

电源实用技术系列书

# 单片电荷泵实用电路

DANPIAN DIANHEBENG SHIYONG DIANLU

周志敏 周纪海 纪爱华 编著

- 单片电荷泵外围电路设计
- 白光LED驱动电路
- LCD背光照明技术
- LED背光源驱动电路
- 便携电子设备闪光灯驱动电路



中国电力出版社

[www.cepp.com.cn](http://www.cepp.com.cn)

电 源 实 用 技 术 系 列 书

# 单片电荷泵实用电路

---

周志敏 周纪海 纪爱华 编著



中国电力出版社  
[www.cepp.com.cn](http://www.cepp.com.cn)

## 内 容 简 介

本书结合国内外开关式 DC/DC 变换技术的发展动向及在国内的应用实践,全面系统地阐述了单片电荷泵的最新应用技术。全书共分 8 章,在介绍了电荷泵基本工作原理、结构和特点的基础上,系统地介绍了单片电荷泵、白光 LED 驱动电路、基于电荷泵的光 LED 驱动电路、LCD 背光照明技术、LED 背光源驱动电路、便携式电子设备闪光灯驱动电路、便携式电子设备电源管理技术等知识。本书以理论与实践相结合的写作方式,深入浅出地阐述了单片电荷泵电路设计和应用中经常涉及的理论知识和实际工作中的设计方法。全书内容通俗易懂、新颖实用。

本书可供电信、信息、航天、军事、家电行业从事单片电荷泵开发、设计和应用的工程技术人员及高等院校师生参考。

### 图书在版编目 (CIP) 数据

单片电荷泵实用电路/周志敏,周纪海,纪爱华编著.  
北京:中国电力出版社,2008  
(电源实用技术系列书)  
ISBN 978-7-5083-7800-8

I. 单… II. ①周…②周…③纪… III. 开关电路:  
电源电路 IV. TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2008) 第 133142 号

中国电力出版社出版、发行

(北京三里河路 6 号 100044 <http://www.cepp.com.cn>)

北京市同江印刷厂印刷

各地新华书店经售

\*

2009 年 1 月第一版 2009 年 1 月北京第一次印刷  
787 毫米×1092 毫米 16 开本 20.25 印张 521 千字  
印数 0001—3000 册 定价 38.00 元

### 敬告读者

本书封面贴有防伪标签,加热后中心图案消失  
本书如有印装质量问题,我社发行部负责退换

版权专有 翻印必究

# 前言

随着电子技术的高速发展,电子系统的应用领域越来越广泛,电子设备的种类也越来越多,电子设备与人们的工作、生活的关系日益密切,而电子设备都离不开可靠的电源,其性能的优劣直接关系到整个系统的安全性和可靠性指标。电子设备对电源的要求更加灵活多样,而电子设备的小型化和低成本化使电源以轻、薄、小和高效率为发展方向。目前,我国通信、信息、家电、国防等领域的电源普遍采用高频开关电源,为此,单片集成电荷泵电路自问世以来,引起了国内外电源界的普遍关注,现已成为具有发展前景和影响力的一项高新技术产品。

单片电荷泵是目前电子设备广泛应用的一种开关电源,单片电荷泵以其低损耗、高效率、电路简洁等显著优点受到人们的青睐,广泛地应用于计算机、通信设备、仪器仪表和家用电器中。近年来,随着电子信息产业的高速发展,人们对单片电荷泵的需求与日俱增,单片电荷泵的开发研制生产已成为发展前景十分诱人的朝阳产业。目前,随着单片电荷泵的广泛应用,单片电荷泵显示出了强大的生命力,其具有高集成度、高性能比、最简的外围电路、最佳的性能指标等特点,现已成为电子设备的优选电源。

本书结合国内外单片电荷泵技术的发展动向,系统地介绍了单片电荷泵的原理和特性,重点介绍了单片电荷泵的外围电路的设计及驱动白光 LED 典型应用电路,在写作上尽量做到有针对性和实用性,力求做到理论和应用相结合,使得从事单片电荷泵技术开发、设计、应用的技术人员从中获益,读者可以以此为“桥梁”,全面了解和掌握单片电荷泵的设计和应用技术。

本书在写作过程中无论从资料的收集和技术信息交流上都得到了国内的专业学者和同行的大力支持,在此表示衷心地感谢。

由于时间仓促,加之编者水平有限,书中疏漏之处在所难免,敬请读者批评指正。

编者

2008年8月



# 目 录

前言	
<b>第 1 章 电荷泵基础知识</b>	1
1.1 电荷泵工作特性	1
1.2 电源技术的发展	25
<b>第 2 章 单片电荷泵</b>	29
2.1 MAX 系列单片电荷泵	29
2.2 其他系列单片电荷泵	50
<b>第 3 章 白光 LED 驱动电路</b>	76
3.1 白光 LED 驱动技术	76
3.2 白光 LED 驱动方案比较	106
<b>第 4 章 基于电荷泵的白光 LED 驱动电路</b>	118
4.1 白光 LED 驱动电路设计	118
4.2 白光 LED 典型驱动电路	131
4.3 高亮度、高效白光 LED 驱动电路	137
<b>第 5 章 LCD 背光源照明技术</b>	149
5.1 LCD 技术	149
5.2 LCD 背光照明技术	156
5.3 LED 背光照明技术应用	162
5.4 移动电话 LCD 背光驱动电路	176
<b>第 6 章 LED 背光源驱动电路</b>	183
6.1 背光驱动电路	183
6.2 LED 背光驱动器应用电路	201
<b>第 7 章 便携式电子设备闪光灯驱动电路</b>	218
7.1 驱动闪光灯的 DC/DC 变换器	218
7.2 移动电话相机闪光 LED 驱动器	229
<b>第 8 章 便携式电子设备电源管理技术</b>	247
8.1 便携式电子设备电源系统	247
8.2 便携式电子设备电源管理	259

附录 A 电荷泵技术参数 ..... 274

附录 B 电荷泵应用电路图 ..... 281

参考文献 ..... 317

## 第 1 章



# 电 荷 泵 基 础 知 识

## 1.1 电荷泵工作特性

### 1.1.1 电荷泵工作原理

便携式移动设备大多以电池供电，其负载电路通常是微处理器控制的设备，比如移动电话、掌上电脑等，此类设备要求供电电源效率高、输出纹波电压小、静态电流小、很小的面积、低质量并且价格便宜。传统的电源通常使用一个电感实现 DC/DC 变换，但是电感体积大、容易饱和、会产生 EMI 且电感价格昂贵。为解决此类问题，现代电源通常采用电荷泵电路。电荷泵采用电容储存能量，外接组件少，非常适合用于便携式设备中，并且随着其电路结构的不断改进和工艺水平的提高，也可应用在需要较大电流的应用电路中。因此高效率电荷泵 DC/DC 变换器因其功耗小、成本低、结构简单，无需电感、二极管、MOSFET 等外围组件，高 EMI 抑制等优点，在电源管理电路中得以广泛应用。

