

# 液晶显示驱动电路中 Fibonacci 型电荷泵单元

郁海蓉, 陈志良

(清华大学微电子所, 北京 100084)

**摘要:** 本文中设计的电荷泵将用于手机液晶显示驱动模块中. 通过对 Fibonacci 型电荷泵上升时间的估算, 对减小上升时间和动态功耗进行折中考虑, 本文提出优化开关频率的方法. 用 1.2 $\mu$ m CMOS 双阱工艺参数对所设计的电荷泵进行模拟, 结果表明这个电荷泵具有较快的上升速度和较高的效率. 通过提高  $V_{GS}$  电平和保证开关管的衬底始终接在最高电位上, 文中提出了一种新型 Fibonacci 电荷泵, 它可以正常工作在从 1.2V 到 5V 变化的多种电源电压下.

**关键词:** 电荷泵; 上升时间; 液晶显示驱动; rail-to-rail 电平位移器

**中图分类号:** TN141.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 05-0753-04

## A Fibonacci-like Charge Pump Cell for LCD Driver

YU Hai-rong, CHEN Zhi-liang

(Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** The charge pump is designed for LCD driver used in mobile telephone. By estimation of the rise time of the Fibonacci-like charge pump, an optimal switching frequency is suggested to make a compromise between the rise time and the dynamic power dissipation. The simulating comparison results based on 1.2 $\mu$ m CMOS technology parameters show that the charge pump has a high pumping speed and a high power efficiency. By some techniques, a novel charge pump is proposed which can operate in versatile portable equipments supplied by 1.2V ~ 5V. One is to improve the  $V_{GS}$  voltage potential, the second is to connect substrates always to highest voltage by sets of two transistors.

**Key words:** charge pump circuit; rise time; LCD driver; rail-to-rail voltage shifter

### 1 引言

近年来集成电路低压低功耗的设计趋势和人们对移动通讯设备不断扩大的应用需求使电荷泵设计再次引起重视. 液晶显示驱动电路中电荷泵的设计是驱动电压产生模块的重要部分. 因为 Fibonacci 型电荷泵比起 Dickson 型和交叉耦合型电荷泵来, 可以通过更少的升压级数达到所要求的升压倍数<sup>[1,2]</sup>. 所以本文所有的讨论都是针对 Fibonacci 型电荷泵展开的. 我们通过对上升时间的估算, 对减小上升时间和提高升压效率进行折中分析, 提出计算优化开关频率的计算方法. 在低电压电路系统中, 由于衬调效应和衬底漏电流增大, 电荷泵的单级电压增益减小. 文中提出一个新型的 Fibonacci 电荷泵, 通过提高  $V_{GS}$  电平和保证开关管的衬底始终接在最高电位上来提高单级增益, 使电荷泵单元可以工作在低电压下.

### 2 上升时间的估算和优化开关频率的计算方法

图 1 为 Fibonacci 型, 两相位, 4 级, 4 倍或 5 倍电压电荷泵. 这里的级数是指充电电容的个数, 这里有 4 个电容所以为 4 级, Fibonacci 型是指电压增益为级数的 Fibonacci 数列,  $\{F_0, F_1, F_2, F_3, F_4, \dots, F_j\} = \{1, 1, 2, 3, 5, \dots, j\}$ . 所以文中的电荷泵最大

电压增益是 5 倍压.

为了简化分析电荷泵的上升时间, 首先做以下的假设:

- (1) 充电电容值相等, 假设为  $C$ .
- (2) 开关管为理想开关, 即在开关管导通时, 没有压降损耗.
- (3) 开关管的寄生电容很小可以忽略.
- (4) 假设两相位不交叠时钟的占空比为 50%. 给电容  $C$  充电的周期足够长. 也即  $3RC \leq (1/2) T_{cycle}$ . 通常我们认为 3 倍的时间常数  $RC$  为足够长的充电时间. 在以下的推导中, 上升时间将表示成  $k$  倍的时钟周期, 即  $k T_{cycle}$ .
- (5) 假设电荷泵上升足够的缓慢, 可以看作稳态上升. 在稳态上升过程中, 电荷泵输出给负载的电荷量等于每个电容上运输量. 定义  $Q_{out}(m)$  为在  $m$  周期时电荷泵输出给负载的电荷量.
- (6) 当  $\bar{\phi}_1$  为低电平  $\bar{\phi}_2$  为高电平时, 定义为相位 1; 当  $\bar{\phi}_1$  为高电平  $\bar{\phi}_2$  为低电平时, 定义为相位 2. 在稳定状态时, 定义  $Q(i)^+$  为在相位 1 结束时  $C_i$  上存储的电荷;  $Q(i)^-$  为在相位 2 结束时  $C_i$  上存储的电荷. 在电荷泵上升阶段, 定义  $Q(i, j)$  为在  $j$  时钟周期时  $C_i$  上所有存储的电荷;  $Q_t(i, j)$  为从 0 周期到  $j$  周期  $C_i$  上所有传输的电荷.  $Q_{total}(j)$  为电荷泵从 0 周期到  $j$  周期所有传输的电荷.

