

电荷公式列传

开篇首语：电荷公式 $I \times \Delta T = \Delta Q = C \times \Delta U$ 真是太酷了，我忍不住为其单独列传...

01 背景简述

$$I_{CI(rms)} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}} \times \frac{(V_{IN(min)} - V_{OUT})}{V_{IN(min)}}} = 5 \text{ A} \times \sqrt{\frac{5 \text{ V}}{7 \text{ V}} \times \frac{(7 \text{ V} - 5 \text{ V})}{7 \text{ V}}} = 2.26 \text{ A} \quad (41)$$

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT} \times 0.25}{C_{IN} \times f_{SW}} = \frac{5 \text{ A} \times 0.25}{8.8 \mu\text{F} \times 400 \text{ kHz}} = 355 \text{ mV} \quad \text{TPS54561} \quad (42)$$

$$C_{OUT} > \frac{2 \times \Delta I_{OUT}}{f_{SW} \times \Delta V_{OUT}} = \frac{2 \times 2.5 \text{ A}}{400 \text{ kHz} \times 0.2 \text{ V}} = 62.5 \mu\text{F} \quad \text{TPS54561} \quad (35)$$

$$C_{OUT} > L_O \times \frac{((I_{OH})^2 - (I_{OL})^2)}{((V_f)^2 - (V_l)^2)} = 7.2 \mu\text{H} \times \frac{(3.75 \text{ A}^2 - 1.25 \text{ A}^2)}{(5.2 \text{ V}^2 - 5 \text{ V}^2)} = 44.1 \mu\text{F} \quad (36)$$

$$C_{OUT} > \frac{1}{8 \times f_{SW}} \times \frac{1}{\left(\frac{V_{ORIPPLE}}{I_{RIPPLE}}\right)} = \frac{1}{8 \times 400 \text{ kHz}} \times \frac{1}{\left(\frac{25 \text{ mV}}{1.591 \text{ A}}\right)} = 19.9 \mu\text{F} \quad (37)$$

——以上公式来源于 TPS54561DPRT 规格书

公式 42 用于 BUCK 电路**输入电容**选型时计算所需的最小电容量（需要变形，解出 C_{IN} 的表达式）。

公式 37 用于 BUCK 电路**输出电容**选型时计算所需的最小电容量，这里所需的最小电容量是由输出电容 C_{OUT} 充放电导致的。

公式 35 用于 BUCK 电路**输出电容**选型时计算所需的最小电容量，这里所需的最小电容量是为了满足负载动态特性的要求。

因为计划明年(2024)出版的《开关电源宝典 降压电路(BUCK)的原理与应用》，想在做到“知其然”的同时尽量做到“知其所以然”。所以，以上 42/37/35 三个公式是如何推导而来的呢？我为何觉得“电荷公式 $I \times \Delta T = \Delta Q = C \times \Delta U$ ”很酷，忍不住为其单独列传呢？本文将解释或者解决这两个问题。

说明：①为了与电压或电势的单位符号“伏特 V”区别，本文的电压和电势都使用 U 表示。②本文我们将 $I \times \Delta T = \Delta Q = C \times \Delta U$ 称为“电荷公式”。③因为会在其他文章中详细推导，本文会将推导过程简化，重点在于体现“电荷公式”的作用或妙用。

02 谈谈对 $\Delta Q = C \times \Delta U$ 的看法

从程守洙、江之永主编的《普通物理学(第六版)上册》中查阅到：

导体静电平衡的特性之一是，导体面上有确定的电荷分布，并具有一定的电势值。从理论及实验可知，一个孤立导体的电势 U ，与它所带的电荷量 Q 呈线性关系。因此，导体的电势 U 与它所带电荷量 Q 之间的关系，可以写成 $Q/U=C$ ，该式中的比例常数 C 称为孤立导体的电容量(Capacitance)，它只与导体的大小、形状和周围介质有关。电容量 C ，是表征导体储电能力的物理量，其物理意义是：使导体升高单位电势所需要的电荷量。

在“百科”中查阅到：

一个电容器，如果带 1 库的电量时两级间的电势差是 1 伏，这个电容器的电容就是 1 法拉，即： $C=Q/U$ 。

我的看法是，注意这里有“如果”，“如果”“带 1 库电荷量”且“电势差是 1 伏”，对应的电容量是 1 法拉。“如果”可以等于“假设”，可以认为公式 $C=Q/U$ 是“人为定义”的。但是，我们在使用时，都将这个“如果”当成了“必然”，将公式 $C=Q/U$ 或 $C=\Delta Q/\Delta U$ 当成了永远成立的“定律”，这有问题吗？这个“人为定义”的公式 $C=Q/U$ 或 $C=\Delta Q/\Delta U$ 会不会在物理学或电子学的大厦里埋下了一个 bug 呢？