#### 1. 电荷泵

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泵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，电荷泵也会产生一定的输出纹波和 EMI（电磁干扰）。

电荷泵可以实现逆变器、分路器或者增压器功能，逆变器将输入电压转变成一个负输出。作为分路器使用时，输入电压是输出电压的一部分，如 1/2 或 2/3。作为增压器时，输出电压是输入电压的 1.5 倍或者 2 倍。很多便携式电子设备都是用一个单锂离子电池或者两个金属氢化物镍电池。因此当电荷泵工作在 1.5、2 倍压模式时，电荷泵可以给工作在 3.3~4.0V 的范围内的白光 LED 提供适当的正向电压。

虽然有一些开关式 DC/DC 变换器除可以组成升压、降压电路外，还可以组成电压反转电路，但电荷泵电压反转电路仅需外接两个电容，电路最简单，尺寸小，并且转换效率高、耗电少，所以它得到了极其广泛的应用。目前不少集成电路采用单电源工作，简化了电源，但仍有不少电路需要正负电源供电才能工作。例如，D/A 变换器电路、A/D 变换器电路、U/F 或 F/U 变换电路、运算放大器电路、电压比较器电路等。自 INTERSIL 公司开发出 ICL7660 电压反转 IC 后，用它来获得负电源十分简单，20 世纪 90 年代后又开发出带稳压的电压反转电路，使经电压反转电路获得的负电源性能更为完善。对采用电池供电的便携式电子产品来说，采用电荷泵变换器来获得负电源或倍压电源，不仅能减少电池的数量、减少

产品的体积和重量,并且在减少能耗(延长电池寿命)方面也起到极大的作用。便携式电子产品发展迅速,对电荷泵变换器提出不同的要求,各半导体器件公司为满足不同的要求开发出一系列新产品。

## 2. 理想电荷泵模型

最早的理想电荷泵模型是 J. Dickson 在 1976 年提出的,其基本思想就是通过电容对电荷的积累效应而产生高压使电流由低电位势流向高电位,当时这种电路是为了提供可擦写

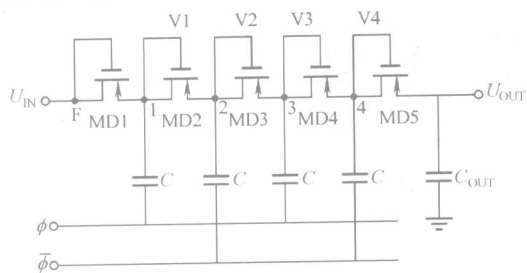


图 1-1 四阶 Dickson 电荷泵原理

EPROM 所需要的电压。后来 J. Witters, Toru Tranzawa 等人对 J. Dickson 的电荷泵模型进行了改进,提出了比较精确的理论模型,并通过实验加以证实提出了一些理论公式。随着集成电路的不断发展,基于低功耗、低成本的考虑,电荷泵在集成电路中的应用越来越广泛了。四阶 Dickson 电荷泵原理如图 1-1 所示。

当  $F$  为低电平时, MD1 管导通,  $U_{IN}$  对与结点 1 相连的电容进行充电,直到结点 1 的电压为  $U_{IN} - U_{TN}$ ; 当  $F$  为高电平时,由于  $U_F$  受到开关管寄生电容  $C_S$  的影响,其真实值应为

$$U_{F1} = [C/(C + C_S)] \times U_F \quad (1-1)$$

此时结点 1 的电压变为  $U_{F1} + U_{IN} - U_{TN}$ , 此时 MD2 导通, 对与结点 2 相连的电容进行充电,直至结点 2 的电压变为  $U_{F1} + U_{IN} - 2U_{TN}$ ;  $F$  再度变为低电平,结点 2 上电压为  $2U_{F1} + U_{IN} - 2U_{TN}$ ; 如此循环,直到完成四级电容的充放电,可以推得输出电压为

$$U_{OUT} = U_{IN} + 4(U_{F1} - U_{TN}) - U_{TN} \quad (1-2)$$

由此可以得到对于  $N$  级倍压电荷泵的电压增益为

$$U_{OUT} = U_{IN} + N(U_{F1} - U_{TN}) - U_{TN} \quad (1-3)$$

但在实际电路中由于  $U_F$  受到开关管寄生电容  $C_S$  的影响,其真实值应为将式 (1-1) 代入式 (1-3) 可得

$$U_{OUT} = U_{IN} + N\{[C/(C + C_S)] \times U_F - U_{TN}\} - U_{TN} \quad (1-4)$$

当考虑负载后,由于负载会从电路中抽取电流  $I_{OUT}$ ,负载上具有  $NI_{OUT}/[(C + C_S)f_{OSC}]$  大小的压降,代入式(1-4)得到输出电压

$$U_{OUT} = U_{IN} + N\{[C/(C + C_S)] \times U_F - I_{OUT}/[(C + C_S)f_{OSC}] - U_{TN}\} - U_{TN} \quad (1-5)$$

对于 Dickson 型电荷泵,单级电压增益为

$$G_U = U_N - U_{N-1} = [C/(C + C_S)] \times U_F - I_{OUT}/[(C + C_S)f_{OSC}] - U_{TN} \quad (1-6)$$

Dickson 倍压电荷泵需要满足很重要的一个条件就是

$$[C/(C + C_S)] \times U_F - U_{TN} - I_{OUT}/[(C + C_S)f_{OSC}] > 0 \quad (1-7)$$

由于该式与  $N$  无关,故从理论上来说,电压可以通过倍压泵放大从而得到理想的电压值。

## 3. 负电压的开关电容电路

由 Dickson 电荷泵理论可以推广得到产生负电压的开关电容电路,负压电荷泵工作原理如图 1-2 所示,其基本原理与 Dickson 电荷泵是一致的,但是利用电容两端电压差不会跳变的特性,当电路保持充放电状态时,电容两端电压差保持恒定。在这种情况下将原来的高电位端接地,从而可得到负电压输出。负压电荷泵由振荡器、反相器及四个模拟开关,外接两

个电容  $C_1$ 、 $C_2$  构成。

振荡器输出的脉冲直接控制模拟开关 S1 及 S2；此脉冲经反相器反相后控制模拟开关 S3 及 S4。当模拟开关 S1、S2 闭合时，模拟开关 S3、S4 断开；模拟开关 S3、S4 闭合时，模拟开关 S1、S2 断开。

