

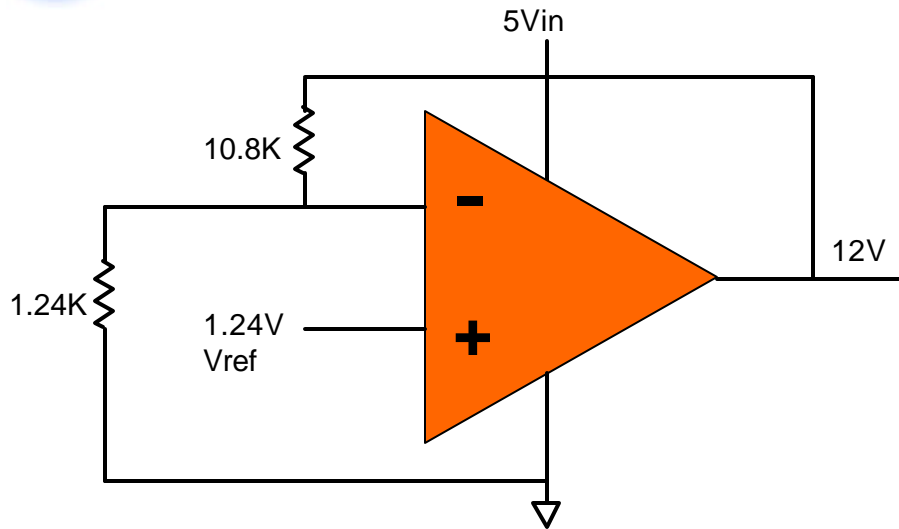


# Switching Power Supply Fundamentals for the System Designer

**APPROVED**



## DC/DC Converter is Just a....



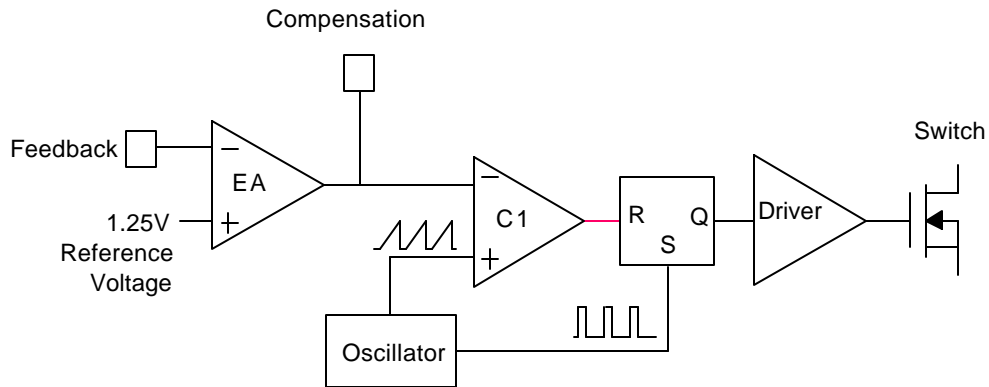
**National**  
Semiconductor  
The Switch Solutions Provider

开关电源是一个具有低输出阻抗的放大器。在大学控制系统课程所学的所有理论，都适用于线性和开关稳压器。在上面的实例中，输出电压高于电源电压，通常，这是做不到的。但是，放大器的输出级是一个DC/DC 升压稳压器，所以这是可能的。如果置输出到 4.5V，此电路称之为低压降稳压器，若输出是 2.5V，可把它称之为 NPN 线性稳压器，如 LM317。

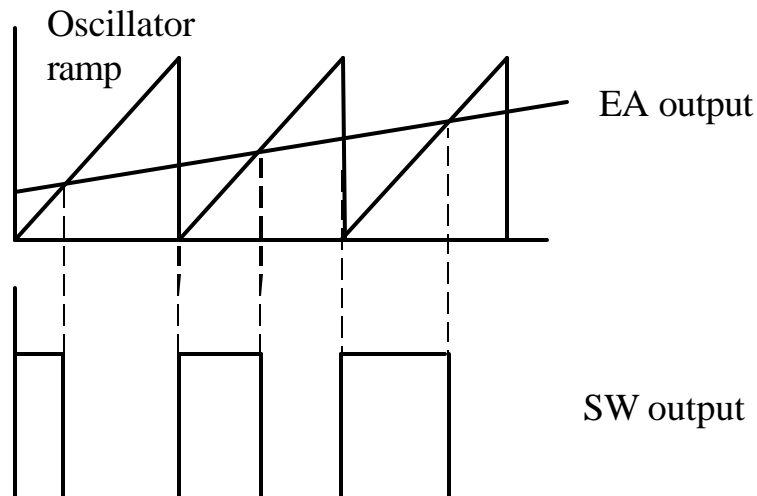
本讲座将首先综述开关稳压器的基本工作原理，包括开关波形和元件选择准则；然后论述开关稳压器的控制方法；最后综述开关电容器变换器和线性稳压器。

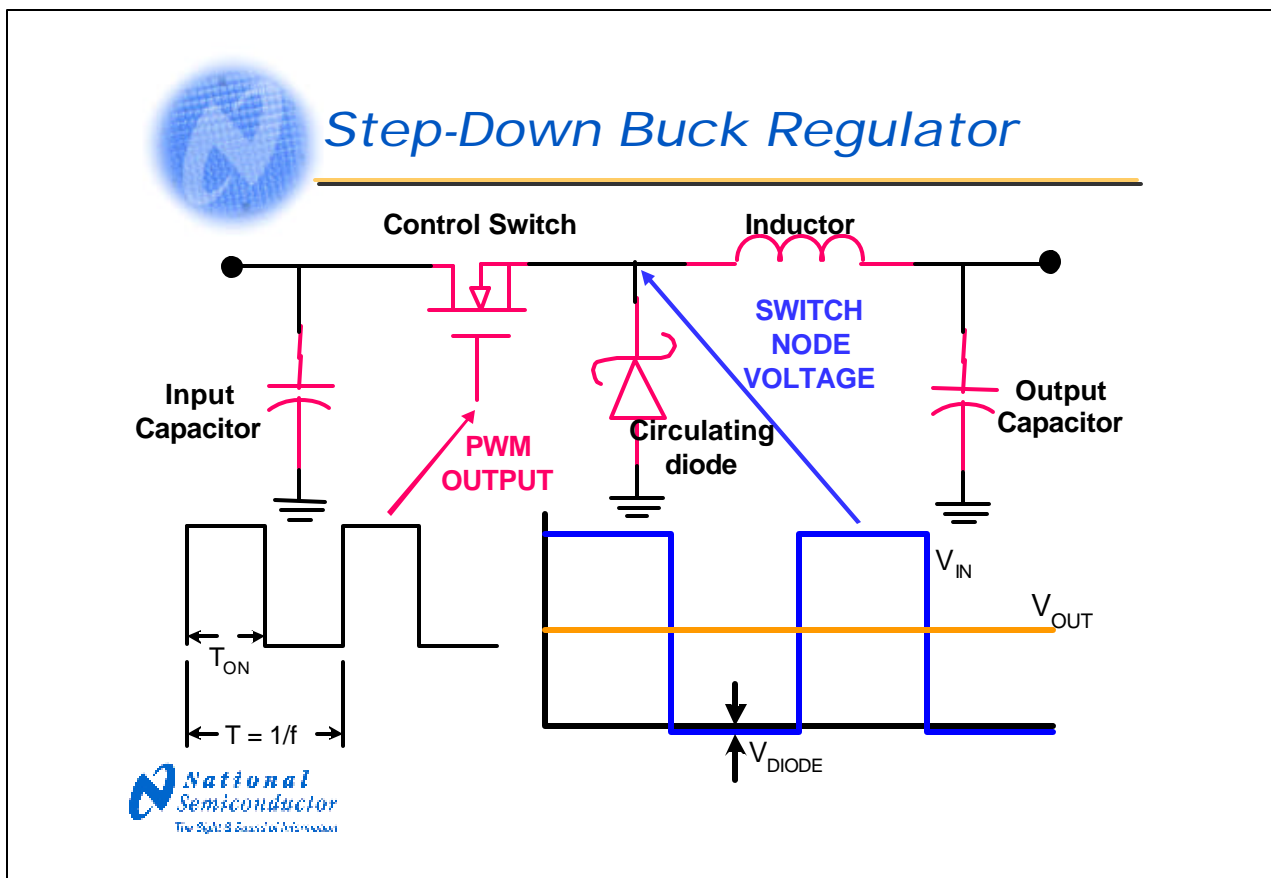


## Basic PWM DC/DC Converter



DC/DC 变换器只是一个具有大功率输出级的放大器。它随着输出误差增加，其占空比也增加。当误差放大器（EA）输出与振荡器斜坡电压相匹配时，RS 触发器复位关闭锁存。在稳态时，Driver 的输出的占空比将通过EA的输出自我调节，从而保持正确的输出电压。当 EA 输出太小时，RS 触发器有可能复位保持高态，从而使输出导通锁存。这种情况通常发生在轻负载时，因此需要在 EA 输出端加补偿。所有 PWM 变换器工作在这种基本状态。





降压稳压器 PWM 比较器的输出到控制开关，使 SWITCH NODE（开关节点）上的电压波形具有  $V_{OUT}$  平均值。电感器和输出电容器构成一个低通滤波器，这样 DC 电压以相当小的纹波呈现在输出端。

占空比  $D$  定义为  $T_{ON}/T$ 。  $V_{OUT} = V_{AVE} = V_{IN} * D$ 。此方程如同用于计算方波平均值的公式，幅度为“ $V_{IN}$ ”周期  $T$ 。宽度“ $T_{ON}$ ”。

若输出电流为零，则不需要续流二极管。事实上，对于非常小的输出电流，我们去掉二极管并用电阻器替代电感器。然而，降压稳压器主要应用在大的平均电流或要求效率的场合。在控制开关断路时，二极管为电感器电流续流提供通路。

降压稳压器只是一种在控制开关导通时输入和输出之间连接的拓扑结构。





## Buck Calculations for Inductance

- Need to know  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$ ,  $I_{OUT}$ , Switch resistance, operating frequency, and diode drop.

