



模拟电路基础 ——从系统级到电路级

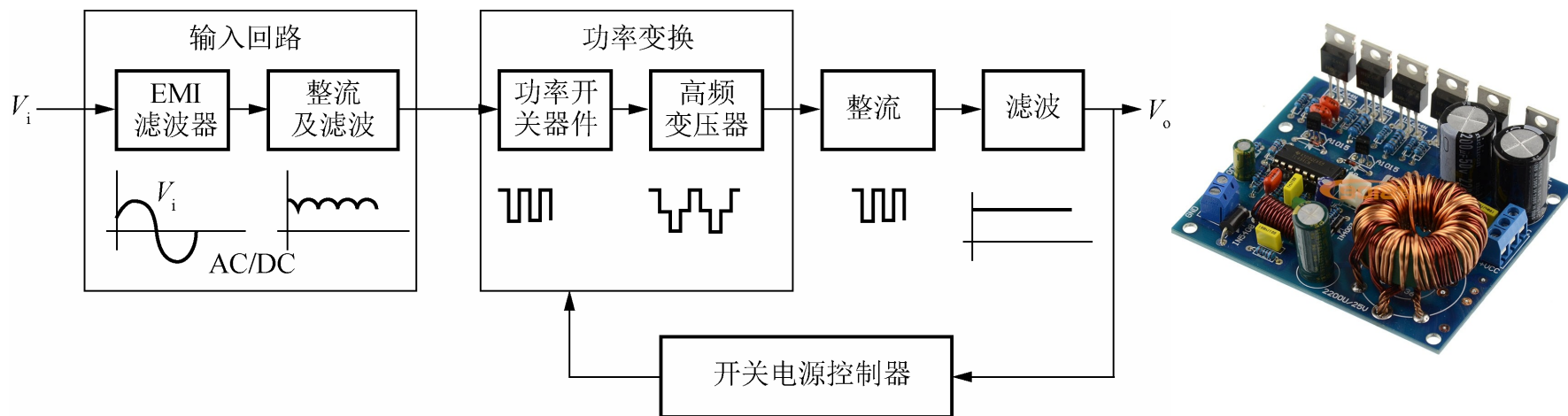
第五章 开关电源电路

重点讨论以下问题

- (1) 整流与滤波
- (2) DC/DC变换
- (3) 反馈控制与单级APFC电路
- (4) 反激式开关电源的设计

开关电源的一种解决方案

(直流→高频交流→直流)



EMI滤波器：过滤电网中的杂波、阻止开关电源产生的杂波反馈回电网。

整流及滤波：将市电交流电压转变为脉动的直流电压。

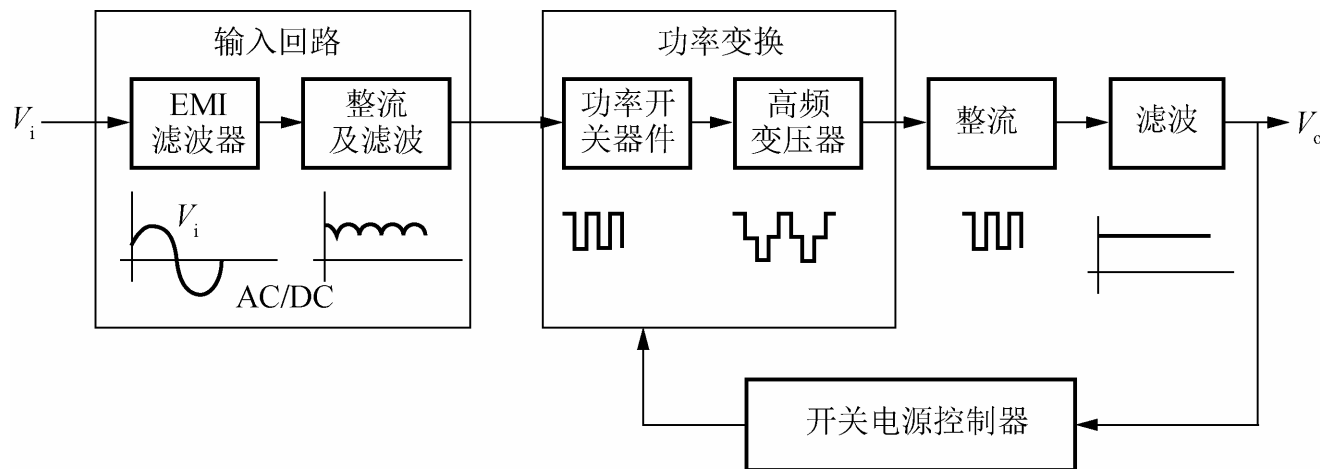
逆变器(包括功率开关器件、高频变压器)：将整流后的直流电变为高频交流电，为核心部分。

高频变压后的整流与滤波：将高频交流电变为直流电。

开关电源控制器：根据输出采样，改变逆变器脉宽或脉频，使输出稳定；根据测试电路提供的数据，经保护电路鉴别，提供控制电路对电源进行各种保护措施。

开关电源的一种解决方案

(直流→高频交流→直流)



为什么要采用“直流→高频交流→直流”这一解决方案？

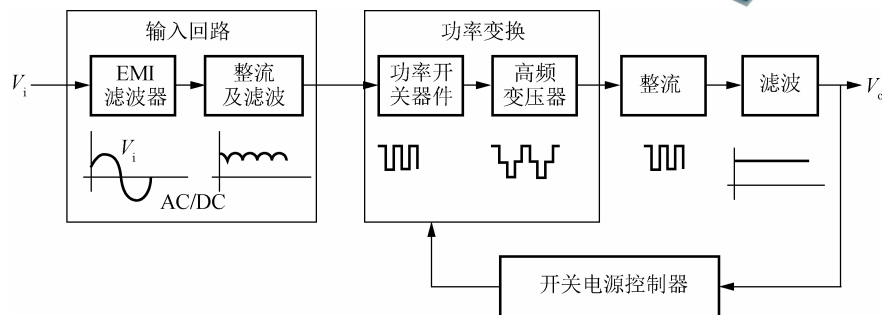
可实现电源的小体积，轻重量，高效率。

高频工作使变压器、电感的体积、重量大大减小。

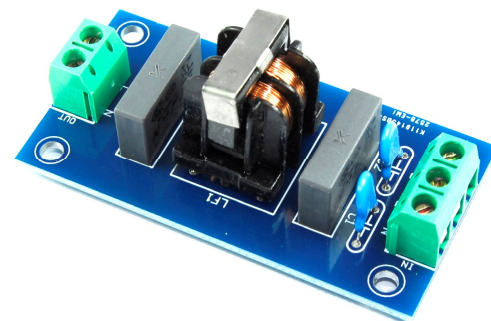
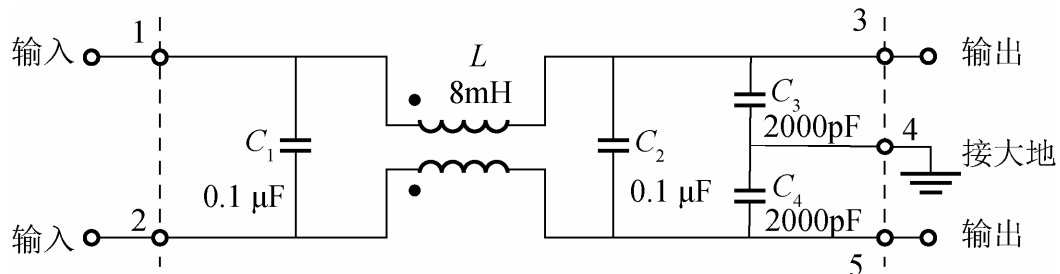
功率器件开关工作可大大提高效率。

开关电源电路

- 整流与滤波
 - EMI滤波器
 - 单相桥式全波整流与滤波
 - 功率因数
 - 无源与有源电力滤波概念
- DC/DC变换
- 反馈控制与单级APFC电路
- 反激式开关电源的设计



EMI滤波器

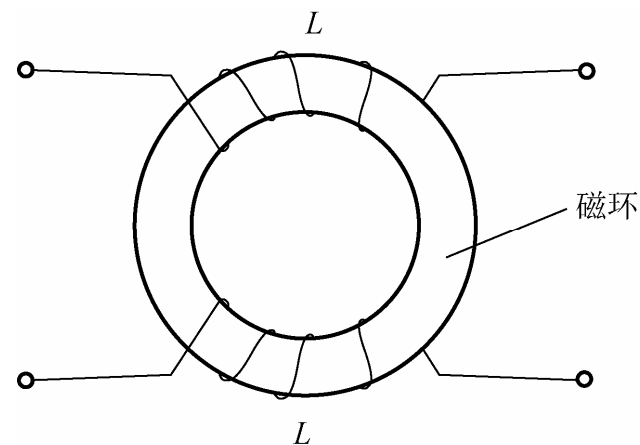


1. 结构

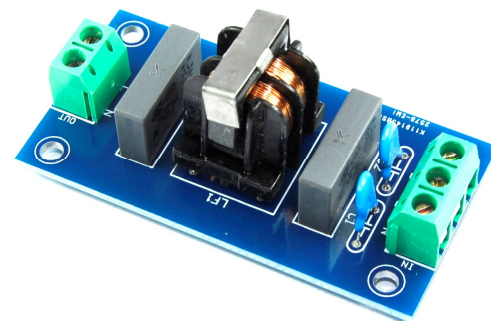
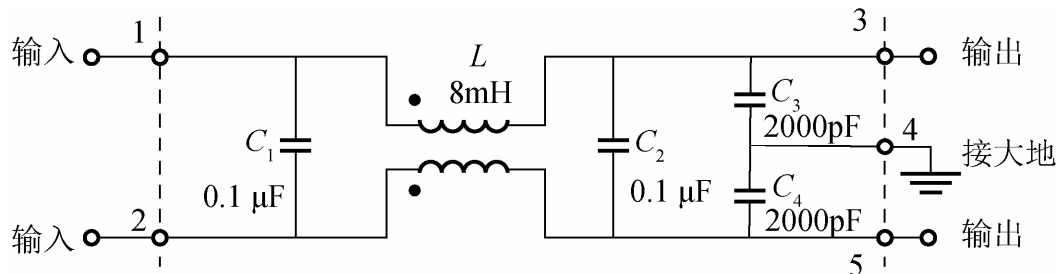
5个端子：2个输入，2个输出，一个接地(通大地)

5个元件：共模电感 L ，滤波电容 C_1 、 C_2 、 C_3 与 C_4

共模电感 L 是在同一个磁芯上绕制两个绕向相反匝数相同的线圈形成的



EMI滤波器



2. 工作原理

当电网有共模干扰输入时，两电源线上方向相同的纵向噪声电流在线圈上产生的磁通相加，电感呈现出高阻抗，阻止共模干扰进入开关电源。同时也阻止开关电源所产生的干扰向电网扩散，以免污染交流电网。

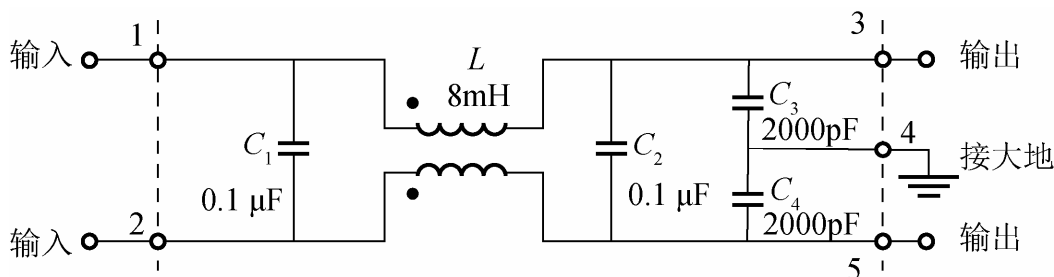
当差模干扰和工频交流有用信号输入时，两电源线上纵向噪声电流方向相反，它们产生的磁通相互抵消，感抗为零。

共模电感对差模干扰和工频交流有用信号没有影响。

EMI滤波器

3. 主要技术参数

额定电流、额定电压、漏电流、绝缘电阻、测试电压、使用温度范围和直流电阻、外形尺寸、插入损耗等。



插入损耗

$$A_{dB} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}$$

(P_1 , P_2 为滤波器插入电路前后传输到工作负载的噪声干扰功率)

漏电流

$$I_{LD} = 2\pi f C_i V_C$$

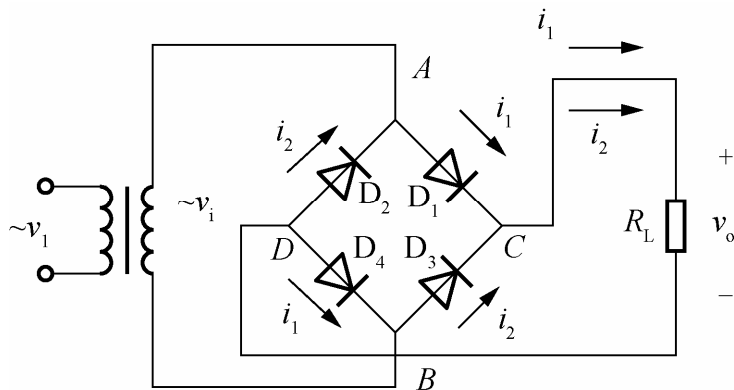
($C_i = C_3 + C_4$, V_C 是 C_3 、 C_4 上的压降, 可取 $V_C = 110V$, $f = 50Hz$)

C_1 、 C_2 : 薄膜电容, $0.01 \sim 0.47 \mu F$; C_3 、 C_4 : 陶瓷电容, $2200 \sim 4700pF$

电感量范围与额定电流关系

额定电流 I/A	1	3	6	10	12
电感量范围/mA	8~12	2~4	0.4~0.8	0.2~0.3	0.1~0.15
L 的典型值/mH	8	2.5	0.78	0.225	0.11

