

一种用于 H 桥功率驱动电路的电荷泵设计

湛 衍¹, 黄武康², 徐建华¹, 叶甜春¹

(1 中国科学院 微电子研究所, 北京 100029; 2 中国科学院 嘉兴微电子与系统工程中心, 浙江 嘉兴 314006)

摘 要: 提出了一种可驱动 H 桥功率电路的电荷泵. 为了简化电路设计和确保电路稳定性, 本电荷泵采用两倍压电荷泵电路拓扑结构, 通过加入两路反馈控制电路来提高电荷泵充电电流和输出电压值的控制精度以及电源转换效率. 设计采用 0.35 μm BCD 工艺, 通过 Cadence Spectre 仿真器表明, 在负载电流为 5 mA 条件下, 电荷泵正常工作时输出电压范围广(10~40 V), 电源转换效率最高达到 91%, 输出电压建立所需时间为 579 μs . 样片实测结果显示, 在不同输入电压条件下, 输出电压纹波控制在 385 mV 以下.

关键词: H 桥功率驱动电路; 电荷泵; 效率

中图分类号: TN492

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)01-0107-05

Design of Charge Pump For H-Bridge Power Driver Circuit

ZHAN Yan¹, HUANG Wu-kang², XU Jian-hua¹, YE Tian-chun¹

(1 Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China;

2 Jiaxing Microelectronics and Systems Engineering Center, Chinese Academy of Sciences, Jiaxing 314006, China)

Abstract: A charge pump for H-Bridge power driver circuit was proposed in this paper. In order to simplify the circuit complexity and ensure stability, the proposed charge pump is based on voltage doubling charge pump circuit topology, by adding two feedback control loop to precisely control the output voltage and the charging current of the charge pump. Used 0.35 μm BCD process model, the cadence spectre emulator show that charge pump is working properly on 5 mA load current condition. The output voltage range is wide(from 10 V to 40 V), the highest power efficiency reached 91%, settling time of the output voltage is 579 μs . And the test results show that the ripple of output voltage is below 385 mV.

Key words: H-Bridge power driver circuit; Charge Pump; efficiency

1 引言

H 桥功率驱动电路广泛应用于直流电机、交流电机以及步进电机的驱动. 由于 H 桥功率开关管由大功率 N 沟道增强型场效应管组成, 所以功率开关管需要一个比电源电压还要高的栅极电压来驱动. 目前, 高压 H 桥驱动电路一般采用窄脉冲电位平移技术, 使用自举电容的方式获得高端功率开关管驱动电压, 但为了保持自举电容两端的电压, 电路必须周期性对自举电容充电, H 桥功率电路开关管不断工作在开关状态, 不能适应于实际应用中一组桥臂长时间导通的情况.

电荷泵电路通常也称为开关电容转换器, 主要由时钟信号产生器、逻辑电路、二极管或者 MOS-FET 构成的开关阵列、片内或外接泵电容及其他一些外围电路构成. 最早的理想电荷泵模型是 J. Dickson 在 1976 年提出的^[1], 其基本思想是通过电容对电荷的积累效应而产生高压使电流由低电势流向高电势.

在 Dickson 提出开关电容阵列作为储能元件的基本思想启发下, 产生出两相倍压拓扑结构^[2-4]. 本设计电路结构在此基础上增加两路反馈电路来提高电荷泵充电电流和输出电压值的控制精度以及电源转换效率, 实现一种满足输入电压范围较宽的(5

~35 V), 输出电压与输入电压具有恒定 5 V 电压差的电荷泵, 克服使用自举电容驱动方式的缺陷, 同时具有较高的电源转换效率.

2 整体结构和功能分析

整个电荷泵电路系统结构如图 1 所示, 主要有振荡器, 功率开关管, 驱动器以及反馈控制单元组成. 其中振荡器采用低压 MOS 器件设计, 其余模块电路均使用了高压 DMOS 器件.

当电荷泵电路上电后, 振荡器电路开始正常工作, 产生 A、B 两个非交叠时钟信号来控制四个功率开关管 MN1、MN2、MP1、MP2 的导通和关断.

驱动器单元具有电平转换功能, 完成从数字电源电压 V_{DD} 到功率电源电压 V_{BB} 的电平转移. 反馈控制单元实时监测电荷泵输出电压 V_{CP} 的值, 一旦达到设计值, 它将改变振荡器的输出时钟信号, 使得输出电压 V_{CP} 稳定在设计值.