- Next calculate D 
$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D}$$

- We calculate  $\Delta I$  where:

$$\Delta I \leq I_{out} \cdot 0.386827 \cdot I_{out}^{.366726} \quad \text{for } I_{out} < 2.0\text{Amps}$$

$$\Delta I \leq I_{out} \cdot 0.3 \quad \text{for } I_{out} > 2.0\text{Amps}$$

- And then inductance: 
$$L = \frac{V_{IN} - V_{SW} - V_{OUT}}{\Delta I_{IND}} \cdot \frac{D}{f}$$



第一个选择的元件是电感器。这将决定在其他元件中的所有电流。

有很多方法可确定电路最佳电感值。上面所建议的方法是通用的。这是电感大小，输出电压和峰值电流之间的好的折衷方案。

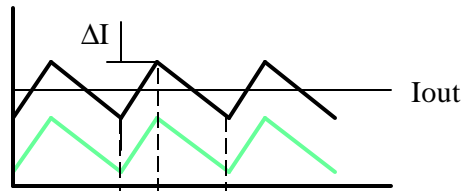
自利用上述方程以来，电容器技术有了巨大进步。具有很低 ESR 的电容器很容易得到。这可使人们减小电感（增加纹波）超过上述指标。

电感值是决定控制系统稳定度的主要因素。有时因某种原因要增大或减小电感值。减小电感值可允许用较小尺寸的电感器，增大电感值可允许用较便宜的输出电容器。增大电感值会降低峰值电流，并可从较便宜的开关稳压器实现更大输出电流。

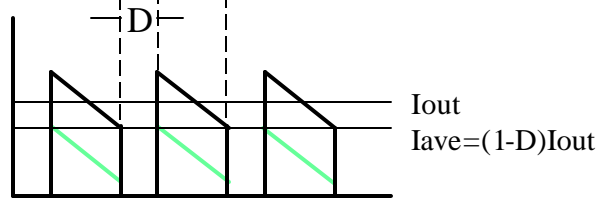


## Buck Current Waveforms – L, D, Switch

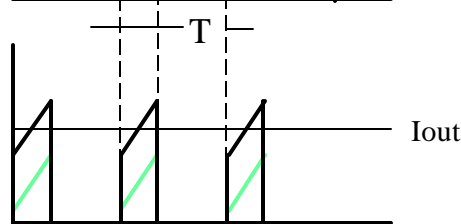
- Inductor Current



- Diode Current  
Rate the diode  
for I ave.



- Switch Current



上图为电感器，二极管和开关电流的波形。占空比“D”是在高端开关闭合时。

在这些器件中的  $I^2R$  损耗计算如下：

电感器： $RI_{OUT}^2$

$$\text{二极管： } P_{SWITCH} = I_{OUT}^2 D_{MAX} \left[ 1 + \frac{1}{12} \left( \frac{\Delta i}{I_{OUT}} \right)^2 \right] R_{DS(ON)}$$

上述忽略栅驱动损耗，但对满载是良好的。

一个好的二极管和开关可改善效率，这通常成本较高。假定粉末铁芯（MPP, KOOLMU）的电感器磁芯损耗为  $I^2R/2$ ，铁氧体内  $I^2R/4$ 。

图中更亮的划线示出电流如何随负载降低而减小。

在前面已划出开关节点电压波形。

注意：当开关处于导通时，控制开关电流与电感器电流一样。当开关处于关闭时，二极管电流与电感器一样。

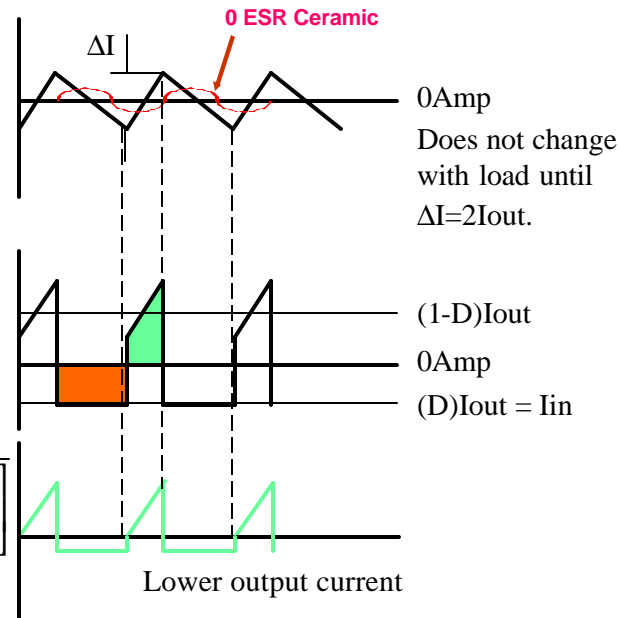


## Buck Current Wave forms – $C_{IN}, C_{OUT}$

- **Output Capacitor**  
This is where your output ripple comes from.  
 $\Delta I \cdot ESR = \Delta V$

- **Input Capacitor**  
Big AC currents means big caps.

$$I_{CINRMS} = \sqrt{D \left[ I_{OUT}^2 (1-D) + \frac{\Delta I^2}{12} \right]}$$

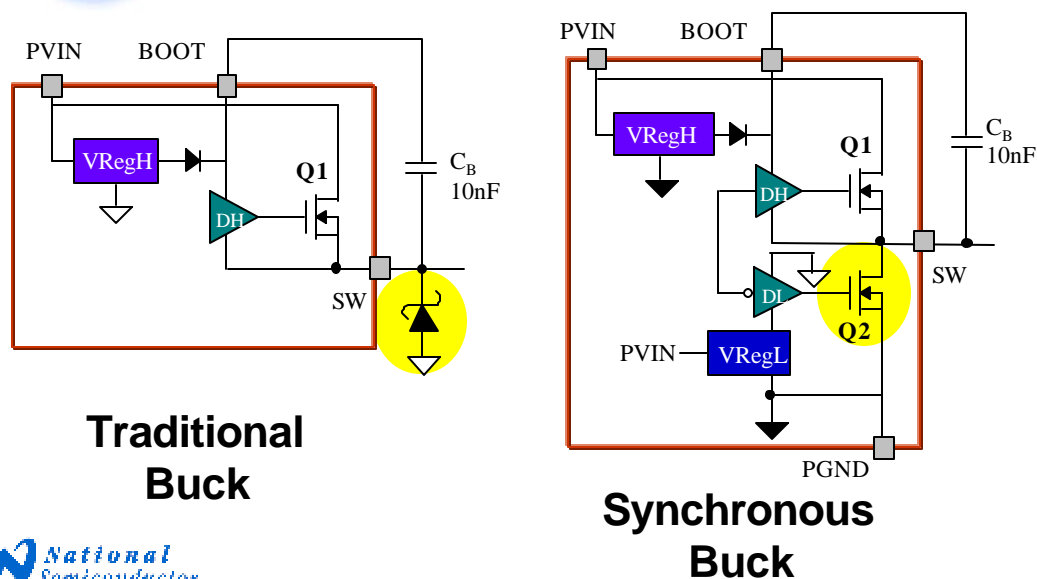


输出电容器旁路来自电感器的剩余纹波电流，所以输出是 DC。若电容器是理想的则变换器的输出纹波将是小幅度 90 度相移的正弦波。最低成本的电容器具有相当大的 ESR（ESR 控制输出纹波）。然而，低 ESR 的电容器正在迅速地变便宜。用陶瓷电容器能保证有足够大的电容量，这样环路是稳定的。