整流与滤波电路

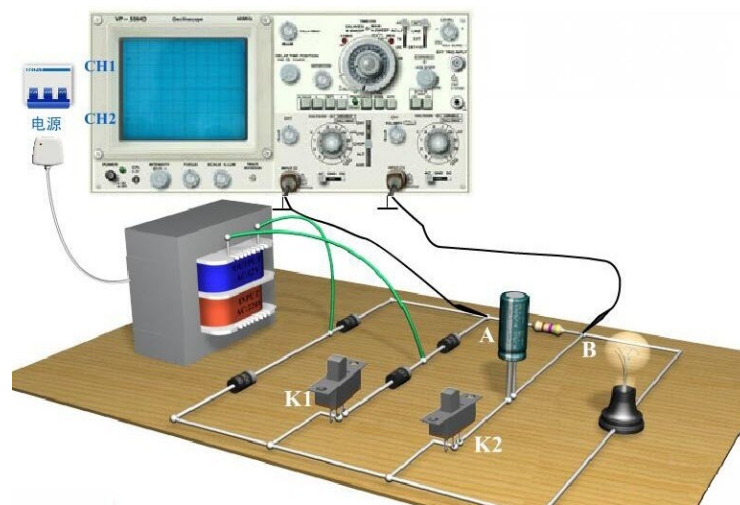


整流:

利用二极管的单向导电性能，即使交流电的极性改变，流过负载电阻的电流方向始终不变，因此从负载电阻上取出的就是直流电。

滤波:

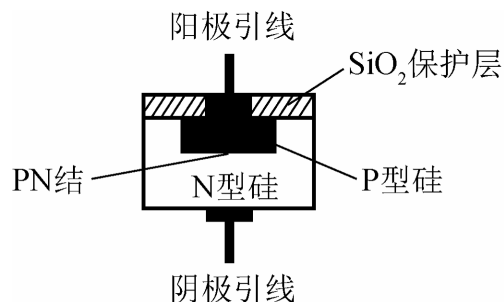
把整流后的直流电压中的脉动(交流成分)尽量去掉，以改善整流电压(或电流)的平直度。



功率半导体器件是整流电路的基础

大功率二极管

业已发展了多种功率半导体器件，如大功率二极管与功率场效应晶体管



大功率二极管



电路符号



螺旋式散热器结构

在电力电子装置中，大功率二极管主要用于不可控整流以及电感性负载回路的续流等场合。

大功率二极管的基本工作原理和特性与一般电子线路中使用的二极管相同，但承载功率大。

大功率二极管

伏安特性:

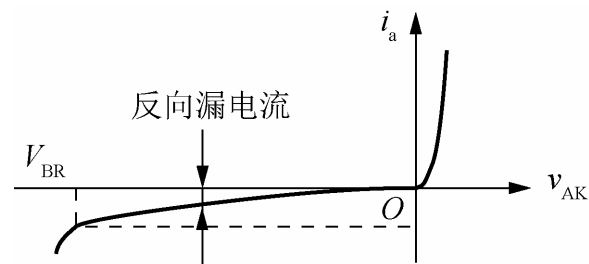
大功率二极管的开通需经一定的过程, 初期出现较高的瞬态压降, 过一段时间后才达到稳定, 且导通压降很小。

上述现象表明大功率二极管在开通初期呈现出明显的电感效应。

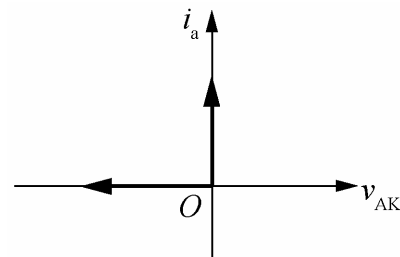
大功率二极管的关断也有一个过程, 电流、电压变化过程较为复杂。

当应用于低频整流电路时可不考虑其动态过程。

为简化分析, 假定大功率二极管的伏安特性是理想的, 可用理想开关模拟, 开通与关断的动态过程也不予考虑, 即导通和关断都能瞬间实现。



实际伏安特性

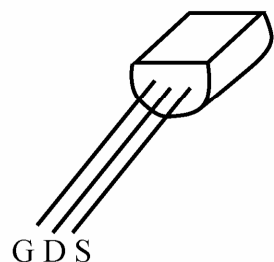


理想伏安特性

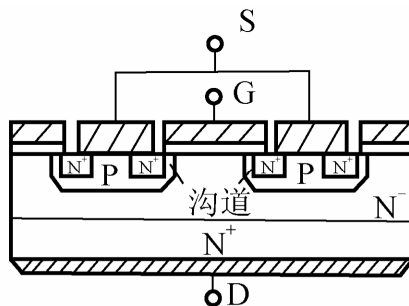


开关模型

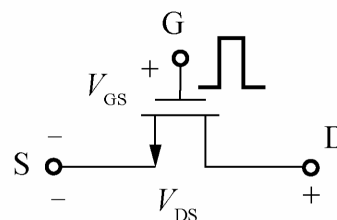
功率场效应晶体管(P-MOSFET)



功率场效应晶体管



内部结构



电路符号

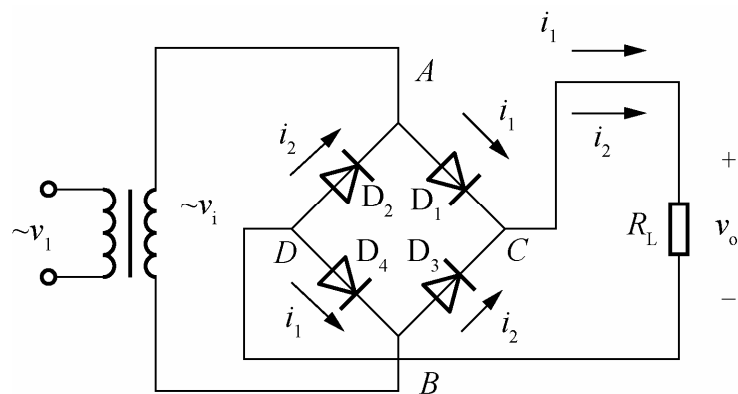
D:漏极
G:栅极
S:源极

工作时，漏极接正电源，源极接负电源：

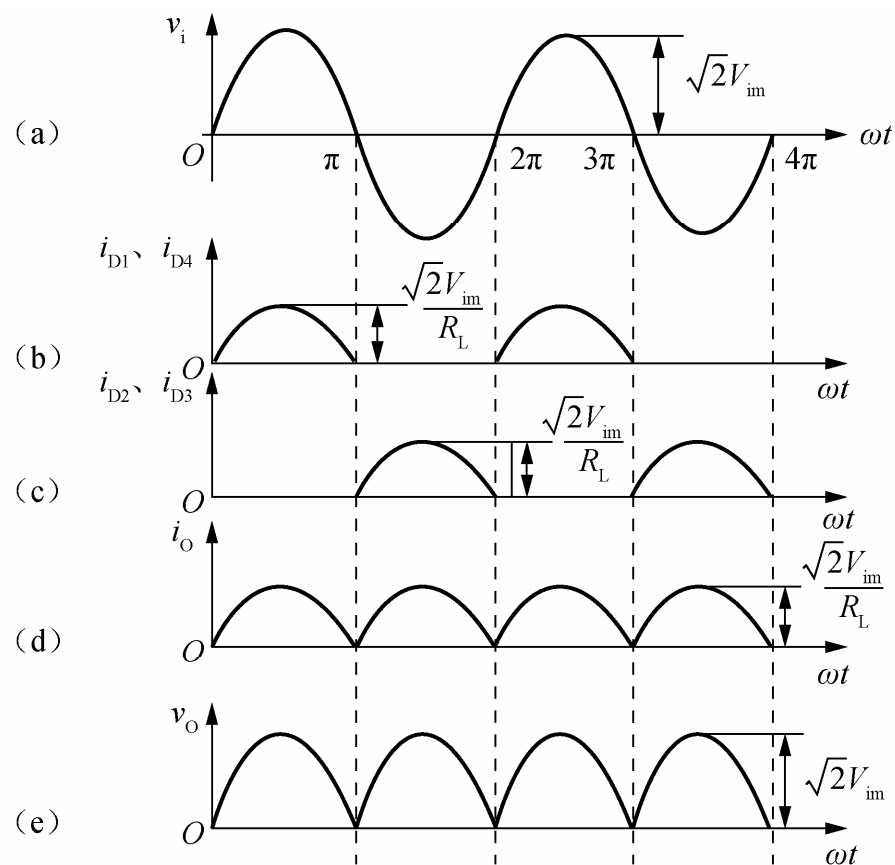
- (1) 当 V_{GS} （栅源电压）为零时，源漏极间无电流通过。
- (2) 当 V_{GS} 大于阈值电压(或开启电压) V_{Th} 时，漏极和源极间开始导电。
- (3) V_{GS} 数值越大，P-MOSFET导电能力越强，漏极电流 I_D 也越大。

只要控制栅极电压，P-MOSFET 相当于一个可控开关。

单相桥式整流电路

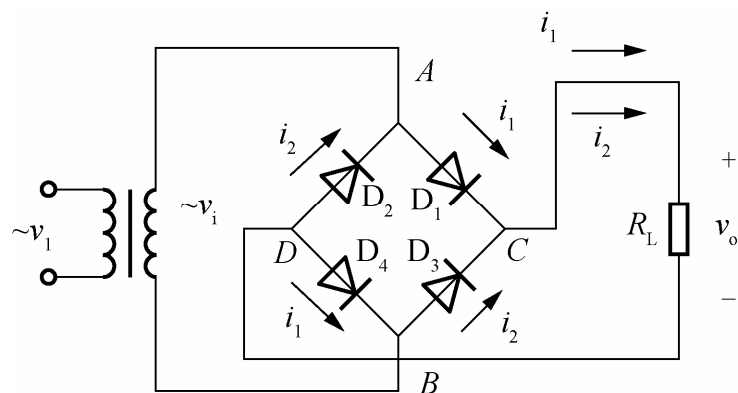


无论正半周还是负半周，流经负载 R_L 的电流方向相同，都是C到D，故 R_L 上得到的是直流电压。



(d)、(e)是 R_L 上的电流、电压波形，为半正弦的脉动直流。

单相桥式整流电路



设输入电压 $v_i(t) = \sqrt{2}V_{im} \sin \omega t$

整流电压的平均值 V_L

$$\begin{aligned} V_L &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_o(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}V_{im} \sin \omega t d(\omega t) = 0.9V_{im} \end{aligned}$$

通过每只二极管的正向平均电流 I_{DF} $I_{DF} = \frac{1}{2} I_L = \frac{1}{2} \frac{V_L}{R_L} = 0.45 \frac{V_{im}}{R_L}$

单相桥式电路的输出电流 I_L $I_L = \frac{V_L}{R_L} = 0.9 \frac{V_{im}}{R_L}$

二极管承受的最大反向电压 $V_{DRm} = \sqrt{2}V_{im} = \sqrt{2} \frac{V_L}{0.9} = 1.57V_L$

单相桥式整流电路

已知 $I_L = 0.5\text{A}$, $R_L = 180\Omega$

要求：选定整流二极管型号

整流电压平均值

$$V_L = I_L R_L = 0.5 \times 180 = 90\text{V}$$

峰值电压

$$V_{\text{im}} = \frac{90}{0.9} = 100\text{V}$$

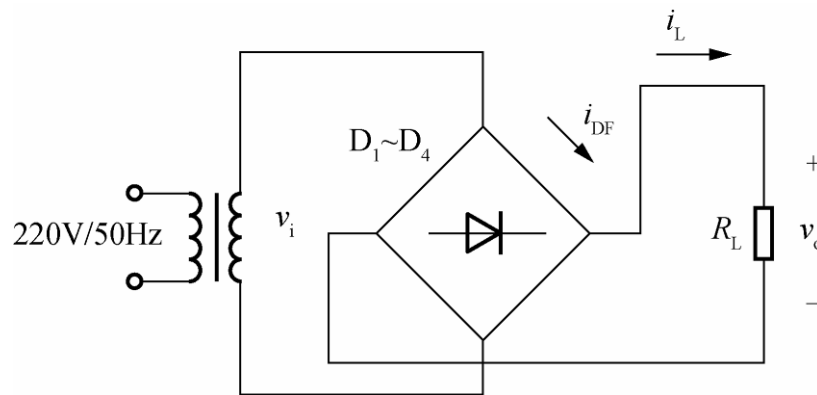
通过二极管的正向平均电流

$$I_{\text{DF}} = \frac{I_L}{2} = \frac{0.5}{2} = 0.25\text{A}$$

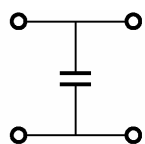
二极管承受的最大反向电压为

$$V_{\text{DRm}} = \sqrt{2}V_{\text{im}} = \sqrt{2} \times 100 = 141\text{V}$$

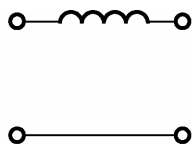
查相关手册，确定选用整流二极管的型号，如**2CZ54D (0.5A/200V)**



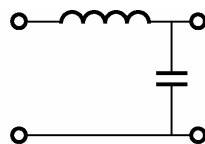
滤波电路



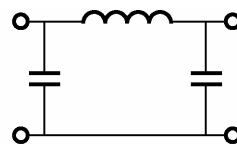
(a) 电容滤波



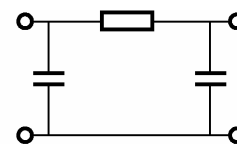
(b) 电感滤波



(c) LC 滤波



(d) LC - π 滤波



(e) RC - π 滤波

低通滤波电路的几种形式

滤波电路的目的：

滤除脉动直流中的交流成分，以改善整流电压(或电流)的平直度

电容、电感滤波原理：

电容、电感皆为储能元件，储能后其能量不能突变，而只能逐渐释放，从而获得较平滑的波形

电容、电感在电路中连接方式：

电容具有通交流隔直流和电感具有通直流阻交流的特性，所以电容与负载并联，使交流分量被短路，而电感与负载串联，阻止交流分量到负载

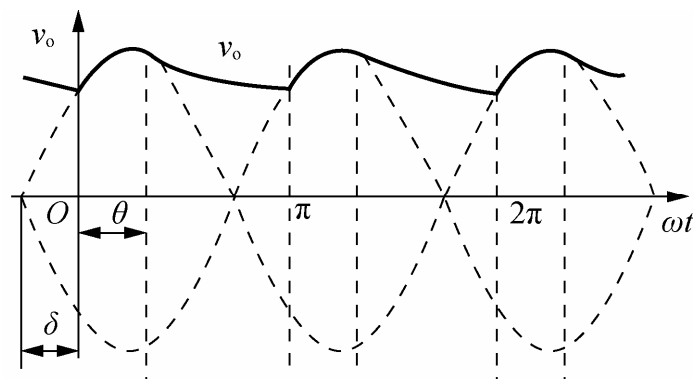
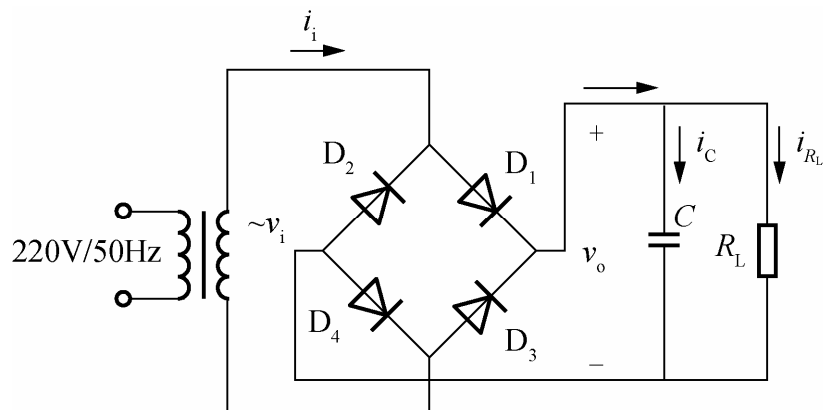
整流与滤波电路定性说明