电荷泵电路系统的一个完整工作过程可分为三个阶段: 充电阶段、等待阶段、放电阶段.

充电阶段:

当时钟信号 A 为低电平, B 为高电平时, 驱动器单元将信号反相后使得 MN1、MN2 功率开关管开启, MP1、MP2 功率开关管关断, 电源 V_{BB} 给泵电容 C_{pump} 进行充电, 此充电电流由驱动器 3 设定, 同时驱动器 3 采样 CP1 点的电压, 以此来监测 C_{pump} 上所获得的总电荷量.

放电阶段:

当时钟信号 A 为高电平, B 为低电平时, 此时 MP1、MP2 功率开关管开启而 MN1、MN2 功率开关管处于关断状态, 电源 V_{BB} 接到泵电容 C_{pump} 负极板, 电荷从泵电容 C_{pump} 转移到输出电容 C_{out} 上, 输出电压 V_{CP} 逐渐上升.

等待阶段:

为了防止同臂端的两个开关管导通造成电流过大, 电路加入等待阶段. 此时四个功率开关管全部关断, 泵电容 C_{pump} 两端悬空, 没有能量从 V_{BB} 传到 C_{pump} 和 C_{out} . 这个阶段时间一般很短, 此时泵电容 C_{pump} 两端电压保持不变.

3 关键电路的分析与设计

3.1 振荡器电路

振荡器电路结构如图 2 所示, 电路由三级环形振荡器和 SR 触发器组成. 当 PUMP_EN 为低电平时, 振荡器开始工作, 同时电路受到来自反馈单元的

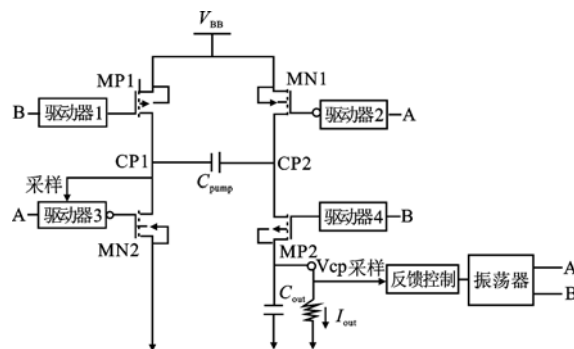


图 1 电荷泵整体结构

Signal 1 和 Signal 2 信号控制, 正常情况下 Signal 1 和 Signal 2 都为低电平, 振荡器输出信号 A 和 B 为两相非交叠时钟.

3.2 驱动器电路

驱动器电路结构如图 3 所示, 主要由电平转移电路构成. 以驱动器 2 为例, 因为功率开关 MN1 管源端的电位为 V_{BB} , 所以 MN1 管栅极电位要比 V_{BB} 电压高才能开启 MN1 管, 驱动电路的输出高电平设计为 V_{CP} , 而输出低电平为 V_{BB} . 同时功率开关管的尺寸较大, 通过两个尺寸逐级增大反相器, 可以很好地驱动功率开关管, 减小传输延时. M1 管是高压开关管, 漏极电位较高, 因此用 DMOS 管设计. 当振荡器输出为低电平 (GND) 时, M1 管关断, X 点电位为 V_{CP} 电压, 驱动器 Out 输出高电平 (V_{CP}); 当振荡器输出为高电平 (V_{DD}) 时, M1 管导通, 流过电阻 R 的电流由偏置管 M2 确定, 考虑到 V_{CP} 电压值要比 V_{BB} 高 5 V, 合理设计电阻 R 值和偏置电流 I_{M2} , 使得

$$I_{M2} \times R = 5 \text{ V} \quad (1)$$

此时 X 点电压为

$$V_X = V_{CP} - I_{M2} \times R \approx V_{BB} \quad (2)$$

因此驱动器 Out 输出低电平 (V_{BB}). 电平转移电路的作用是将振荡器输出的信号电平 (V_{DD} —GND) 转换到高压电源 (V_{CP} — V_{BB}) 下.