其实不会。

《普通物理学(第六版)上册》中所谓的“从理论及实验可知，一个孤立导体的电势 U ，与它所带的电荷量 Q 呈线性关系”，应该就是物理学大师们通过实际的实验，发现了导体的电势 U 与电荷量 Q 呈线性关系，为了描述这两个物理量的线性关系，将比值 Q/U 或者 $\Delta Q/\Delta U$ “人为定义”为电容量 C ，结果就是公式 $C=Q/U$ 或 $C=\Delta Q/\Delta U$ 。这里需要知道的是，虽然某电容器的电容量 C 的大小可以通过使用两端电荷量 Q 和电势差 U 的线性关系 Q/U 表示，但这并不意味着电容量 C 由 Q/U 决定， Q/U 仅是电容量的“定义式”。以平行板电容器为例， $C=\epsilon S/(4\pi kd)$ 才是该类电容器的电容量的“决定式”。

这里有人问，为何是定义为 Q/U 或 $\Delta Q/\Delta U$ ，而不是反过来的 U/Q 或 $\Delta U/\Delta Q$ ？理论上定义为 U/Q 或 $\Delta U/\Delta Q$ 也是可以的，这时物理量 $1/C$ 表征的就是，导体增加单位电荷量所增加的电势，那么所有关于电容量 C 的公式中的 C 都要变为其倒数 $1/C$ 了。只是重复定义一个物理量为 U/Q 或者 $\Delta U/\Delta Q$ ，可能没啥意义，因为现在的科学界、物理学界或者教育学上，大家已经在很多公式或表述中默认或约定俗成地使用了“电容量 C ”这个物理量了。

例如电阻的定义：人们发现导体两端的电压 U 与电流 I 呈线性关系，于是将 U/I 人为定义为“电阻（量） R ”，也就是欧姆定律。欧姆定律(Ohm's law)是指在同一电路中，通过某段导体的电流跟这段导体两端的电压成正比，跟这段导体的电阻成反比，标准式是 $I=U/R$ ，变形式有 $U=IR$ 和 $R=U/I$ 两个。同理，虽然 U/I 可以表征导体的电阻量大小，但是导体的电阻量并不由 U/I 决定， U/I 仅是电阻量的“定义式”。导体的电阻量，简单来说，由材料（电阻率）、长度、横截面积决定，即 $R=\rho L/S$ ，这才是电阻量的“决定式”。这里又有人问，为啥是线性关系 U/I 来表征电阻量大小，而不是 I/U 呢？这次物理学大师们已经帮我们实现了这个愿望，既然已经定义了 U/I 表征电阻量大小，那么就将 I/U 定义为电导量吧，也就是电阻量 R 的倒数称为电导量，即 $G=I/U=1/R$ 。电阻量表征的是导

zhangshun5233@qq.com

体对电流的阻碍程度有多大，那么电导量表征的就是导体对电流通过的容易程度。

再例如密度的定义：人们发现很多物质的质量 m 与体积 v 呈线性关系，为了描述这种线性关系，定义了“密度”这个物理量，即 $\rho=m/v$ ，表征单位体积上的质量大小。密度越大，表明单位体积其质量也越大。比如水的密度大概是 $1 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$ ，钢铁的密度大概是 $7.9 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$ ，显然在相同的体积下，钢铁的质量更大，这就是物理量“密度”意义。

综上，“电容量”、“电阻量”和“密度”这几个物理量的定义，我们可以发现，其实物理学中的很多物理量或公式都是物理学大师们在“发现规律”的基础上进行“人为定义”的，而不是“人为发明”某个定律或公式。这个世界的“客观规律”是没办法“人为发明”的，人们只能“发现”规律，然后（使用数学）来“描述”规律。比如是牛顿“发现”了万有引力定律，然后使用数学方法去“描述”它，而不是“发明”了万有引力。进而，人们利用“发现”的规律进行各种“发明”服务于人类自身。比如人们“发现”了能量交换，内能可以转换为动能，发明了内燃机，进而将内能转换为动能，进而发明了汽车。比如现在的电动汽车，电池的化学能转换为电能，电能再通过电动机转换为动能，从而使得汽车行驶在路上。

03 关于上述“重复定义物理量”的题外话

前面说了“电阻量”及“电导量”的定义，物理学前辈已经帮我们“重复定义”了“电导量是电阻量的倒数”。如果有人想标新立异，将所有涉及电阻量 R 的公式，都将电阻量 R 使用电导量 $G=1/R$ 代替，将公式重新表述一遍，也不是不可以，同理也是没啥意义，因为现在的科学界、物理学界或者教育学上，大家已经在很多公式或表述中默认或约定俗成地使用了“电阻量 R ”这个物理量了。

