

文章编号:1004-3365(2000)02-0136-05

# 适合低功耗工作的 MOS 电荷泵

徐志伟,肖斌,闵昊,郑增钰

(复旦大学 专用集成电路与系统国家重点实验室,上海 200433)

**摘要:** 提出了两种适合在低功耗条件下工作的电荷泵电路,预充电电荷泵采用预充电机制提高了电荷泵的工作效率;而 Domino 电荷泵则采用内部电路控制电荷泵充电电容的充放电,不仅降低了功耗,同时均化了瞬态功耗。这解决了电荷泵在充电期间功耗过大的问题,使它们不仅能适用于有较强电源的电路,也可以在无源或低功耗的环境下工作。

**关键词:** MOS IC; 高压产生器; 电荷泵; 预充电式电荷泵; Domino 电荷泵

**中图分类号:** TN432

**文献标识码:** B

## MOS Charge Pumps for Low Power Dissipation Operation

XU Zhi-wei, XIAO Bin, MING Hao, ZHENG Zeng-yu

(State Key Lab of ASIC & Systems, Fudan University, Shanghai 200433)

**Abstract:** Two types of novel MOS charge pumps for low power applications are presented. The pre-charging MOS charge pump uses pre-charging mechanism to achieve high efficiency, while Domino charge pump employs a comparison circuit to control the charging process of the charging capacitor, which not only lowers the power dissipation of the circuit, but also averages its transient power dissipation. These two charge pumps are suitable for circuits with large power supply, and they can also operate in passive and low power systems.

**Key words:** MOS IC; Charge pump; High-voltage generator; Pre-charging charge pump; Domino charge pump

**EEACC:** 2570D, 2570F

## 1 引言

电荷泵电路是一种通过电容上电荷积累效应来产生高于电源电压或负电压的电路,它一般应用于非易失存储器中,作为编程电压产生器<sup>[1]</sup>或电平转换电路中的高压产生器,它同样可以作为开关电容电路系统中的开关驱动电压生成部件。在传统的应用中,由于电荷泵的电源多由外部电路提供,且电压高于 3 V,因而对于它的应用并没有什么限制。然而,随着非接触 IC 卡应用的兴起,以及许多无线供电的情况,不仅要求电荷泵在较低电位时仍能产生所需电位,还要求其瞬态功耗尽量低,否则将会导致无线电源产生电路的不正常工作<sup>[2]</sup>。同时,在 EEPROM 和闪速存储器中,电荷泵也是瞬态功耗的主要来源,因而降低其瞬态功耗,提高其工作效率非常有意义。

## 2 电荷泵电路原理与结构

传统的 MOS 电荷泵电路是基于 Dickson 在

1976 年提出的理想电荷泵模型<sup>[3]</sup>,其栅漏短接的 MOS 管与 Dickson 电荷泵中的二极管一样,可以保证电荷从前向后的单向流动。两相不交叠时钟 CK<sub>1</sub> 和 CK<sub>2</sub> 可以采用互补的单路时钟来替代,时钟的电压值一般等于电源电压。

对于理想的电荷泵电路,在其电流驱动能力大于外界要求时,理论上它可以产生任何高压;但实际的晶体管构成的电荷泵电路却要受到 MOS 管衬偏效应的影响<sup>[3,4]</sup>,使第 i 级电荷泵的最大电压增量为  $V_{cc} - V_{th,i}$ ;外界电流负载也会使电荷泵所能产生的电压受到限制。由于电荷泵每个节拍内所能传输的电荷为  $C(V_{cc} - V_{th})$ ,这应小于负载在一个节拍内所泄漏的电荷  $\frac{V_{hh}T_{clk}}{R_{load}}$ ;同时,电荷泵所能产生的高压还受到晶体管击穿电压的限制。考虑上述因素后,可得到该电荷泵所能产生的最高电压为:

$$V_{hh} = \min [V_{BreakDown}, \frac{R_{load}C_{load}}{T_{Clk}}(V_{cc} - V_{thMax}), NV_{cc} - \sum_{i=1}^N V_{th,i}] \quad (1)$$