假定所有 AC 电流流经输入电容器而不允许通过电路到输出端。这需要大的输入电容器。输入电容器需要处理大的  $AC_{rms}$  电流而不过热，并保持小的输入纹波电压。刚好不能接入非常小 ESR 的陶瓷电容器，除非开关频率非常高或负载非常轻。也应注意，RMS 电流不随频率变化。所以 150 KHz 设计所用电容器与 260 KHz 设计所需电容是相同的。随着频率的增加，对输入电容的要求降低。

在输入端用钽电容要小心，电源和输入电容器之间没有电感器时，输入冲击电流可能会损坏它们。  
图中绿线表示较小的电流条件。

## Synchronous Buck Converters Offer Increased Efficiency for Battery-Powered Systems



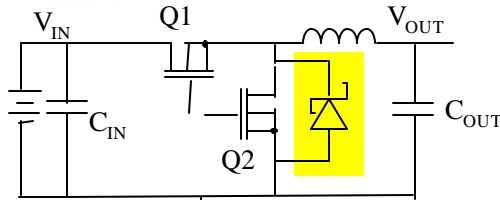
在要求高效率的应用中，用另一个 MOSFET 替代二极管。这称之为同步整流。同步整流意味着在开关 Q1 截止时，不用外部二极管把 SW 引脚连接到地来保持续流，在截止时间期间内部 FET Q2 有效地被激励。同步整流的优点是在 Q2 导通时所产生的电压降比二极管低。

在给出的实例中， $V_{in}=12V$ ， $V_{out}=1.2V$ ， $D=10\%$ 。因此，在 90% 的时间导通电流流经二极管。用 1.2V<sub>out</sub> 和 0.5V 二极管，则电感器必须是 1.7V 源。这意味着只有功率的 12/17 或 70% 供给负载。这种效率比较差。而同步 MOSFET 只有 0.1V，所以效率增加到 92%，这个效率是相当好的。要折衷考虑的是成本和复杂性。即使不用同步 FET，其效率仍然远远优于线性稳压器。

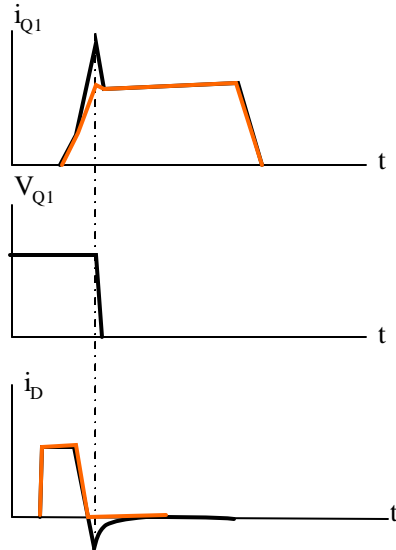
驱动器 DH 和 DL 根据开关的大小分别控制输出开关 Q1 和 Q2，而不管它是单片还是外部，在此一个开关开始截止和另一开关开始导通之间的延迟为 10ns~50 ns。此“空载时间”防止开关在同一时间导通，因此，避免电流直接从输入电源突入到地。



## Additional Schottky Diode Further Improves Efficiency



- Schottky diode switches faster and has lower conduction voltage than body diode
- Schottky diode eliminates the reverse recovery current



可增加一个肖特基二极管与低端 MOSFET 并联来进一步改善效率：

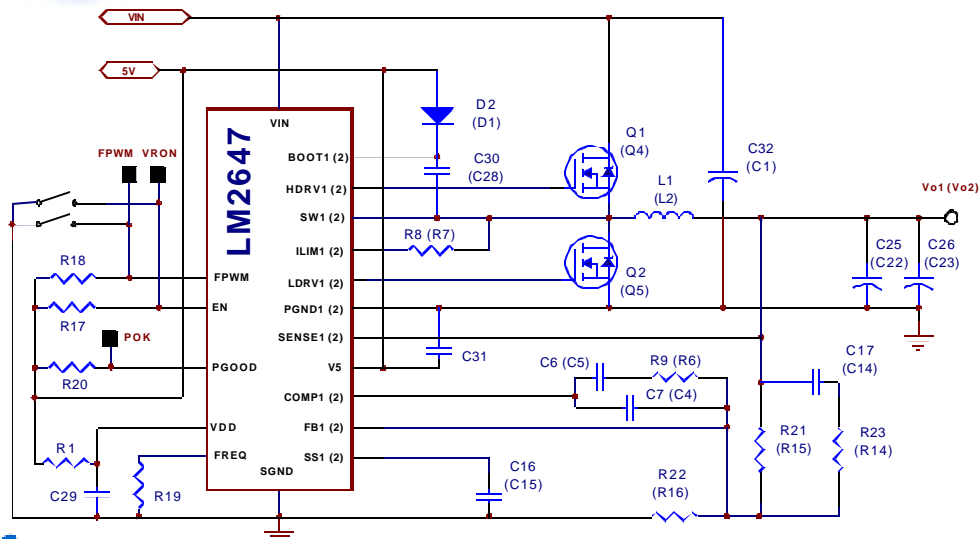
- (1) 避免导通 Q2 的体二极管可降低空载时间期间的导通损耗。
- (2) 消除与截止体二极管有关反向恢复电流，可降低 Q1 导通电流尖峰。由于在电流尖峰出现时跨接在 Q1 上的电压仍然为高态，所以肖特基二极管也可降低 Q1 的开关损耗。
- (3) 消除 Q2 体二极管中的反向恢复损耗。

对于集成 MOSFET 的 IC，损耗降低也助于降低 IC 的功耗。

对于布线考虑，肖特基二极管需要放置在尽可能靠近 Q2 处。肖特基二极管和 Q2 环路中寄生电感将延迟肖特基二极管的导通。也可选用在同一封装中有肖特基二极管和 MOSFET 的器件。



## FETS and Synchronous Rectification –an Example



LM2647 是一款双输出同步降压变换器控制器。上图只示出一个输出。选择 FET 的目标是使功耗最小而且是经济的。需要做的第一件事是了解工作电流和电压。然后，可以折衷考虑电压额定值， $R_{DS(ON)}$  和栅电容这样的参量。

FET 功耗有 3 方面：通导（导通电阻），栅充电（能量消耗在栅板和驱动器中）和开关（电压和电流在器件的线性区）。

通导损耗方程前面已给出，降低导通电阻可降低功耗。

栅充电损耗是由每个周期充电栅板电容，然后放电到地面引起的。其损耗为：

$$P = f \cdot C_G \cdot V_{GATE}^2 = f \cdot Q_G \cdot V_{GATE}$$

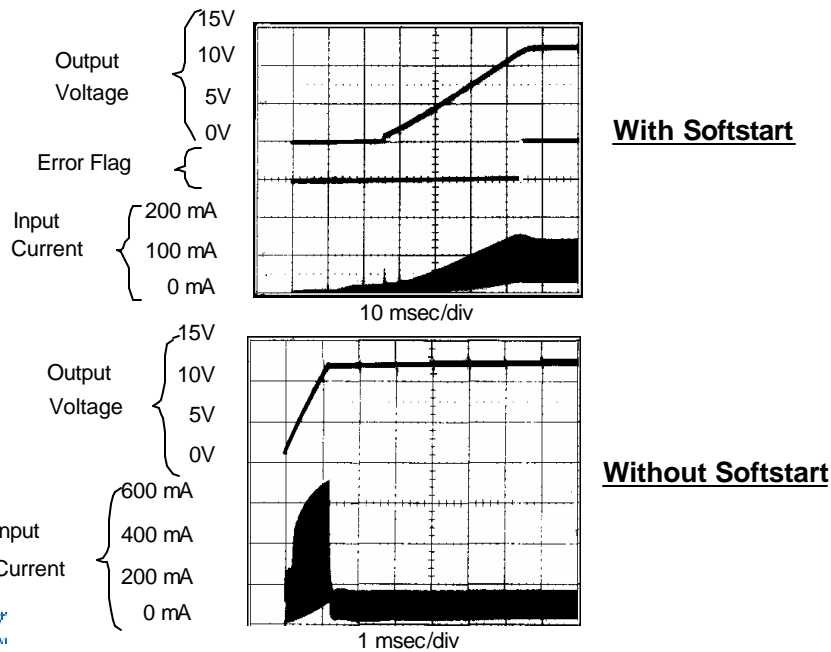
它不是 1/2，因为损耗能量在驱动器中。所以，希望小的栅电容。可惜，最小导通电阻的 FET 器件都具有较大的栅电容。

应折衷考虑 D 和绝对电压。若  $V_{in}$  是 5V 和  $V_{out}$  是 3.3V，则对于  $D=70\%$  其上端开关将承载更多平均电流。所有电压都是低的，所以，选择具有最小导通电阻的 FET，而不必担心栅电容。若  $V_{in}$  为 16.8V（4 节锂电池）和  $V_{out}$  是 1.8V（CPU 芯核电压），则对于  $D=11\%$  其低端开关具有比上端开关更多的平均电流，而且可以用更低的栅电压进行激励。结果，选择上端 FET 具有更大的导通电阻和更小的栅电荷。注意：因为这种损耗与频率有关，所以在特大电流的电源中用非常大的 FET、大栅极电容，通过降低工作频率可提供更佳的设计。LM2647 频率设置在 200KHz~500KHz。