当模拟开关 S1、S2 闭合，模拟开关 S3、S4 断开时，输入的正电压  $U_{IN+}$  向  $C_1$  充电（上正下负）， $C_1$  上的电压为  $U_{IN+}$ ；当模拟开关 S3、S4 闭合，模拟开关 S1、S2 断开时， $C_1$  向  $C_2$  放电（上正下负）， $C_2$  上充的电压为  $-U_{IN}$ ，即  $U_{OUT} = -U_{IN}$ 。当振荡器以较高的频率不断控制模拟开关 S1、S2 及模拟开关 S3、S4 的闭合及断开时，输出端可输出变换后的负电压（电压转换率可达 99% 左右）。

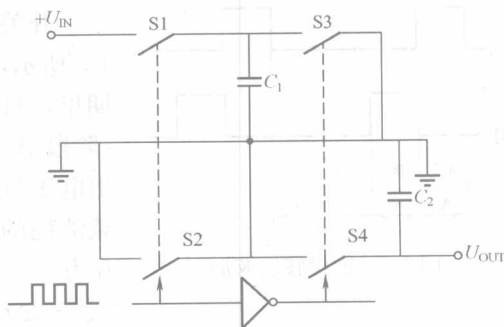


图 1-2 负压电荷泵工作原理

由图 1-2 所示的原理图分析可知，当时钟信号为高电平时，功率开关管 S1、S2 同时导通，S3、S4 同时关断， $U_{IN}$  对电容  $C_1$  进行充电， $U_{CAP+} = U_{IN} - U_{TP} - U_{TN}$ ， $U_{CAP-} = U_{TN}$ ；当时钟信号为低电平时，S1、S2 关断，S3、S4 同时导通， $C_1$  上存储的电荷通过 S3、S4 传送到  $C_2$  上，由于  $C_2$  高电位端接地，故输出端  $U_{OUT} = -(U_{IN} - U_{TP})$ 。当考虑负载后，负载会从电路中抽取电流  $I_{OUT}$ ，且具有  $-I_{OUT}/[(C_2 + C_{SN} + C_{SP})f_{OSC}]$  大小的压降，输出电压为

$$U_{OUT} = -\{U_{IN} - U_{TP} - I_{OUT}/[(C_1 + C_{SN} + C_{SP})f_{OSC}] - I_{OUT}/[(C_2 + C_{SN} + C_{SP})f_{OSC}]\} \quad (1-8)$$

电荷泵使用电容储存能量，并且随着电荷泵电路结构的改进，也可应用在需要大电流的应用电路中。一般，电荷泵电路主要有“LINEAR”和“SKIP”两种工作模式。

电荷泵工作在“LINEAR”模式下，可以获得较低的输出纹波，工作在“SKIP”模式下可以获得较低的静态电流。为描述方便，以下分析中的电荷泵四个开关管均用 NMOS 代替，而实际上电荷泵开关中既有 PMOS 又有 NMOS。电荷泵工作过程可简单地分为三个阶段。

阶段 A（充电阶段，S1 和 S2 导通）：泵电容被  $U_{IN}$  充电， $C_1$  两端的平均压差为  $U_{IN}$  减去充电电流在 S1 和 S2 产生的压降，即

$$U_{C1} = U_{IN} - I_A(R_{S1} + R_{S2}) \quad (1-9)$$

阶段 B（能量传输阶段，S3 和 S4 导通）：泵电容向负载电容放电，其两极平均电压为

$$U_{OUT} = U_{IN} + U_{C1} - I_B(R_{S3} + R_{S4}) \quad (1-10)$$

阶段 C（等待阶段，S1~S4 均不导通）：没有能量从  $U_{IN}$  传输到  $C_1$  和  $C_2$ 。 $U_{C1}$  = 常量。在等待状态， $C_1$  两端电压保持恒定，这意味着

$$|\Delta Q_{C1}|(\text{阶段 A}) = |\Delta Q_{C1}|(\text{阶段 B}) \quad (1-11)$$

当用 50% 占空比的时钟时， $\Delta t_A = \Delta t_B = \Delta t$ ，所以  $C_1$  的平均充电电流就等于其平均放电电流，假设阶段 A 和阶段 B 的时间常数足够大，则

$$C_1(R_{S1} + R_{S2}) \geq 10\Delta t \quad (1-12)$$

并且

$$C_1(R_{S3} + R_{S4}) \geq 10\Delta t \quad (1-13)$$

那么

$$|I_P| = |I_A| = |I_B| \quad (1-14)$$

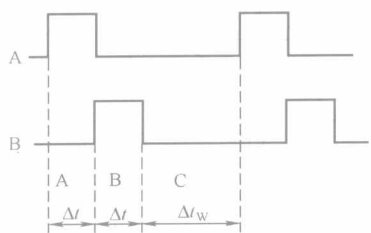


图 1-3 能量转换波形

开关 S1~S4 周期性通过阶段 A、B 和 C 翻转, 如图 1-3 所示, 能量就从电池  $U_{IN}$  传输到负载 ( $U_2$ )。在单个周期里, 只有在阶段 B 才对负载电容  $C_2$  充电, 在其余阶段 (阶段 A 和 C),  $C_2$  向负载放电。在死循环电路系统中, 输出电压  $U_{OUT}$  为稳定值, 这就要求电荷泵充电能量等于负载消耗的能量。所以, 在能量传输的阶段 B, 输出电流  $I_P$  为

$$(\Delta t_w + 2\Delta t)I_{LOAD} = \Delta t \times I_P \quad (1-15)$$

即

$$I_P = I_{LOAD}(2 + \Delta t_w/\Delta t) \quad (1-16)$$

#### 4. 电荷泵的基本原理

电容是存储电荷或电能, 并按预先确定的速度和时间放电的器件。如果一个理想的电容以理想的电压源  $U_G$  进行充电 [见图 1-4 (a)], 则将依据 Dirac 电流脉冲函数立即存储电荷 [见图 1-4 (b)]。存储的总电荷数量按下式计算, 即

$$Q = C \times U_G \quad (1-17)$$

实际的电容具有等效串联电阻 ( $R_{ERS}$ ) 和等效串联电感 ( $ESL$ ), 两者都不会影响到电容存储电能的能力。然而, 它们对开关电容电压变换器的整体转换效率有很大的影响。实际电容充电的等效电路如图 1-4 (c) 所示, 其中  $R_{SW}$  是开关的电阻。充电电流路径具有串联电阻和电感, 通过适当的器件布局设计可以减小这个串联电阻和电感。

