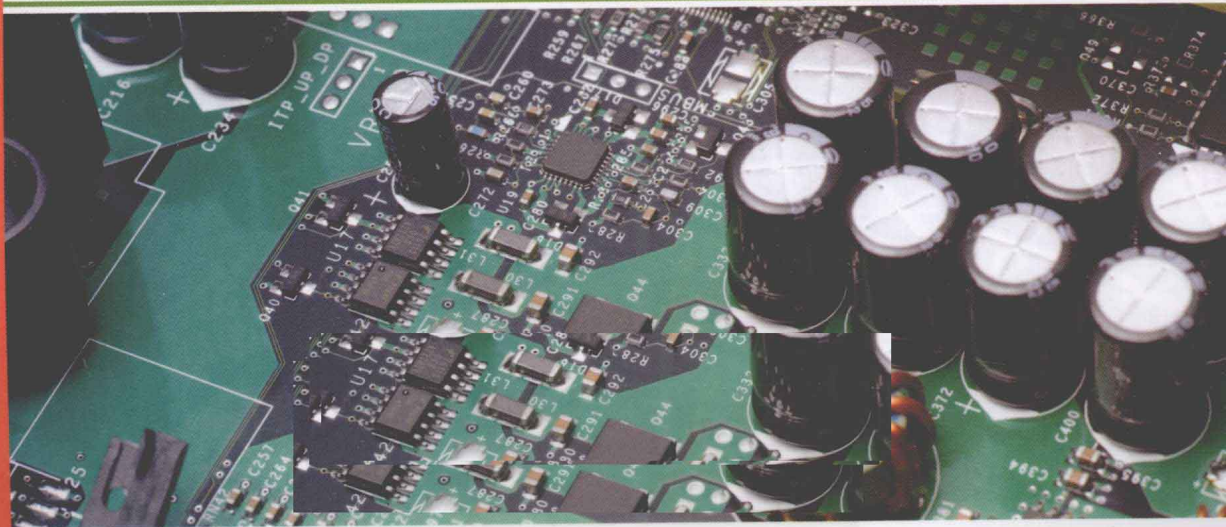




新能源工程应用系列丛书

经典电荷泵实用电路 88例

◎ 周志敏 纪爱华 编著



电子工业出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

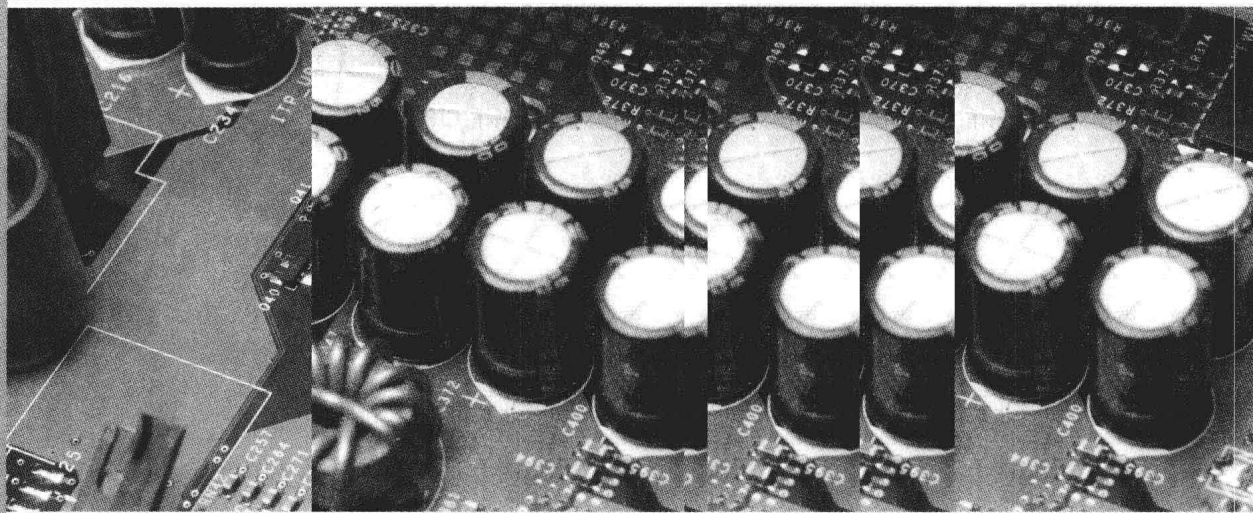
<http://www.phei.com.cn>



新能源工程应用系列丛书

经典电荷泵实用电路 88例

◎ 周志敏 纪爱华 编 著



電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

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。

电荷泵是目前电子设备广泛应用的一种开关电源,电荷泵以其低损耗、高效率、电路简洁等显著优点而受到人们的青睐,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,人们对电荷泵的需求与日俱增,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,随着电荷泵的广泛应用,电荷泵显示出了强大的生命力,其具有高集成度、高性能比、最简单的外围电路、最佳的性能指标等特点,现已成为电子设备的优选电源。

本书结合国内外电荷泵技术的发展动向,在简述电荷泵基础知识的基础上,重点介绍和解析了电荷泵的典型应用电路,读者可将书中讲述的88例电荷泵的典型应用电路直接采用,或结合应用设计特点在此基本电路上改进并应用于设计实践中。本书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”,系统地全面了解和掌握电荷泵的最新设计和应用技术。

参加本书编写工作的有周志敏、纪爱华、周纪海、纪达奇、刘建秀、顾发娥、纪达安、纪和平、刘淑芬等,本书在写作过程中,无论资料的收集和技术信息交流都得到了国内的专业学者和同行及电荷泵集成芯片制造商的大力支持,在此表示衷心的感谢。