但是，也有例外的情况，就是可以同时使用两个物理量来表述。例如，开关电源中经常使用“开关周期”和“开关频率”这两个参数来表述各种公式，BUCK 电路中功率电感上的纹波电流实际值可以使用开关周期 T_{sw} 表示为 $\Delta I_L = (V_{out}/V_{in}) * (V_{in}-V_{out}) * T_{sw} / L$ ，但通常更多地使用开关频率 F_{sw} 表示为 $\Delta I_L = (V_{out}/V_{in}) * (V_{in}-V_{out}) / (L * F_{sw})$ 。我们在开关电源中偏爱“开关频率”而不是“开关周期”，“开关频率”才是开关电源的重要参数之一，而不是“开关周期”。

为什么我们更偏爱“（开关）频率”呢？我想，可能是因为“周期”这个物理量本身描述的是“重复一件事情所需要的时间”，但是人们更想知道“重复一件事情有多快”，这个事情刚好可以使用“频率”这个参数来描述（对应到经济学中可能叫做“效率”，生产一件商品的单位用时越短，效率越高）。人们可能都知道复利公式，但想要利用复利公式实现财务自由，其中有个很重要的变量之一就是“时间”（另一个重要变量是持续的正收益）。如果有持续的正收益和持续的时间，每个人都能像沃伦·巴菲特那样富有。所以，在投资上有句话是这么说的，“耐心是投资者最好的美德”。遗憾的是，如巴菲特所说“没有人愿意慢慢地变富”。人们都想在短期内实现目标或梦想，于是乎，各种“xxx 速成班”“一文搞懂 xxx”“一夜暴富”“一夜情”“炒股”“炒基”等等，如雨后春笋，层出不穷，大概就是利用人性的弱点，给人下套，懂的人利用这些认知赚取不懂的人的钱。

大道至简，知易行难。“听过很多道理，依然过不好这一生”。

好，收，我们就不展开了。下面，言归正传。

04 基于“电荷公式”推导 BUCK 电路输入电容 CIN 纹波电压分量表达式

以电容器上的电荷变化量为桥梁，因为“电荷公式 $I \times \Delta T = \Delta Q = C \times \Delta U$ ”，所以得到： $\Delta U = \Delta Q / C = I \times \Delta T / C$ ，基于这个公式，我们来推导输入电容 CIN 纹波电压分量表达式。

(1) 基于 TON 导通阶段推导出输入电容 CIN 纹波电压的表达式

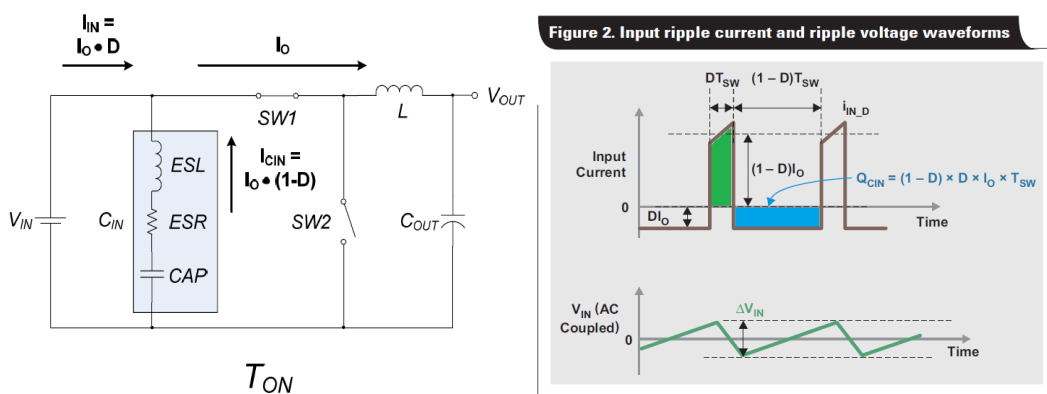


图 0.1 输入电容在 TON 期间放电

上图所示，因为 TON 时间内，输入电容 CIN 的平均电流为 $(1-D) \times I_{out}$ ，时间为 $T_{on} = D \times T_{sw}$ ，所以输入电容 CIN 释放的电荷量或“安秒积”为

$$((1-D) \times I_{out}) \times (D \times T_{sw})$$

将这个电荷量除以输入电容量 Cin，同时将开关周期 Tsw 使用开关频率的倒数 $1/F_{sw}$ 代替，即可得到输入电容 CIN 上的电压变化量（纹波电压），即

$$\Delta U_{cin,pp} = ((1-D) \times I_{out}) \times (D \times T_{sw}) / C_{in} = D \times (1-D) \times I_{out} / (C_{in} \times F_{sw})$$