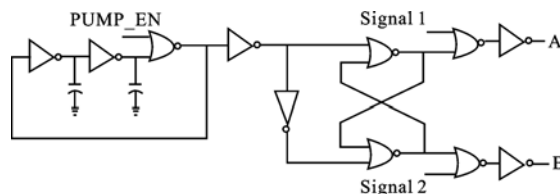


图 2 振荡器电路

3.3 反馈控制单元电路

反馈控制单元电路主要有两部分组成, 一部份用于监测 V_{CP} 电压, 如图 4 所示. 一旦 V_{CP} 上升达到设计值, 则让 V_{CP} 停止上升. 另一部分用于控制充电阶段的充电电流 I_{charge} 和泵电容 C_{pump} 上的电荷量, 如图 5 所示.

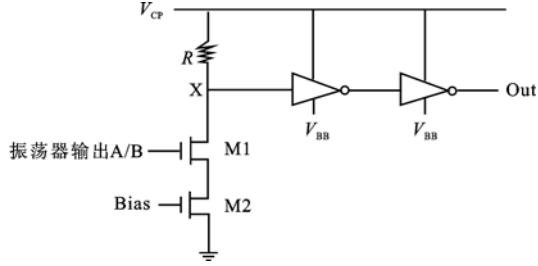


图 3 驱动器电平转换电路

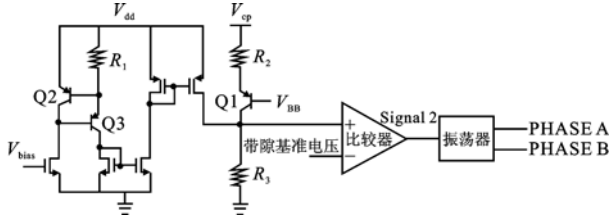
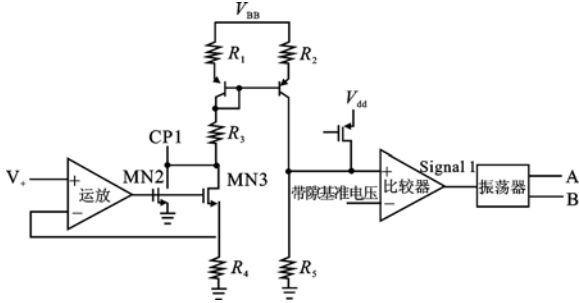
图 4 输出电压 V_{CP} 检测电路

图 5 充电电流控制和泵电容电荷量检测电路

在图 4 中, R_2 电阻上的电流可表示为

$$I_{R2} = \frac{V_{CP} - (V_{BB} + |V_{BE}|_{Q1})}{R_2} \quad (3)$$

为了补偿三极管 Q_1 的 V_{BE} 电压具有负温度系数, 大约为 $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, 所以加入一路温度补偿电流来抵消此不利影响。 R_1 电阻上的电流为

$$I_{R1} = \frac{|V_{BE}|_{Q2}}{R_1} \quad (4)$$

Q_2 与 Q_3 为相同的三极管, 故 $I_{B_{Q2}} = I_{B_{Q3}}$ 。

因此 Q_3 的集电极电流大小为

$$\begin{aligned} I_{C_{Q3}} &= I_{E_{Q3}} - I_{B_{Q3}} \\ &= I_{R1} + I_{B_{Q2}} - I_{B_{Q3}} \\ &= \frac{|V_{BE}|_{Q2}}{R_1} \end{aligned} \quad (5)$$

此电流被电流镜镜像后, 与流过电阻 R_2 的电流相加, 最终电阻 R_3 上的电压为

$$V_{R3} = \left[\frac{[V_{CP} - (V_{BB} + |V_{BE}|_{Q1})]}{R_2} + \frac{|V_{BE}|_{Q2}}{R_1} \right] \times R_3 \quad (6)$$

式中, 令 $R_1 = R_2$, Q_1 与 Q_2 为相同的三极管, 因此也有 $|V_{BE}|_{Q1} = |V_{BE}|_{Q2}$, 最后表达式如下:

$$V_{R3} = \frac{V_{CP} - V_{BB}}{R_2} \times R_3. \quad (7)$$

比较器负端输入为带隙基准输出电压 V_{ref} 。在放电阶段, 输出电压 V_{CP} 缓慢上升, 因此比较器正端电压上升, 当正端电压超过负端时, 比较器输出翻转, Signal2 信号输出变高, OSC 输出信号改变, 电荷泵由放电阶段进入等待阶段, 输出电压 V_{CP} 不再上升, 故输出电压 V_{CP} 与电源电压 V_{BB} 的差值最终由 R_2 与 R_3 的比值以及 V_{ref} 电压值精确确定:

$$V_{CP} - V_{BB} = \frac{R_2}{R_3} \times V_{ref}. \quad (8)$$

对于没有经过电压 / 电流调制 (即输出是稳压或者稳流) 的电荷泵来说, 能量的损失会出现在开关管的导通电阻、开关损耗。如果是经过调制的电荷泵, 其效率决定于输出电压或电流。