由于时间短,加之作者水平有限,书中难免有错误之处,敬请读者批评指正。

编著者

目 录



第 1 章 电荷泵基础知识	1
1.1 电荷泵的工作原理与结构	1
1.1.1 电荷泵的工作原理	1
1.1.2 电荷泵的结构	7
1.2 电荷泵的技术特性	11
1.2.1 电荷泵电路分析	11
1.2.2 电荷泵技术创新	19
第 2 章 电荷泵经典电路设计实例	32
【实例 1】 MAX8821 电荷泵驱动 LED 电路	32
【实例 2】 MAX8678 电荷泵驱动 LED 电路	33
【实例 3】 MAX1573 电荷泵驱动 LED 电路	34
【实例 4】 CAT660 电荷泵应用电路	35
【实例 5】 MAX1577Y/MAX1577Z 电荷泵驱动 LED 电路	36
【实例 6】 MAX1759 电荷泵应用电路	37
【实例 7】 MAX8879 电荷泵驱动 LED 电路	41
【实例 8】 MAX1595 电荷泵驱动 LED 电路	42
【实例 9】 MAX1910/MAX1912 电荷泵驱动白光 LED 电路	42
【实例 10】 MAX1913 电荷泵驱动白光 LED 电路	44
【实例 11】 MAX8630Y/MAX8630Z 电荷泵驱动 LED 电路	45
【实例 12】 MAX8630W/MAX8630X 电荷泵驱动 LED 电路	46
【实例 13】 MAX1681 电荷泵应用电路	47
【实例 14】 MAX4685 电荷泵应用电路	48
【实例 15】 MAX8631X 电荷泵驱动 LED 电路	49
【实例 16】 MAX8645X/MAX8645Y 电荷泵应用电路	50
【实例 17】 MAX868 电荷泵应用电路	51
【实例 18】 MAX3353E 电荷泵应用电路	52
【实例 19】 MAX202E 电荷泵应用电路	53
【实例 20】 MAX5008 电荷泵应用电路	54
【实例 21】 MAX1574 电荷泵驱动 LED 电路	55
【实例 22】 MAX8647 电荷泵驱动 LED 电路	55
【实例 23】 MAX3222E/MAX3237E/MAX3241E/MAX3246E 电荷泵应用电路	57
【实例 24】 MAX3301E/MAX3302E 电荷泵应用电路	59

【实例 25】	MAX8753 四路输出 DC/DC 变换器应用电路	60
【实例 26】	MAX8822 电荷泵驱动 LED 电路	71
【实例 27】	CAT661 电荷泵应用电路	72
【实例 28】	CP2164 电荷泵驱动 LED 电路	73
【实例 29】	AAT3110 电荷泵驱动 LED 电路	74
【实例 30】	MAX889 电荷泵应用电路	75
【实例 31】	AL3157 电荷泵应用电路	78
【实例 32】	CAT3224 电荷泵应用电路	78
【实例 33】	AW9332 电荷泵应用电路	79
【实例 34】	MAX16945 电荷泵应用电路	81
【实例 35】	MAX1578/MAX1579 电荷泵应用电路	81
【实例 36】	MAX3380E/MAX3381E 电荷泵应用电路	82
【实例 37】	CAT3643 电荷泵驱动 LED 电路	84
【实例 38】	CAT3644V 电荷泵驱动 LED 电路	85
【实例 39】	CP2167 电荷泵驱动 LED 电路	85
【实例 40】	CP2168 电荷泵驱动 LED 电路	86
【实例 41】	CP2166 电荷泵驱动 LED 电路	87
【实例 42】	CAT3604 电荷泵驱动 LED 电路	88
【实例 43】	CAT3614 电荷泵驱动 LED 电路	90
【实例 44】	API701 电荷泵应用电路	91
【实例 45】	LT1751 电荷泵应用电路	91
【实例 46】	LTC3202 电荷泵驱动 LED 电路	92
【实例 47】	AW9635 电荷泵驱动 LED 电路	93
【实例 48】	TP7660 电荷泵应用电路	95
【实例 49】	LTC1983ES - 5 电荷泵应用电路	98
【实例 50】	LTC3250 - 1.5 电荷泵应用电路	99
【实例 51】	LTC3203/LTC3203 - 1/LTC3203B/LTC3203B - 1 电荷泵应用电路	101
【实例 52】	LTC3240 - 3.3/LTC3240 - 2.5 电荷泵应用电路	103
【实例 53】	LTC1911 电荷泵应用电路	104
【实例 54】	LTC3252 电荷泵应用电路	105
【实例 55】	NJU7660 电荷泵应用电路	106
【实例 56】	TPS6013x 电荷泵应用电路	108
【实例 57】	LM2792 电荷泵驱动 LED 电路	108
【案例 58】	LM3354 电荷泵驱动 LED 电路	110
【案例 59】	LM2794 电荷泵驱动 LED 电路	110
【案例 60】	TPS6050x 电荷泵应用电路	111
【实例 61】	LTC1911 电荷泵应用电路	114
【实例 62】	AAT3125 电荷泵应用电路	114
【实例 63】	CAT3647 电荷泵驱动 LED 电路	116

【实例 64】	CAT3200/CAT3200 -5 电荷泵驱动 LED 电路	119
【实例 65】	LN2113/LN2114 电荷泵驱动 LED 电路	122
【实例 66】	AP3324 电荷泵驱动 LED 电路	128
【实例 67】	LC40159 电荷泵驱动 LED 电路	129
【案例 68】	LN9366 电荷泵驱动 LED 电路	133
【实例 69】	XC 系列电荷泵应用电路	136
【实例 70】	TC 系列电荷泵应用电路	137
【实例 71】	TPS 系列电荷泵应用电路	139
【实例 72】	TPS60230/TPS60231 电荷泵驱动 LED 电路	148
【实例 73】	APS4070 电荷泵驱动 LED 电路	150
【实例 74】	MCP1252/MCP1253 电荷泵应用电路	151
【实例 75】	AIC1848 电荷泵驱动 LED 电路	155
【实例 76】	AP3605 电荷泵驱动 LED 电路	155
【实例 77】	ADP8870 电荷泵驱动 LED 电路	157
【实例 78】	FAN5701/FAN5702 电荷泵驱动 LED 电路	158
【实例 79】	AW9655 电荷泵驱动 LED 电路	160
【实例 80】	MAX660 电荷泵应用电路	166
【实例 81】	AS1119 电荷泵驱动 LED 电路	168
【实例 82】	ME7660C 电荷泵应用电路	169
【实例 83】	MAX865 电荷泵应用电路	173
【实例 84】	MAX9505 电荷泵应用电路	174
【实例 85】	利用 GPIO 扩展器构建电荷泵电路	176
【实例 86】	MAX9730/MAX9788 电荷泵应用电路	177
【实例 87】	电荷泵为 MAX13041 供电应用电路	180
【实例 88】	MAX3232E/MAX3224/MAX3386E 电荷泵应用电路	183
附录 A	电荷泵技术参数	189
附录 B	电荷泵应用电路图	197
参考文献	241