(2) 基于 TOFF 关断阶段推导出输入电容 CIN 纹波电压的表达式

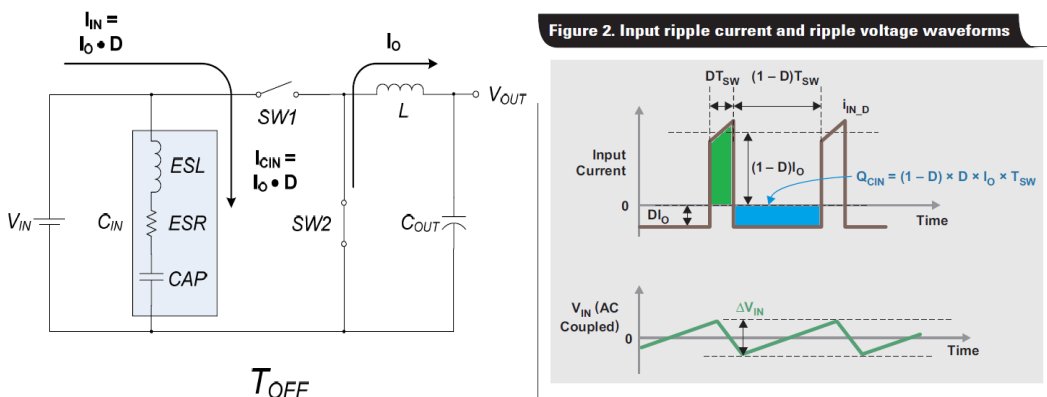


图 0.2 输入电容在 TOFF 期间充电

上图所示，同理，因为 TOFF 时间内，输入电容 CIN 的平均电流为 D*Iout，时间为 Toff=(1-D)*Tsw，所以输入电容 CIN 吸收的电荷量或“安秒积”为

$$(D \cdot I_{out}) \cdot ((1-D) \cdot T_{sw})$$

将该电荷量除以输入电容量 Cin，同时将开关周期 Tsw 使用开关频率的倒数 1/Fsw 代替，即可得到输入电容 CIN 上的电压变化量（纹波电压），即

$$\Delta U_{cin,pp} = (D \cdot I_{out}) \cdot ((1-D) \cdot T_{sw}) / C_{in} = D \cdot (1-D) \cdot I_{out} / (C_{in} \cdot F_{sw})$$

可见，基于 TON 和 TOFF 两个阶段得到的输入电容 CIN 纹波电压的表达式是相同的，这就是如下“TPS54561DPRT 规格书”“slyt670 How to select input capacitors for a buck converter.pdf”“AVNET Input Capacitor Considerations .pdf”等资料中计算输入端纹波电压分量或计算输入电容 CIN 取值最小值的来源。

$$I_{C(rms)} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}} \times \frac{(V_{IN(min)} - V_{OUT})}{V_{IN(min)}}} = 5 \text{ A} \times \sqrt{\frac{5 \text{ V}}{7 \text{ V}} \times \frac{(7 \text{ V} - 5 \text{ V})}{7 \text{ V}}} = 2.26 \text{ A} \quad (41)$$

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT} \times 0.25}{C_{IN} \times f_{SW}} = \frac{5 \text{ A} \times 0.25}{8.8 \mu\text{F} \times 400 \text{ kHz}} = 355 \text{ mV} \quad \text{TPS54561} \quad (42)$$

Equation 1 is used to estimate the required effective capacitance that will meet the ripple requirement. The worst case for this example occurs at maximum duty cycle, which is less than 50%.

$$C_{IN} \geq \frac{D \times (1-D) \times I_O}{\Delta V_{IN_PP} \times f_{sw}} \quad (1)$$

Duty cycle, D, can be calculated with Equation 2. For this example, D ranges from 8.6% to 12.1% with maximum load.

$$D = \frac{V_O}{V_{IN} \times \eta} \quad (2)$$

$$V_{PP} = I_O \cdot \frac{D \cdot (1-D)}{C_{IN} \cdot F_S} \quad [7]$$

Or,

$$C_{IN(MIN)} = I_O \cdot \frac{D \cdot (1-D)}{V_{PP(MAX)} \cdot F_S} \quad [8]$$

说明：这里先挖个坑，以后填坑（是为“坑1”）。就是将我们这里推导出的 $\Delta U_{in,pp} = D \cdot (1-D) \cdot I_{out} / (C_{in} \cdot F_{sw})$ 与 TPS54561DPRT 规格书中的公式(42) $\Delta V_{in} = (0.25 \cdot I_{out}) / (C_{in} \cdot F_{sw})$ 对比可以发现， $D \cdot (1-D) = 0.25$ 。为什么 $D \cdot (1-D)$ 要等于 0.25 呢？感兴趣的小伙伴可以先研究下，我将在后续文章中解释这点。

05 基于“电荷公式”推导 BUCK 电路输出电容 COUT 纹波电压分量表达式

因为我们已经在之前的文章“3.2.4.4 输出电容 COUT 纹波电压表达式如何推导？——也谈数学之美”中，分别基于微积分和几何方法详细解析了 BUCK 电路输出电容 COUT 纹波电压分量表达式，由于积分微积分的方法较