一旦电路被加电, 将产生指数特性的瞬态条件, 直到达到一个稳态条件为止。电容的寄生效应限制峰值充电电流, 并增加电荷转移时间。因此, 电容的电荷累积不能立即完成, 这意味着电容两端的初始电压变化为零。电荷泵就利用了这种电容特性, 如图 1-5 (a) 所示。

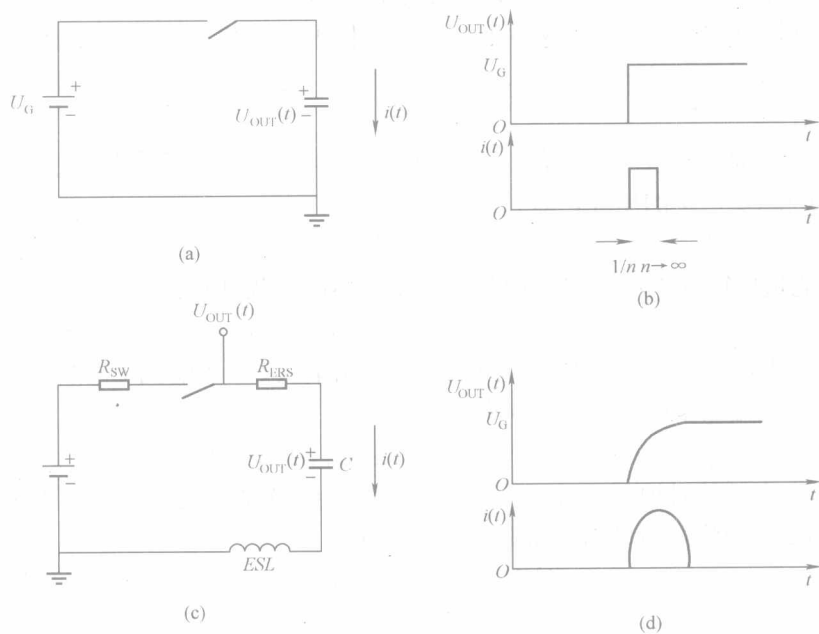


图 1-4 电荷泵工作基本原理图

- (a) 理想电容以理想电压源充电电路; (b) 理想电容电压电流波形;
- (c) 实际电容充电的等效电路; (d) 实际电容电压电流波形



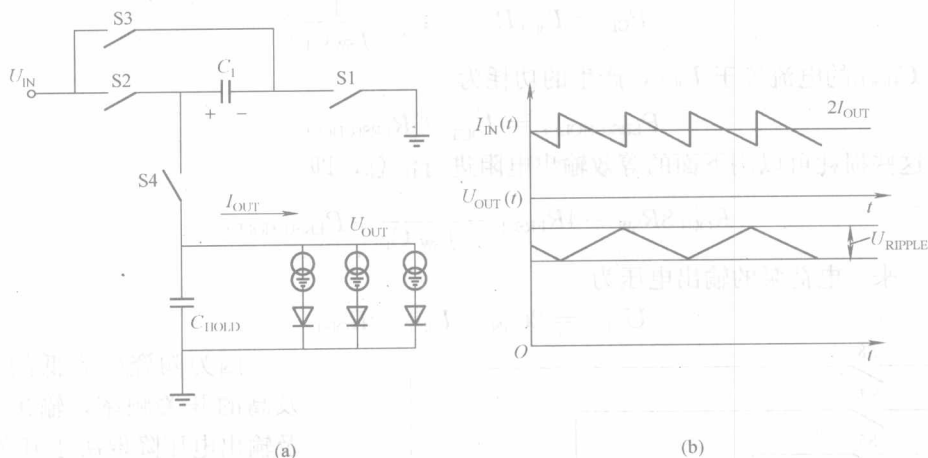


图 1-5 电荷泵电路及工作波形

(a) 电荷泵电路; (b) 工作波形

电压变换在两个阶段内实现。在第一个阶段期间, 开关 S1 和 S2 关闭, 而开关 S3 和 S4 打开, 充电到输入电压为

$$U_{C1+} - U_{C1-} = U_{C1+} = U_{IN} \quad (1-18)$$

在第二个阶段, 开关 S3 和 S4 关闭, 而 S1 和 S2 打开。因为电容两端的电压降不能立即改变, 输出电压跳变到输入电压值的两倍, 即

$$U_{C1+} - U_{C1-} = U_{C1+} = U_{OUT} - U_{IN} = U_{IN} - U_{OUT} = 2U_{IN} \quad (1-19)$$

使用这种方法可以实现电压的倍压。开关信号的占空比通常为 50%, 能产生最佳的电荷转移效率。

图 1-5 (b) 中显示了开关电容电压倍压器的稳态电流和电压波形。根据功率守恒原理, 平均的输入电流是输出电流的两倍。在第一阶段, 充电电流流入到  $C_1$ , 该充电电流的初始值决定于电容  $C_1$  两端的初始电压、 $C_1$  的  $R_{ERS}$  以及开关的电阻。在  $C_1$  充电后, 充电电流呈指数级降低。充电时间常数是开关周期的几倍, 更小的充电时间常数将导致峰值电流增加。在这个时间内, 输出电容  $C_{HOLD}$  提供负载电流线性放电的电量。

在第二阶段,  $C_{1+}$  连接到输出, 放电电流 (电流大小与前面的充电电流相同) 通过  $C_1$  流到负载。在这个阶段, 输出电容电压的变化大约为  $2I_{OUT}$ 。尽管这个电流变化应该能产生的输出电压变化为  $2I_{OUT} \times R_{ERS}(C_{HOLD})$ , 使用低  $R_{ERS}$  值的陶瓷电容使得这种变化可以忽略不计。此时,  $C_{HOLD}$  线性地放电。当  $C_1$  连接到输入和地之间时,  $C_{HOLD}$  线性地充电。总的输出纹波峰—峰电压值为

$$U_{RIPPLE} \cong \frac{I_{OUT}}{2f_{SW}C_{HOLD}} \quad (1-20)$$

更高的开关频率可以采用更小的输出电容来获得相同的纹波, 电荷泵的寄生效应导致输出电压随着负载电流的增加而下降。事实上, 总是存在  $2I_{OUT}$  的电流流过  $C_1$  和两个开关 ( $2R_{SW}$ ), 则产生的功耗为

$$P_{SW} = (2I_{OUT})^2 (2R_{SW} + R_{ERS}(C_1)) = I_{OUT}^2 (8R_{SW} + 4R_{ERS}(C_1)) \quad (1-21)$$

除了这些纯粹的电阻损耗,  $I_{OUT}$  流过开关电容  $C_1$  的等效电阻, 产生的功耗为

$$P_{Cl} = I_{OUT}^2 R_{Cl} = I_{OUT}^2 \frac{1}{f_{SW} C_1} \quad (1-22)$$

流过  $C_{HOLD}$  的电流等于  $I_{OUT}$ ，产生的功耗为

$$P_{ERS(CHOLD)} = I_{OUT}^2 \times R_{ERS(CHOLD)} \quad (1-23)$$

所有这些损耗可以用下面的等效输出电阻进行汇总，即

$$R_{OUT} = 8R_{SW} + 4R_{ERSCl} + \frac{1}{f_{SW} C_1} + R_{ERS(CHOLD)} \quad (1-24)$$