第1章 电荷泵基础知识

1.1 电荷泵的工作原理与结构

1.1.1 电荷泵的工作原理

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“快速”（flying）或“泵送”电容（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。由于电路工作在开关状态，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：作为逆变器使用时，将输入电压转变成一个负输出；作为分路器使用时，输出电压是输入电压的一部分，如 $1/2$ 或 $2/3$ ；作为增压器使用时，它的输出电压是输入电压的 1.5 或 2 倍。

虽然有一些开关式 DC/DC 变换器除组成升压、降压电路外，也可以组成电压反转电路，但电荷泵电压反转器仅需两个外接电容，电路最简单，尺寸小，并且转换效率高、耗电少，所以它获得了极其广泛的应用。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、V/F 或 F/V 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 电压反转器 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。对于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，不仅减少电池的数量，减少产品的体积、质量，并且在减少能耗（延长电池寿命）方面起到极大的作用。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了一系列电荷泵新产品。

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势流向高电势，当时这种电路是为了提供可擦/写

EPROM 所需要的电压。后来 J. Witters, ToruTranzawa 等人对 J. Dickson 的电荷泵模型进行改进, 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 电荷泵原理图如图 1-1 所示。

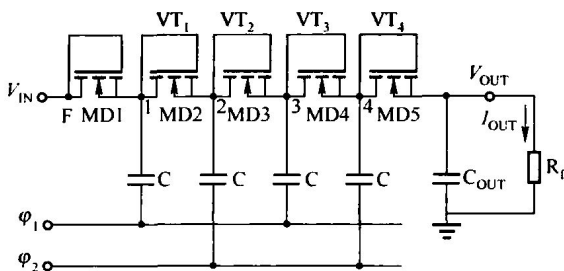


图 1-1 四阶 Dickson 电荷泵原理图

当图 1-1 中当 F 点为低电平时, MD1 管导通, V_{IN} 对与结点 1 相连的电容进行充电, 直到结点 1 的电压为 $V_{IN} - V_{TN}$; V_{TN} 为 MD1 管 (MD2 管、MD3 管、MD4 管) 的导通压降, 当 F 点为高电平时, 此时结点 1 的电压变为 $V_F + V_{IN} - V_{TN}$, 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 $V_F + V_{IN} - 2V_{TN}$; F 点再度变为低电平, 结点 2 上电压为 $2V_F + V_{IN} - 2V_{TN}$; 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:

$$V_{OUT} = V_{IN} + 4(V_F - V_{TN}) - V_{TN} \quad (1-1)$$

由此可以得到对于 N 级倍压电荷泵的电压增益为:

$$V_{OUT} = V_{IN} + N(V_F - V_{TN}) - V_{TN} \quad (1-2)$$

但在实际电路中由于 V_F 受到开关管寄生电容 C_S 的影响, 其真实值应为:

$$V_{F1} = \frac{C}{C + C_S} \times V_F \quad (1-3)$$

将式 (1-3) 代入式 (1-2) 可得:

$$V_{OUT} = V_{IN} + N \left(\frac{C}{C + C_S} \times V_F - V_{TN} \right) - V_{TN} \quad (1-4)$$

当考虑负载后, 若电荷泵提供负载电流为 I_{OUT} , 负载上具有 $\frac{NI_{OUT}}{(C + C_S)f_{OSC}}$ 大小的压降 (N 为电荷泵级数, f_{OSC} 为 MD 管开关频率), 代入式 (1-4) 得到输出电压:

$$V_{OUT} = V_{IN} + N \times \left(\frac{C}{C + C_S} \times V_F - \frac{I_{OUT}}{(C + C_S)f_{OSC}} - V_{TN} \right) - V_{TN} \quad (1-5)$$

对于 Dickson 型电荷泵, 单级电压增益为:

$$G_V = V_N - V_{N-1} = \left(\frac{C}{C + C_S} \times V_F - \frac{I_{OUT}}{(C + C_S)f_{OSC}} \right) - V_{TN} \quad (1-6)$$

Dickson 倍压电荷泵需要满足很重要的一个条件就是:

$$\frac{C}{C + C_S} \times V_F - V_{TN} - \frac{I_{OUT}}{(C + C_S)f_{OSC}} > 0 \quad (1-7)$$

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

3. 开关电容负电压电路

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，负压电荷泵原理图如图 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。该电路实际上是由一个基准、比较、转换和控制电路组成的系统。它由振荡器、反相器及四个模拟开关组成，外接两个电容 C_1 、 C_2 构成电荷泵电压反转电路。

振荡器输出的脉冲直接控制模拟开关 S_1 及 S_2 ，此脉冲经反相器反相后控制模拟开关 S_3 及 S_4 。当模拟开关 S_1 、 S_2 闭合时，模拟开关 S_3 、 S_4 断开；模拟开关 S_3 、 S_4 闭合时，模拟开关 S_1 、 S_2 断开。

当模拟开关 S_1 、 S_2 闭合、模拟开关 S_3 、 S_4 断开时，输入的正电压 V_{IN} 向 C_1 充电（上正下负）， C_1 上的电压为 V_{IN} ，当模拟开关 S_3 、 S_4 闭合、模拟开关 S_1 、 S_2 断开时， C_1 向 C_2 放电（上正下负）， C_2 上充的电压为 $-V_{IN}$ ，即 $V_{OUT} = -V_{IN}$ 。当振荡器以较高的频率不断控制模拟开关 S_1 、 S_2 及模拟开关 S_3 、 S_4 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）。