为复杂，就不重复了。这里为了体现“电荷公式 $I \times \Delta T = \Delta Q = C \times \Delta U$ ”的妙用，仅给出几何方法。

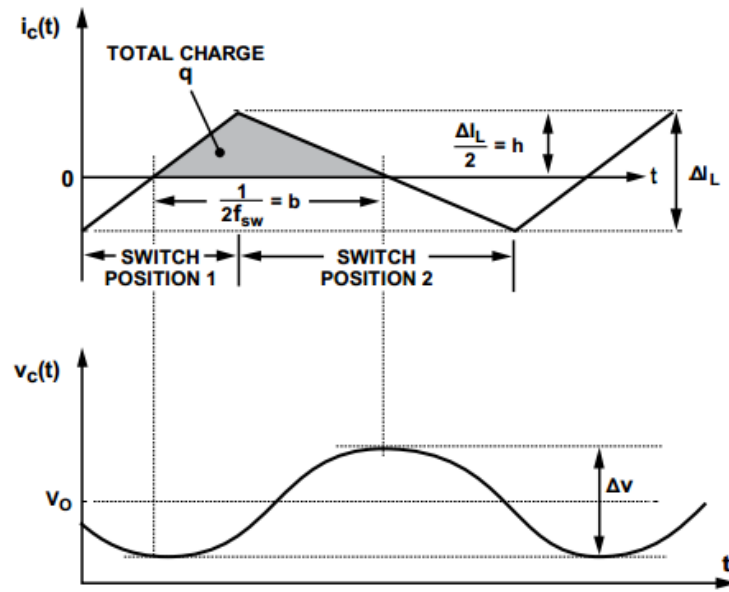


图 0.3 输出电容上的纹波电流和纹波电压随时间的变化关系

上图所示，阴影面积正是这段时间内电容上积累的电荷量，且容易得知该阴影三角形的底为 $b = (1/2) \cdot T_{sw} = 1/(2 \cdot f_{sw})$ ，高为 $h = \Delta I_L / 2$ ，那么阴影面积或电荷量或“安秒积”为

$$(1/2) \cdot b \cdot h = (1/2) \cdot (1/(2 \cdot f_{sw})) \cdot (\Delta I_L / 2) = \Delta I_L / (8 \cdot f_{sw})$$

将该电荷量除以输出电容容量 C_{out} ，即可得到输出电容 C_{OUT} 上的电压变化量（纹波电压），即

$$\Delta U_{c_{out},pp} = \Delta I_L / (8 \cdot C_{out} \cdot f_{sw})$$

这就是如下“AN112 Step-Down DCDC Converter Input Ripple and Noise”“AN041_EN Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage”等资料中计算输入端纹波电压分量或输出电容 C_{OUT} 取值最小值的来源。

$$\begin{aligned} \text{Eq. 1: } V_{PP} &= D \cdot I_O \cdot \left(ESR + \frac{(1-D)}{C_{IN} \cdot F_S} \right) \\ &= \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot I_O \cdot \left(ESR + \frac{1 - \left(\frac{V_O}{V_{IN}} \right)}{C_{IN} \cdot F_S} \right) \end{aligned}$$

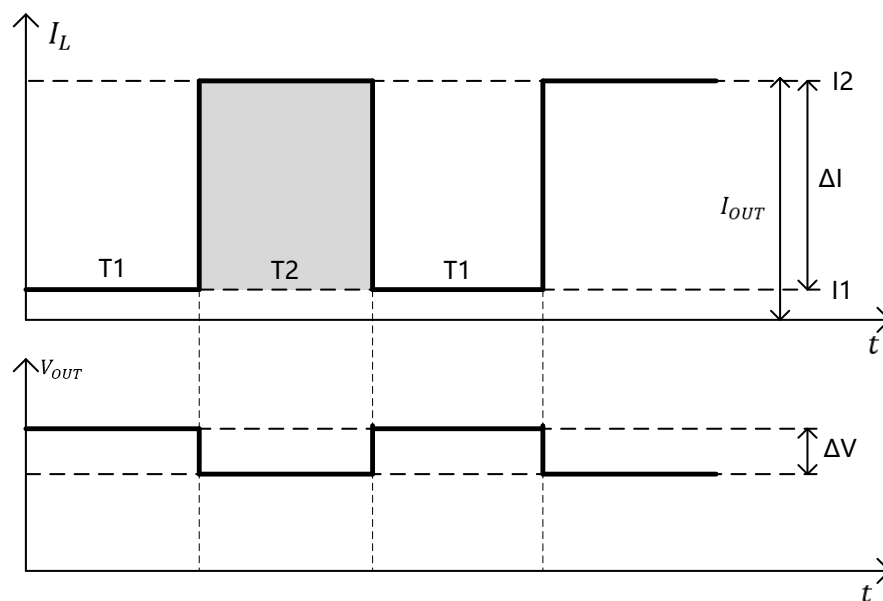
$$\Delta Q_C = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW}} = C \times \Delta V_C \quad (4-7)$$