电荷泵的高压产生需要一个过程,从初态时各电

容上的电荷为零到终稳态时各电容上的贮存电荷稳定，并且从前向后逐级增加；理论上，在电荷泵产生高压后，如无泄漏电流或电平切换，电荷泵各点的电位将由于电容的贮存效应而保持。但实际上，由于各MOS管的泄漏电流、高压所接阱的反向电流和外界对电荷泵的影响，会使电荷泵电路中各电容上的电荷在短时间内泄漏掉而回复初态。于是，要求电路在使用高压时，都要电荷泵重复地产生所需电压，并且在电压使用过程中，电荷泵始终保持工作。如图1所示，完整的电荷泵电路一般由Dickson电荷泵核、时钟发生器和稳压电路三部分构成。

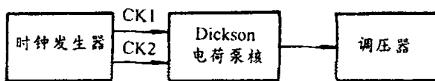


图1 电荷泵电路的基本结构

理想电荷泵模型可看成是一个实际的电荷泵核，把它分成最小单元。如图2所示，假设 $C_1$ 上原有电荷 $Q_1$ ， $C_2$ 上原有电荷 $Q_2$ ，且 $V_{cc} + Q_1/C_1 - V_{th} > Q_2/C_2$ ，此时，若 $CK_1$ 为高， $CK_2$ 为低，便会发生电荷从 $C_1$ 到 $C_2$ 的转移，这相当于从电源流至地的电荷为

$$\frac{C_2[2Q_1+Q_2+C_1V_{cc}-C_1V_{th}]-C_1Q_2}{C_1+C_2} \quad (2)$$

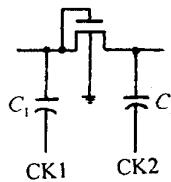


图2 电荷泵的单元充电电路

详细分析该电荷泵核，可以知道，从各电容上无电荷的初态到最终稳态的电压上升过程中，一部分电荷浪费在了非电压上升的电荷转移过程中；只有当电荷转移能使电压有效上升的转移电荷才是有效转移电荷。它与电荷泵各充电电容上的电荷贮存状态、各MOS管的泄漏电流和实际应用中电荷泵的电流负载有关。一般来说，在电荷泵未达到所需电压时，初态时各充电电容上的电荷越多，电流负载越小，泄漏电流越低，其工作时的电荷转移效率就越高。而对于电荷泵核的低功耗设计来说，主要目的在于提高电荷转移效率。可以用(3)式来表示有效电荷转移效率：

$$\eta = \frac{\text{有效转移电荷}}{\text{所有转移电荷}} \times 100\% \quad (3)$$

电荷泵电路中的时钟发生器是为Dickson电荷泵核工作时提供两相非交叠时钟，在具体实现时，由于对时钟的非交叠性要求不强，因而可用单相互补时钟来替代。在电荷泵电容的充放电过程中，一般要求其充放电时间远小于时钟的半周期，这不仅要求电荷泵核中充电回路的RC时间常数远小于时钟的半周期：

$$R_{MOS}C < \frac{T_{Clk}}{2} \quad (4)$$

式中， $R_{MOS}$ 是充电MOS管的等效开启电阻， $C$ 是充放电电容， $T_{Clk}$ 是时钟周期；同时，也要求时钟发生器的驱动足够强，能保证电荷泵的充放电在时钟半周期内完成。这实际上是对时钟发生器的驱动电路与电荷泵充放电电容的时间常数提出了要求。