这样一来，电荷泵的输出电压为

$$U_{OUT} = 2U_{IN} - I_{OUT} \times R_{OUT} \quad (1-25)$$

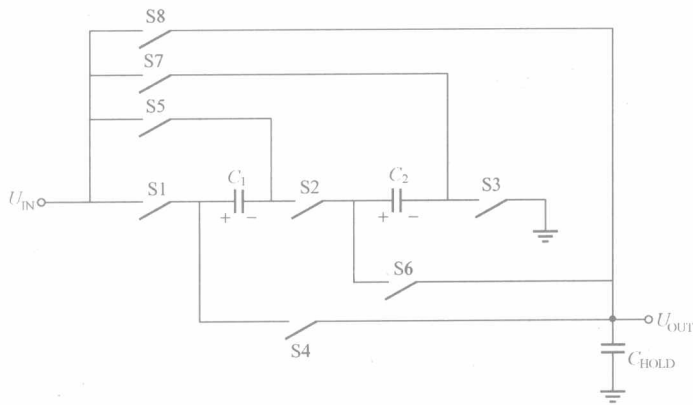


图 1-6 电荷泵开关工作原理

因为陶瓷电容低的  $R_{ERS}$  以及高的开关频率，输出纹波以及输出电压降取决于开关电阻。利用更多的开关和电容可以实现附加的电压转换。电荷泵开关工作原理如图 1-6 所示。同样的，电压转换在两个阶段内实现。在第一个阶段，开关  $S1 \sim S3$  关闭，而开关  $S4 \sim S8$  打开。因此， $C_1$  和  $C_2$  并联，假设  $C_1$  等于  $C_2$ ，则充电到一半的输入电压为

$$U_{Cl+} - U_{Cl-} = U_{C2+} - U_{C2-} = U_{OUT} - U_{IN} = U_{IN}/2 \quad (1-26)$$

输出电容  $C_{HOLD}$  提供负载电流，随着输出电容的放电，输出电压降低到期望的输出电压以下，第二个阶段被激活将输出电压增高到这个值以上。在第二阶段， $C_1$  和  $C_2$  并联，连接在  $U_{IN}$  和  $U_{OUT}$  之间。开关  $S4 \sim S7$  关闭，而  $S1 \sim S3$  和  $S8$  打开。因为电容两端的电压降并不能突变，输出电压跳变到输入电压值的 1.5 倍，则

$$U_{OUT} = 2U_{IN} - U_{IN}/2 = 3U_{IN}/2 \quad (1-27)$$

若关闭  $S8$ ，并保持  $S1 \sim S7$  打开，则电压转换可以获得 1 倍的增益。

为此依电荷泵的输出电压不同可分为 2 倍压、1.5 倍压及负电压结构。

(1) 2 倍压结构。2 倍压结构顾名思义也就是在输出端电压  $U_{OUT}$  为两倍输入端电压  $U_{IN}$ ，其所需要的器件为开关  $Q1 \sim Q4$  与电容  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$ 、 $C_{PUMP}$ ，如图 1-7 所示。而电路动作可分为充电阶段与转移阶段 (Transfer Phase)。

充电阶段： $Q1$  和  $Q4$  闭合， $Q2$  和  $Q3$  打开，此时输入电压 ( $U_{IN}$ ) 对  $C_{PUMP}$  充电，如此在  $C_{PUMP}$  两端的电压为  $U_{IN}$ 。

转移阶段  $Q1$  和  $Q4$  打开， $Q2$  和  $Q3$  闭合，此时输入电压 ( $U_{IN}$ ) 与  $C_{PUMP}$  串联对  $C_{OUT}$  充电，如此在  $C_{OUT}$  端输出电压即为两倍输入电压。

实现输出电压为两倍输入电压电路的开关信号的占空比通常为 50%，可以产生最佳的电荷转移效率。

(2) 1.5 倍压结构。1.5 倍压结构也就是在输出端  $U_{OUT}$  电压为 1.5 倍  $U_{IN}$  电压，其所需要的器件为开关  $Q1 \sim Q7$  与电容  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$ 、 $C_{PUMP1}$ 、 $C_{PUMP2}$ ，如图 1-8 所示，而电路动作同