在传统的两倍压电荷泵结构中, 充电阶段开始时, 电源 V_{BB} 给泵电容 C_{pump} 充电电流很大, 随着泵电容 C_{pump} 上的电荷越来越多, 此充电电流慢慢减小, 充电电流变化较大会影响 MN1、MN2 两个功率开关管的工作状态, 使得导通电阻变化较大。为了使得充电阶段的充电电流恒定, 本设计在电路中额外加入一个 MN3 开关管, 采样流过 MN2 的电流, 并通过运放稳定控制 MN2、MN3 栅极电位, 从而起到控制充电电流的目的, 如图 5 所示。

假设运放为理想运放, 运放正端输入电压由带隙基准分压得到, 设计值为 200 mV , 根据运放输入端虚短原理^[5-6], 可以得到

$$V_- \approx V_+ = 200 \text{ mV} \quad (9)$$

此电压确定了流过电阻 R_1 上的电流, 也就确定 MN3 上的电流, MN3 和 MN2 的尺寸比为 1:10, 因此在充电阶段, 充电电流 I_{charge} 恒定, 其值由下面式 (14) 给出。

$$I_{R1} = \frac{V_+}{R_1} \quad (10)$$

$$V_{GS2} = V_{GS3} + V_+ \quad (11)$$

$$I_{D_{MN2}} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)^2 (V_{GS2} - V_T)^2 \quad (12)$$

$$I_{D_{MN3}} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)^3 (V_{GS3} - V_T)^2 \quad (13)$$

$$I_{charge} = I_{D_{MN2}} + I_{D_{MN3}} \quad (14)$$

根据电荷守恒定律, 可以求出电荷泵电源利用效率, 已知 $V_{out} = V_{in} + 5 \text{ V}$, 设充电时间 t_A , 放电时间 t_B , 等待时间 t_{off} , 充电电流 I_A , 输出电流 I_{out} , 输入电流 I_{in} , T 为电荷泵时钟周期:

$$I_{in} = \frac{(I_A + I_{out}) \times t_A + I_{out} \times t_B + I_{out} \times t_{off}}{T}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{I_{\text{out}} \times T + I_A \times t_A}{T} \\
&= \frac{I_{\text{out}} \times T + I_{\text{out}} \times T}{T} \\
&= 2 \times I_{\text{out}} \quad (15) \\
\eta &= \frac{V_{\text{out}} \times I_{\text{out}}}{V_{\text{in}} \times I_{\text{in}}} \\
&= \frac{(V_{\text{in}} + 5 \text{ V}) \times I_{\text{out}}}{V_{\text{in}} \times I_{\text{in}}} \\
&= \frac{V_{\text{in}} + 5 \text{ V}}{2 \times V_{\text{in}}} \quad (16)
\end{aligned}$$

根据式(16)得出,电荷泵电源利用效率由输入电压决定,同时输出电压也由输入电压决定.因此得出结论:输出电压越小,效率越高;输出电压越大,则效率降低.

为了弥补当输出电压变大,效率降低的缺陷,需要设定一个合适的 CP1 点电位值,来提升电荷泵整体效率.放电阶段时, I_{charge} 对 C_{pump} 充电,如图 5 所示,CP1 点电位降低,流过电阻 R_1 、 R_3 的电流增加,此电流被电流镜像流过电阻 R_5 ,当 R_5 上压降大于带隙基准电压时比较器输出翻转, Singall 信号变为高,电路进入等待阶段:

$$CP1_{\min} = V_{\text{BB}} - V_{\text{ref}} \times \frac{R_1 + R_3}{R_5} \quad (17)$$

比较器正端输入也引入了温度补偿电流,抵消了三极管 V_{be} 电压项,大大减小了因温度变化而造成的误差,如式(17)所示, $CP1_{\min}$ 值可由电阻 R_1 、 R_3 、 R_5 设定.若将 CP1 点最低电位 $CP1_{\min} = V_{\text{BB}} - 10 \text{ V}$,将泵电容上存储的电荷量控制为输出电容上存储电荷量的两倍,可减小放电阶段的峰值电流,提高了电荷泵启动阶段效率,同时缩短了电荷泵的启动时间.