栅电容也影响开关损耗。若栅驱动器必须对一个大电容充电，则 FET 处于线性区的时间增大和损耗增加。栅电容越小，上升时间越快，开关损耗就越低。可惜，这会导致高频噪声。



## A Note About "Soft Start"



 National Semiconductor  
The Switching Power Supply Experts

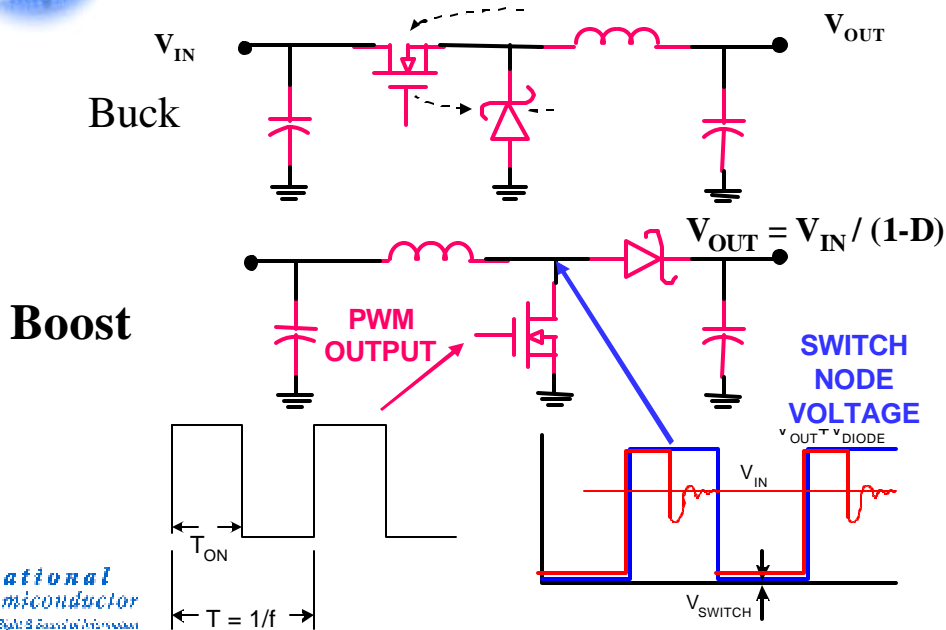
上面的软启动实例来自 LM2597 数据手册。软启动特性使启动电流从700 mA 降到 160 mA，并延迟和减慢输出电压上升时间。输入电源限定在其电流额定值情况下，启动电流降低是有用的，在某些应用中，可用软启动替代过压锁定或延迟启动功能。受开关器和电流限制而采用非常小饱和电流的电感时，软启动也是有用的。软启动防止大电流使电感饱和。启动期间的饱和电感器可导致电流限值，人为地限制占空比和输出不会发生。不用软启动解决此问题的另一种方法是用粉末铁芯或 MPP 磁芯（它们具有适度的饱和特性）。

若希望非常慢的输出斜波，则软启动电容器可选比较大的。其时间可能达几秒或几分钟。对于 LM2597，可用下式求得所希望的时间：

$$dt = C \times dV/I, \text{ 即 } dt = 0.068 \mu\text{F} \times (2.8-1.8\text{V})/1.6 \mu\text{A} = 42.5\text{ms}$$



## Deriving Step-up Boost Regulator...



改变降压稳压器的元件位置可把它变成升压稳压器。

在升压稳压器中，开关闭合和斜波电流在电感器中。当开关打开时，电感器中的电流必须保持流动。电感器上的电压改变极性直到它正向偏置二极管为止，并放泄能量到输出和输出电容器。每个周期中电感所传输的能量必须等于输出功率除工作频率。这意味着，工作频率越高，每个周期需要传输的能量就越小。这意味着较小的电感器。

这种工作方式隐含着输出电容器在开关闭合时，必须供给满负载电流。另外，电感器必须承载足够的电流来供电输出和充电电容器。

为了选择电感，需要知道  $V_{in}$ 、 $V_{out}$ 、 $I_{out}$ 、开关电阻、工作频率和二极管压降。用下式计算占容比：

$$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN} + V_D}{V_{OUT} - V_{SW} + V_D}$$

(只适用于连续模式)

注意，第 2 个开关节点的电压波形。此开关波形如同电感电流达到零时波形。示波波形的平均值是  $V_{IN}$ 。消除这种示波波形的任何努力将大大地妨碍效率。减幅振荡是低功率的，而不会引起任何问题。



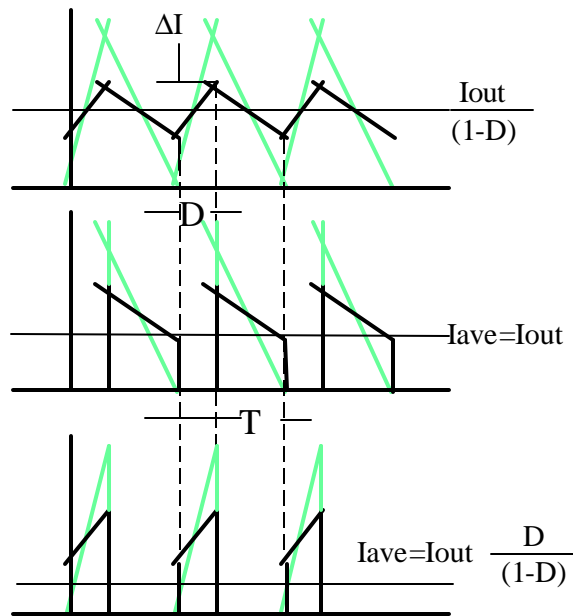


## Boost Current Waveforms – L, D, SW

- Inductor Current (much higher than output current)

- Diode Current Rate the diode for  $I_{ave}$ .

- Switch Current



上面的波形是电感器，二极管和开关电流的波形。当开关闭合时，占空比为“D”。

用下式计算这些器件中的  $I^2R$  及损耗：

电感器： $R \cdot I_{rms}^2$ ，其中  $I_{rms} = \sqrt{I_{ave}^2 + \frac{\Delta I^2}{12}}$

二极管： $V_D (at I_{out}) \cdot I_{ave}$

$$P_{SWITCH} = I_{OUT}^2 D_{MAX} \left[ 1 + \frac{1}{12} \left( \frac{\Delta i}{I_{OUT}} \right)^2 \right] R_{DS(ON)}$$

在此忽略传输损耗，这对满负载的情况影响是可忽略的。假定环形铁芯的磁芯损耗为  $I^2R$  并为其他损耗的一半。与降压稳压器相比这是更差的，因为升压稳压器所允许的纹波电流比降压稳压器要大。

图中较淡的图线示出一半电感量的电感器电流增大情况。较淡的线也示出电流如同在连续和断续之间点上的波形。如同降压稳压器，所有的电流来自电感器电流。

电压：

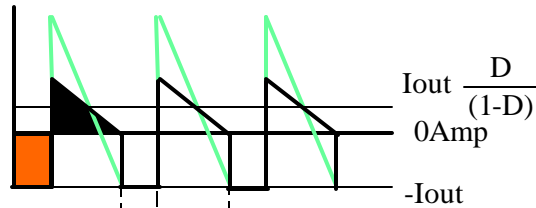
跨接在开关和二极管上的最大电压是  $V_{out}$ 。跨接在电感器上的最大电压是  $V_{in}$  或  $V_{out} - V_{in}$

。

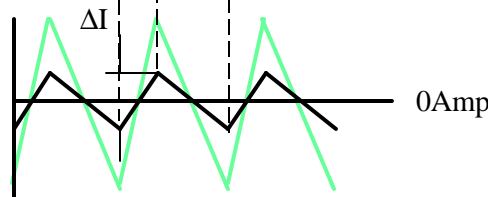


## Boost Current Waveforms - $C_{OUT}, C_{IN}$

- Output Capacitor



- Input Capacitor  
Much less ripple than buck



升压变压器中的输出电容器是能量储存器，在电感器充电时，它提供所有输出电流。因此，它具有很大的纹波电流。对于升压变换器，需要更小的ESR电容器以得到与相同电流下降压变换器相同的纹波。Idt/c 将不再是小的，除非频率非常高（注意，较高开关频率是一个优点）。增加一个小电容器来降低电感器值和大小确实是有利的。

输出电容器的 rms 电流为：

$$I_{CoutRMS} = \sqrt{(1-D) \left[ I_{OUT}^2 \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I^2}{12} \right]}$$

