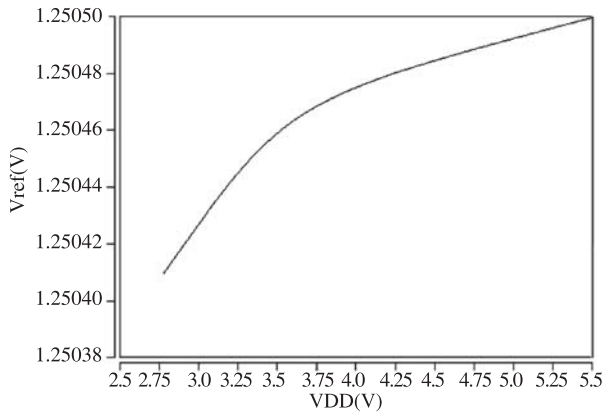


图 12 基准电压随输入电压的变化

温度特性。图 13 是在电源电压为 5 V 时, 带隙基准电压源的输出电压 V_{ref} 随温度变化的曲线。由图 11 可以看出在 0°C~100°C 的范围内, 基准电压的输出变化小于 1.4 mV, 由公式 $T = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{mean}(T_{max} - T_{min})} \times 10^6$

(ppm/°C) 得到其相对温度系数为 11.2 ppm/°C, 具有良好的温度特性。

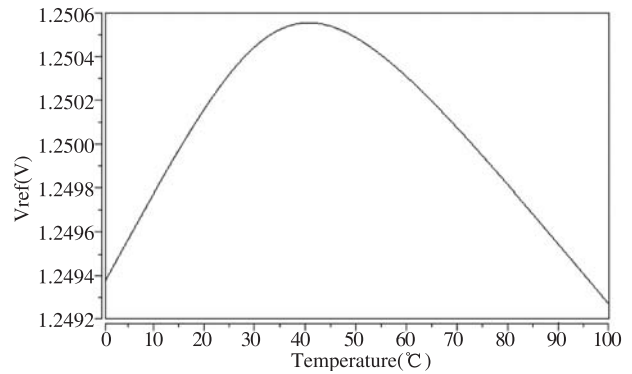


图 13 基准源输出电压的温度特性曲线

5 比较器升压电路版图设计

比较器电路图的版图是采用 TSMC 的 0.35 μm 工艺库, 此版图共画 13 个 MOS 管, 经计算估计版图面积大小约为 262 μm², 此版图面积是比较理想的版图设计面积, 为了节约面积, 此版图使用上下对称的设计模式, 本设计共使用了三层金属: 金属一、金属二、金属三。其中金属一、金属三横向走, 金属二竖向走。外圈有两层保护, 内部是地保护, 外部是电源保护, 都是为了防止外界信号的干扰。比较器升压电路的具体版图如图 14 所示:

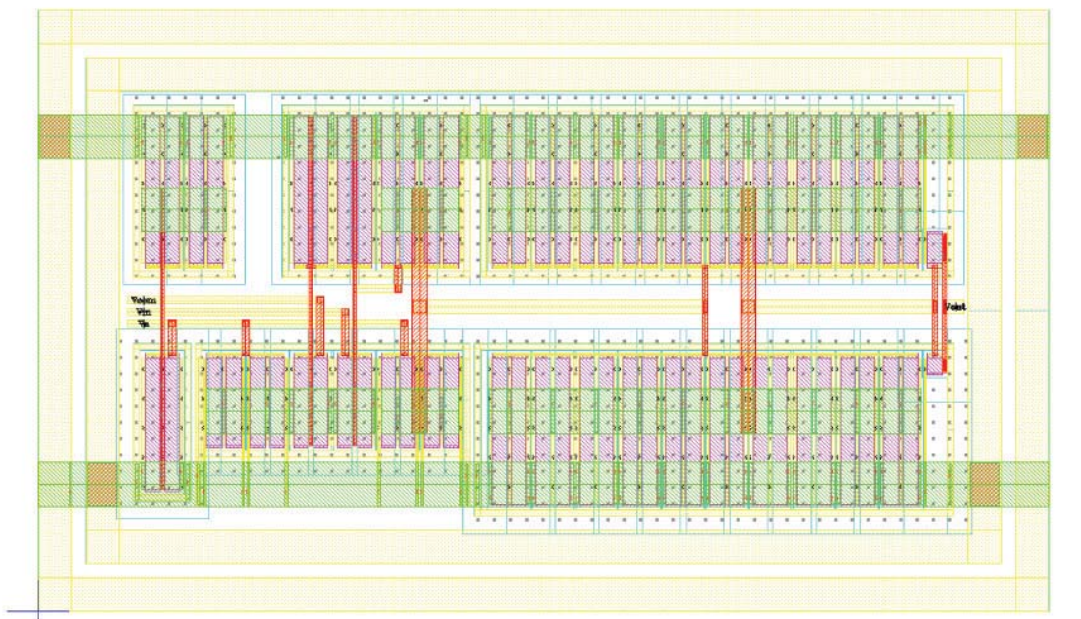


图 14 比较升压电路设计版图

6 总 结

本文设计了一种低功耗电荷泵 DC/DC 转换电路, 并对其主要的比较器升压电路和带隙基准电压源进行了仔细的设计和仿真。其电路如图 1 所示, 脉冲信号接入比较器一端, 另一端接入 2.5 V 直流电平进行比较。当输入 0 V 低电平时, 比较器输出高电压 5 V, 反之, 则输出 0 V 地电压。比较器高电平接 5 V 直流电压, 低电平接地。升压电路在实现逻辑功能的基础之上还要求输出具有较大的压摆率, 以增加高低电平的转换速度。晶体管 M10~M13 构成两级反相器来增大电路的压摆率。