4 仿真验证测试与版图设计

4.1 电路模拟仿真结果

基于 BCD 0.35 μm 工艺模型,采用 Cadence Spectre 仿真工具进行电路仿真.本设计电源包括提供数字逻辑和模拟电路的 V_{DD} 电压为 3.3~5 V,功率管器件电源 V_{BB} 电压范围为 5~35 V,温度范围为 $-20 \sim 85 \text{ }^\circ\text{C}$,结果显示电路正常工作.

在典型条件 $V_{\text{DD}} = 3.3 \text{ V}$,温度为 $27 \text{ }^\circ\text{C}$ 时,振荡器输出波形如图 6 所示,A、B 信号为两相非交叠时钟信号,时钟频率约为 85 kHz.

在负载电流为 5 mA,泵电容 C_{pump} 和输出电容 C_{out} 大小为 0.1 μF 情况下,电荷泵电路输出电压

V_{CP} 波形如图 7 所示,其值始终高于输入电压 V_{BB} 约 5 V,上电时间为 579.6 μs ,满足设计要求.

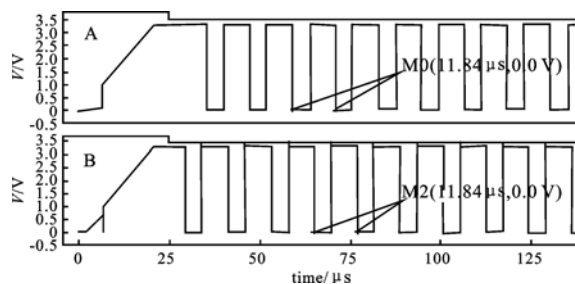


图 6 振荡器输出两相非交叠时钟信号

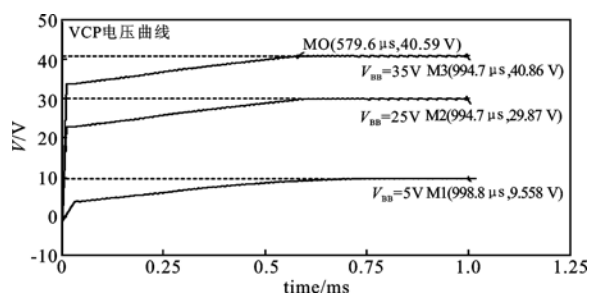


图 7 输出电压 V_{CP} 曲线

电荷泵输出电压纹波是电路的重要参数之一,如图 8 所示,在 $V_{\text{BB}} = 24 \text{ V}$,负载电流 5 mA 条件下,输出电压 V_{CP} 纹波为 317.2 mV.

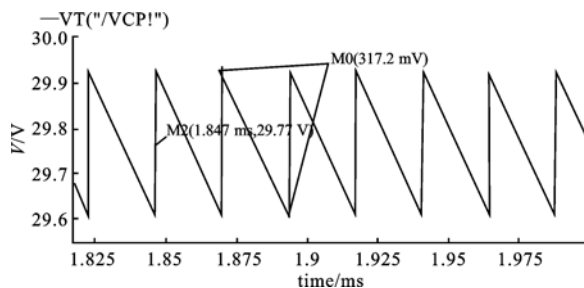


图 8 输出电压纹波

图 9 中对比了两组电荷泵电路的电源利用效率,曲线 1 为本文设计的电荷泵电路效率曲线.曲线 2 表示未加入泵电容电荷量控制电路的效率曲线.图中可以看出电源电压 V_{BB} 为 5 V 时,电荷泵效率达到 91.13%.随着电源电压 V_{BB} 越来越高,电荷泵电路整体效率逐渐变低,在加入控制泵电容电荷量和充电电流电路后,在高电源电压下电荷泵效率明显提升 25% 左右.

4.2 测试验证

所设计的电路在 BCD 0.35 μm 工艺线上完成流片.电荷泵模块测试条件为:外接电压 $V_{\text{DD}} = 3.3 \text{ V}$,外接电容均为 0.1 μF ,测得不同 V_{BB} 电压下电荷泵输出情况,如表 1 所示.