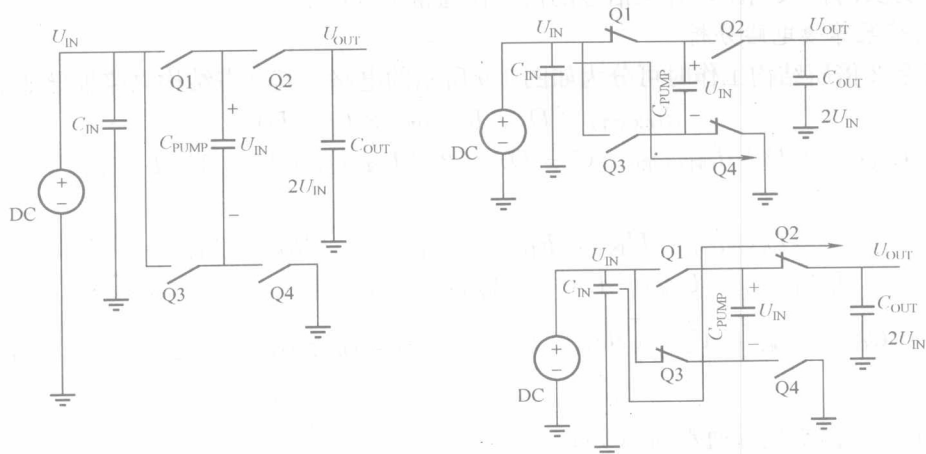


图 1-7 电荷泵 2 倍压架构

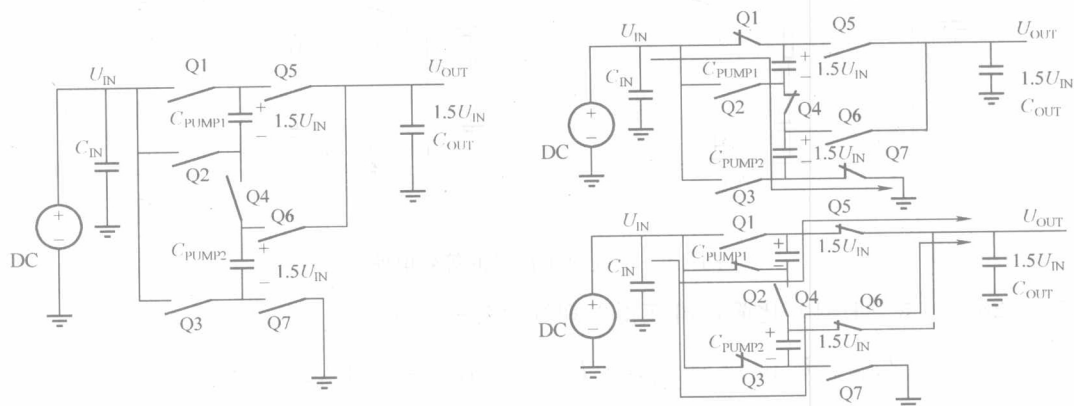


图 1-8 电荷泵 1.5 倍压架构

样可分为充电阶段与转移阶段。

充电阶段：Q1、Q4 和 Q7 闭合，Q2、Q3、Q5 和 Q6 打开，此时输入电压 ( $U_{IN}$ ) 对  $C_{PUMP1}$  和  $C_{PUMP2}$  充电，如此在电容两端电压分别为  $1/2U_{IN}$ 。

转移阶段：Q1、Q4 和 Q7 打开，Q2、Q3、Q5 和 Q6 闭合，此时  $C_{PUMP1}$  与  $C_{PUMP2}$  并联再与输入电压 ( $U_{IN}$ ) 串联对  $C_{OUT}$  充电，如此在  $C_{OUT}$  端输出电压即为 1.5 倍输入电压。

使用 7 个切换开关可以实现输出电压为输入电压的 1.5 倍，开关信号的占空比通常为 50%，可产生最佳的电荷转移效率。

(3) 负压结构。负压结构也就是在输出端电压  $U_{OUT}$  为负的输入电压  $U_{IN}$ ，其所需器件为开关 Q1~Q4 与电容  $C_{OUT}$ 、 $C_{PUMP}$ ，而电路动作同样可分为充电阶段与转移阶段。

充电阶段：Q1 和 Q2 闭合，Q3 和 Q4 打开，此时输入电压 ( $U_{IN}$ ) 对  $C_{PUMP}$  充电，如此在电容两端电压为  $U_{IN}$ 。

转移阶段：Q1 和 Q2 打开，Q3 和 Q4 闭合，此时  $C_{PUMP}$  对  $C_{OUT}$  充电，在  $C_{OUT}$  端输出电压即为负的输入电压，而输入端对输出端而言即可获得两倍电压差。使用这种方法可以实现



输出电压为负的输入电压, 开关信号的占空比通常为 50%。

### 5. 电荷泵等效电路分析

电荷泵 2 倍压结构工作时可分为如图 1-9 所示的电路, 其稳态结构电路推导如下

$$I_{ON(AVE)} \times D = I_{OFF(AVE)} \times (1 - D) \quad (1-28)$$

$$U_{IN} = I_{ON(AVE)} \times D + I_{OFF(AVE)} \times (1 - D) = 2 \times I_{ON(AVE)} \times D = 2 \times I_{OFF(AVE)} \times (1 - D) \quad (1-29)$$

$$U_{PUMP(ON)} = U_{IN} - 2R_{DS(ON)} \times I_{ON(AVE)} - R_{ERS} \times I_{ON(AVE)} \quad (1-30)$$

$$U_{PUMP(OFF)} = U_{OUT} - U_{IN} - 2R_{DS(ON)} \times I_{OFF(AVE)} - R_{ERS} \times I_{OFF(AVE)} \quad (1-31)$$

$$\Delta Q = Q_{ON} - Q_{OFF} = C_1 \times \left[ 2U_{IN} - U_{OUT} - (2R_{DS(ON)} + R_{ERS}) \times I_{OUT} \times \frac{1}{D(1-D)} \right] \quad (1-32)$$

式中  $D$ ——占空比, 通常为 50%;

$U_{PUMP(ON)}$ ——打开时电容  $C_1$  上的电压;

$U_{PUMP(OFF)}$ ——关断时电容  $C_1$  上的电压。

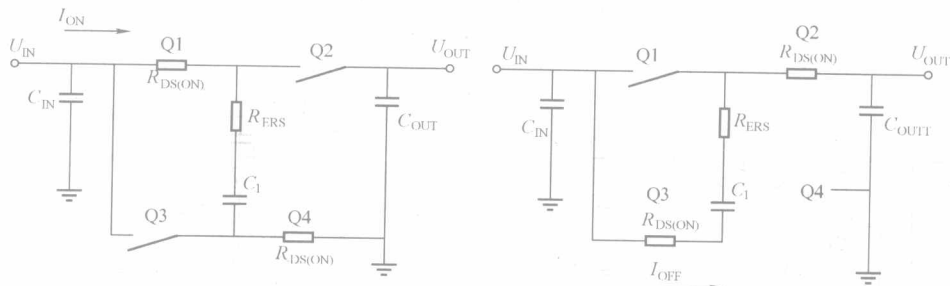


图 1-9 电荷泵工作时的等效电路

将式 (1-28) ~ 式 (1-31) 化简, 可获得下列等效公式, 即

$$2U_{IN} - U_{OUT} = \frac{1}{f_{SW} C_1} \times I_{OUT} + [8R_{DS(ON)} + 4R_{ERS}] \times I_{OUT} \quad (1-33)$$

式中  $f_{SW}$ ——开关频率。

由以上等效电路与公式可得以下结论:

- (1) 开关频率  $f$  增快可以获得较大的驱动能力与较好的效率。
- (2)  $C_1$  电容选择容值较大且  $R_{ERS}$  较小者, 可以获得较大的驱动能力与较好的效率。
- (3) 电荷泵的优劣与其开关  $Q1 \sim Q4$  的  $R_{DS(ON)}$  值大小直接相关,  $R_{DS(ON)}$  值越小, 电荷泵工作特性越佳, 而 1.5 倍压结构的电荷泵等效电路亦可由相同的推导获得。
- (4) 电荷泵的工作特性受开关频率  $f_{SW}$ 、电容  $C_1$  与  $R_{DS(ON)}$  影响, 并非一味追求极限才是好, 开关频率  $f_{SW}$  过大会影响 EMI, 电容  $C_1$  容值过大会影响 PCB 布局面积, 开关  $Q1 \sim Q4$  的  $R_{DS(ON)}$  更小则 IC 成本会较高, 因此应在众多考虑下以取得平衡。