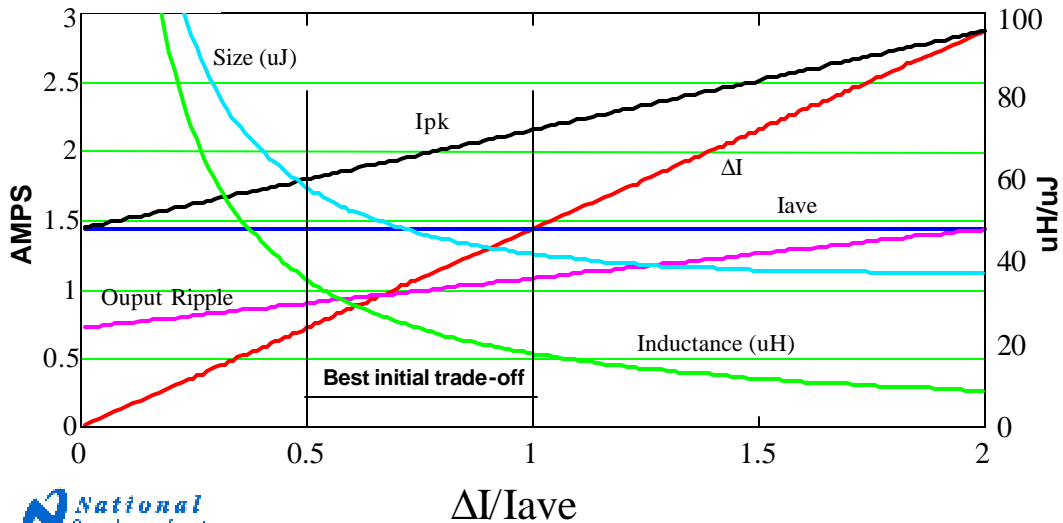
假定所有的 AC 电流强迫通过输入电容器而不允许经线路，对于升压变换器，电感器保证输入电容器具有相当小纹波电流。然而，随着电感器变小，输入纹波上升。在输入电容器中的 rms 电流为：

$$I_{CinRMS} = \frac{\Delta I}{\sqrt{12}}$$



## Boost Inductor Size Trade-off

5Vin, 12Vout, 0.5Amp output at 100kHz



Ipk : 电感器峰值电流

Iave : 电感器平均电流

I : 电感器纹波电流

Output Ripple : 跨接在 0.5 ohm 上的输出电压纹波 (ESR=0.5 Ipk)

Size : 基于能量存储的相对电感器大小 (  $\mu J$  )

Inductance : 电感器 (  $\mu H$  )

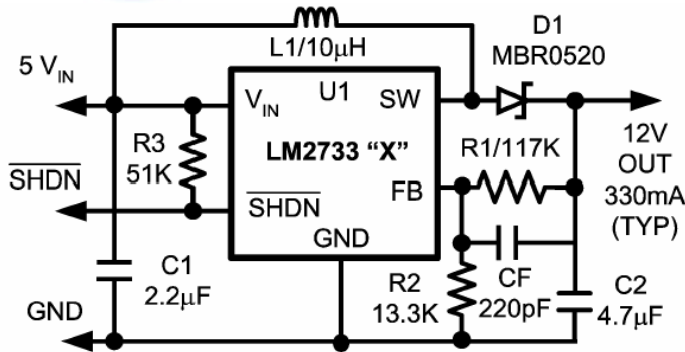
这些图线示出增大电感如何有利于降低输出纹波。注意，甚至用无限大的电感器，输出纹波仍然很大。所以在电感太大之前，考虑降低输出ESR。

该实例是在 100 KHz 下 5V Vin、10V Vout、0.5A 的情况下才会出现。好的折衷点是在  $I = I_{ave}$  处。允许更大的纹波对降低电感器大小有一点影响。  $I < I_{ave}/2$  导致较大的电感器，对降压纹波好处不大。电感为：

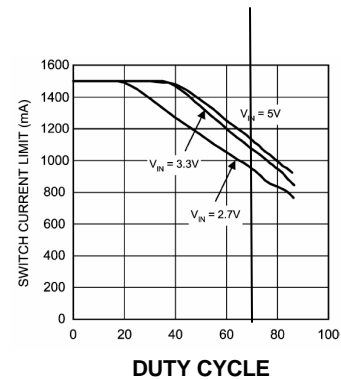
$$L = \frac{V_{IN} - V_{SW}}{\Delta I_{IND}} \cdot \frac{D}{f}$$



## Boost Converter Inductance



**TYPICAL xDSL LINE DRIVER  
POWER SUPPLY**



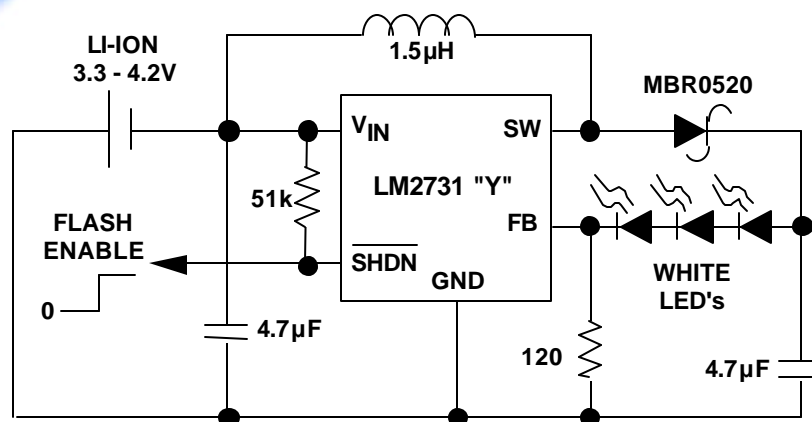
在选择电感器时，电感不可能太小，超过电流限制。在设计某些升压稳压器时，注意随着占空比增加其电流限制降低。这必须在特殊器件中采用内部控制环路补偿方法。检查最大占空比时的电流限制。在上面的实例中，占空比大约为 63%，所以电流限制是 1.2A。

$$I_{pk} = \frac{I_{OUT}}{1 - D} + \frac{V_{IN} - V_{SW}}{2L} \cdot \frac{D}{f}$$

LM2733X 是 1.6 MHz 器件。笔者选用 4.2 µH 而不是 10 µH。此电感值比理论者小 50%。也应注意，因为高工作频率，所以小电容值允许采用陶瓷电容器。由于这种电容器具有非常小的 ESR，所以，这会影响到控制环路的稳定性。220PF 电容器可解决此问题。



## White LED Camera Flash



LED'S ARE DRIVEN AS A CONSTANT CURRENT LOAD  
SMALL "L" = DISCONTINUOUS MODE (REDUCES COUT)



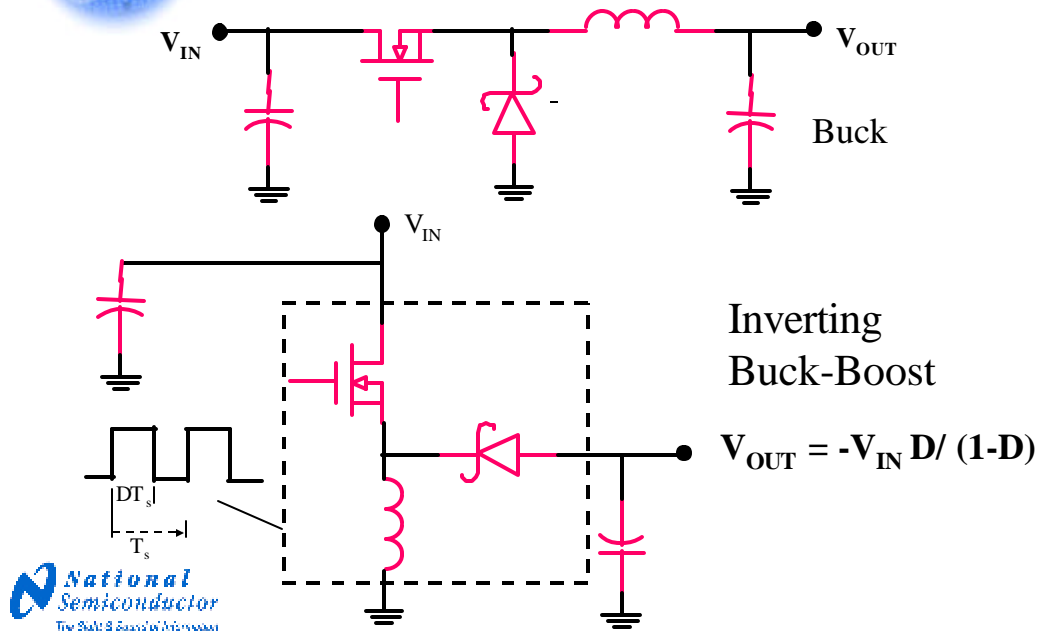
在此应用中，LM2731 用做恒流源来驱动手机相机闪光电源中的白光 LED。用电流源驱动 LED 是最好的，因为 LED 输出亮度是电流函数，而与电压无关。