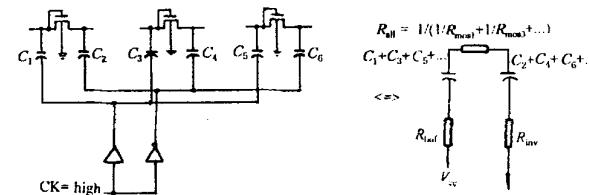


图3 电荷泵的充电模型

图3示出了一个节拍内电荷泵的充电模型，用 $RC$ 参数等效并采用集总参数表示，可以得到影响整个充电过程 $RC$ 常数的因素还有时钟发生器驱动电路的等效电阻 $R_{buf}$ 和 $R_{inv}$ 。其粗略的 $RC$ 时间常数表达式为 $(R_{buf} + R_{inv} + R_{all})C_{all}$ ，其中， $C_{all} = \sum_{i=1}^N C_i$ ， $R_{all}$ 为各MOS管的等效开启电阻的并联。在电荷泵应用中一般要求：

$$(R_{buf} + R_{inv})C_{all} < R_{all}C_{all} = 2R_{MOS}C \quad (5)$$

$$\text{即 } R_{buf} + R_{inv} < \frac{2R_{MOS}}{N} \quad (6)$$

式中， $N$ 为电荷泵的级数。由于 $R_{buf}$ 和 $R_{inv}$ 近似相等，假设 $R_{buf} = R_{inv}$ ，于是可得：

$$R_{buf} = R_{inv} < \frac{R_{MOS}}{N} \quad (7)$$

这要求时钟发生器的驱动部分的驱动能力较强；而在整个电荷泵工作期间，时钟产生电路所消耗的功耗是相当大的，因而降低其功耗也是电荷泵低功耗设计中的重要环节。时钟发生器电路的功耗可以用(8)式表示：

$$P_{ClockGenerator} = P_{Dynamic} + P_{Static} + P_{Leak} \quad (8)$$

由于整个电路采用CMOS来实现，其静态功耗 $P_{static}$ 和电路本身的泄漏电流所造成的 $P_{Leak}$ 很小，而

$P_{\text{Dynamic}}$  主要由时钟电路部分自身开关充放电和开关瞬态短路电流构成:

$$P_{\text{Dynamic}} = P_{\text{Short Through}} + P_{\text{ChargingDischarging}} \quad (9)$$

实验证明,当CMOS电路自身的电容负载增加时,  $P_{\text{ChargingDischarging}}$  会随之增加,而  $P_{\text{Short Through}}$  则会随之减少;其综合趋势是增加的<sup>[5]</sup>,如图4所示。

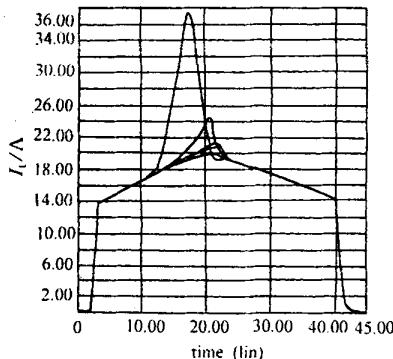


图4 CMOS电路瞬态电流随电容负载变化曲线

稳压电路部分主要是依据外界电路的要求稳定电荷泵的产生电压。在EEPROM的应用中,一般利用击穿管作为其稳压部件<sup>[6]</sup>,而在其它要求产生一定电位的应用中,则是利用反馈电路控制时钟发生器的发生频率或时钟脉宽来达到控制的目的。这部分电路一般为静态电路,在电压上升的过程中处于休眠状态,当电压上升到指定的值后,它才开始工作。它所消耗的功率主要为静态功耗,且在整个电荷泵电路中所占比例较小。

从上述分析可知,电荷泵动态功耗的主要来源是Dickson电荷泵核与时钟发生电路,而整个电荷泵的低功耗设计,也正围绕着如何降低这两部分电路的瞬态功耗或均化它们的功耗,以适应外部电源产生电路的要求。

### 3 预充电式电荷泵

传统的电荷泵在初态时各电容上的电荷基本为零,从这一初态开始,电压上升会导致很多电荷消耗在无意义的电荷转移中。于是,可以把整个电荷泵的各节点在非工作时处于预充电状态,如图5所示。这