在稳态时, 下面的等式成立:

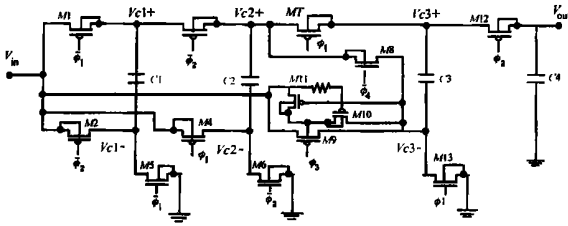


图 1 两相位 4 倍压和 5 倍压 Fibonacci 电荷泵

$$Q(1)^+ = CV_{in} \quad (1)$$

$$V_{in} + \frac{Q(1)^+ - Q_{out}}{C} = \frac{Q(2)^+ + Q_{out}}{C}; \quad (2)$$

$$V_{in} + \frac{Q(2)^- - Q_{out}}{C} = \frac{Q(3)^- + Q_{out}}{C}; \quad (3)$$

$$\frac{Q(2)^-}{C} + \frac{Q(3)^+ - Q_{out}}{C} = \frac{Q(4)^+ + Q_{out}}{C}; \quad (4)$$

$$\frac{Q(3)^+}{C} + \frac{Q(4)^- - Q_{out}}{C} = \frac{Q(5)^- + Q_{out}}{C}; \quad (5)$$

$$\frac{Q(2k)^-}{C} + \frac{Q(2k+1)^+ - Q_{out}}{C} = \frac{Q(2k+2)^+ + Q_{out}}{C}; \quad (6)$$

$$\frac{Q(2k+1)^+}{C} + \frac{Q(2k+2)^- - Q_{out}}{C} = \frac{Q(2k+3)^- + Q_{out}}{C}; \quad (7)$$

$$Q(N)^- / C = V_{out} \quad (8)$$

通过解上述等式可以得到以下关系式:

$$Q(1)^+ = CV_{in}$$

$$Q(2)^+ = 2CV_{in} - 2Q_{out}$$

$$Q(3)^+ = 3CV_{in} - 2Q_{out}$$

$$Q(4)^+ = 5CV_{in} - 5Q_{out}$$

$$Q(2k)^+ = F_{2k}CV_{in} - F_{2k}Q_{out}$$

$$Q(2k+1)^+ = F_{2k+1}CV_{in} - (F_{2k+1} - 1)Q_{out}$$

$$Q(1)^- = CV_{in} - Q_{out}$$

$$Q(2)^- = 2CV_{in} - Q_{out}$$

$$Q(3)^- = 3CV_{in} - 3Q_{out}$$

$$Q(4)^- = 5CV_{in} - 4Q_{out}$$

$$Q(2k)^- = F_{2k}CV_{in} - (F_{2k} - 1)Q_{out}$$

$$Q(2k+1)^- = F_{2k+1}CV_{in} - F_{2k+1}Q_{out}$$

其中,  $F_k$  为  $k$  阶 Fibonacci 系数. 如果电荷泵的级数为  $N$ , 则在第  $m$  个周期时, 电荷传输的数目为:

$$Q_{out}(m) = \frac{F_N CV_{in} - CV_{out}(m)}{F_N - 1} \quad (9)$$

假设在第  $j$  个周期时, 电荷泵到达稳态, 可以得到:

$$Q_t(i, j) = \sum_{k=i+1}^N [Q(k, j) - Q(k, 0)] \quad (10)$$

$$Q_{total}(j) = \sum_{i=0}^{N-1} Q_t(i, j) \quad (11)$$

并假设初始条件为:

$$Q(2k+1, 0) = F_{2k+1} CV_{in} \quad (12)$$

$$Q(2k, 0) = 0 \quad (13)$$

当  $N$  为偶数时, 可以得到:

$$\begin{aligned} Q_{total}(j) &= \sum_{k=1}^N k(Q(k, j) - Q(k, 0)) \\ &= (CV_{in} - Q_{out} - CV_{in}) + 2(2CV_{in} - Q_{out}) + \dots \\ &\quad + (2k+1)(F_{2k+1}CV_{in} - F_{2k+1}Q_{out} - F_{2k+1}CV_{in}) \\ &\quad + (2k+2)(F_{2k+2}CV_{in} - (F_{2k+2}-1)Q_{out}) \\ &\quad + N(F_N CV_{in} - (F_N - 1)Q_{out}); \\ &= CV_{in} - Q_{out} \end{aligned} \quad (14)$$

其中:

$$\sum_{k=1}^N 2kF_{2k} \quad (15)$$

$$= \left[ \sum_{k=1}^{N/2} 2kF_{2k} + \sum_{k=1}^{N/2} (2k-1)(F_{2k-1}-1) \right] \quad (16)$$

另外  $Q_{total}(j)$  又可以推导如下. 因为每个周期内, 电源都传输  $NQ_{out}(m)$  的电荷到所有的电容和负载上, 所以有:

$$Q_{total}(j) = \sum_{m=0}^j NQ_{out}(m) \quad (17)$$

所以有等式:

$$\sum_{m=0}^j NQ_{out}(m) = CV_{in} - Q_{out}(m) \quad (18)$$

初始条件为:  $V_{out}(0) = 0V$ . 把式(9)代入并解方程得到:

$$V_{out}(m) = \left[ 1 - \left( \frac{1}{1+N} \right)^m \right] F_N V_{in} \quad (19)$$

所以, 可以求得上升时间为:

$$T = mT_{cycle} = \frac{\ln \left[ 1 - \frac{V_{out}}{F_N V_{in}} \right]}{\ln \left( \frac{1}{1+N} \right)} T_{cycle} \quad (20)$$

从式(20)中可见, 上升时间与输出电压, 电荷泵的级数和开关的时钟周期有关. 当电荷泵的结构确定后, 有效的充电时间  $3RC$  就决定了. 如果充电周期太长, 则  $m$  不变,  $T_{cycle}$  变大, 上升时间显然会加长. 那么一味的加大开关频率是否是优化的呢? 不是. 因为上升的时间是一定的, 还是  $mT_{cycle}$ , 其中  $T_{cycle}$  为  $6R_{on}C$ , 但充电频率加快, 电荷泵的功耗会增加, 效率会降低. 所以需要进行折中.

因为电荷泵有电流输出, 所以输出的电压有纹波. 纹波电压为:

$$V = \frac{I_L}{2fC_L} \quad (21)$$

开关频率必须大于式(21)中的频率, 因此优化的频率为:

$$f_{opt} = \max \left[ \frac{I_L}{2C_L}, \frac{1}{V \cdot 6RC} \right] \quad (22)$$

文中电荷泵的电流负载为  $100\mu A$ . 用  $1.2\mu m$  CMOS 工艺参数进行模拟, 假设  $C_{ox} = 1.45mF/m^2$ ,  $\mu_0$  为  $175cm^2/v$ ,  $V_{GS} - V_T$  约为  $4V$ , 可以计算出最优化的开关管尺寸为  $1.5mm$ . 我们用  $1.0\mu F$  的电容作为充电电容, 可以计算出  $RC$  常数为  $20ms$ . 因此, 优化的时钟频率大约为  $10kHz$ . 我们利用这套参数进行模拟, 电荷泵的电流负载为  $100\mu A$ , 分别工作在  $2k, 10k, 25k$  和  $50k$  条件下. 图 2 给出了模拟结果. 在  $10k, 25k$  的情况下上升时间相等,  $2k$  的上升时间较长. 因为动态功耗比较大, 在  $50k$  的情况下, 电荷泵没有上升到  $20V$ , 而且上升时间加长.