$\omega t < 0$, $v_i < v_o$, 二极管不导通:
电容C放电, 向 R_L 提供电流, 同时 v_o 降低

$\omega t > 0$, $v_i > v_o$, 二极管 D_1 、 D_4 正向导通:
交流电源向电容C充电, 同时向 R_L 供电,
这个充电过程一直维持到 $\omega t = \theta$

$\omega t > \theta$, v_i 再次小于 v_o , 二极管不导通:
电容C放电, 向 R_L 提供电流, 直到 $\omega t = \pi$

以上过程不断重复



达到稳定时的电压电流波形
(电流只在 $0 < \omega t < \theta$ 导通)

整流与滤波电路

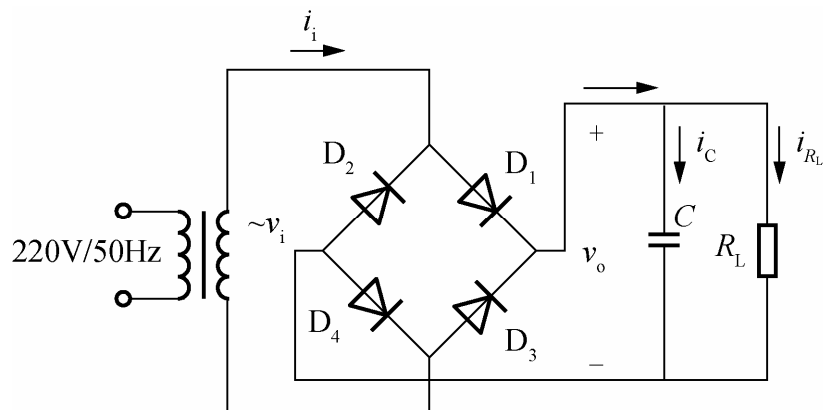
有负载时输出直流电压 V_o 与输入电压有效值 V_i 可用下式近似

$$V_o = (1.0 \sim 1.2)V_i$$

桥式整流电路的滤波电容 C 可如下选择:

$$R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2}$$

$$(T=1/f=1/50=0.02s)$$



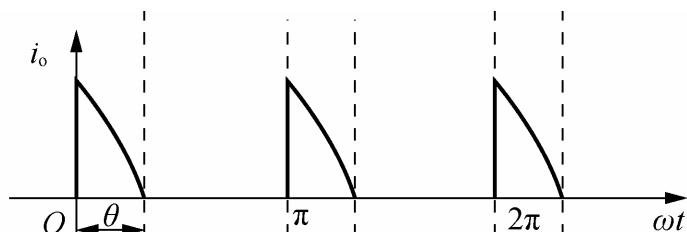
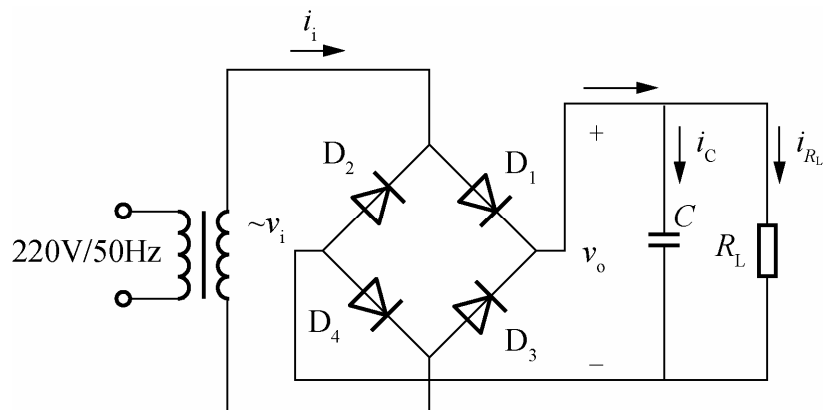
滤波电容容量按其输出电流大小选取

输出电流	2A	1A	0.5~1A	0.1~0.5A	50~100mA	50mA以下
电容容量/mF	4000	2000	1000	500	200~500	200

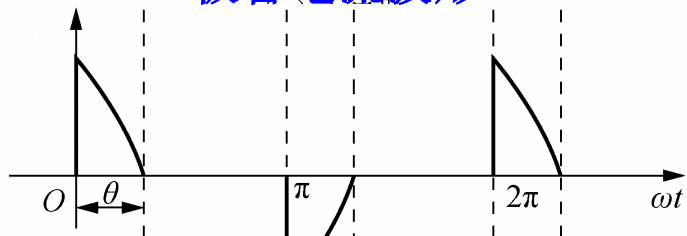
工频(50Hz)整流电路的缺点

工频(50Hz)整流电路的缺点:

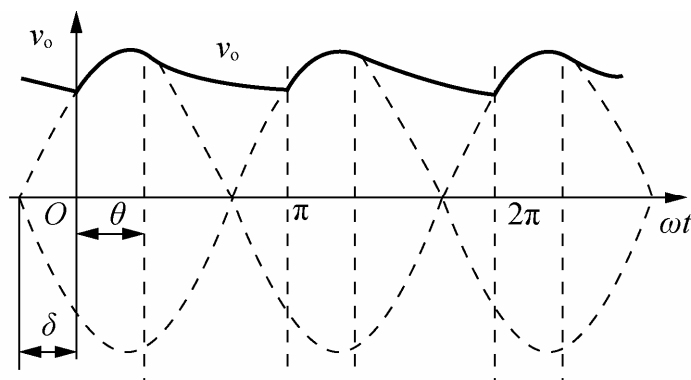
1. 工频变压器体积太大, 不易实现小型化
2. 滤波电容足够大, 才能得到波纹小的直流电压。电容大, 不利于小型化
3. 接电网的输入端电流波形为一系列尖脉冲, 影响电网的工作



二极管电流波形



输入端电流波形

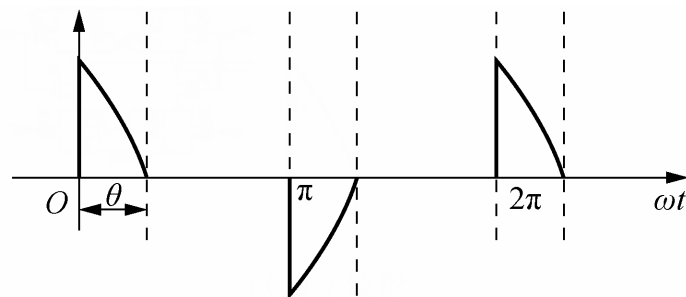


达到稳定时的电压电流波形
(电流只在 $0 < \omega t < \theta$ 导通)

功率因数—反映整流滤波电路对电网的影响

整流滤波电路对电网的影响：

输入交流电压是正弦波，但输入电流中包含丰富的谐波，会影响供电质量、输出效率和用电设备的使用寿命。



由于电流波形奇对称，经傅里叶展开，只包含奇次谐波分量

$$i(t) = I_1 \cos \omega_0 t + I_3 \cos 3\omega_0 t + I_5 \cos 5\omega_0 t + \dots$$

有功功率与视在功率之比，即功率因数

$$\text{PF} = \cos \varphi = \frac{V_1 I_1 \cos \theta_1}{V_1 I_R} = \frac{I_1 \cos \theta_1}{I_R} = \gamma \cos \theta_1$$

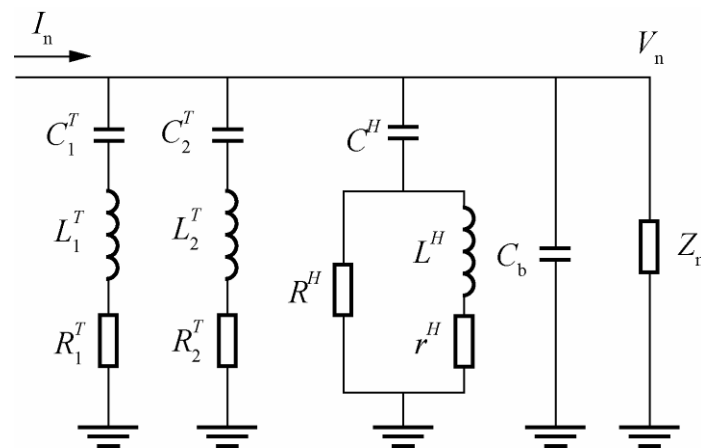
$$I_R = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + \dots + I_{2n+1}^2}, \quad \gamma = I_1 / I_R \quad \text{电流波形畸变系数}$$

开关电源如不采取功率因数校正措施，功率因数约为0.5-0.65。

提高功率因数举措

利用串联LC谐振电路在特定谐振频率呈现低阻抗特性，消除电力系统谐波

将低阻抗LC串联谐振电路与负载并联，使谐波电流通过低阻抗电路分流、提供谐波电流旁路通道，减少谐波电流注入系统。



无源电力滤波器

$$L_1^T - C_1^T - R_1^T$$

$$L_2^T - C_2^T - R_2^T$$

分别滤除3次、5次谐波电流

$$C^H - L^H - R^H - r^H$$

滤除更高频率的谐波分量

C_b 为无功功率补偿电容，最右边 Z_n 为系统谐波等值阻抗

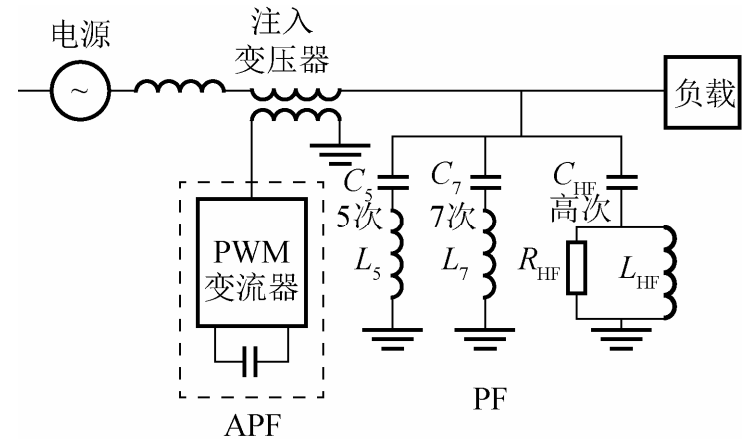
无源电力滤波器，被动地为谐波电流提供旁路通道。

提高功率因数举措

有源电力滤波器：由电力电子元件、控制电路等构成，能够检测负载谐波电流并主动提供对应的补偿电流。

补偿后的电源电流几乎为纯正弦波。

串联型有源电力滤波器是为了改善无源电力滤波器滤波特性而提出的，必须与并联的无源电力滤波器共同使用。



串联型有源电力滤波器

电力谐波基本由LC无源滤波器补偿，有源滤波器用于改善无源滤波器的特性。

有源滤波器看做一个可变阻抗，它对基波呈现零阻抗，但对谐波呈现高阻抗，阻止谐波电流流入电源，迫使谐波电流流入LC无源滤波网络。

串联有源滤波器起了谐波隔离器的作用，还可抑制电源与LC网络间的谐振。

提高功率因数举措

负载可设想为带电感负载的三相桥式不可控整流电路。

负载电流 i_L 除基波电流 i_{Lf} 外，还包括高次谐波电流 i_{Lh}

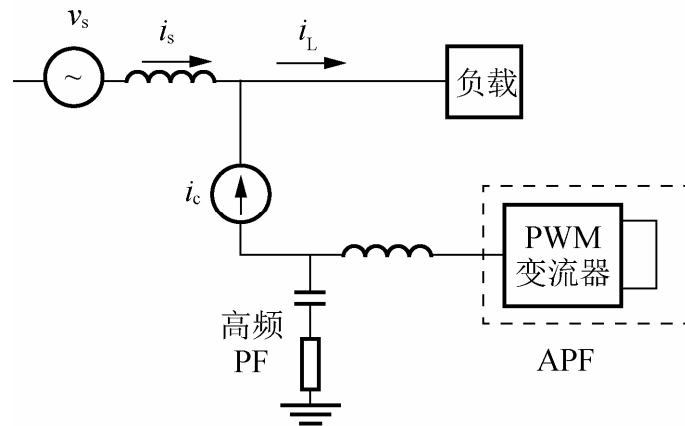
$$i_L = i_{Lf} + i_{Lh}$$

与负载并联的有源电力滤波器利用其中的PWM（脉冲宽度调制后面介绍）变流器产生与负载高次谐波电流波形相同、相位相反的补偿电流

$$i_c = -i_{Lh}$$

非线性负载产生的谐波电流被有源电力滤波器的补偿电流抵消，不再注入系统。

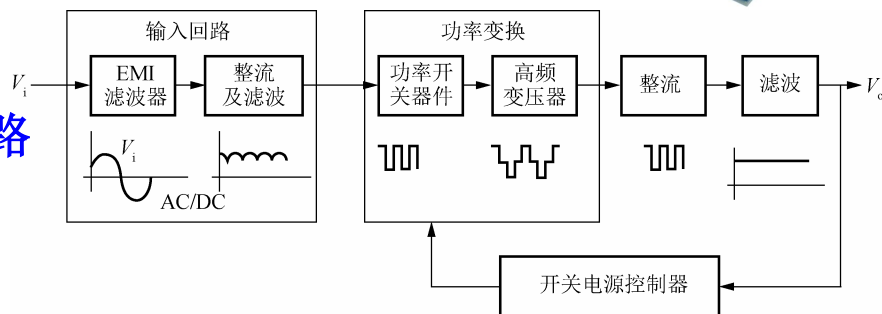
如果能使补偿电流等于基波无功分量与谐波分量之和，则电源只提供基波有功分量，补偿效果更好。