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 S_1 、 S_2 同时导通， S_3 、 S_4 同时关断， V_{IN} 对电容 C_1 进行充电， $V_{C_1^+} = V_{IN} - V_{TP} - V_{TN}$ ， $V_{C_1^-} = V_{TN}$ ；当时钟信号为低电平时 S_1 、 S_2 关断， S_3 、 S_4 同时导通， C_1 上存储的电荷通过 S_3 、 S_4 传送到 C_2 上，由于 C_2 高电位端接地，故输出端 $V_{OUT} = -(V_{IN} - V_{TP})$ 。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 $\frac{-I_{OUT}}{(C + C_{sn} + C_{sp})f_{OSC}}$ 大小的压降，输出电压

$$V_{OUT} = -\frac{V_{IN} - V_{TP} - I_{OUT}}{(C_1 + C_{1sn} + C_{1sp})f_{OSC}} - \frac{I_{OUT}}{(C_2 + C_{2sn} + C_{2sp})f_{OSC}} \quad (1-8)$$

式中 $V_{C_1^+}$ ——电容 C_1 正极端电压；

V_{TP} ——开关 S_1 的电压降；

V_{TN} ——开关 S_2 的电压降；

$V_{C_1^-}$ ——电容 C_1 负极端电压；

f_{OSC} ——开关频率；

C_{sn} 、 C_{sp} ——开关极间电容；

C_{1sn} 、 C_{1sp} ——模拟开关 S_1 、 S_2 的开关电容；

C_{2sn} 、 C_{2sp} ——模拟开关 S_3 、 S_4 的开关电容。

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。电荷泵简单的工作过程可分为三个阶段：

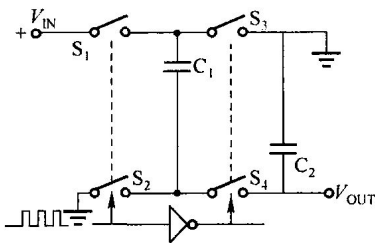


图 1-2 负压电荷泵原理图

阶段 A (充电阶段, S_1 和 S_2 导通): 泵电容被 V_{IN} 充电, C_1 两端的平均压差为 V_{IN} 减去充电电流在 S_1 和 S_2 产生的压降。

$$V_{C_1} = V_{IN} - I_A (R_{S_1} + R_{S_2}) \quad (1-9)$$

式中 V_{C_1} ——泵电容 C_1 两端的平均压差;

R_{S_1} 、 R_{S_2} ——开关管 S_1 , S_2 的开关电阻。

阶段 B (能量传输阶段, S_3 和 S_4 导通): 泵电容向负载电容放电, 其两极平均电压为:

$$V_{OUT} = V_{IN} + V_{C_1} - I_B (R_{S_3} + R_{S_4}) \quad (1-10)$$

式中 R_{S_3} 、 R_{S_4} ——开关管 S_3 , S_4 的开关电阻。

阶段 C (等待阶段, $S_1 \sim S_4$ 均不导通): 没有能量从 V_{IN} 传输到 C_1 和 C_2 。 V_{C_1} = 常量。在等待状态, C_1 两端电压保持恒定, 这意味着 C_1 的电容量在阶段 A 与阶段 B 相等。

$$|\Delta Q_{C_1}| (\text{阶段 A}) = |\Delta Q_{C_1}| (\text{阶段 B}) \quad (1-11)$$

当用 50% 占空比的时钟时, $\Delta t_A = \Delta t_B = \Delta t$ (Δt_A 为阶段 A 的时间, Δt_B 为阶段 B 的时间), 所以流过 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:

$$C_1 (R_{S_1} + R_{S_2}) \geq 10 \Delta t \quad (1-12)$$

并且

$$C_1 (R_{S_3} + R_{S_4}) \geq 10 \Delta t \quad (1-13)$$

那么

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

式中 I_p ——输出电流;

I_A ——阶段 A 的充电电流;

I_B ——阶段 B 的充电电流。

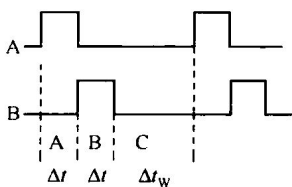


图 1-3 能量转换波形

开关 $S_1 \sim S_4$ 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 (V_{IN}) 传输到负载 (V_{OUT})。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 V_{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, 可求得输出电流 I_p 为:

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

即

$$I_p = I_{LOAD} \left(2 + \frac{\Delta t_w}{\Delta t} \right) \quad (1-16)$$

式中 Δt_w ——阶段 C 时间变量;

Δt ——阶段 A、B 时间变量;

I_{LOAD} ——电容的充电电流。

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 V_C 进行充电, 如图 1-4 (a) 所示, 将依据 Dirac 电流脉冲函数立即存储电荷, 如图 1-4 (b) 所示。存储的总电荷数量按下式计算:

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

实际的电容具有等效串联阻抗 (ESR) 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, 它们对开关电容式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; ESL 为实际的电容等效串联电感, 则在电容的充电电流路径具有串联电感, 通过适当的器件布局设计可以减小这个串联电感。

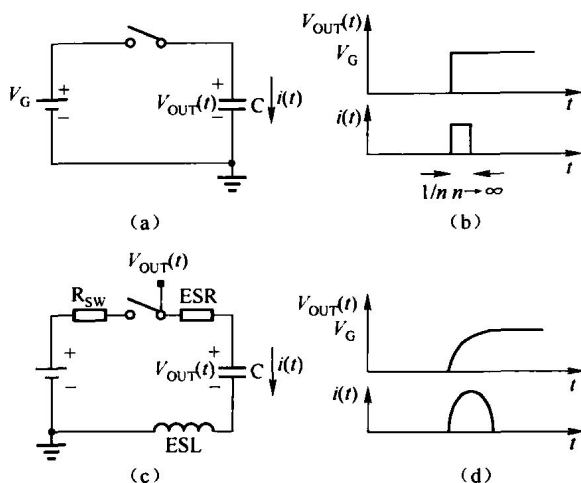


图 1-4 电荷泵工作基本原理图

图 1-5 (a) 所示的电路被加电, 由于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。电荷泵就是利用了这种电容特性设计的, 如图 1-5 (a) 所示。