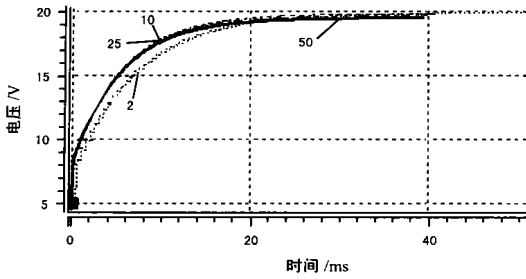


图2 在 2kHz,10kHz,25kHz,50kHz 开关频率下电荷泵输出电压的模拟结果

在模拟过程中,  $V_{in}$  设置为 4V, 倍压比为 5. 电荷泵效率定义为输出功率比输入功率. 表 1 对工作在不同负载和不同的工作频率下的电荷泵的上升时间和效率进行比较. 当负载为  $100\mu A$  时, 工作在 5kHz 的电荷泵效率最高.

表 1 电荷泵的模拟测量结果

$f$ (kHz)	load ( $\mu A$ )	rise time (ms)	$V_{out}$ (V)	$I(V_{in})$ (mA)	efficiency
5	50	13.1	19.74	0.377	64.5 %
5	80	13.6	19.70	0.452	71.6 %
5	100	13.8	19.5	0.62	77.4 %
10	50	12.8	19.7	0.48	50.5 %
10	80	13.0	19.7	0.52	62.2 %
10	100	12.9	19.6	0.70	68.6 %
10	20	12.5	19.8	0.327	31.1 %
10	200	14.1	19.26	1.18	78.6 %
25	50	13.2	19.5	0.74	31.9 %
25	80	13.2	19.4	0.98	32.0 %
25	100	13.6	19.2	1.36	33.8 %

### 3 工作在低电压下的新型 Fibonacci 电荷泵

在低电源电压下, 因为  $V_{GS}$  较小, 衬偏调制效应使阈值电压的变大的效果不可忽略, 电荷泵的单级电压增益减小. 开关管的导通电阻变大. 则开关频率越大, 单级电压增益就越小, 电荷泵的升压速度就越小. 文 [7, 8] 中提出了低压下工作 Dickson 电荷泵. 但在文 [8] 中由于开关管不能被完全关断, 功耗会增加. 在这篇论文中, 提出了两种提高单级增益的方法, 使得 Fibonacci 电荷泵可以工作在低电压下. 方法一是: 通过一个负电压的电荷泵产生一个负电压作为开关信号的电平, 以提高  $V_{GS}$  的电压. 方法二是: 通过两根管子使开关管的衬底始终接在最高电位上. 图 3 为新型的 Fibonacci 电荷泵.

因为充电泵的管子尺寸较小, 所以它不会占用太多的版图面积. 因为从电荷泵工作速度要比较快, 即负电压要尽快地到达, 但对驱动能力的要求比较低, 所以充电电容设计的比较小, 可以在片上集成. 在开关管的源漏两端添加两个管子则保证了衬底时钟接在最高电位上. 在电荷泵的开关控制信号产生电路中, 电平转换电路是必须的. 在低电源电压下, 对电平转换电路提出了更高的要求. 因为在 1.2V 的电源电压下, 控制信号的电平在 0V 和 1.2V 之间跳变. 在电荷泵完全上升后, 控制信号在 -1.2V 和 6V 之间跳变. 文 [5] 中提出了一种由两个 4 管单元组成的电平移位器, 但它不能实现轨到轨的电平转换, 不适于低电源电压下工作. 图 4 中所提出的电平转换器可以很好的实现大工作电压范围下轨到轨的转换. 第一个 6 管触发器中 M1 ~ M4 的管子尺寸设计的较小, 使得翻转电压落在 0.6V 附近, 实现把输入 0 ~ 1.2V 的电平转换为轨到轨的 0V ~  $V_{out}$  的电平. 在第二个 6 管单元中 M9 ~ M12 的管子设计的很小, 使得翻转电压落在  $V_{out}/2$  附近, 触发器把输入为 0V ~  $V_{out}$  的电平转换为 -1.2V ~  $V_{out}$ .