此应用示出电感器选择的另一因素。采用小电感器是为了工作在断续模式下。这意味着开关导通前电感器电流将达到零安培。当运行在断续模式时，稳压器控制环路变得更稳定。上面的电路利用这种另外的稳定性来降低输出电容。若电感器比较大，而且系统运行在连续模式，则需要输出电容加倍。

电感器大小不可能任意减小。若电感器太小，则可能引起子谐波振荡。有关限制的更详细内容可参见数据手册，而其理论超出现在的讨论范围。

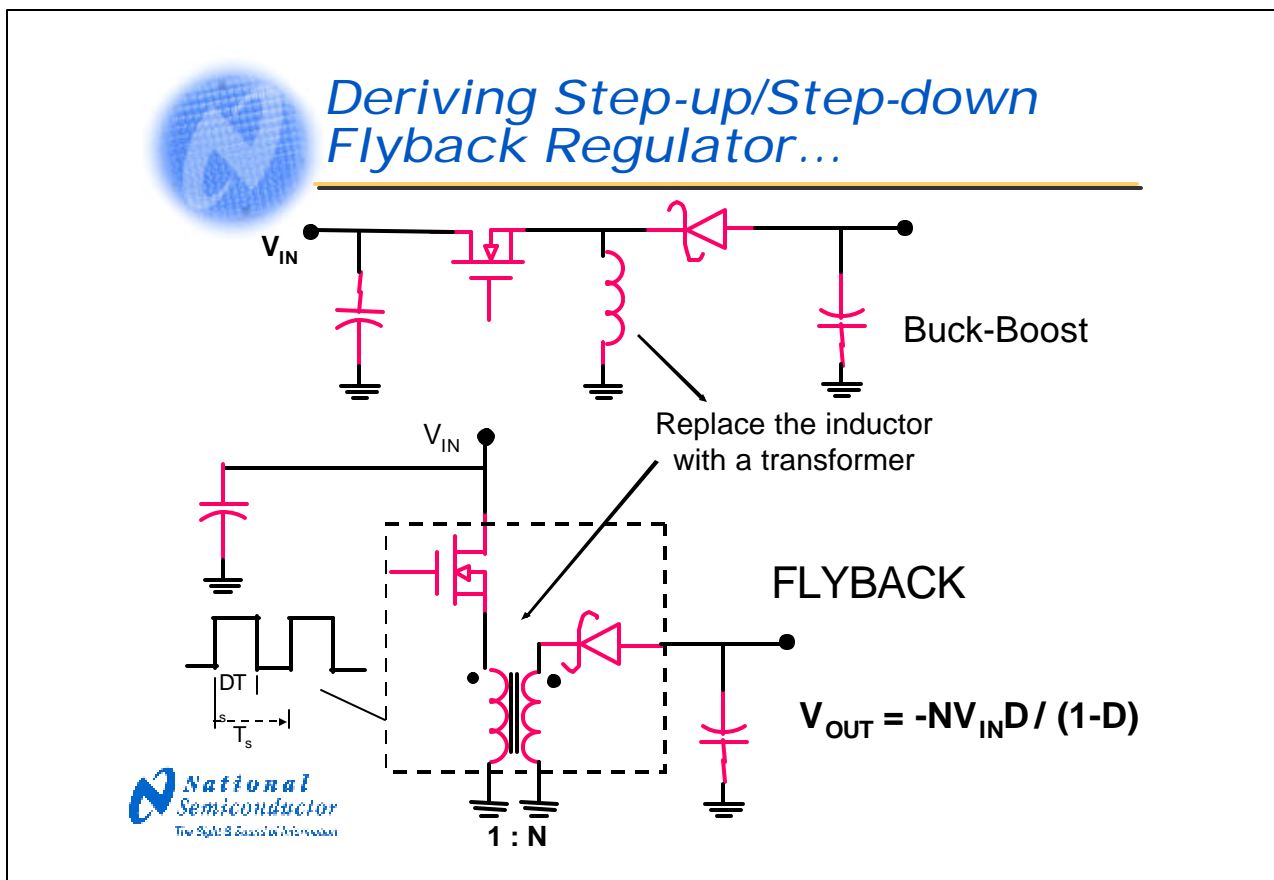


## Deriving Step-up/Step-down Buck-Boost Inverting Regulator...



再次从降压稳压器开始讨论，交换电感器和二极管的位置。这便构成反向降压一升压变换器。任何简单的开关降压稳压器可以做到这点。其工作原理如同升压稳压器。开关闭合并通过电感器提供从  $V_{in}$  到地的通路。当开关打开时，电感器电流必须是连续的，所以它正向偏置二极管并充电输出电容器。

关于这种拓扑结构的其他信息，请参考 LM2597 数据手册或 AN-1157。我们将不会深入地研究这种拓扑结构，但是，将用它来开发基于变压器的反激拓扑结构。



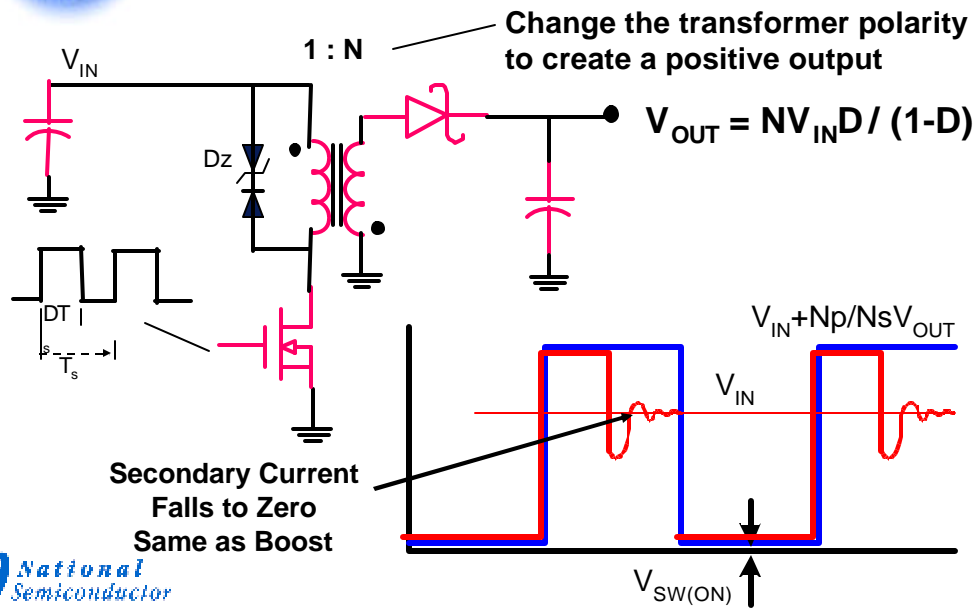
用耦合电感器或反激变压器替代电感器，增加了电路的灵活性。改变匝数比可达到理想的电压。

像任何电感器那样，电流在电感器中必须是连续的。但实际的结果是磁芯中的磁通将不能瞬时变化。这样，在一个绕组中的电流可能斜波变化，而通过第 2 个绕组放电传输存储在磁芯中的能量。这称之为反激工作。它也允许确定参考地在哪里。所以正或负输出是可能的。上例示出的是负输出电压。

这种拓扑结构的另一优点是提供输入和输出之间电隔离。有关这方面的信息可参考 AN-1095。



## Deriving Positive Output Flyback Regulator...



为了简化FET驱动，把 FET 移到绕组的高 ( $V_{in}$ ) 端到绕组的地端。也希望改变变压器绕组的极性以得到正输出电压。

所有的初级的电感器不连接次级。这称之为漏电感。由于漏电感中的电流（和能量）必须连续流，所以必须提供一个通路或非常高电压尖峰将产生。跨接在初级上的齐纳二极管缓冲器提供漏泄这种能量的地方。输出工作类似升压。输入电容器也必须支持大 AC 电流。这意味着在输入和输出都需大电容器。需要输入电容器来旁路AC电流使得不过热，输出电容用于降低纹波。

需要知道  $V_{in}$ ,  $V_{out}$ ,  $I_{out}$ , 开关电阻, 工作频率和二极电压降。调节匝数比, 在  $V_{in}$  最小置占空比为 65%, 以保持稳定并计算  $N_S/N_P$ 。用下式计算占空比:

$$D = \frac{1}{1 + \left( \frac{V_{OUT} - V_{IN} + V_D}{V_{OUT} - V_{SW} + V_D} \right) \cdot \frac{N_S}{N_P}}$$

根据子谐波限制或电流限制, 电感器值应该最小。选择:

$$\Delta I \leq 2 \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{I_{out}}{(1-D)} \leq I_{CLIM} \quad \Delta I \leq 2 \cdot \left( I_{CLIM} - \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{I_{out}}{(1-D)} \right)$$