The minimum output capacitance depending on the output capacitive ripple voltage, can be determine by (4-7)

$$C_{MIN} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times \Delta V_C} \quad (4-8)$$

The total output voltage ripple consists of the ESR ripple (4-2) and the capacitive ripple (4-7). To meet a specific maximum ripple requirement you could allow half of the specification for each component of the ripple. Typically, one ripple component dominates and should be allotted more than half of the ripple allowance. For MLCC output capacitors, the capacitive ripple is the greater portion, while for electrolytic or tantalum capacitors, the ESR typically dominates.

06 基于“电荷公式”推导 BUCK 电路输出端满足负载特性所需的电容量大小的表达式



上图所示，是我们通常进行负载动态响应(Load Transient)测试的示意图。假如电路的负载电流为 I_{OUT} ，抽载的高电流值是 $I_2 = I_{OUT}$ （满载），对应时间是 $T_2 = 0.5ms$ ，抽载的低电流值是 $I_1 = 0.2 \times I_{OUT}$ ，对应时间是 $T_1 = 0.5ms$ ；抽载测试通常都设置 $T_1 = T_2 = (1/2) \times T_s$ ，不同的测试中， T_s 大小设置也可能不同。

那么，此时对于负载端或输出端来说，其电流变化量就是 $\Delta I = I_2 - I_1$ ，图中阴影面积或电荷量或“安秒积”就是 $\Delta I \times T_2 = \Delta I \times (1/2) \times T_s$ 。又因为有“电荷公式 $I \times \Delta T = \Delta Q = C \times \Delta U$ ”，就是说电容上的电荷量变化或“安秒积”必然对应着 $C \times \Delta U$ ，我们将输出电容使用 C_{OUT} 表示，输出电容上的电压变化量（纹波电压）使用 $\Delta U_{OUT,pp,t}$ 表示，那么同时将周期 T_s 使用频率 $1/F_s$ 代替，有

$$\Delta I \times (1/2) \times T_s = \Delta I \times (2 \times F_s) = C_{OUT} \times \Delta U_{OUT,pp,t}$$

从而解得 C_{OUT} 的表达式为

$$C_{OUT} = \Delta I / (2 \times F_s \times \Delta U_{OUT,pp,t})$$

注意：①这里 F_s 是指负载动态响应测试时的负载切换频率，而不是电路工作时的开关频率 F_{sw} 。②我们这里的 $C_{out} = \Delta I / (2 \times F_s \times \Delta U_{out,pp,t})$ 是从宏观角度推导得出的结论，而没有考虑负载电流从 I_{out} 切换到 $0.2 \times I_{out}$ 或者从 $0.2 \times I_{out}$ 切换到 I_{out} 这两个切换过程。

可见 $C_{out} = \Delta I / (2 \times F_s \times \Delta U_{out,pp,t})$ 与如下“ADP3026 规格书，公式(8)”结果是相同的。

C_{in} and C_{out} Selection

In continuous conduction mode, the source current of the upper MOSFET is approximately a square wave of duty cycle V_{OUT}/V_{IN} . To prevent large voltage transients use a low ESR input capacitor sized for the maximum rms current. The maximum rms capacitor current is given by

$$I_{RMS} = \sqrt{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})} \times \frac{I_{OUT(MAX)}}{V_{IN}} \quad (7)$$

This formula has a maximum at $V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$, where $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$. Note that the capacitor manufacturer's ripple current ratings are often based on only 2000 hours of life. It is therefore advisable to further derate the capacitor, or to choose a capacitor rated at a higher temperature than required. Several capacitors may also be connected in parallel to meet size or height requirements in the design. If electrolytic or tantalum capacitors are used, place an additional 0.1 μF to 1 μF ceramic bypass capacitor in parallel with C_{IN} .

The selection of the output capacitor, C_{OUT} , is driven by the required effective series resistance (ESR) and the desired output ripple. A good guideline is to limit the ripple voltage to 1% of the nominal output voltage. It is assumed that the total ripple is caused by two factors: 25% comes from the C_{OUT} bulk capacitance value, and 75% comes from the capacitor ESR.