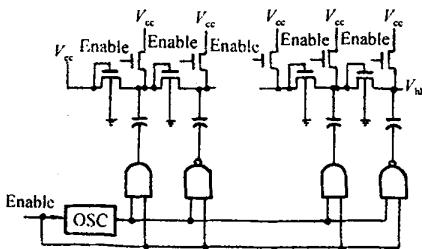


图5 预充电式电荷泵

样,当电荷泵开始工作时,各电容上已预存了  $Q=C \times (V_{cc} - V_{th})$  的电荷。于是,在以后的电压上升过程中,绝大部分电荷都为有效转移电荷,从而提高了电荷转移效率。

图6示出了传统电荷泵上升过程中的电流曲线。所测试的电荷泵采用一般的结击穿稳压;外电路无电流负载,仅有漏电造成的电流损耗。从整个电流曲线的包络来看,它在上升的初期所消耗的电流是整个电荷泵工作过程中最大的,主要原因正是因为在传统的电荷泵工作初期,绝大部分电荷消耗在无意义的电荷转移过程中,而且这个转移电荷的绝对量是相当大的,当电荷泵上升至稳定电压时,其电流主要是为了提供外界电流负载和电荷泵自身的泄漏电流,以维持所产生的高压。

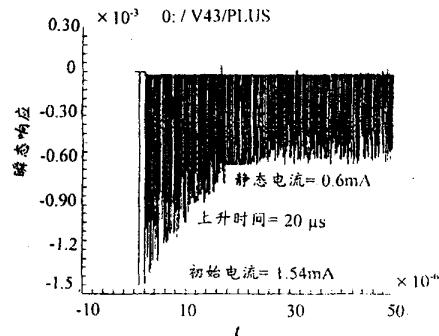


图6 传统电荷泵上升过程中的电流曲线

图7所示是一个预充电式电荷泵工作时的电流曲线,其测试条件与上述传统电荷泵相似。从图上可以看出,它去掉了传统电荷泵的初期充电过程,而直接从每个电容上均有  $C(V_{cc} - V_{th})$  电荷的状态开始工作,对于时钟发生器部分的工作电流却没有降低。

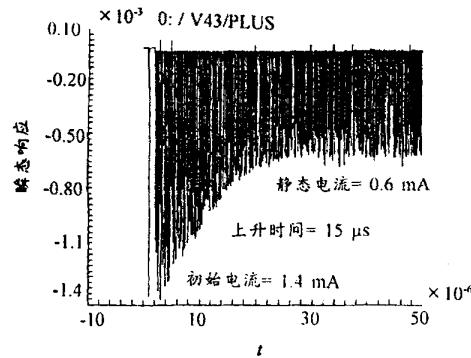


图7 预充电式电荷泵工作时的电流曲线

采用预充电式电荷泵降低了电荷泵工作初期的电流消耗,去除了大部分无效转移电荷,提高了电荷的工作效率;同时,还缩短了高压的建立时间。但是,由于这种电路在预充电时引入的充电管为NMOS

管,不能把各节点的电位直接充至  $V_{cc}$ ,因而在初态建立上存在缺陷。

直接的解决方法是用 PMOS 管作为预充电管,使电荷泵的工作初态变为各电容上的电荷为  $Q = CV_{cc}$ 。但是,在电荷泵电压上升后,PMOS 管的栅压应为电荷泵所产生的最高电压  $V_{hh}$ ,这样,才能保证各节点不与  $V_{cc}$  电压之间馈通,使电荷泵正常工作。

图 8 是为了产生这一控制电压而设计的高压开关,  $V_{hh}$  接电荷泵的产生高压, 电荷泵不工作时为  $V_{cc}$ , 当电荷泵工作时为当时的产生电压;当 Enable 为零时,通过  $M_2$  使 A 点为  $V_{hh}$ , 使  $M_3$  管截断, 此时,  $V_{out}$  为 0 V, 打开所有的预充电 PMOS 管;当 Enable=1 时, 经过  $M_1$  使 A 点为低, 打开  $M_3$ , 通过正反馈机制使 A 点电压为零,  $V_{out} = V_{hh}$ , 关闭所有 PMOS 预充电管。