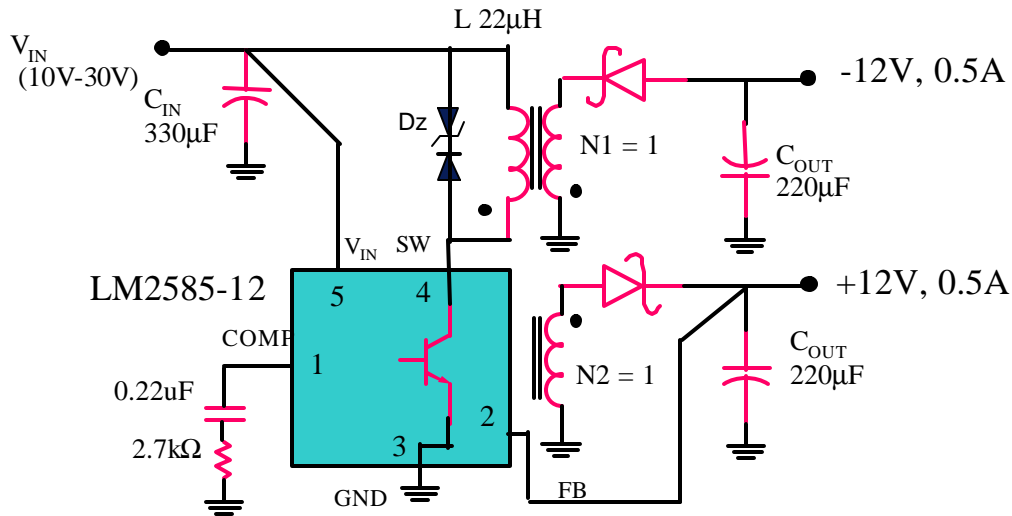
现在用下式计算电感:

$$L = \frac{V_{IN} - V_{SW}}{\Delta I_{IND}} \cdot \frac{D}{f}$$





## Typical Example of a Multiple Output Flyback Regulator



反激稳压器的另一优点是用单个稳压器能提供多输出的能力。上图是用做双输出反激配置的简单开关稳压器实例。

已知调整绕组上的电压，因为它正在导通时输出电压箝位它。增加次级绕组，也知道到此绕组的反射电压。用这种方法可得到多输出电压。然而，实际上的绕组电阻将导致绕组上电压对调整绕组的不良跟踪。这称为跨接调整。

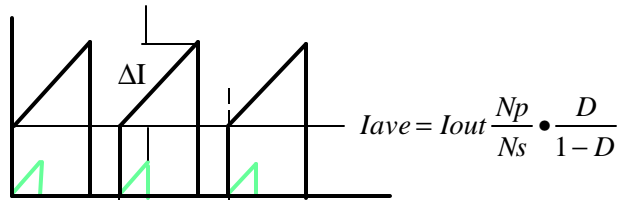
可浏览以下网站有关跨接调整的文章：

<http://www.national.com/appinfo/power/files/f9.pdf>

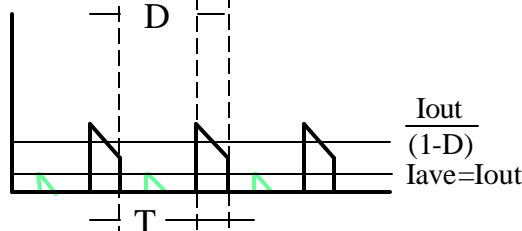


## Flyback Current Waveforms

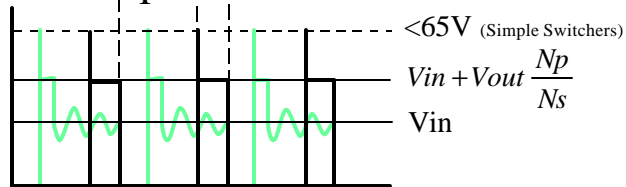
- **Primary and Switch Current**



- **Secondary and Diode Current**



- **Switch Voltage**



上图是电感器，二极管和开关电流的波形。用下式计算这些器件中的  $I^2R$  损耗：

变压器： $R_p \cdot I_{rmsP}^2 + R_s \cdot I_{rmsS}^2$ ，其中  $I_{rms} = \sqrt{I_{ave}^2 + \frac{\Delta I^2}{12}}$

二极管： $V_D(at I_{out}) \cdot I_{ave} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{I_{out}}{1 - D}$

这些公式中忽略了传输损耗，但对满载是良好的。假设粉末铁磁芯的变压器损耗为  $I^2R$ ，而铁氧体磁芯损耗为一半。

电压：跨接在开关上的电压是  $V_{in} + V_{out} \cdot N/N_s$ ，二极管上的电压为  $V_{in} N_s/N_p + V_{out}$

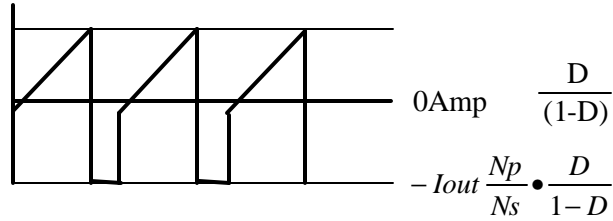
图中比较淡的图线示出轻负载时断续工作。注意，电压波形减幅振荡。这是完全正常的。这是与升压稳压完全相同的。

也应注意在开关关闭时，开关电压的短尖峰，这是被缓冲器箝位的漏电感能量。箝位电压必须低于最高开关电压，以避免开关击穿。目前，开关中的最高电压为 65V。然而，NS 公司正在推出具有 80V 最大电压的 LM5000。

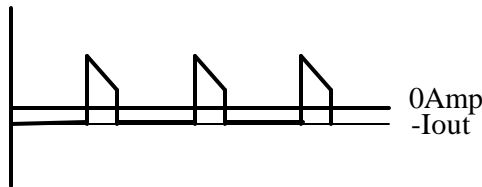


## Flyback Current Waveforms - $C_{OUT}, C_{IN}$

- Input Capacitor



- Output Capacitor



反激变换器中的输出电容器是储存器，当初级电感充电时，它提供所有的输出电流。因此呈现很大的纹波电流。反激变换器对电容器的要求与升压变换器相同。

$$I_{CoutRMS} = \sqrt{(1-D) \left[ I_{OUT}^2 \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta I^2}{12} \right]}$$

假定强迫所有 AC 电流流经输入电容器而不允许通过线路到源。对于反激变换器，在输入处的AC电流和输出一样坏。因此有下式：

$$I_{CinRMS} = \sqrt{D \left[ I_{IN}^2 \frac{D^2}{(1-D)} + \frac{\Delta I^2}{12} \right]}$$



## Schottky Diodes

- Need to know reverse voltage rating
  - Buck  $V_{in}$
  - Boost  $V_{out}$
  - Flyback  $V_{out} + N_s/N_p \cdot V_{in}$
- Need to know average current – diode rating big function of temperature
  - Buck  $I_{out} \cdot (1-D)$
  - Boost  $I_{out}$
  - Flyback  $I_{out} \cdot (1-D)$
- Reduced forward voltage reduces losses
  - As low as 0.3V
    - IR – MBRS130LTR
- Reduced reverse recovery current reduces EMI
  - Use instantaneous reverse current or leakage current for comparison



现在有很多二极管供应商，如 IR, On-Semi、ROHM、Shindeen、NEC、Vishay 等公司。

在过去几年，二极管性能变得越来越好。如果不能选择最佳的二极管，通常会对电源工作有点影响。若二极管太热会影响周围电路，可导致其他元件过热和工作不正确。

二极管选择最一般的问题是二极管反向恢复引起的电流尖峰。在二极管真正的关闭之前，必须耗尽二极管结中的电荷。这意味着二极管允许电流的短尖峰（有时是很大的尖峰）流到地。这可导致产生很多 EMI。特别是较大电流和用输入器件时更是这样。假若不当心，减幅振荡器所产生的电压可能超过二极管或控制开关的额定值。

降低噪声的一种方法是增加一个缓冲器。

请参考附录有关 LM267x 系列的资料。



## Transorbs / Zeners for Flyback Snubber

- Transorbs are zener diodes which have well characterized power ratings
- Need breakdown rating to protect switch
  - $V_{SWMAX} - V_{in} - N_p/N_s \cdot V_{out} = \text{Zener rating}$
  - If Zener rating  $< 10V$  need to consider changing turns ratio
- Power rating =  $\frac{1}{2} \cdot L_L \cdot I_{PK}^2 \cdot f_{SW}$



这是在缓冲器电路中所建议的器件。它们的作用是转换漏电感能量为热量，而不使开关损坏。器件功耗是：

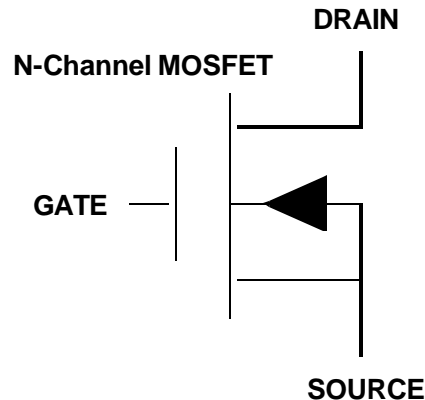
$$Power_{ZENER} = f_{OSC} \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{LEAKAGE} \cdot (I_{PRIMARY-PEAK})^2$$