The value of C_{OUT} is determined by

$$C_{OUT} = \frac{I_{RIPPLE}}{2 \times f \times V_{RIPPLE}} \quad (8)$$

where $I_{RIPPLE} = 0.3 \times I_{OUT}$ and $V_{RIPPLE} = 0.01 \times V_{OUT}$. The maximum acceptable ESR of C_{OUT} is found using

$$ESR \leq 0.75 \times \frac{V_{RIPPLE}}{I_{RIPPLE}} \quad (9)$$

Manufacturers such as Vishay, AVX, Elna, WIMA, and Sanyo provide good high performance capacitors. Sanyo's OSCON semiconductor dielectric capacitors have lower ESR for a given size, at a somewhat higher price. Choosing sufficient capacitors to meet the ESR requirement for C_{OUT} normally exceeds the amount of capacitance needed to meet the ripple current requirement.

In surface-mount applications, multiple capacitors may have to be paralleled to meet the capacitance, ESR, or rms current handling requirements. Aluminum electrolytic and dry tantalum capacitors are available in surface-mount configurations. In the case of tantalum, it is critical that capacitors are surge tested for use in switching power supplies. Recommendations for output capacitors are shown in Table 8.

注意，这里开始转折了…

但是，其一，ADP3026 规格书并没有解释清楚公式(8)中的 f 是什么参数，其中的 $I_{ripple} = 0.3 \times I_{out}$ 是我们通常认为的纹波电流理论值，而不是负载动态响应测试中的电流变化量 $\Delta I = I_2 - I_1$ 。所以，ADP3026 规格书公式(8)也是后续需要搞清楚（“坑2”）…

但是，其二，我们这里推导得到的结果 $C_{out} = \Delta I / (2 \times F_s \times \Delta U_{out,pp,t})$ 与如下“TPS54561DPRT 规格书 公式(35)”是不同的。

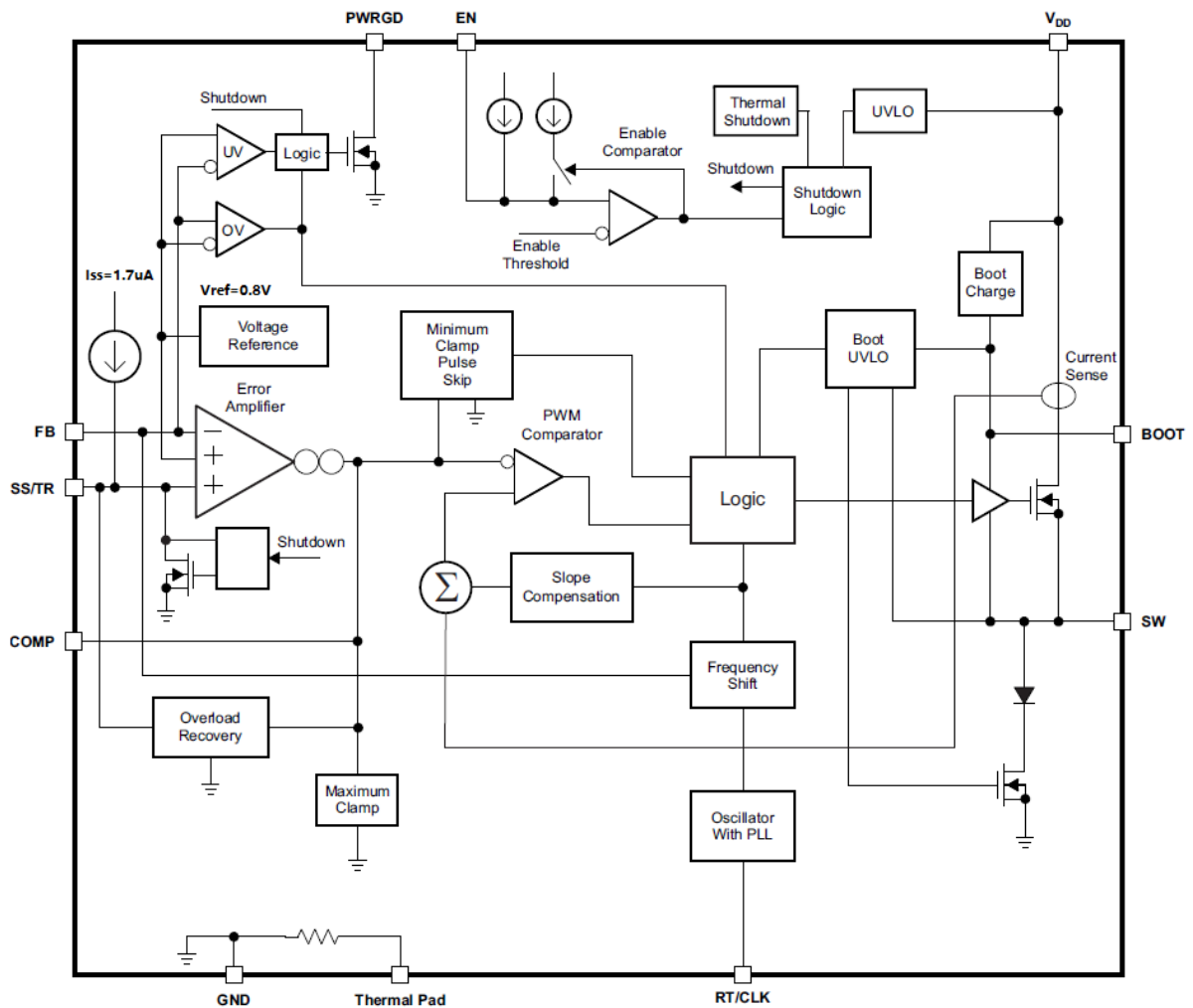
$$C_{OUT} > \frac{2 \times \Delta I_{OUT}}{f_{SW} \times \Delta V_{OUT}} = \frac{2 \times 2.5 A}{400 kHz \times 0.2 V} = 62.5 \mu F \quad \text{TPS54561} \quad (35)$$