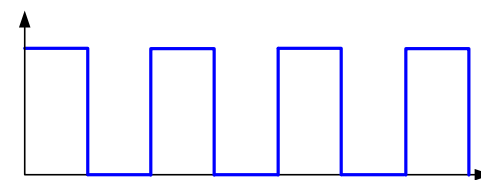
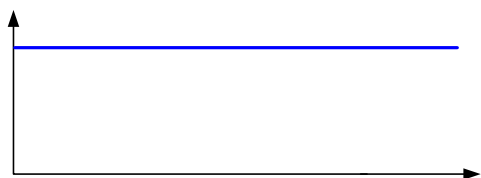
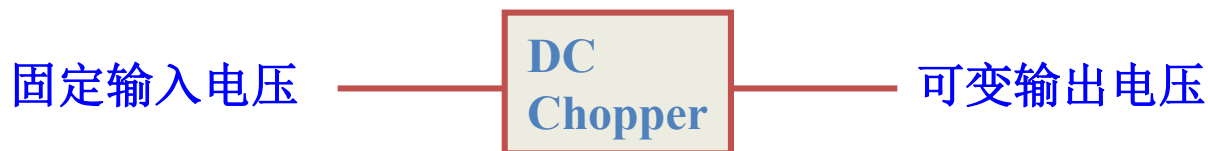
并联型有源电力滤波器

开关电源电路

- 整流与滤波
- DC/DC变换
 - Buck型变换电路
 - Boost型变换电路
 - Buck-Boost型变换电路
 - 正激(Forward)变换电路
 - 反激型变换(Flyback Converter)电路
- 反馈控制与单级APFC电路
- 反激式开关电源的设计

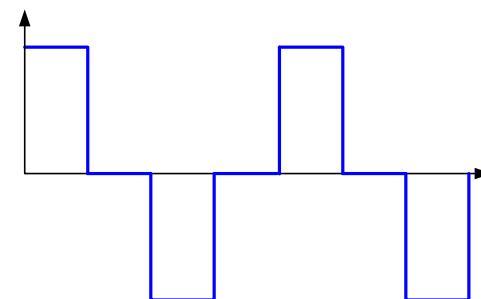


DC/DC变换电路



(1) 通过“斩波”，把输入的直流电压斩成幅值与输入电压幅值相等的脉冲电压。

脉冲的占空比由开关电源控制器来调节。



(2) 输入电压被斩成交流方波，其幅值就可以通过变压器升高或降低。

如通过增加变压器的二次绕组数就可以增加输出的电压值。
交流波形经过整流滤波后得到直流输出电压。

关键是利用功率开关晶体管，通过PWM技术，实现对输入直流电压的“斩波”

DC/DC变换电路

业已发展了10多种DC/DC变换器电路：

非隔离型结构：

Buck型变换电路

Boost型变换电路

Buck-Boost型变换电路

隔离型结构：

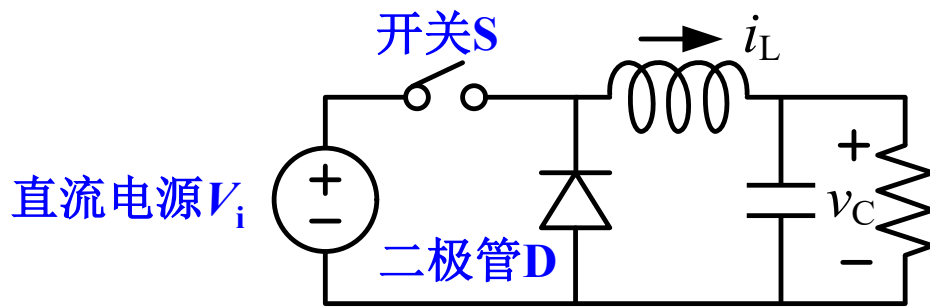
正激(Forward)变换电路

反激型变换(Flyback Converter)电路

分析中假定：

S周期性接通、关断， i_L 、 v_C 随时间按指数增长或衰减；

如果时间常数 RC 、 L/R 远大于接通—关断周期 T ， i_L 、 v_C 随时间 t 的变化可简化为线性增长或线性衰减。



Buck型变换器

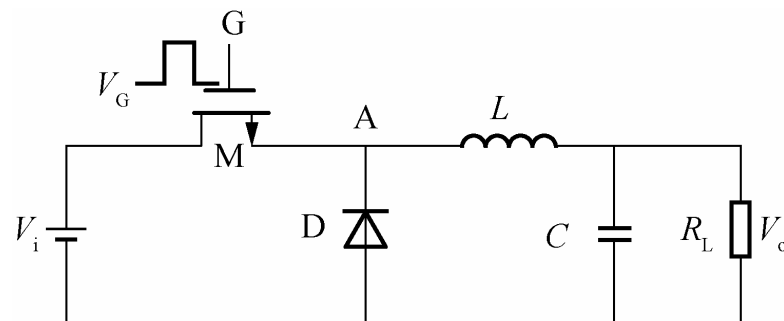
M: 起开关作用的功率晶体管;
D: 续流二极管; **R_L**: 负载;
L: 储能电感; **C**: 滤波电容;
V_G: PWM控制器输出的方波脉冲

两种工作模式:

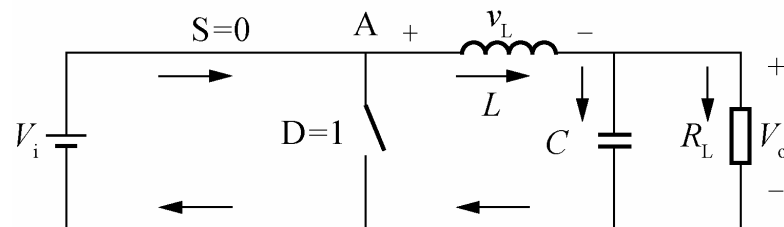
模式(0,1): **V_G**高电平, **M**导通, **D**截止
模式(1,0): **V_G**低电平, **M**截止, **D**导通

电感L的作用:

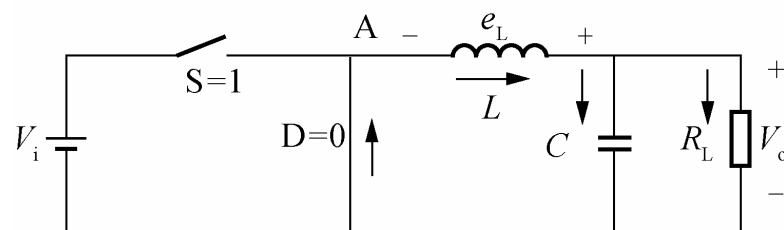
在**M**导通期间(**T_{on}**), 限制大电流通过, 防止输入电压**V_i**直接加到负载**R_L**上, 对负载进行电压冲击, 同时将流过电感的电流**i_L**转化成磁能进行能量存储。



(a) Buck型DC/DC变换器拓扑结构



(b) 模式(0,1)时的等效电路



(c) 模式(1,0)时的等效电路

Buck型变换器

模式(1,0): V_G 低电平, M截止, D导通

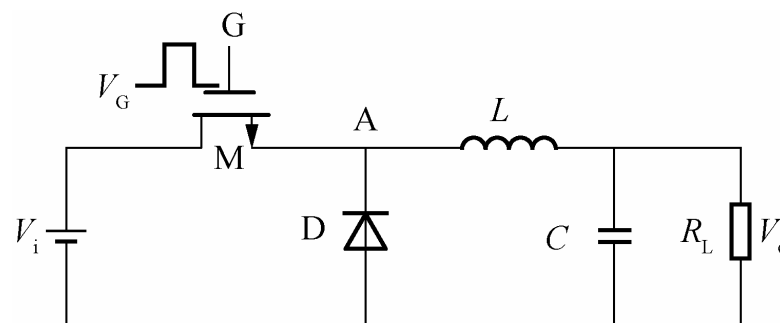
电感 L 产生电动势 e_L , 把磁能转化成电流 i_L 继续向负载 R_L 提供能量输出。

(流过电感的电流 i_L 不能突变)

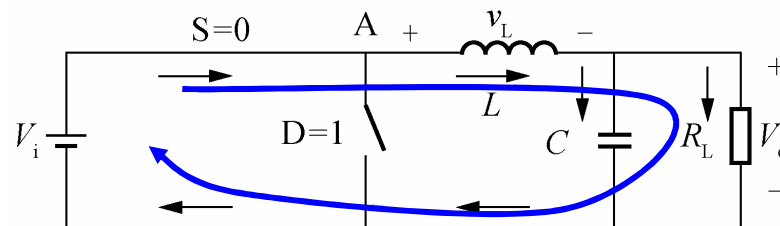
D在M关断期间(T_{off}), 给电感 L 释放能量提供电流通路, 故称为续流二极管。

电容 C 的作用:

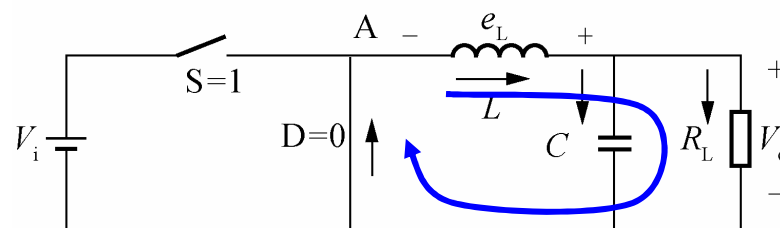
在M导通期间(T_{on}), 把流过电感 L 的部分电流转化成电荷进行存储; 在M关断期间(T_{off}), 把电荷转化成电流继续向负载 R_L 提供能量输出。



(a) Buck型DC/DC变换器拓扑结构



(b) 模式(0,1)时的等效电路



(c) 模式(1,0)时的等效电路

Buck型变换器

模式(0,1): V_G 高电平, M导通, D截止
 假设 t_0 时刻: M刚好开通, D刚好截止

$$V_i - V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

电感电流线性上升

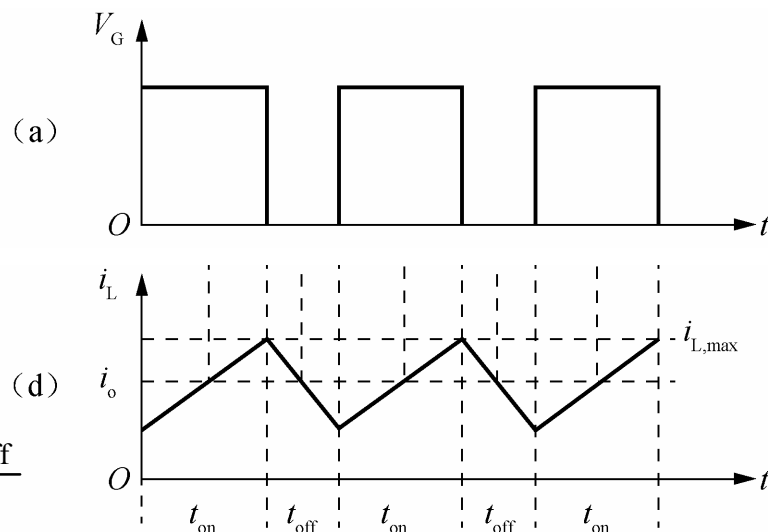
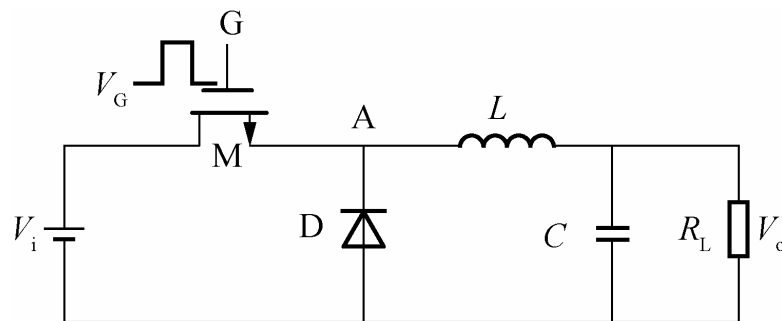
$$V_i - V_o = L \frac{i_{L,\max} - i_{L,\min}}{T_{\text{on}}} = L \frac{\Delta i_{L,\text{on}}}{T_{\text{on}}}$$

模式(0,1): V_G 高电平, M导通, D截止

$$0 - V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

电感电流线性下降

$$V_o = -L \frac{i_{L,\min} - i_{L,\max}}{T_{\text{off}}} = L \frac{i_{L,\max} - i_{L,\min}}{T_{\text{off}}} = L \frac{\Delta i_{L,\text{off}}}{T_{\text{off}}}$$