瞬变吸收器（On-Semi 公司称之为瞬态电压抑制器）和齐纳二极管的主要差别是器件的功率额定值。瞬变吸收器具有良好的特征功率额定值，而齐纳二极管不具备。



## MOSFETs

- **Low  $R_{DS(ON)}$  reduces conduction losses**
  - Rated at 2.7V, 4.5V, and 10V ( $V_{GS}$ )
- **Low gate capacitance reduces gate drive and switching losses**
- **$V_{DS}$  rating**
  - Buck  $V_{in}$
  - Boost  $V_{out}+V_{diode}$



MOSFET 供应商与二极管供应商相同。  
Vishay 和 IR 公司是最主要的供应商。

MOSFET选择原则在描述同步整流器时讨论了一些选择性问题。其中一点是  $R_{DS(ON)}$  与驱动电压的最佳化。在频率 300-500 KHz, 用 8V 做为驱动电压可选择较便宜的FET, 而 4.5 驱动获得同样的性能要更多的花费。在 700 KHz, 就不是这样, 因为栅驱动损耗是栅极电压的函数。

额定值 2.7 $V_{GS}$  的 FET 想用于从 3.3V 输入源工作的控制器。然而, 2.7V 阈值使器件对噪声更敏感。从 3.3V 输入工作的一种方法是采用 4.5V 阈值 FET, 把电荷泵倍增器放在开关节点。

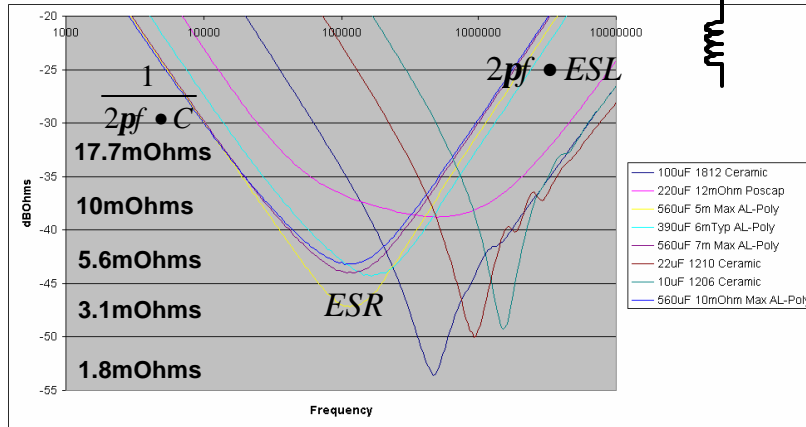
请参考 LM2597 数据表中的例子。



# Power Train Capacitors

- Electrical Characteristics
  - Capacitance at rated voltage (cermics!)
  - Voltage Rating

- RMS current rating
- ESR
- Temp Rating
- ESL



电源线路电容器是输入和输出电容器。输入电容器需要提供具有低源阻抗的电源以使工作稳定。在很多电源设计中，通常用两个不同类型的输入电容器，以便在开关频率和较高频率得到合适的阻抗特性。

在降压和反激稳压器中正是这样。把价廉的通孔电解电容器和非常小的陶瓷电容器结合起来是通用的办法。NS 公司的 3A 和 5A LM267XSIMPLE SWITCHER 确实需要 0.1-0.33  $\mu$ F 陶瓷电容器，用来旁路快速上升和下降时间。从上图可见一些电容器在较高频率不是电容。电解电容器的 ESL 比上图所示任何电容器的ESL都大很多。1  $\mu$ F 陶瓷电容器不可能用于旁路 100 KHz 开关，这是因为在开关频率它不具有足够小的阻抗。在用电容器时，应阅读应用指南。有时电容值不是所需工作点的典型值，或环境温度需要重新额定 RMS 电流能力。



## Power Train Capacitors

- **Aluminum Electrolytic**
  - Low Cost
  - Wide voltage ratings
  - Wide capacitance ratings
  - Higher ESL
  - ESR increases in cold
- **Tantalum**
  - Small size vs C
  - High capacitance
  - Low ESR (30-150mohm)
  - Use caution on input
  - Being replaced by niobium
- **POSCAP™ (Sanyo)**
  - Similar to tantalum in size
  - High Capacitance
  - Lower risk of destructive failure
  - Lower ESR (20-80mohm)
- **Ceramic**
  - X5R or X7R best dielectric
  - Lowest ESR (1-10mohm)
  - Can generate audible noise in some applications
  - Technology has improved greatly in last 5 years
  - Small size
  - Low cost
- **Specialty Polymer Aluminum**
  - Very Low ESR (10-50mohm)
  - High capacitance
  - Small size
  - Limited suppliers
- **OSCON™ (Sanyo)**
  - Organic Aluminum Electrolytic
  - Very low ESR (10-200mohm)
  - High Capacitance
  - SMD and through-hole



铝电解电容适用于宽广的电源范围，类型为穿孔和表面贴装。这种电容适用于很多频率高达 300-500KHz 的电容。高于此频率需要添加较低ESL的电容器。

5 年前钽电容是最流行的SMT电容。现在很多应用中已被 POSCAP 和聚合物铝电容替代。钽电容存在的一个问题是当连接到低阻抗源时，它们容易遭受很大电流冲击，这可能导致打火。可靠性得到改进，而用小电感器与输入线串联也可解决此问题。这种电容的供应商有 Vishay, AVX, Kemet, Nippon Chemi-con 公司等。

Sanyo 公司的 POSCAP 电容用钽电容技术大大地改进了标准钽电容。在遭受特殊条件导致失效(在 6.3 电容上有 20V 电压)时，它们只是短路并发热，但无火花。唯一的问题是只有专门供应商提供。

Sanyo 公司的另一种电容是 OSCON。然而，Nippon Chemi-con 公司类似的电容是 PXA 系列。Vishay 公司在产品目录中也有这种电容，但来自相同的 Sanyo 工厂。这种电容具有非常低的 ESR，而且有穿孔或 SMT 形式。与具有相同电压、电容和电流额定值的电解电容相比，它们尺寸非常小。然而，对于较低电压 Poly-Al 电容变得最流行。

聚合物铝电容供应商有 Panasonic (SP 系列), Cornell-Dubilier 和 Kemet 公司。这种电容具有大电容，低 ESR，低 SEL 和非常高的可靠性。笔记本电脑正在用这种电容做为输出电容器。额定电压达 25V，但 16V 或更低电压更适合这种电容。

在过去了 3-4 年，陶瓷电容器取得很大进步。绝缘材料开发和透明度大小可使均匀层更薄，具有更高的介电常数。因此 10μF 陶瓷电容可用 0805 封装。Murata, Taiyo Yuden 和 TDK 是该领域领先厂商。它们比 Poly-Al 电容优越的地方是较低的 ESL。唯一的缺点是有可能产生声频噪声。这是由于较大尺寸电容上的压电效应所致。假如你的笔记本电脑发出 HF 噪声，可能是陶瓷电容或是电感器导致。

最后，请注意不同绝缘材料。以下是有关不同陶瓷绝缘材料的例子，10uF 1206 陶瓷：

X5R	10V	-5% @50C	-10% @5V
X7R	6.3V	-5% @50C	-10% @5V
Y5V	10V	-30% @50C	-85% @5V





## Inductor Specification

Specification Parameter

Calculate Parameter

L (uH)

I<sub>PK</sub> (Amps)

$$I_{PK} = I_{AVE} + \frac{1}{2} \cdot DI_{IND}$$

DI (Amps P-P)

I<sub>RMS</sub> (Arms)

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{AVE}^2 + \frac{DI_{IND}^2}{3}}$$

Loss (watts)

Physical Size

Mounting (SMT or Through Hole)



花整天时间讲述电感器和变压器是非常容易的。但是，做为负责整个系统和电源设计的设计师，您不需要成为专家。对磁元件供应商提供上述性能指标有助于保证您所得到的电感器将能正确地工作。

在大多数情况下，选择电感是根据最坏情况的负载。如果电感饱和（意味着，施加更大的电压也不会导致更大的磁通），则电感将迅速减少。因此，电流将迅速上升而导致电流限制事件。在此事件发生期间，所设计的大多数开关能保护控制开关（FET 或双板器件）免受损坏。但在特殊情况下，不全都是这样。

有大量的磁元件制造厂家。一般的供应商有 TDK, Panasonic, Sumida. 领先的供应商有 Coilcraft, Dale/Vishay, Pulse Engineering.

其中以 Dale 的大电流产品最突出。这是特别为美国国家半导体 LM2825 研制。这技术对 1.2 Amp 68 uH 电感器来说太昂贵,但非常适合 0.2 到 10 uH 和电流达 30A 的电感器.