### 6. 调压电荷泵

电荷泵的工作过程为首先储存能量, 然后以受控方式释放能量, 以获得所需的输出电压, 电荷泵采用电容器来储存能量。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, 采用电容器来储存能量。因工作于较高频率, 可使用小型陶瓷电容器 ( $1\mu\text{F}$ ), 占用空间最小, 使用成本较低。电荷泵仅用外部电容器即可提供  $\pm 2$  倍的输出电压, 其损耗主要来自电容器的等效串联电阻 ( $R_{ERS}$ ) 和内部开关管的  $R_{DS(ON)}$ 。电荷泵变换器不使

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。它的输出电压是工厂生产时精密预置的，可通过后端片上线性调整器调整，因此电荷泵在设计时可按需要增加电荷泵的开关级数，以便为后端调整器提供足够的活动空间。

基本电荷泵并不稳压，即有负载电流时，输出电压将根据负载发生变化。电荷泵的输出电流与输出电压的变化曲线称为输出特性曲线，其特性是：输出电流越大，则输出电压变化也越大。

通常以输出电阻  $R_{OUT}$  来表示输出电流与输出电压的关系。若输出电流从零增加到  $I_{OUT}$  时，输出电压变化为  $U$ ，则输出电阻  $R_{OUT}$  为

$$R_{OUT} = U/I_{OUT} \quad (1-34)$$

输出电阻  $R_{OUT}$  越小，输出电压变化越小，则输出特性越好。电容式电荷泵非常适用于便携式电子产品的电源设计。输出电压可调的电容式电荷泵是将一个电容式电荷泵和线性调整器集成在同一芯片内的电源系统，如图 1-10 所示。

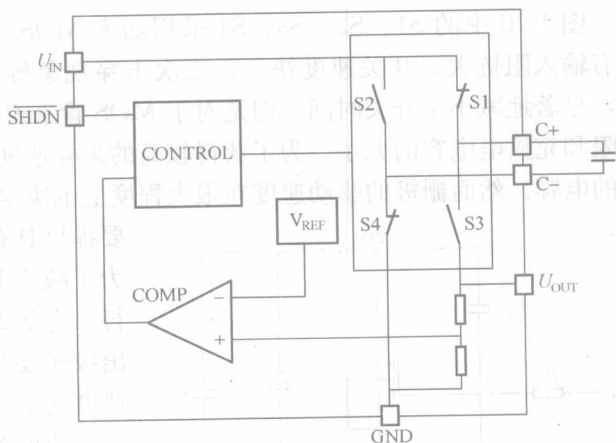


图 1-10 电容式电荷泵内部结构

图 1-11 所示为一种简化的 PFM 调压方案，该方案利用了多个增益配置，下调的输出电压通过 PUMP/SKIP 比较器与 1.2V 的电压基准比较。PUMP/SKIP 比较器输出电压在启动时线性上升，提供软启动功能。当输出

电压超过期望的极限时，器件不会开启，消耗电源电流将很小。在这种空闲状态期间，输出电容提供输出负载电流，随着电容不断放电以及输出电压降低到期望的输出电压以下，电荷泵被激活直到输出电压再次达到高于这个值。

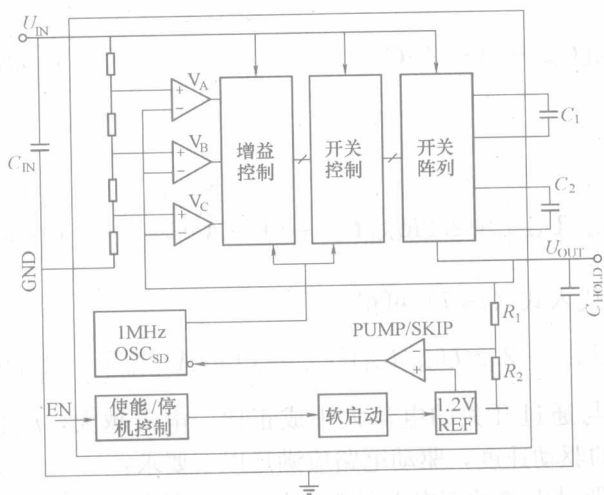


图 1-11 开关电容电压调节器框图

在轻负载下，PFM 调节结构的主要优势是很明显的，通常通过输出电容提供负载电能。电源电流非常低，输出电容只需要偶尔通过电荷泵进行再次充电。

调压电荷泵在一个宽的输入范围内不能维持高的效率，因为输入/输出电流比根据基本的电压转换进行调节，任何比输入电压乘以电荷泵增益所得的值更低的输出电压将导致变换器内额外的功耗，并且效率会成比例地降低，如下式为

$$\eta_{IDEAL} = \frac{U_{OUT} I_{OUT}}{U_{IN} I_{IN}} = \frac{U_{OUT} I_{OUT}}{U_{IN} G I_{OUT}} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN} G} \quad (1-35)$$

$$\eta_{IDEAL} \rightarrow 1 \Leftrightarrow U_{OUT} = G U_{IN}$$

变换器根据输入/输出比例改变增益的能力允许在整个输入电压范围内实现最优的效率。



理想的情况是，增益应该是线性地变化。但在现实中，给定电容和开关数量，只能有限地进行增益配置。

在图 1-11 中，输入电压被调节，并被馈入到三个比较器的正向节点。比较器的所有反向节点连接到输出电压。根据输入/输出电压比，比较器的输出提供带有一个 3bit 的增益控制电路，增益控制电路用于选择最小的增益  $G$ ，这样就可以获得期望的电压转换。

### 7. 对输出为负电压电荷泵的改进

图 1-10 中的 S1、S2、S3、S4 采用功率 MOSFET 器件，功率 MOSFET 是压控元件，具有输入阻抗大、开关速度快、无二次击穿现象等特点。功率 MOSFET 是单极性多子导电，显著地减小了开关时间。但是对于 MOS 管来说决定开关速度的因素有开关电容的导通电阻和充放电电容的大小，为了获得较高的采样速度需要采用大尺寸的功率 MOS 管和较小值的电容。然而栅极的驱动速度在很大程度上也决定了功率 MOSFET 的开关速度，这就需要

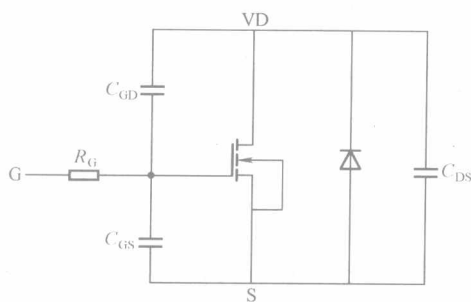


图 1-12 功率 MOSFET 极间电容等效电路

要提供具有高速驱动能力的电路来满足这一要求。为了减小开关时间，对 MOSFET 的驱动电路进行一定的改进。实际应用中功率 MOSFET 的输出级还要带负载，因此影响功率 MOSFET 开关速度的不仅是驱动速度，还有输出级的负载。