电路达到稳定时 $\Delta i_{L,\text{on}} = \Delta i_{L,\text{off}} = \Delta i_L$

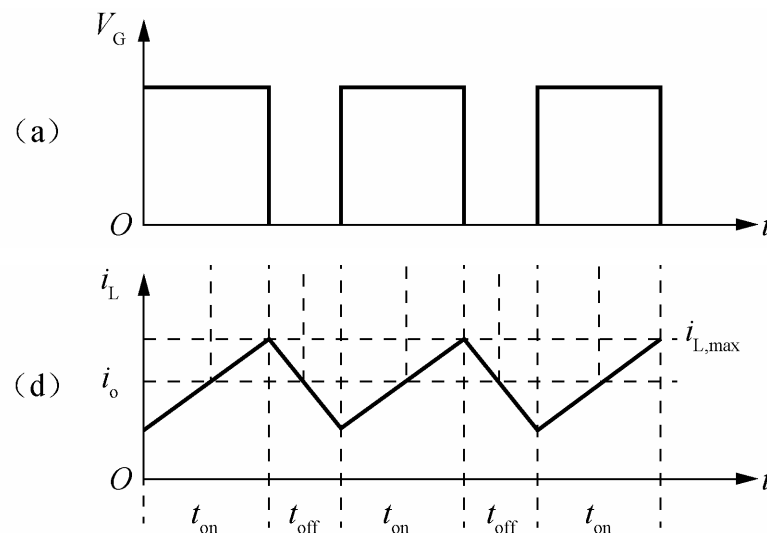
Buck型变换器

$$\left. \begin{aligned} V_i - V_o &= L \frac{\Delta i_{L,on}}{T_{on}} \\ V_o &= L \frac{\Delta i_{L,off}}{T_{off}} \\ \Delta i_{L,on} &= \Delta i_{L,off} = \Delta i_L \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_o = \alpha V_i \quad \alpha = \frac{T_{on}}{T} \quad \begin{array}{l} \text{占空比} \\ T \text{ 为工作周期} \end{array}$$

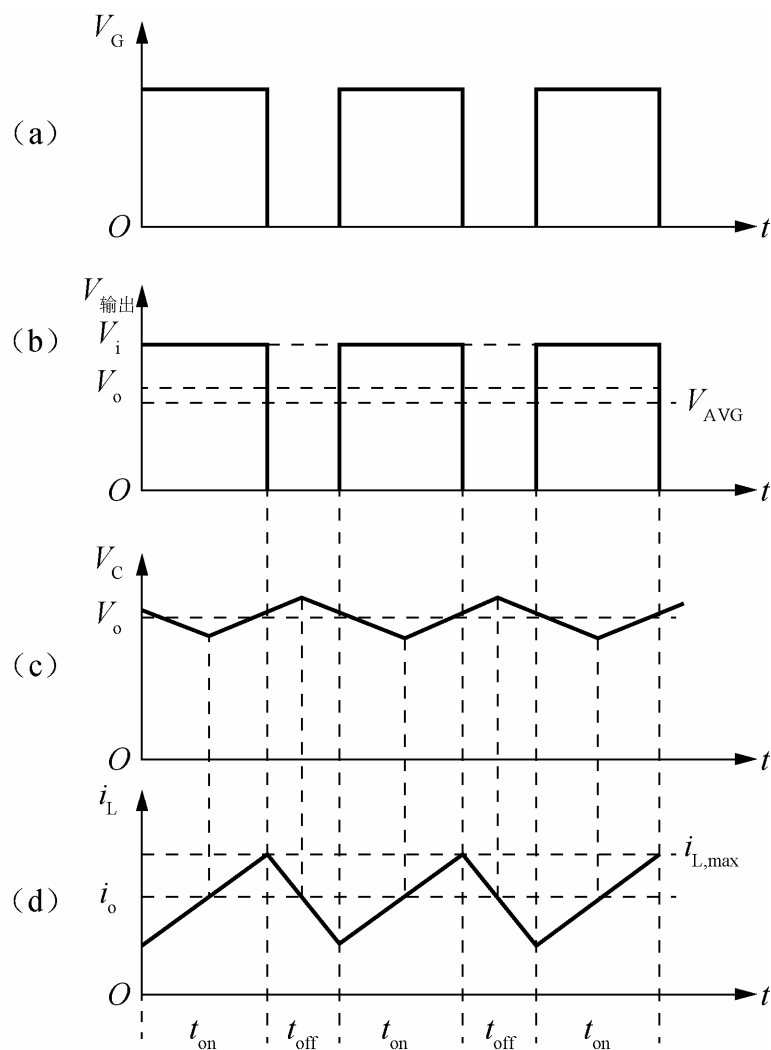
占空比<1，所以输出电压低于输入电压

输出平均电流

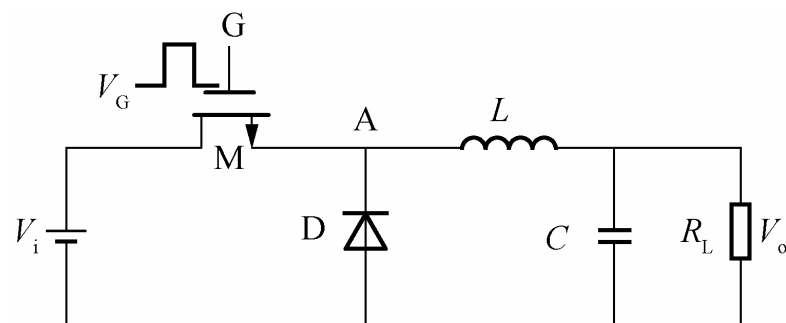
$$I_L = \frac{1}{2}(I_{L,max} - I_{L,min})$$



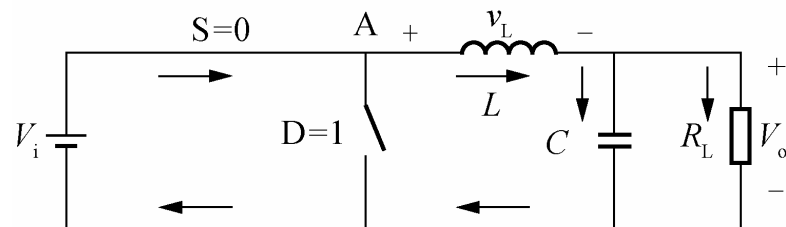
Buck型变换器



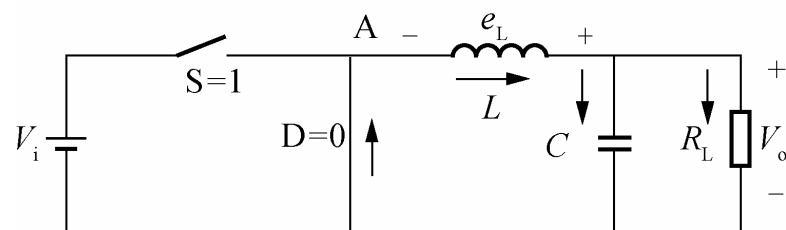
关键节点电压、支路电流波形



(a) Buck型DC/DC变换器拓扑结构



(b) 模式(0,1)时的等效电路



(c) 模式(1,0)时的等效电路

Boost型变换器

M: 起开关作用的功率晶体管;

D: 续流二极管; **R_L**: 负载

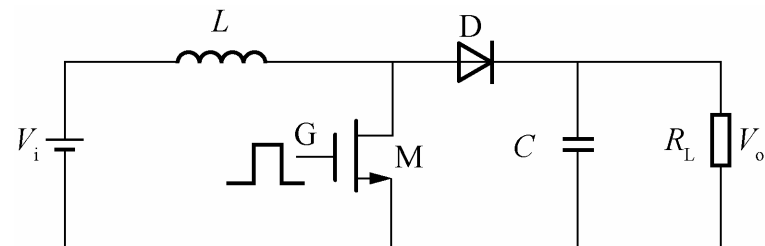
两种工作模式:

模式(0,1): V_G 高电平, **M** 导通, **D** 截止

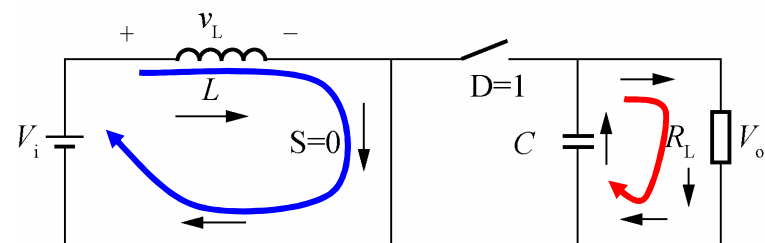
输入电压 V_i 给电感 **L** 充电储能, 但没有传到输出端; 此时, 电容 **C** 给负载 **R_L** 供电。

模式(1,0): V_G 低电平, **M** 截止, **D** 导通

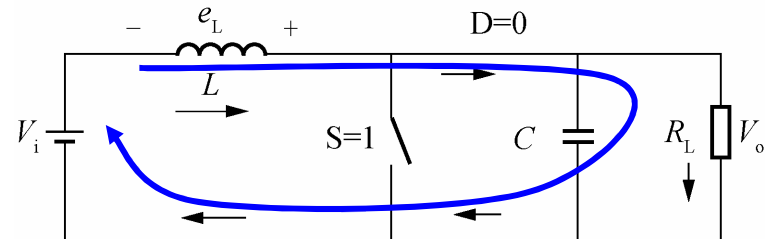
电感 **L** 通过二极管 **D** 续流, 电感上的感应电动势和电源同时给负载 **R_L** 供电, 实现升压的功能。



(a) Boost型DC/DC变换器拓扑结构



(b) 模式(0,1)时等效电路



(c) 模式(1,0)时等效电路

Boost型变换器

模式(0,1):

$$V_i = L \frac{di_L}{dt}, \quad i_L = \frac{1}{L} \int V_i dt$$

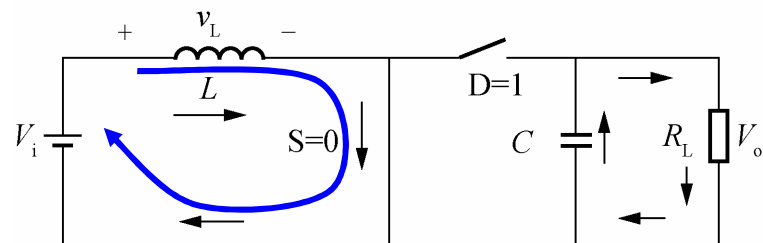
M导通期间（导通时间 T_{on} ）的电流增量

$$\Delta i_{L1} = \frac{1}{L} \int_0^{T_{on}} V_i dt = \frac{V_i}{L} T_{on} = \frac{V_i}{L} \alpha_1 T$$

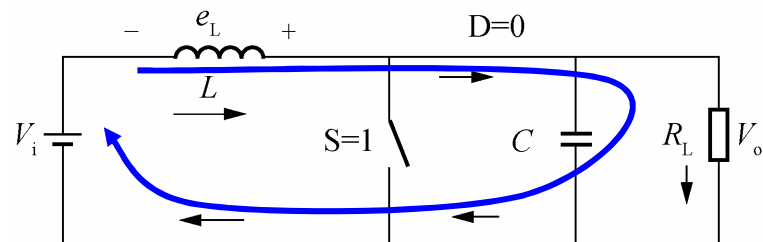
$$\alpha_1 = \frac{T_{on}}{T} \quad \begin{array}{l} \text{导通占空比} \\ \text{T为工作周期} \end{array}$$

M导通结束时电流达到最大值

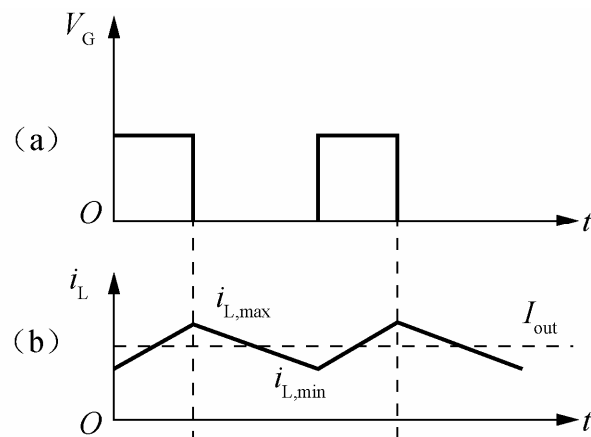
$$i_{L,max} = \frac{V_i}{L} \alpha_1 T + i_{L,min}$$



(b) 模式(0,1)时等效电路



(c) 模式(1,0)时等效电路



Boost型变换器

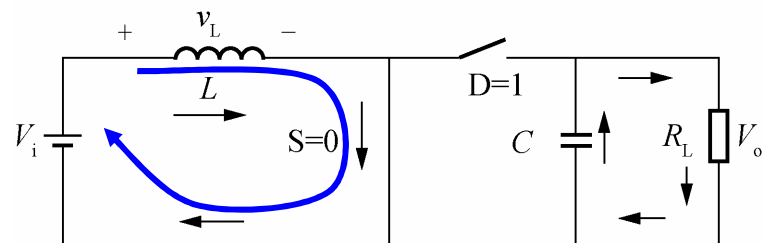
模式(1,0):

$$V_o - V_i = L \frac{di_L}{dt}$$

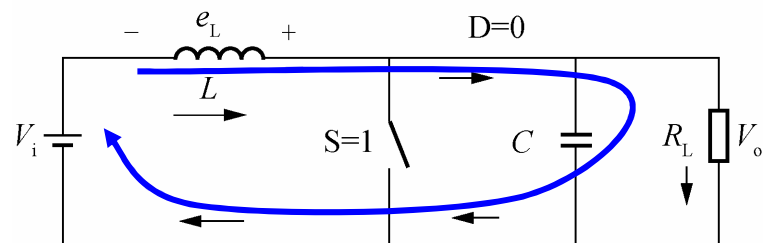
M截止期间（截止时间 T_{off} ）的电流减少量

$$\begin{aligned} \Delta i_{L2} &= \frac{1}{L} \int_{\alpha_1 T}^T (V_o - V_i) dt \\ &= \frac{V_o - V_i}{L} (1 - \alpha_1) T = \frac{V_o - V_i}{L} \alpha_2 T \end{aligned}$$

$$\alpha_2 = \frac{T_{off}}{T} \quad \begin{array}{l} \text{关断占空比} \\ T \text{ 为工作周期} \end{array}$$