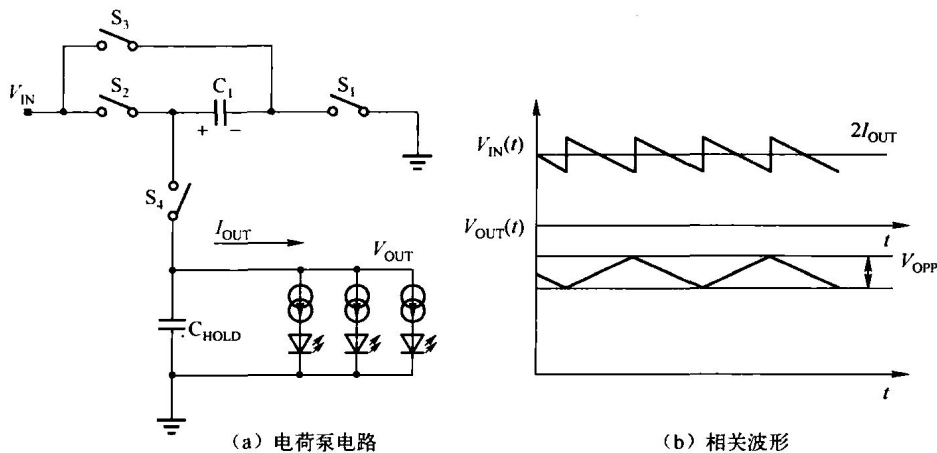


图 1-5 电荷泵电路及工作波形

电压变换是在两个阶段内实现的。在第一个阶段, 开关 S_1 和 S_2 关闭, 而开关 S_3 和 S_4 打开, 电容充电到输入电压:

$$V_{C^+} - V_{C^-} = V_{C^+} = V_{IN} \quad (1-18)$$

在第二个阶段, 开关 S_3 和 S_4 关闭, 而 S_1 和 S_2 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:

$$V_{\text{OUT}} = 2V_{\text{IN}} \quad (1-19)$$

使用这种方法可以实现电压的倍压，通常开关信号的占空比为 50% 时，能产生最佳的电荷转移效率。在图 1-5 (b) 中显示了图 1-5 (a) 所示的电路实现电压倍压的稳态电流和电压波形。图 1-5 (a) 所示的电路在第一阶段，充电电流流入电容 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 ESR 及开关的电阻。在 C_1 充电后，充电电流呈指数级地降低。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} 线性放电以提供负载电流。

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，输出电容电流的变化大约为 $2I_{\text{OUT}}$ 。尽管这个电流变化能引起输出电压变化 $2I_{\text{OUT}} \times \text{ESR}_{C_{\text{HOLD}}}$ （电容 C_{HOLD} 的等效串联电阻），使用低 ESR 的陶瓷电容使得这种变化可以忽略不计。此时， C_{HOLD} 线性充电。当 C_1 连接到输入和地之间时， C_{HOLD} 线性放电。总的输出纹波峰-峰电压值为：

$$V_{\text{OPP}} \approx \frac{I_{\text{OUT}}}{2fC_{\text{HOLD}}} \quad (1-20)$$

更高的开关频率可以采用更小的输出电容来获得相同的输出纹波电压，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 $2I_{\text{OUT}}$ 的电流流过 C_1 和两个开关导通电阻 ($2R_{\text{SW}}$ ，即开关 S_1 、 S_2 的导通电阻)，导致产生的功耗为：

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

式中 ESR_{C_1} ——电容 C_1 的等效串联电阻。

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

$$P_{C_1} = I_{\text{OUT}}^2 R_{C_1} = I_{\text{OUT}}^2 \frac{1}{fC_1} \quad (1-22)$$

流过 C_{HOLD} 的电流等于 I_{OUT} ，导致产生的功耗为：

$$P_{C_{\text{HOLD}}} = I_{\text{OUT}}^2 \text{ESR}_{C_{\text{HOLD}}} \quad (1-23)$$

所有这些损耗可以用下面的等效输出电阻进行汇总：

$$R_{\text{OUT}} = 8R_{\text{SW}} + 4\text{ESR}_{C_1} + \frac{1}{fC_1} + \text{ESR}_{C_{\text{HOLD}}} \quad (1-24)$$

这样一来，电荷泵的输出电压为：

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

式中 R_{OUT} ——电荷泵输出电路的等效电阻。

分数电荷泵开关工作示意图如图 1-6 所示。同样地，电压转换在两个阶段内实现。在第一个阶段，开关 $S_1 \sim S_3$ 关闭，而开关 $S_4 \sim S_8$ 打开。因此， C_1 和 C_2 串联，假设 $C_1 = C_2$ ，则充电到一半的输入电压：

$$V_{C_1^+} - V_{C_1^-} = V_{C_2^+} - V_{C_2^-} = V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}} = \frac{V_{\text{IN}}}{2} \quad (1-26)$$

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。在第二阶段， C_1 和 C_2 并联，连接在 V_{IN} 和 V_{OUT} 之间。开关 $S_4 \sim S_7$ 关闭，而 $S_1 \sim S_3$ 和 S_8 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 倍压；若关闭 S_8 并保持 $S_1 \sim S_7$ 打开，则电路工作在 1 倍压线性模式。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。

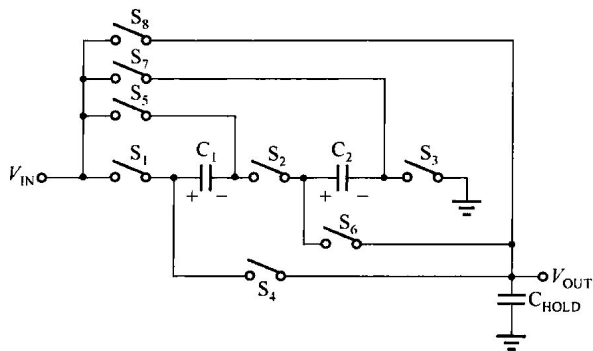


图 1-6 分数电荷泵开关工作示意图



1.1.2 电荷泵的结构

1. 2 倍压结构

2倍压结构顾名思义是在输出端的 V_{OUT} 电压为2倍输入端 V_{IN} 电压，其所需要的器件为开关 $S_1 \sim S_4$ 与电容 C_{IN} 、 C_{OUT} 、 C_{PUMP} ，如图 1-7 所示。电路动作可分为充电阶段与转移阶段。