功率 MOSFET 极间电容等效电路如图 1-12 所示，输入电容  $C_{IN} = C_{GS} + C_{GD}$ ，输出电容  $C_{OUT} = C_{DS} + C_{GD}$ ，开关管开通延迟时间为

$$t_d = C_{IN} R_{ON} \ln \left| 1 - U_{GS} / U_{GG} \right| \quad (1-36)$$

上升时间为

$$t_r = 2.2 R_{ON} [C_{iss} + (1 - A) C_{GD}] \quad (1-37)$$

式中  $A$ ——与  $U_{DS}$ 、 $U_{GS}$  相关的系数。

整个开通时间为

$$t_{on} = t_d + t_r = C_{IN} R_{ON} \ln \left| 1 - U_{GS} / U_{GG} \right| + 2.2 R_{ON} [C_{iss} + (1 - A) C_{GD}] \quad (1-38)$$

$R_{ON} = U_{GS} / I_{ON}$  为开关管的导通电阻，代入式 (1-37) 可得

$$t_{on} = C_{IN} (U_{GS} / I_{ON}) \ln \left| 1 - U_{GS} / U_{GG} \right| + 2.2 (U_{GS} / I_{ON}) [C_{iss} + (1 - A) C_{GD}] \quad (1-39)$$

由 (1-39) 式可知，开关的导通速度与通过开关的电流大小成正比，电流越大， $t_{on}$  越小，开关的速度越快。为提高 MOSFET 的驱动速度，驱动电路应满足以下要求：

- (1) 能够提供足够大的驱动电流，即驱动电路的充电电阻要充分小，以缩短导通时间。
- (2) 具有足够的泄流能力，即放电电阻要充分小，以提高开关管的关断速度。

根据以上要求，考虑到由于三极管的导通电阻小的特点，并且对管互补作用消除了少数载流子存储时间的影响，可以达到很高的驱动速度，因此采用互补对称型射极输出器来驱动功率 MOSFET，如图 1-13 所示。

该驱动电路利用 VT4、 $R_1$ 、 $R_2$  组成模拟电压源，产生正向偏压，使其值等于或稍大于导通电压，只要有信号输入，VT1、VT2 即可轮流导通，克服了互补对称管必然存在的交越失真现象。通过调整  $R_1$  与  $R_2$  的比值来调整偏压值的大小。



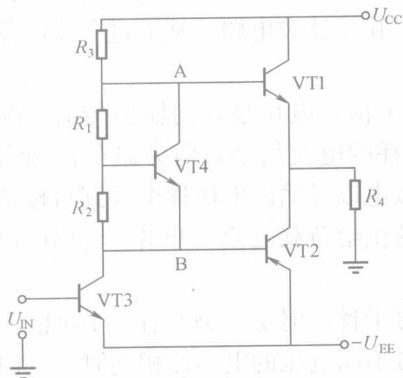


图 1-13 互补跟随电路

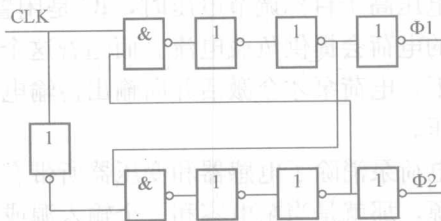


图 1-14 非交叠时钟发生器原理图

为了提高 MOSFET 的开关速度，根据电容两端电压与时间的关系从而确定最小时钟周期，以减小功耗，提高转换效率。最小时钟频率确定的原则是，既要保证电容充放电完全，又要尽量使用高频时钟减小电路功耗，提高转换率。

为了避免电容在没有完全充放电时即进入相对工作状态影响导通时间的准确性及对开关管性能的影响，采用非交叠时钟信号。图 1-14 即为非交叠时钟发生器原理图，CLK 为原始的时钟信号，Φ1 和 Φ2 为相位相反的非交叠时钟信号。

### 1.1.2 三种开关式 DC/DC 变换器性能比较

#### 1. 开关式 DC/DC 的种类

开关式 DC/DC 变换器按结构可分为以下三类：

- (1) 开关式调整器升压泵，如图 1-15 (a) 所示。
- (2) 无调整电容式电荷泵，如图 1-15 (b) 所示。
- (3) 可调整电容式电荷泵，如图 1-15 (c) 所示。

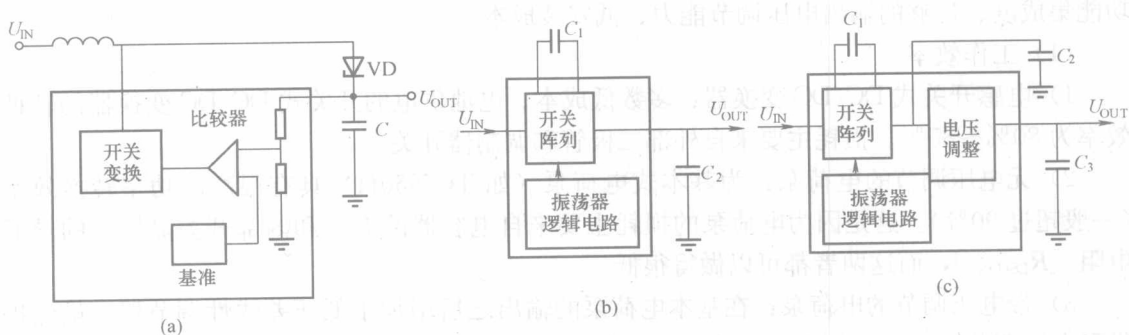


图 1-15 三种典型电荷泵变换器框图

(a) 电感开关式；(b) 电荷泵式；(c) 电压调整电荷泵式

三种电路的工作过程均为：首先储存能量，然后以受控方式释放能量，以获得所需的输出电压。开关式调整器升压泵采用电感器储存能量，而电容式电荷泵采用电容器储存能量。

基本电荷泵缺少调整电路，因此实际上所有当今使用的电荷泵都增加线性调整或者电荷泵调制。线性调整的输出噪声最低，并可以在更低的效率情况下提供更好的性能。而调整 IC 没有串联传输晶体管，控制开关电阻的电荷泵调制就可以提供更高的效率，并为一个给定的芯片面积（或消耗）提供更多的输出电流。增加开关频率也就增加了电荷泵的静态电

电源实用技术系列卷