(b) 模式(0,1)时等效电路

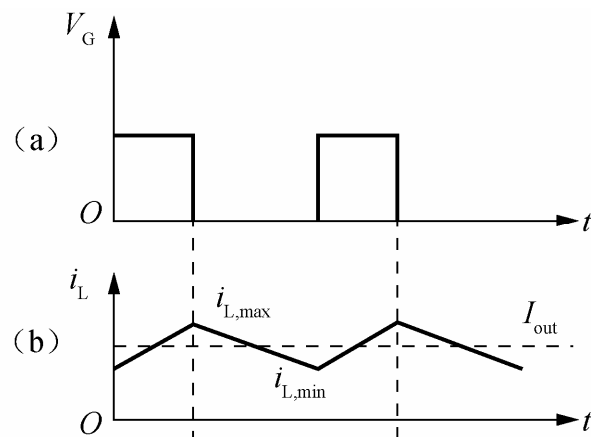


(c) 模式(1,0)时等效电路

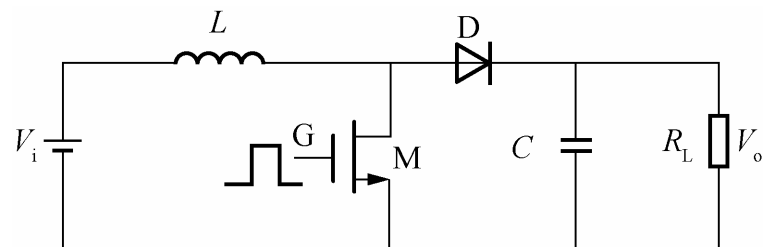
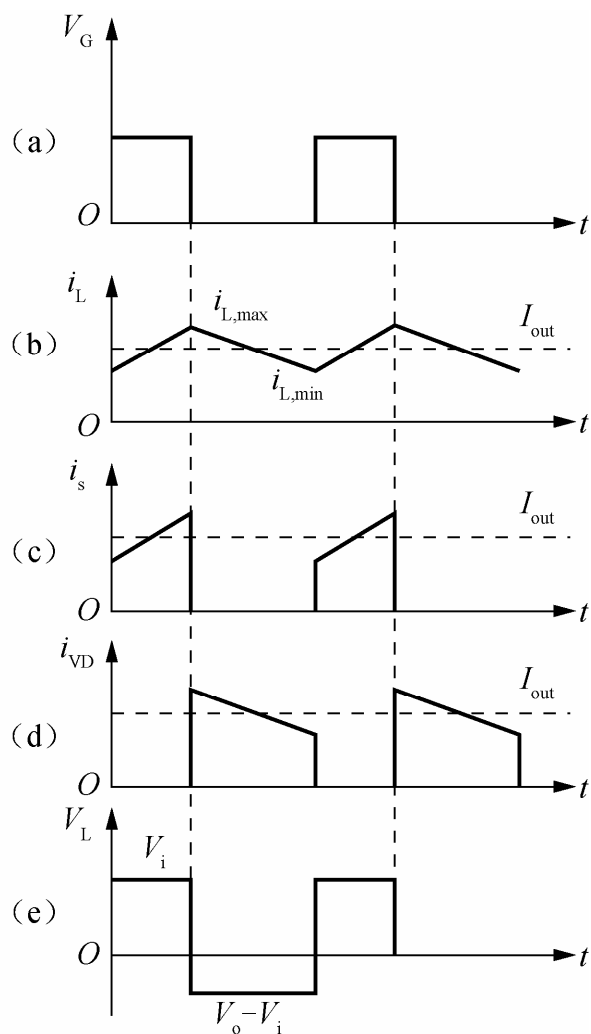
电路达到稳定时 $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2}$

$$\frac{V_i}{L} \alpha_1 T = \frac{V_o - V_i}{L} \alpha_2 T \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha_1}$$

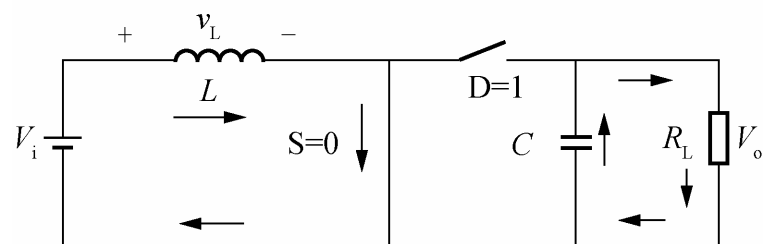
输出电压 V_o 总是大于输入电压 V_i



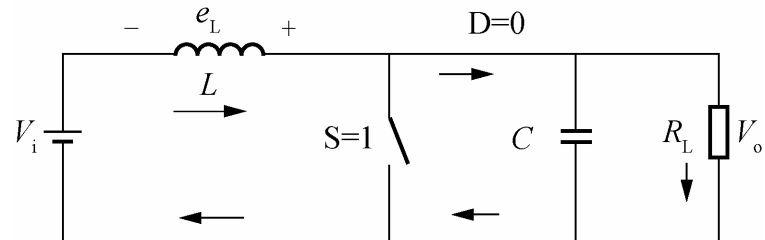
Boost型变换器



(a) Boost型DC/DC变换器拓扑结构



(b) 模式(0,1)时等效电路



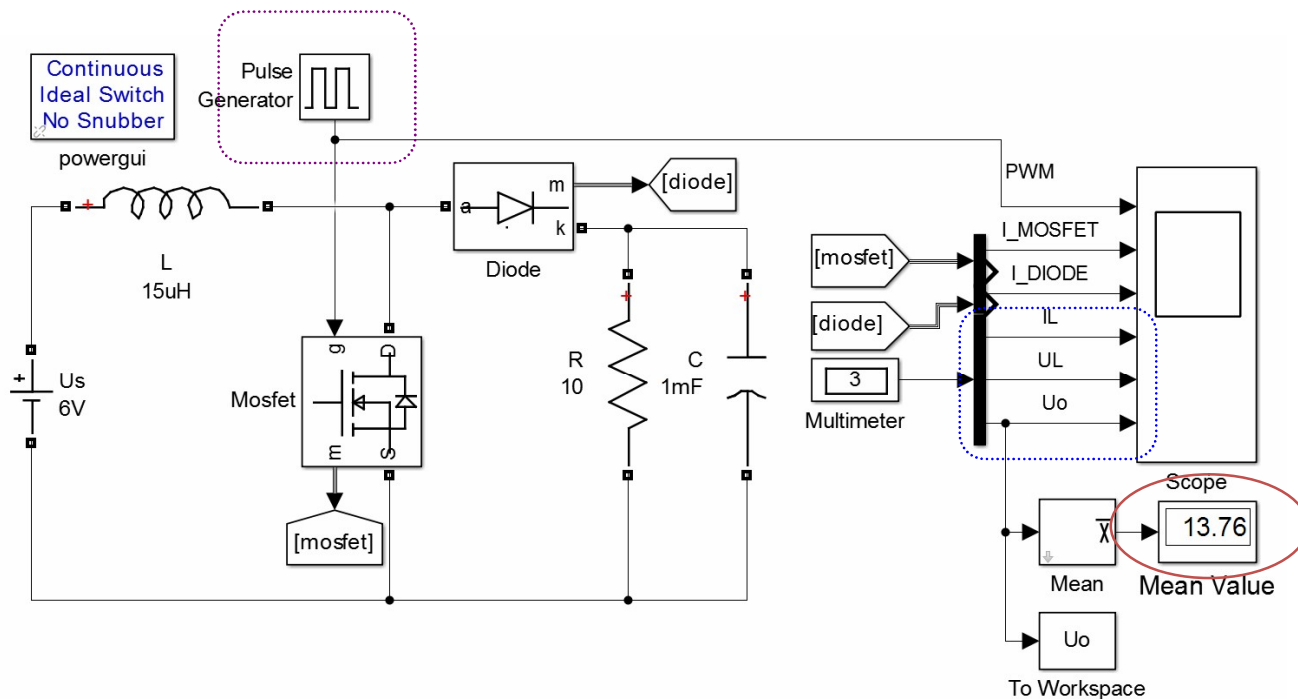
(c) 模式(1,0)时等效电路

关键节点电压、支路电流波形

Boost型变换器Simulink仿真

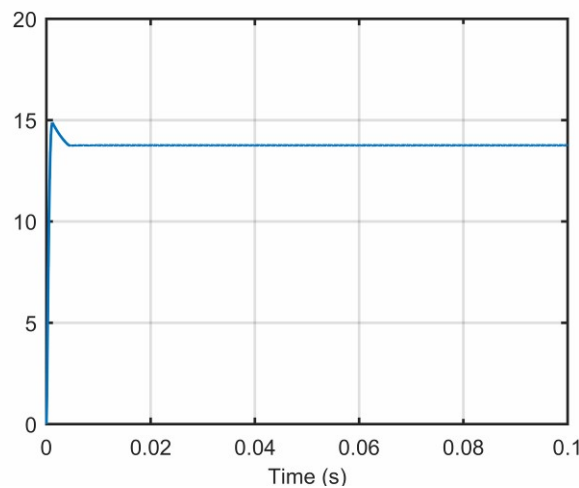
幅值：1；周期： $25\mu\text{s}$
占空比：60%

IL：电感L电流；UL：电感L两端电压
Uo：电容C两端电压，即输出电压V_o。



仿真时间：0.1s，仿真算法选择ode23t

Boost型变换器



输出电压 V_o 平均值为**13.76V**。

该电压值与**15V**的差异主要源于Simulink中的器件模型已经考虑了寄生效应。

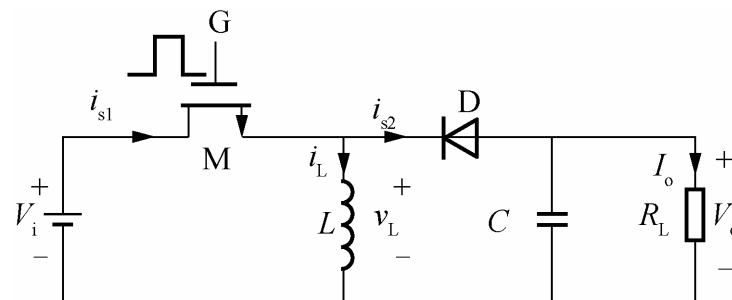
电压纹波系数**0.16%**。

Buck-Boost型变换器

可实现电压变换及极性反转，输出电压既能高于输入电压，也能低于输入电压。

M: 起开关作用的功率晶体管;

D: 续流二极管; R_L : 负载



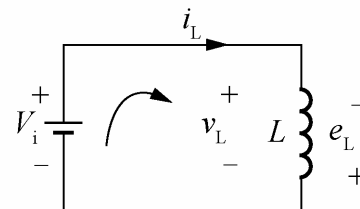
(a) Buck型DC/DC变换器拓扑结构

两种工作模式:

模式(0,1): V_G 高电平

M导通 (导通时间 t_{on}) , **D**截止

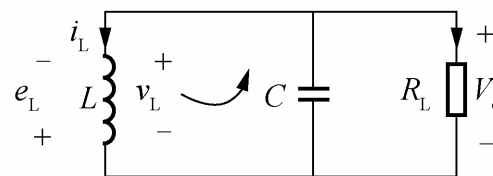
$$v_L|_{t_{on}} = -e_L = V_i$$



(b) 模式(0,1)时等效电路

模式(1,0): V_G 低电平

M截止 (截止时间 t_{off}) , **D**导通



(c) 模式(1,0)时等效电路

$$v_L|_{t_{off}} = V_o$$

Buck-Boost型变换器

稳定工作时：一个周期内 v_L 的平均值应为0

$$v_L|_{t_{on}} + v_L|_{t_{off}} = 0$$

$$\rightarrow \alpha V_i + (1-\alpha)V_o = 0$$

由上式得到

$$V_o = -\frac{\alpha}{1-\alpha} V_i = k_v V_i$$

$$k_v = -\frac{\alpha}{1-\alpha}$$

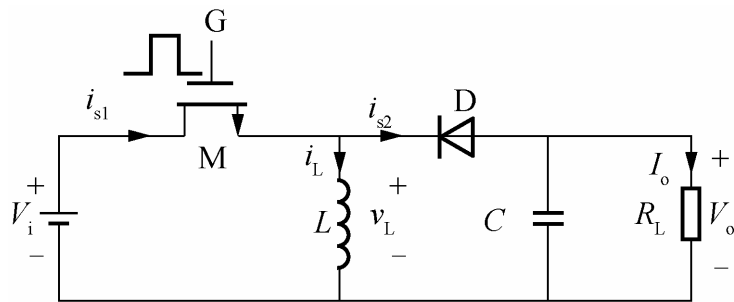
电压变换系数

$$\alpha = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_c}$$

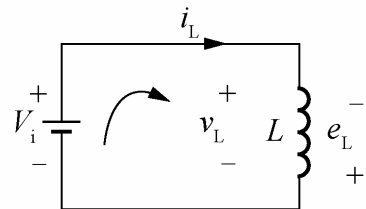
占空比

1. k_v 负数表示输出电压极性反转

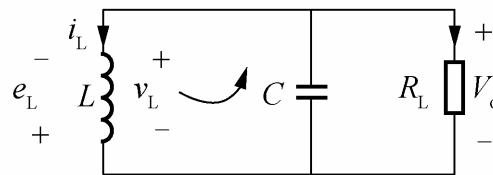
2. 控制占空比可得到不同的 k_v ，即不同大小输出电压



(a) Buck型DC/DC变换器拓扑结构



(b) 模式(0,1)时等效电路



(c) 模式(1,0)时等效电路

Buck-Boost型变换器

稳定工作时:

M导通期间, i_L 从 i_{Lmin} 线性上升至 I_{Lmax}

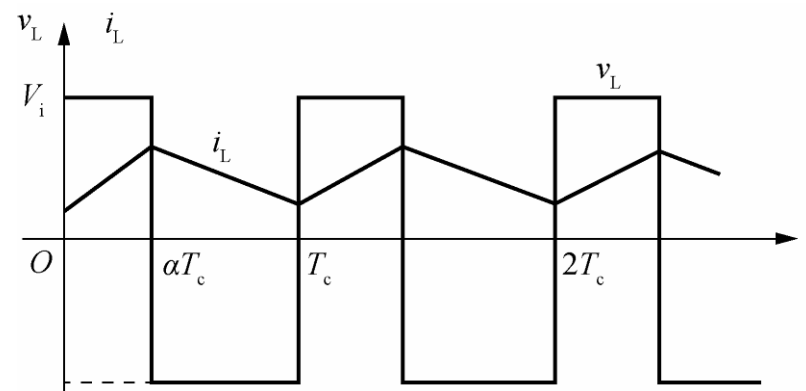
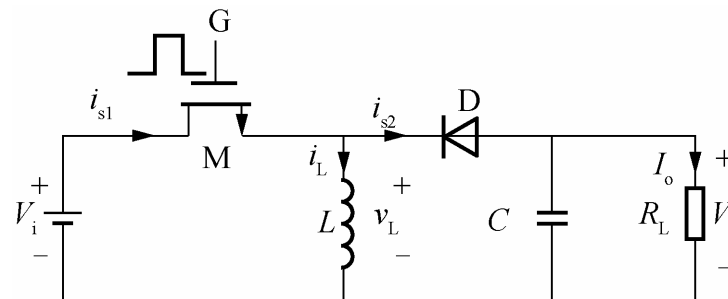
M截止期间, i_L 从 I_{Lmax} 线性下降至 i_{Lmin}