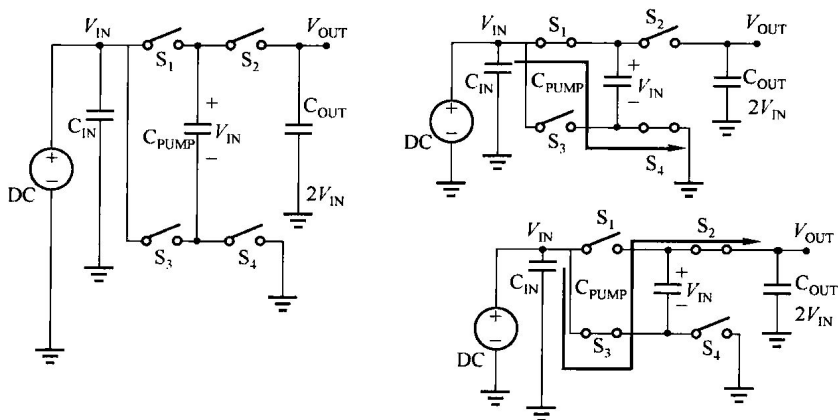


图 1-7 电荷泵 2 倍压结构

充电阶段： S_1 和 S_4 闭合， S_2 和 S_3 打开，此时输入电压 (V_{IN}) 对 C_{PUMP} 充电， C_{PUMP} 两端的电压为 V_{IN} 。

转移阶段： S_1 和 S_4 打开， S_2 和 S_3 闭合，此时输入电压 (V_{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。

2. 1.5 倍压结构

1.5倍压结构也就是在输出端产生1.5倍的 V_{IN} 电压，其所需要的器件为开关 $S_1 \sim S_7$ 与电容 C_{IN} 、 C_{OUT} 、 C_{PUMP1} 、 C_{PUMP2} ，如图 1-8 所示，而电路动作同样可分为充电阶段与转移阶段。

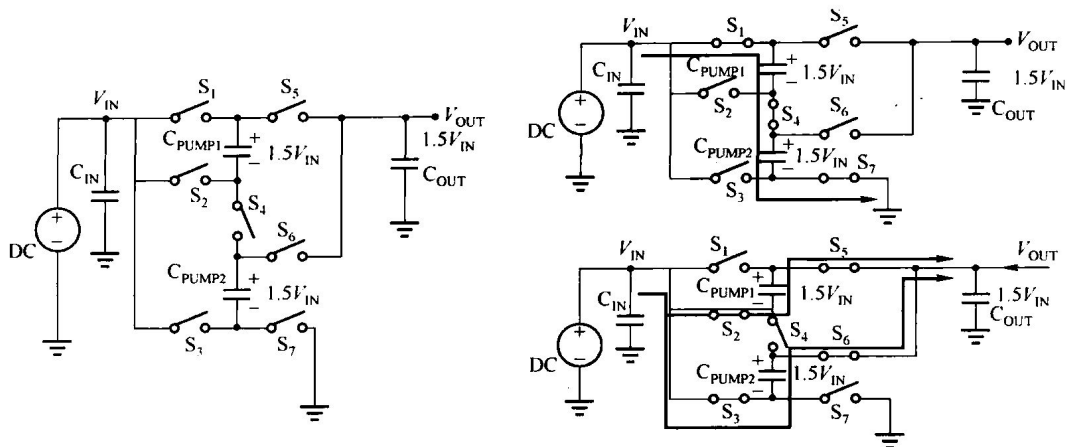


图 1-8 电荷泵 1.5 倍压架构

充电阶段： S_1 、 S_4 和 S_7 闭合， S_2 、 S_3 、 S_5 和 S_6 打开，此时输入电压 (V_{IN}) 对 C_{PUMP1} 和 C_{PUMP2} 充电，电容两端电压分别为 $\frac{1}{2}V_{IN}$ 。

转移阶段： S_1 、 S_4 和 S_7 打开， S_2 、 S_3 、 S_5 和 S_6 闭合，此时 C_{PUMP1} 与 C_{PUMP2} 为并联再与输入电压 (V_{IN}) 串联对 C_{OUT} 充电，在 C_{OUT} 端输出电压即为 1.5 倍压输入电压。

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

3. 1.33 倍压结构

常见的电荷泵方案使用二个外部泵电容来提供三种运行模式 (1 倍压，1.5 倍压，2 倍压) 来进行升压。随着电池的消耗，这些器件逐次提高升压参数。在每一种升压模式中，最大输出电压等于输入电压乘倍压因子。超过驱动白光 LED 所必需的那部分电压的能量，将在电荷泵或电流调节器中被消耗掉，这就降低了整个电路的转换效率。

嵌入更多的运行模式有助于在电池的整个使用周期内限制过高的电压增益，从而提高效率。某些电荷泵目前提供第四种运行模式，按照 1 倍压、1.33 倍压、1.5 倍压和 2 倍压依次提高输出电压。实现 1.33 倍压的常规方法需要增加器件引脚和外部元件的数量，相应地，需要更多引脚的封装和更大面积的印制电路板空间，这使整个解决方案的成本远高于只有三种运行模式的器件。

按照 1 倍压、1.33 倍压、1.5 倍压和 2 倍压顺序来提升电压的电荷泵达到了传统上基于电感的升压变换器的效率，如图 1-9 所示，通过增加一个 1.33 倍压运行模式，电荷泵方案的效率相当于基于电感方案。同时还拥有与电荷泵方案相应的低成本和小尺寸的全部优点。此外，通过使用 1.33 倍压运行模式，过高提升的电压被尽量限制，从而减少电能浪费和由此而产生的热损失，如图 1-10 所示。