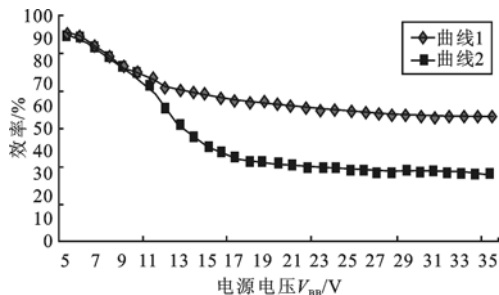


图 9 电荷泵效率曲线

表 1 不同电源电压下电荷泵输出测试值

INPUT (V_{BB})	输出电压 V_{CP} 平均值 (5 mA 负载)/V	输出电压 V_{CP} 纹波 /mV
5	10.1	362
10	15	368
20	25.2	380
30	35.2	383
35	40.5	385

图 10 中给出了当外接电压 V_{BB} 取典型值 24 V 时,电荷泵电路实际输出的波形图。

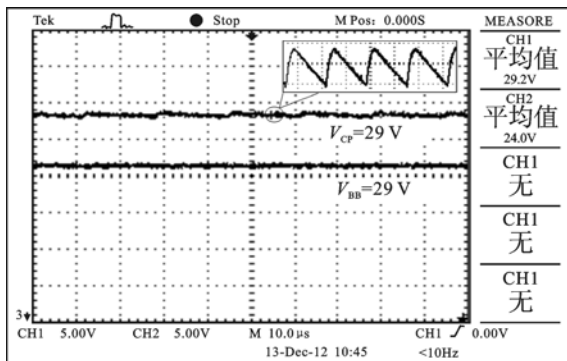


图 10 电荷泵输出电压测试波形

4.3 整体电路版图

采用 BCD 0.35 μm 工艺设计准则,如图 11 所示,电荷泵模块整体面积为 $850 \mu\text{m} \times 500 \mu\text{m}$,电容采用片外电容,规格为 0.1 μF 。

5 结束语

文中设计了一种用于 H 桥功率驱动电路的电荷泵,采用 2 倍压增益的电路拓扑结构,加入两路反馈回路来分别控制电荷泵输出电压 V_{CP} 和充电电流 I_{charge} ,提高了输出电压的精度并显著提高了电源转换效率,输出电压 V_{CP} 范围可达 10~40 V,同时在

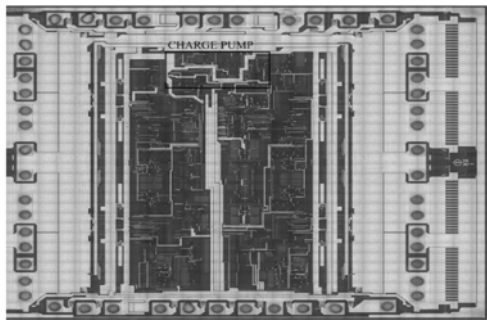


图 11 电荷泵电路整体版图

整个输出范围内满足输出电压与输入电压具有恒定 5 V 电压差 $V_{CP} = V_{BB} + 5 \text{ V}$,效率最高达到 91.13%,测试结果显示,在不同输入电压和负载电流 $I=5 \text{ mA}$ 条件下,电压纹波能控制在 385 mV 以内,达到了较好的性能,克服了使用自举电容驱动方式的缺陷,满足同时驱动多路 H 桥功率管栅极驱动电路的设计要求。

参考文献:

- [1] John F Dickson. On-chip high voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique[J]. IEEE Journal of Solid State Circuits, 1976, 11(3):374-378.
- [2] Wang C C, Wu J C. Efficiency improvement in charge pump circuits[J]. IEEE Journal of Solid State Circuits, 1997, 32(6):852-860.
- [3] Lee H, Mok P K T. An SC voltage doubler with pseudo-continuous output regulation using a three stage switchable opamp[J]. IEEE Journal of Solid State Circuits, 2007, 42(6):1216-1229.
- [4] Erich Bayer, Hans Schmeller. Charge pump with active cycle regulation, closing the gap between linear- and skip modes[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference. Galway:IEEE, 2000:1497-1502.
- [5] Gray P R, Meyer R G. Analysis and design of analog integrated circuits [M]. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [6] 毕查德. 拉扎维. 模拟 CMOS 集成电路设计[M]. 西安:西安交通大学出版社, 2003.

作者简介:

湛 衍 男, (1988—), 硕士研究生. 研究方向为模拟集成电路设计。