模式(0,1): $0 \leq t \leq \alpha T_c$

$$i_L = I_{Lmin} + \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{\alpha T_c} t$$

模式(1,0): $\alpha T_c \leq t \leq T_c$

$$i_L = I_{Lmax} - \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{(1-\alpha)T_c} (t - \alpha T_c)$$



正激式变换器

正激式变换器增加了高频变压器，实现了二次侧与一次侧的隔离。

D_2 ：整流二极管； D_1 ：续流二极管

M导通时： D_2 导通，除向负载供电，还把一部分能量储存在L与C中，此时 D_1 截止。

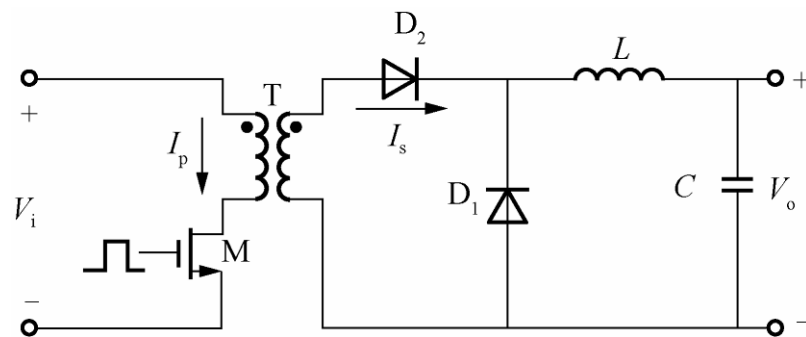
M关断时： D_2 截止， D_1 导通，储存在L中的能量经过 D_1 构成回路向负载供电，使电压趋于恒定。

开关管M导通时，高频变压器只传输能量，不存储能量。

适合输出低压大电流，输出电压 V_o 为

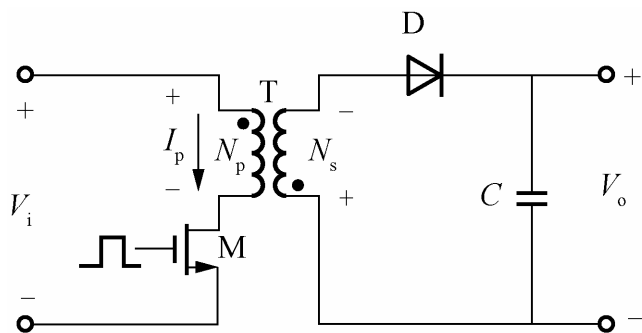
$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \frac{t}{T} V_1 = \frac{N_s}{N_p} \alpha V_1$$

V_1 ：输入电压； N_p 、 N_s ：变压器原、副边绕组匝数；
 t ：M导通时间； T ：工作周期； α ：占空比

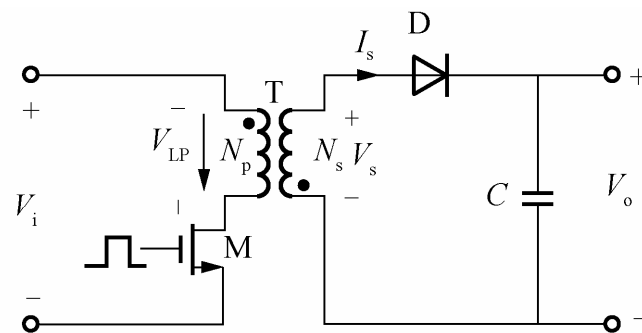


反激式变换器

凡开关管M截止时负载有能量输出的统称为反激式变换器。



(a) M 导通状态



(b) M 截止状态

开关管M导通时，高频变压器相当于储能电感，在M截止时将能量传给二次侧。

特点：(1) 可以连续模式或不连续模式工作；(2) 输出电压低于或高于输入电压取决于变压器的匝数比；(3) 增加二次绕组和相关电路可以获得多路输出。

反激式变换器

M导通期间:

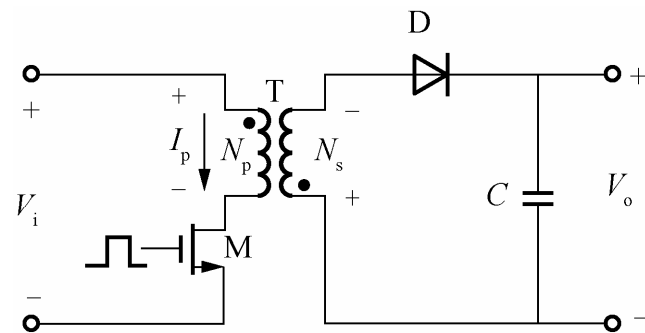
$$V_s = -\frac{N_s}{N_p} V_i$$

$$I_{p,\max} = I_{p,\min} + t_{\text{on}} \frac{V_i}{L_p}$$

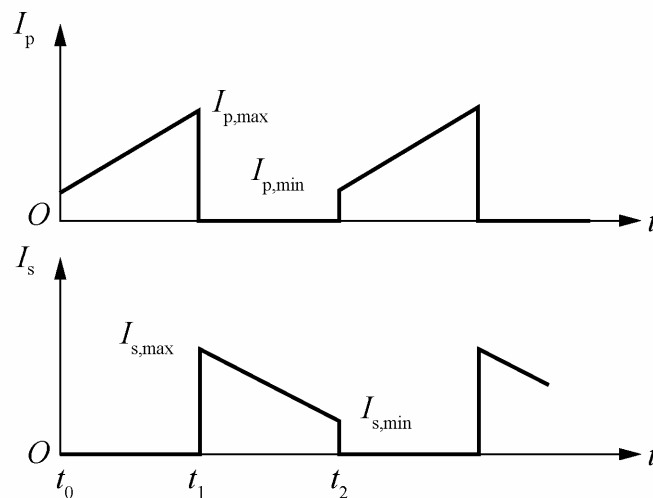
磁通增量

$$\Delta \Phi_{(+)} = \frac{V_i t_{\text{on}}}{N_p} = \frac{V_i}{N_p} \alpha T$$

$$\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T} \quad \text{占空比, } T \text{ 为工作周期}$$



(a) M 导通状态



反激式变换器

M导通期间:

$$V_s = -\frac{N_s}{N_p} V_i$$

$$I_{p,\max} = I_{p,\min} + t_{\text{on}} \frac{V_i}{L_p}$$

磁通增量

$$\Delta \Phi_{(+)} = \frac{V_i t_{\text{on}}}{N_p} = \frac{V_i}{N_p} \alpha T$$

$$\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T} \quad \text{占空比, } T \text{ 为工作周期}$$

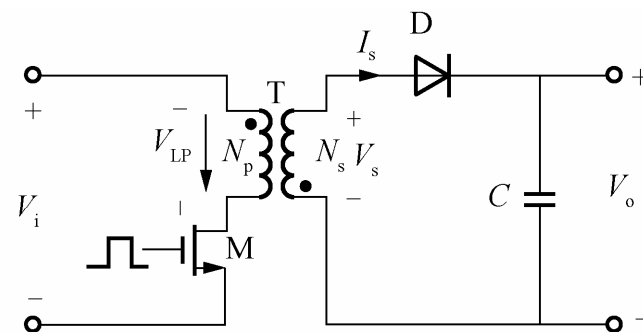
M截止期间: 二次电流从 $I_{s,\max}$ 下降至 $I_{s,\min}$

$$I_{s,\min} = I_{s,\max} - \frac{V_s}{L_s} t_{\text{off}}$$

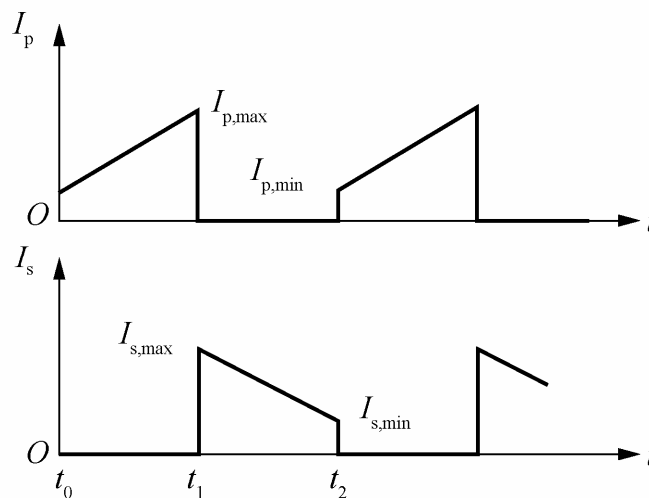
$$V_o = V_s \quad I_{s,\min} = I_{s,\max} - \frac{V_o}{L_s} t_{\text{off}} = I_{s,\max} - \frac{V_o}{L_s} (1 - \alpha) T$$

磁通减少量

$$\Delta \Phi_{(-)} = \frac{V_o t_{\text{off}}}{N_s} = \frac{V_o}{N_s} (1 - \alpha) T$$



(b) M 截止状态

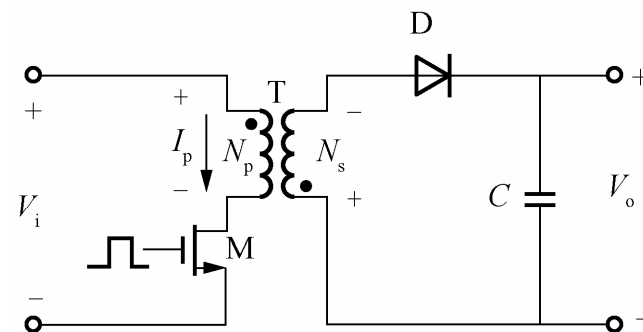


反激式变换器

$$\Delta\Phi_{(+)} = \Delta\Phi_{(-)} \Rightarrow \frac{V_i}{N_p} \alpha T = \frac{V_o}{N_s} (1-\alpha) T$$

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \frac{\alpha}{1-\alpha} V_i = \frac{n\alpha}{1-\alpha} V_i$$

($n=N_s/N_p$, 变压器变比)



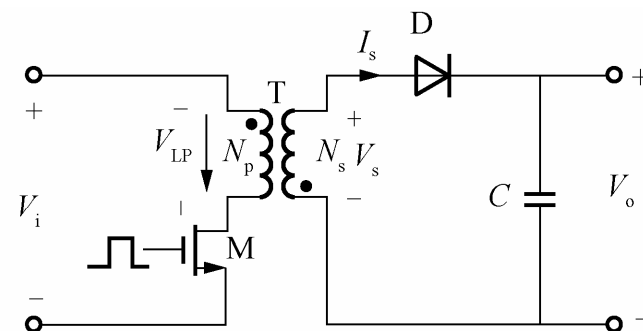
(a) M 导通状态

M截止时承受电压 V_M

$$V_M = V_i + \frac{N_p}{N_s} V_o = \frac{V_i}{1-\alpha}$$

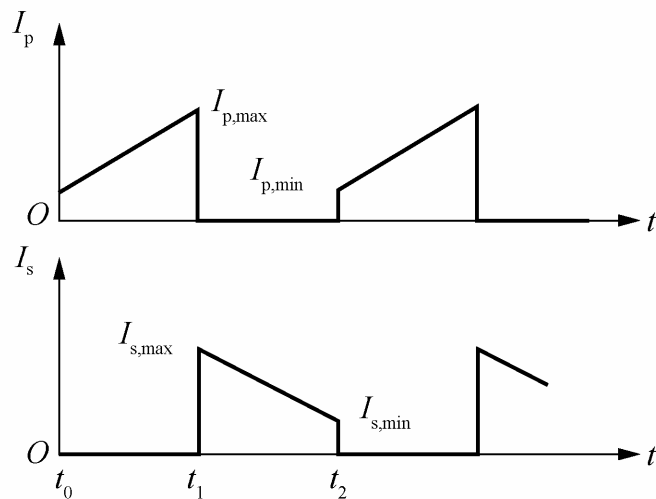
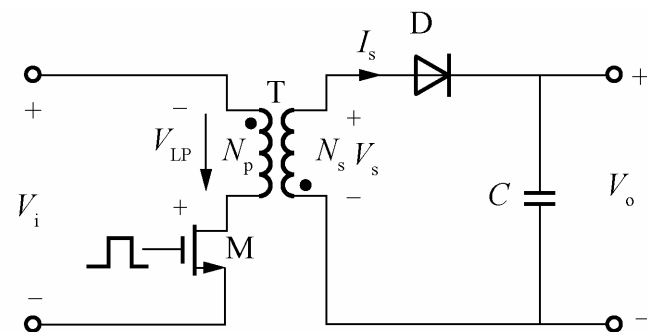
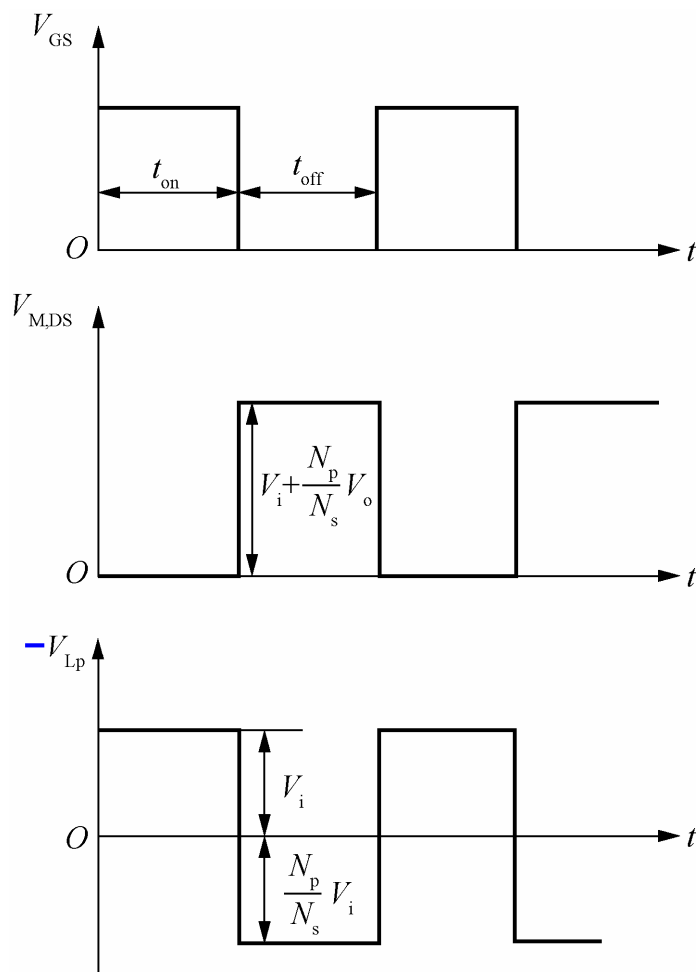
D截止时承受电压 V_{VD}