设计参数计算是此电路图设计的一个关键步骤。此电路图电流源 $I_s=400\ \mu\text{A}$, $V_{\text{dd}}=5\ \text{V}$, $V_{\text{com}}=1.4\ \text{V}$, M2 输入是阶跃信号 $V_{\text{max}}=2.5\ \text{V}$, $V_{\text{min}}=1\ \text{V}$ 。其中 M7 与电流源串联, 所以通过 M7 的电流也是 I_s ; M5 的栅极与 M7 的栅极相连接, 且 M7 和 M5 的源极都是接地的, 所以通过 M5 的电流也是 I_s ; 一级放大电路中 M1, M3 与 M2, M4 是并联, 所以通过 M1 和 M3 的电流与通过 M2 和 M4 的电流大小相等都是 $I_s/2$; M10 与 M11 一组, M12 与 M13 一组, 只要符合反相器电路设计就可以实现电路功能。

当前实现带隙基准电压源时, 在低频时容易提高带隙基准源的电源抑制比, 但是高频时效果不明显。只有增加电路和提高成本, 通过 VBE 进行高阶补偿才能有较好的温度特性。

针对以上难点提出的一种 CMOS 带隙基准源。考虑到电容会延长电路的启动时间, 电路中还加入了给电容充放电的快速启动电路和快速启动电路控制电路, 一旦启动完成, 快速启动电路控制电路关断快速启动电路。在该电路中, 快速启动电路的控制电路是一个检测基准源输出端电压是否达到稳定值的判断电路, 同时还起到温度补偿的作用, 在没有增加电路复杂的情况下使基准源的输出具有很好的温度特性。

本文对其核心电路、提高电源抑制比电路和快速启动电路进行了功能分析最后得出设计图, 并对电路进行了仿真, 使我们可以看到电路的精度是在不断的

升高, 最后满足我们的设计要求。

综上所述, 本电荷泵升压电路的子电路设计符合所需要的指标, 可以作为一个优质的电荷泵升压电路模块应用在实际电路图中。

参 考 文 献

- [1] Blauschild R A, Tucci P, Muller R S, et al. A new NMOS temperature-stable voltage reference [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1978, 13 (6): 767-774.
- [2] Razavi B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits [M]. The McGraw-Hill Companies, 2001:123-322.
- [3] 彭增发, 毛友德, 黄成, 等. 一种新型的高噪声抑制比及高温稳定性的基准电压产生器 [J]. 微电子技术, 2003, 33 (3): 51-55.
- [4] 毕查德拉扎维. 模拟 CMOS 集成电路设计 [M]. 西安交通大学出版社, 2003: 9-100.
- [5] 陈波. 一种带隙基准电压源的设计 [D]. 大连理工大学, 2007.
- [6] 杨志江. 低功耗电荷泵 DC/DC 转换电路的设计 [D]. 电子科技大学, 2006.
- [7] 吴建辉. CMOS 模拟集成电路分析与设计 [M]. 电子工业出版社, 2004: 74-110.
- [8] 杨素行. 模拟电子技术基础简明教程 [M]. 高等教育出版社, 1998: 190-246.
- [9] 吴建辉. CMOS 模拟集成电路分析与设计 [M]. 电子工业出版社, 2004: 74-110.
- [10] 杨素行. 模拟电子技术基础简明教程 [M]. 高等教育出版社, 1998: 190-246.
- [11] 何红松. CMOS 两级运算放大器设计与 HSPICE 仿真 [J]. 湖南科技学院学报, 2007, 28 (12): 1-3.
- [12] 易清明, 张静, 石敏. 低功耗 CMOS 集成运算放大器的研究与设计 [J]. 微电子, 2007, 37 (3): 1-3.
- [13] 陈金岭, 丁庆生. 电流模电路及其应用 [J]. 电子科技大学学报, 1995, 24 (8): 287-293.
- [14] 复旦大学微电子教研组. 集成电路设计原理 [M]. 高等教育出版社, 1954: 5-65.
- [15] 李联. MOS 运算放大器原理设计与应用 [M]. 上海: 复旦出版社, 1990: 23-34.
- [16] 邱关源. 现代电路理论 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2002: 24-32.
- [17] 康华光. 电子技术基础 [M]. 高等教育出版社, 2001: 67-73.
- [18] 白丁, 汪文津. 运算放大器的发展概况 [J]. 微电子学与计算机, 1989 (11): 44-46.