目前已经有一种创新的自适应分数电荷泵器件，该器件在保持低成本和三模式 (1 倍压、1.5 倍压和 2 倍压) 器件简单性的同时可以实现第四种电荷泵运行模式 (1.33 倍压)。四模式 (Quad - Mode) 电荷泵能够提供更高的效率，同时不必增加外部元件及相关的成本

和印制电路板空间。此外，1.33倍压分数工作模式还可减少电池端的可见电流纹波。这有助于最大限度地降低整个供电电路的噪声，这在移动电话等便携式电子设备中是一个很重要的指标。

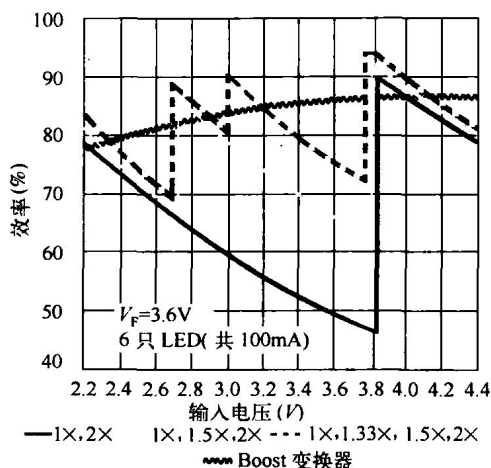


图 1-9 电荷泵 1x、1.33x、1.5x 和 2x 效率曲线

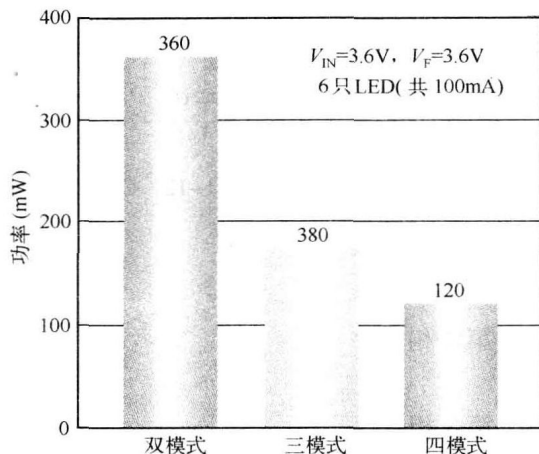


图 1-10 三模式和四模式中电源热损失对比

为了提高系统效率，目前常见的电荷泵驱动白光 LED 的主流解决方案都集成了这几种工作模式，即 1 倍压、1.5 倍压与 2 倍压模式。随着对驱动效率的要求越来越高，需要更加精确的控制电压，此时出现了 1.33 倍压的模式。例如，在移动电话应用中，采用传统的三模式，设计中通过种种努力提高电压转换效率，但往往局限于 2%~3%；而增加了 1.33 倍压后，可将效率提升 10% 左右。

传统的 1.33 倍压驱动电路需要 3 个泵电容。用 3 个泵电容实现的电荷泵提供的效率足以和电感式变换器相媲美，但是一般需要的引脚数目达 24 个或更多。为此，Catalyst 半导体公司推出了一种基于 Quad-Mode 专有技术的白光 LED 驱动器 CAT3636。这种创新的电荷泵结构，仅使用 2 个泵电容就实现了 1.33 倍压升压模式，而引脚数目仅为 16 个。

为了实现 1.33 倍压的工作模式，CAT3636 仍然采用流行的电荷泵式外围配置，只使用 2 个泵电容来实现电压变换，这就使芯片不必因工作模式的增加而使引脚数相应增加，从而使器件可以采用较小但仍然廉价的 TQFN 封装，有利于实际的生产应用。

常规的 1.33 倍压运行模式如图 1-11 所示，常规的 1.33 倍压运行模式需要 3 个泵电容，通过使用两相转换（充电和升压）来实现 1.33 倍压。与传统的 1.33 倍压模式不同，Quad-Mode 电荷泵仅使用 2 个外部电容即可实现 1.33 倍压模式。Catalyst 半导体公司创新的 1.33 倍压模式如图 1-12 所示，在第 1 相使能时， V_{IN} 对外部电容 C_1 和 C_2 进行充电， C_1 与 C_2 串联。在第 2 相使能时，电容 C_1 和 C_2 与输入电源 V_{IN} 断开， C_1 反向接至 V_{IN} 和 V_{OUT} 。此时 C_2 保持浮空状

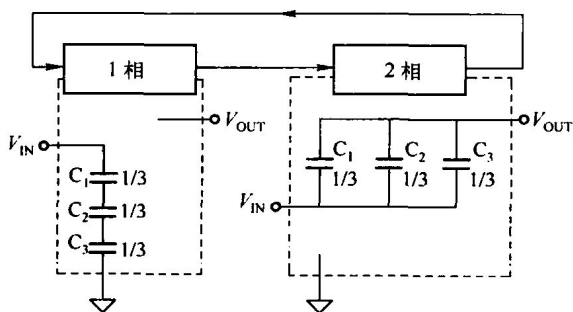


图 1-11 常规的 1.33 倍压运行模式

态。在第 3 相使能时, C_1 和 C_2 串联接至 V_{IN} , C_2 的正极接至 V_{OUT} 。稳态的输出电压可以根据基尔霍夫电压定律求解得到。

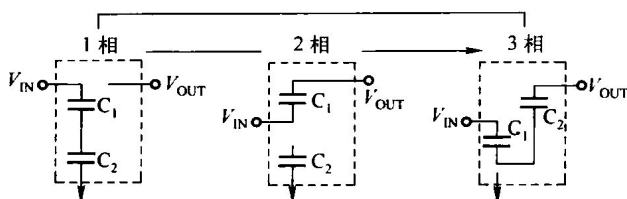


图 1-12 Catalyst 半导体公司创新的 1.33 倍压模式

第 1 相:

$$V_{IN} = V_{C_1} + V_{C_2} \quad (1-27)$$

第 2 相:

$$V_{OUT} = V_{IN} + V_{C_1} \quad (1-28)$$

第 3 相:

$$V_{OUT} = V_{IN} - V_{C_1} + V_{C_2} \quad (1-29)$$

将式 (1-28) 代入式 (1-29) 得:

$$V_{IN} + V_{C_1} = V_{IN} - V_{C_1} + V_{C_2} \quad (1-30)$$

$$V_{C_2} = 2V_{C_1} \quad (1-31)$$

将式 (1-31) 代入式 (1-27) 得:

$$V_{C_1} = \frac{V_{IN}}{3} \quad (1-32)$$

再将式 (1-32) 代入式 (1-28) 可得:

$$V_{OUT} = \frac{4V_{IN}}{3} \quad (1-33)$$

如果输入电压 V_{IN} 比白光 LED 的正向电压降 V_F 大, 则驱动白光 LED 不需要升压, Quad - Mode 电荷泵工作在 1 倍压模式下。

在这种新的 1.33 倍压升压架构中, 第 1 相使能是把泵电容 C_1 和 C_2 串联并通过输入电源为它们充电, 第 2 相使能是把与输入电源相连的电容 C_1 与 C_2 断开并转接至输出端实现升压, 与此同时, 电容 C_2 因与 C_1 断开而保持浮空状态。第 3 相使能是串接 C_1 和 C_2 并串联于输入和输出间实现第二次升压, 电容 C_1 在这过程中是被反向接入的, 因此, 电容 C_1 的正极被连接到输入电源, 而电容 C_2 的正极被连接到输出端。通过这三相使能操作, C_1 将被充电到输入电压的三分之一, C_2 将被充电到输入电压的三分之二, 这就可以把输出电压升高到输入电压的三分之四 ($4/3$) 倍。

根据能量守恒原理, CAT3636 输入功率 P_I 等于外部白光 LED 消耗的功率 P_L 加上其自身消耗的功率 P_E , 即 $P_I = P_L + P_E$ 。CAT3636 自身消耗的功率主要包括电荷泵电压转换功率 P_C 、内部恒流源被动消耗功率 P_S 、内部逻辑功能模块消耗的功率 P_F , 以及热损耗 P_T , 即 $P_E = P_C + P_S + P_F + P_T$, 如图 1-13 所示。

CAT3636 的转换效率 $\eta = \frac{P_L}{P_I} = \frac{P_L}{P_C + P_L + P_S + P_F + P_T}$ 。由于 P_F 和 P_T 值都比较小, $\eta \approx$

$\frac{P_L}{P_C + P_L + P_S}$ 。在恒定电流工作条件下，白光 LED 的消耗功率 P_L 近似恒定，由此可见，在同一升压模式下，随着输入电压的降低，输出电压也随之降低，作用于内部恒流源的电压也随之降低，因此恒流源的消耗功率 P_S 也随之下降，CAT3636 的转换效率 η 升高；在相同的输入电压下，模式越高，输出电压越高，则内部恒流源消耗的功率就会越大，转换效率也随之降低。这也就是具有 1.33 倍压模式的白光 LED 驱动器要比仅有 1.5 倍压或 2 倍压模式的驱动器综合转换效率要高的原因。如图 1-14 所示为 CAT3636 工作在锂离子电池放电范围内的转换效率图。

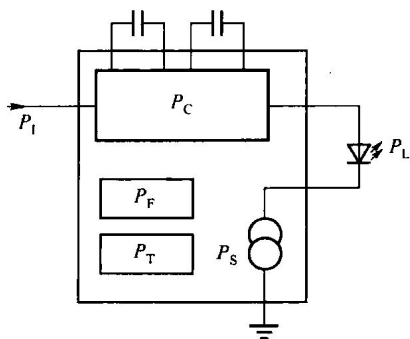


图 1-13 功率消耗分布图

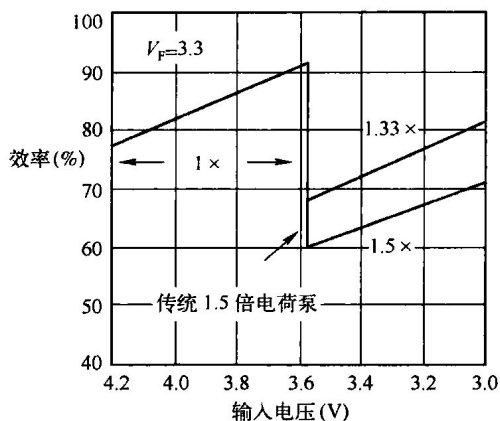


图 1-14 CAT3636 转换效率

1.2 电荷泵的技术特性

1.2.1 电荷泵电路分析

1. 电荷泵等效电路分析

2 倍压电荷泵工作时的等效电路如图 1-15 所示，其稳态结构电路推导如下：

$$I_{ON} \times D = I_{OFF} \times (1-D) \quad (1-34)$$

$$V_{IN} = I_{ON} \times D + I_{OFF} \times (1-D) = 2 \times I_{ON} \times D = 2 \times I_{OFF} \times (1-D) \quad (1-35)$$

$$V_{PUMP(ON)} = V_{IN} - 2R_{DS(ON)} \times I_{ON} - ESR \times I_{ON} \quad (1-36)$$

$$V_{PUMP(OFF)} = V_{OFF} - V_{IN} - 2R_{DS(ON)} \times I_{OFF} - ESR \times I_{OFF} \quad (1-37)$$

$$\Delta Q = Q_{ON} - Q_{OFF} = C_1 \times \left[2V_{IN} - V_{OUT} - (2R_{DS(ON)} + ESR) \times I_{OUT} \times \frac{1}{D(1-D)} \right] \quad (1-38)$$

式中 I_{ON} —— S_1 、 S_4 导通， S_2 、 S_3 关断时电流；

I_{OFF} —— S_1 、 S_4 关断， S_2 、 S_3 导通时电流；

D ——占空比，其值为 0.5。

$V_{PUMP(ON)}$ ——打开时电容 C_1 上的电压。

$V_{PUMP(OFF)}$ ——关断时电容 C_1 上的电压。