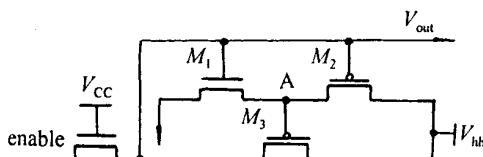


图 8 高压开关电路

采用上述 PMOS 预充电电荷泵后,可以使电荷泵工作时电荷转移效率进一步提高;但它引入了 PMOS 管作为预充电管,由于 PMOS 管的泄漏电流明显高于 NMOS 管,这相当于加大了电荷泵自身的漏电负载,同时,它还增加了电路的复杂度。

#### 4 Domino 电荷泵

预充电电荷泵提高了电荷泵的效率,但它需要同时对所有电荷泵电容充电,这意味着初始上电时瞬态电流很大,这对于含有功率控制电路的电源产生电路的工作会造成不稳定因素<sup>[2]</sup>。同时,由于它在相同时间充电的电容总值没有减小,为了保证充电回路的  $RC$  时间常数远小于时钟周期,仍然要求时钟的驱动电路功率较大,这样,时钟产生电路的功耗并没有降低,而这一部分功耗占了电荷泵功耗相当大的部分。

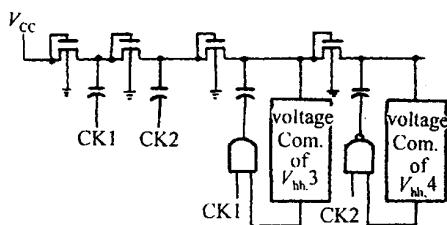


图 9 Domino 式电荷泵

图 9 所示的是一个 Domino 电荷泵核,它与传统的电荷泵核所不同的是,在第三级以后的充电电容

上都加了一个判决电路,与该节点所期望达到的稳态高电压进行比较,只有当该级节点上的电压达到一定的值后才向后级泵电。这就相当于把电荷泵分割成级连串行工作形式,只有当第 i 级达到了它稳态时的高电位  $V_{hh,i}$  时,第  $i+1$  级的电容才可能得到前级的充电电荷,从而电压上升。采用这样的形式,相当于在每一个时钟节拍内都只有 1 到 2 级电容 MOS 管回路在充放电,因而减小了时钟驱动电路部分的功耗。同时,由于整个电荷泵的充电过程是一级一级从前至后串联进行的,这相当于均化了预充电电荷泵的预充电过程,大大降低了上电初期的瞬态功耗。

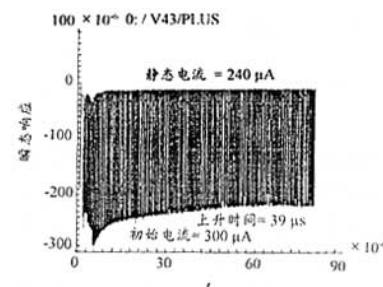


图 10 Domino 电荷泵上升过程中的电流曲线

图 10 所示是 Domino 电荷泵电路工作时的瞬态电流曲线。从包络上看,电荷泵在达到稳态后所消耗的功耗降低了 50% 左右,这主要是因为时钟部分的功耗降低所导致的;同时,整个过程中的充电电流非常平均。但是,由于电荷泵的级联操作,使最终的高压上升时间高于预充电式的电荷泵。

对于各级电压判决电路,可以利用倒相器和充电电容作为采样电容来实现。假设电荷泵的第 i 级到达稳态后的电压为  $V_{hh,i}$ ,则可以令  $M = \frac{V_{hh,i}}{V_{cc}}$ 。假设  $\frac{C}{M} \gg C_{InvInput}$ ,可以把第 i 级的充电电容作成  $\frac{M}{M+1}C$  和  $\frac{1}{M+1}C$  的串联形式,从它们的中间点采样电压来完成电平判决,如图 11 所示。但是这要求判决倒相器的中间死区较小,且判决电平较高。这可以通过调