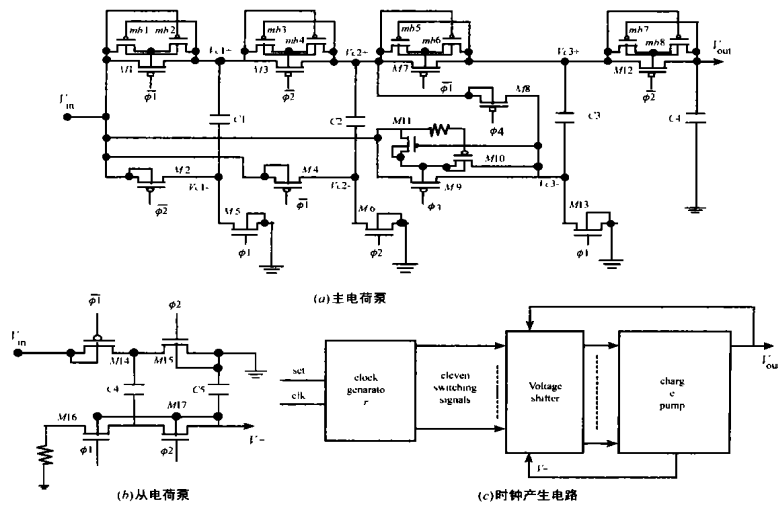


图 3 可在低压下工作的新型电荷泵

图 5 是新型的电荷泵与原电荷泵在电源电压为 1.2V, 负载电流为  $100\mu A$ , 开关频率为 5kHz 情况下模拟结果的比较. 新型电荷泵上升速度要明显加快, 而且效率为 88.8%, 而原来的电荷泵效率为 82.5%.

### 4 总结

通过对 Fibonacci 电荷泵上升时间的估算, 对缩短上升时间和减小功耗折中分析, 提出优化的开关频率的计算方法. 设计了一种新型 Fibonacci 电荷泵可以正常工作在低电源电压

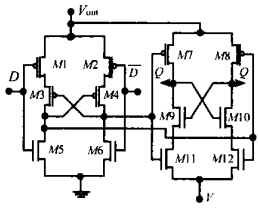


图 4 电平移位器

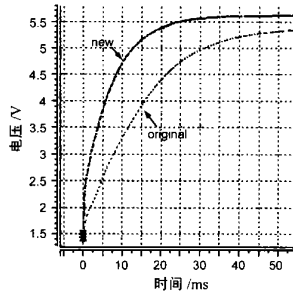


图 5 新型电荷泵与原电荷泵输出电压模拟结果的比较

1.2V 下,它具有较高的工作效率和较快的上升速度。

#### 参考文献:

- [ 1 ] Marek S Makowski. Realizability conditions and bounds on synthesis of switched-capacitor DC-DC voltage multiplier circuits [J]. IEEE transactions on circuits and systems, 1997, 44(8) :684 - 691.
- [ 2 ] Marek S Makowski. Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters [A]. PESC '95 Record [C]. 26th Annual IEEE (2) :1215 - 1221.
- [ 3 ] Toru Tanzawa, Tomoharu Tanaka. A dynamic analysis of the dickson charge pump circuit [J]. IEEE J Solid-State Circuits, 1997, 32(8) : 1231 - 1240.
- [ 4 ] Pierre Favrat. A high-efficiency CMOS voltage doubler [J]. IEEE J Solid-State Circuits, 1998, 33(3) :410 - 416.
- [ 5 ] Wang Chi-Chang, Wu Jiin-Chuan. Efficiency improvement in charge pump circuits [J]. IEEE J Solid-State Circuits, 1997, 32(6) :852 - 859.
- [ 6 ] Fengjing Qiu, Janusz A Starzyk, Ying-Wei Jan. Analog VLSI of multi-phase voltage doublers with frequency regulation [A]. SSMD '99 South-west Symposillm [C]. 1999. 9 - 14.
- [ 7 ] Hongchin Lin, Kai-Hsun Chang, Shyfr-Chyi Wong. Novel high positive and negative pumping circuits for low supply voltage [A]. Circuit and Systems [C]. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium, 1991(1) :238 - 241.
- [ 8 ] Jiefr-Tsong Wu. MOS charge pumps for low-voltage operation [J]. IEEE J Solid-State Circuits, 1998, 33(4) :592 - 596.

#### 作者简介:



郁海蓉 女,1977 年出生于上海,现在清华大学微电子所攻读硕士研究生,专业为集成电路设计. {yhr, czl} @dns. ime. tsinghua. edu. cn

陈志良 男,1947 年出生于湖南,1970 年毕业于清华大学,82 年获工学硕士学位,主要从事通信电路等数模混合 VLSI 设计与 ASIC 的研制开发,现为清华大学教授和中国电子学会高级会员.