我们的公式中“2”是在分母中的，频率是负载切换的频率 F_s ，而公式(35)中的“2”在分子上，频率是开关频率 F_{sw} 。那么，哪个是对的？或者两个都是对的，只是看待问题的角度或者出发点不同导致的（就像我们之前的文章“BUCK 电路输入电容上的纹波电压表达式们的区别，它来了…”那样，使用的电流参数不同，得到的结果也不同）（“坑3”）？

说明：咱们这里再挖两个坑，以后填坑（是为“坑2”和“坑3”）。话说，好的老师会在课堂上进行启发式教学，咱们也来效仿下。哈，我知道你可能会想到下面这个表情…



07 基于“电荷公式”推导出软启动电容的电容量大配置公式（如何配置软启动时间的大小？）



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

上图所示，SS/TR 是 TPS54561DPRT 芯片的软启动配置引脚。通常开关电源器件实现可配置软启动时间的方法是，在软启动引脚上外挂电容 C_{ss} ，芯片内部有上拉电流源 I_{ss} （提供软启动充电电流，为外挂电容 C_{ss} 充电）和基准电压 V_{ref} 。例如 TPS54561DPRT 芯片内部 $I_{ss}=1.7\mu A$ ， $V_{ref}=0.8V$ 。

根据“电荷公式 $I \times \Delta T = \Delta Q = C \times \Delta U$ ”，BUCK 电路在启动时，将软启动电容上的电压从 0 充电到 V_{ref} 所需要的时间可以表示如下：

$$T_{ss,set} = (C_{ss} \times V_{ref}) / I_{ss}$$

这里，针对 BUCK 电路的软启动，很关键的“桥梁”是时间。也就是说，BUCK 电路在启动过程中，将软启动电容上的电压从 0 充电到 V_{ref} 所需 $T_{ss,set}$ 这段时间内，同时输出电压需要将输出电容 C_{out} 上的电压从 0 充电到目标电压 V_{out} 。如果我们将输出端所需的时间使用 $T_{ss,out}$ 表示的话，那么有

$$T_{ss,set} = T_{ss,out}$$

那么， $T_{ss,out}$ 是多少呢？这里，我们依然使用“电荷公式 $I \times \Delta T = \Delta Q = C \times \Delta U$ ”，容易得到：

$$T_{ss,out} = (C_{out} \times V_{out}) / I_{inrush}$$

这里的 I_{inrush} 表示 BUCK 电路启动时的浪涌电流，通常可以定义为最大负载电流 $I_{out,max}$ 的 5% 至 10%，本文我们将其定义为 $I_{inrush} = 5\% \times I_{out,max}$ 。

基于 $T_{ss,set} = T_{ss,out}$ ，综合这几个公式我们可以得到：

$$(C_{ss} \times V_{ref}) / I_{ss} = (C_{out} \times V_{out}) / (5\% \times I_{out,max})$$

从而解得 BUCK 电路软启动引脚上所需的软启动电容量大小如下所示：

$$C_{ss} = (C_{out} \times V_{out} \times I_{ss}) / (5\% \times I_{out,max} \times V_{ref})$$

对于设计完成的 BUCK 电路， C_{out} 、 V_{out} 、 $I_{out,max}$ 这些参数是已知的， I_{ss} 和 V_{ref} 也是芯片规格书给出的已知参数，所以就可以计算得到软启动电容量大小了。

说明：这里如果有不明白的，欢迎留言，我将在后续单独上新这部分内容；此处是为“坑 4”。

08 “一文四坑”的总结

所谓“一波三折”，比喻事情中的困难。我们这里也是“一文四坑”地总结了“电荷公式 $I \times \Delta T = \Delta Q = C \times \Delta U$ ”的四种妙用。所谓“万变不离其宗”，通过“电荷公式”这个“宗”，能够更加深入理解各种电子学公式这些“万变”，所以觉得这个“电荷公式”很酷。