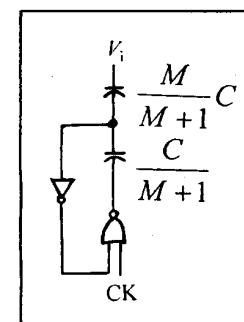


图 11 判决器采样电路

节 NMOS 管和 PMOS 管的宽长比来实现；也可以通过调节采样电容来实现判决电平的搬移。

## 5 电荷泵电路的电平稳定器

电平稳定器是对电荷泵产生高电压进行控制的电路，它一般由箝位击穿管或控制时钟的负反馈电路来完成。在电荷泵工作状态，它通过开关把电荷泵的产生高电压输出给外电路；而在电荷泵静止状态，它则主要负责给外电路提供电源电压。由于这部分电路主要是静态电路，而且它本身的静态工作电流很小，因而在低功耗设计中不加以考虑。

## 6 结 论

预充电式的电荷泵提高了电荷泵的电荷转移效率，相应地减小了电荷泵核的瞬态功耗，这使电荷泵电路在电压上升阶段的功耗得到了控制。但是，由于它的预充电机制，给电路启动时带来了非稳定因素；同时，由于它并没有着力减小电荷泵电路时钟部分的功耗，因而没有完全解决电荷泵的功耗问题。

Domino 电荷泵则着眼于电荷泵工作时瞬态功

耗的均化，这样，不仅消除了预充电电荷在启动时的电流尖峰，也降低了工作时对时钟电路强度的要求，大大降低了时钟产生电路的功耗，因而适合在无源、小电流的环境下工作。

## [参 考 文 献]

- [1] Kawahara T, Kobayashi Y, Jyouno S, et al. Bitline clamped sensing multiplex and accurate high voltage generator for quarter-micron flash memories [J]. IEEE J Sol Sta Circ. 1996;31:1590~1600.
- [2] Masui S, Ishii E, Iwawaki T, et al. A 13.56 MHz CMOS RF identification transponder integrated circuit with a dedicated CPU [A]. ISSCC Digest of Technical Papers [C], 1999. 162~163.
- [3] Dickson J F. On-chip high-voltage generation in NMOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique [J]. IEEE J Sol Sta Circ, 1976; 11:374~378.
- [4] Wu J T, Chang K L. MOS charge pumps for low-voltage operation [J]. IEEE J Sol Sta Circ, 1998; 33: 592~597.
- [5] Yeap G. Practical low power digital VLSI design [M]. Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [6] Oto D H, Dham V, Gudger K H, et al. High-voltage regulation and process considerations for high-density 5 V-only EEPROM's [J]. IEEE J Sol Sta Circ, 1983; 18: 532~537.



**作者简介：**徐志伟(1975~ )，男，汉族，江苏人，1997年7月于复旦大学电子工程系获理学学士学位，1997年9月起在复旦大学专用集成电路与系统国家重点实验室攻读硕士学位，主要研究方向为数模混合电路、A/D 转换器和无线通讯电路。

(上接第 129 页)

## [参 考 文 献]

- [1] 于宏军,赵冬艳. 智能(IC)卡技术全书[M]. 北京:电子工业出版社,1996. 221.
- [2] 王爱英. 智能卡技术[M]. 北京:清华大学出版社,1996.
- [3] Kaiser U, Steinhagen W. A low-power transponder IC

for high-performance identification systems [J]. IEEE J Sol Sta Circ, 30(3): 306~310.

- [4] Adam C. A magnetic power and communication interface for a CMOS die [A]. ISSCC Digest of Technical Papers [C], 1988: 264~265.
- [5] Vittoz E. MOS transistors operated in the lateral bipolar mode and their application in CMOS technology [J]. IEEE J Sol Sta Circ, 1992; 18: 273~279.



**作者简介：**季 颖(1975.10~ )，女，汉族，山东菏泽人，1997年毕业于复旦大学电子工程系微电子专业，1997年至今在中科院上海冶金研究所 IC 设计中心攻读硕士学位，主要从事 MCU 及 RF 模拟电路的设计。