$$V_{VD} = V_o + \frac{N_s}{N_p} V_i = \frac{N_s}{N_p} \frac{V_i}{1-\alpha}$$



(b) M 截止状态

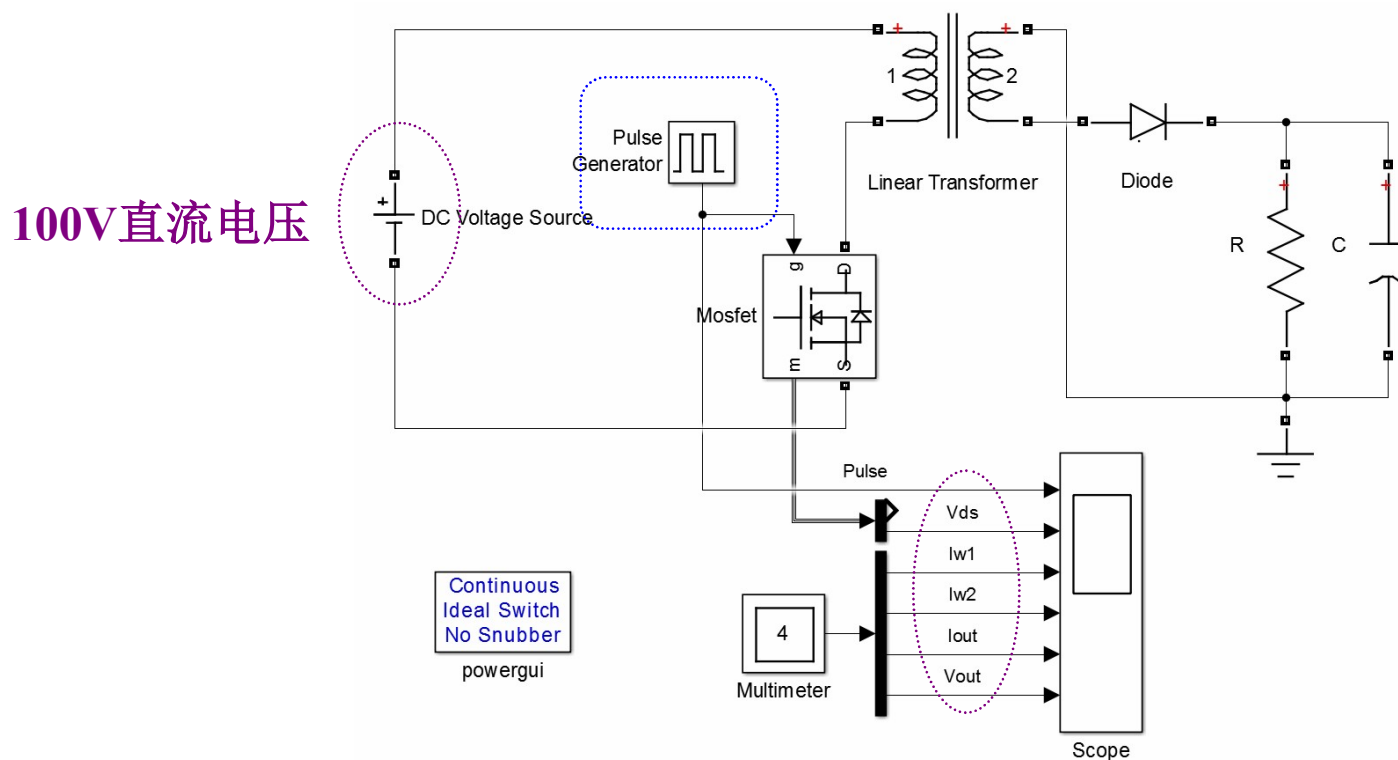
反激式变换器



关键节点电压、支路电流波形

反激式变换器Simulink仿真

改变占空比，可调控输出电压大小



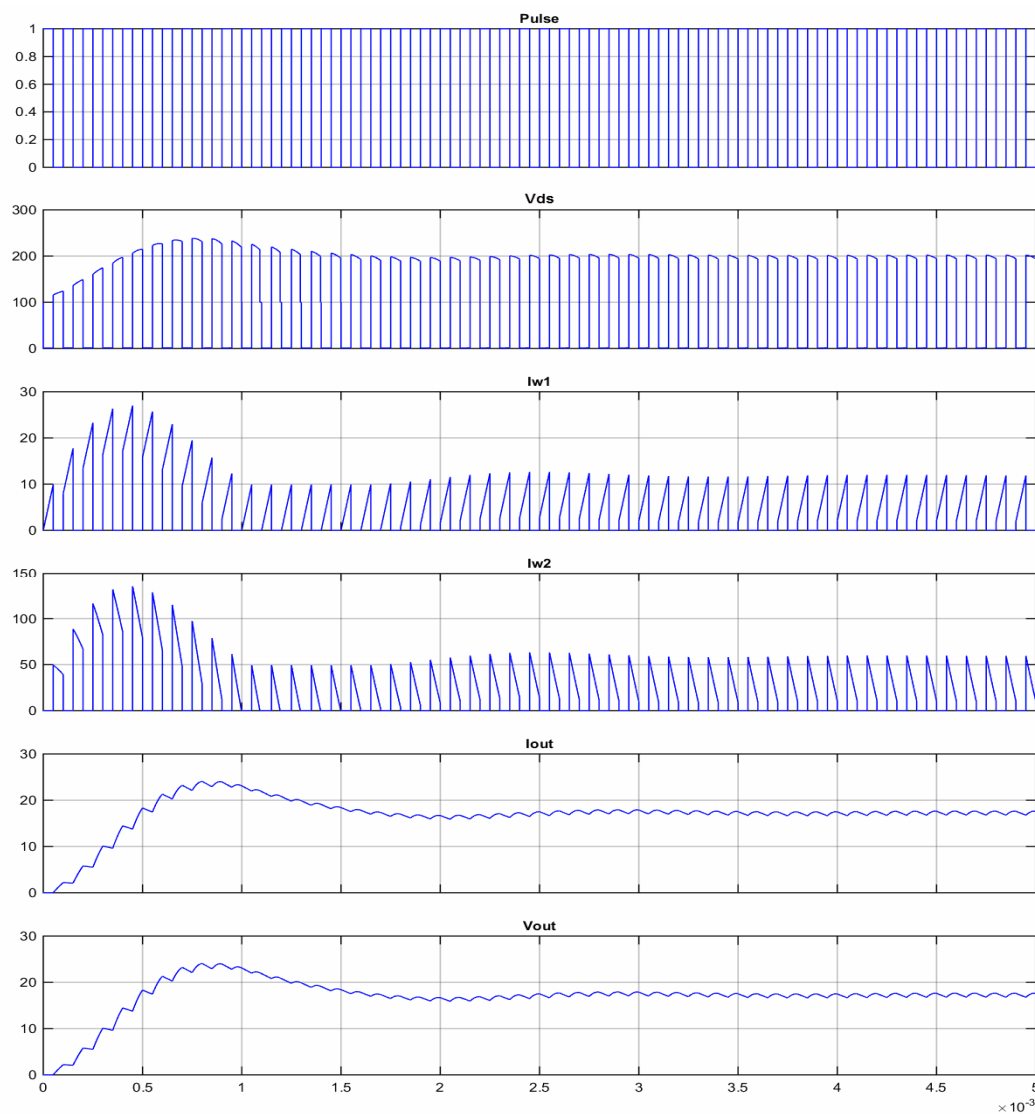
V_{ds} : 开关管电压

I_{w1} 、 I_{w2} : 变压器一次/二次侧电流

I_{out} : 负载电流; V_{out} : 负载电压

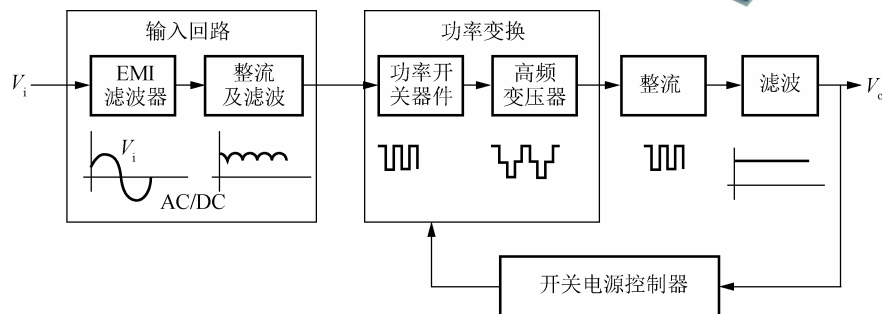
反激式变换器Simulink仿真

占空比50%
电流连续工作模式

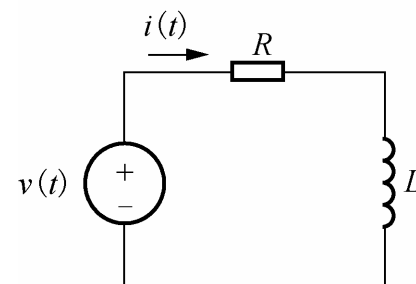
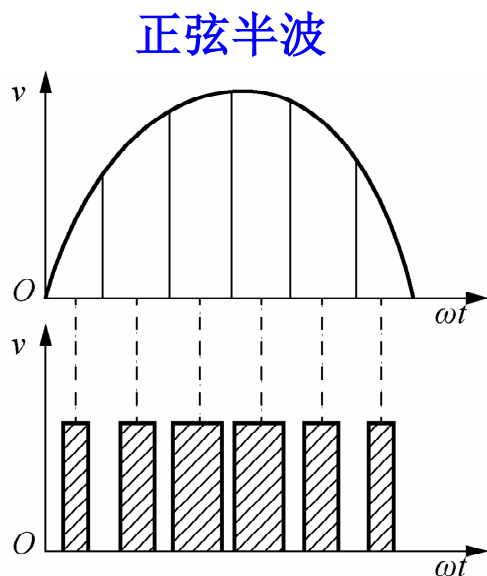


开关电源电路

- 整流与滤波
- DC/DC变换
- 反馈控制与单级APFC电路
 - PWM调制技术
 - 单级APFC电路
- 反激式开关电源的设计



PWM(脉冲宽度调制)技术应用之一 用PWM波代替正弦半波



PWM技术产生的
脉冲宽度按正弦波调制的波

当被调制的矩形脉冲面积等于正弦半波相应曲线下的那部分面积时，无论用正弦半波还是用脉宽按正弦调制的波替代 $e(t)$ 作用于RL电路，低频时效果相同。

面积等效原理

PWM通过一系列脉冲宽度调制来获得所需要的控制波形，其理论基础是面积等效原理。

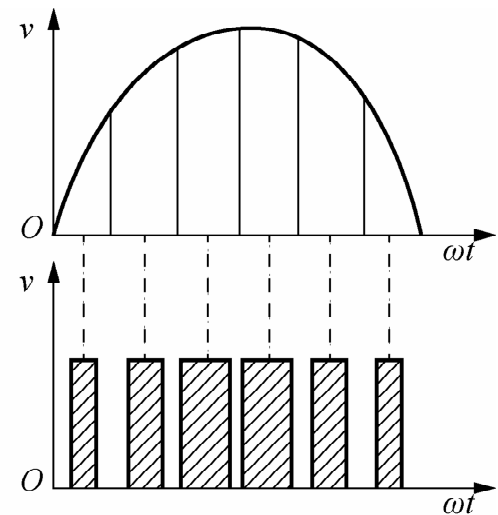
采样理论中的结论：

冲量相等、形状不同的窄脉冲，加在具有惯性（如电感、电容）的环节上，其效果基本相同。

冲量指窄脉冲面积。效果基本相同，指惯性环节的输出波形基本相同。

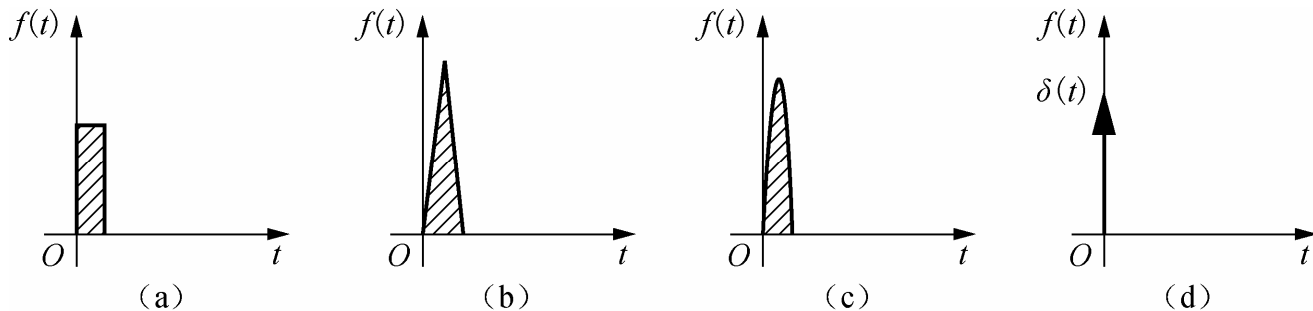
如果把各输出波形用傅里叶变换分析，其低频段非常接近，仅在高频段略有差异。

上述原理称为面积等效原理。

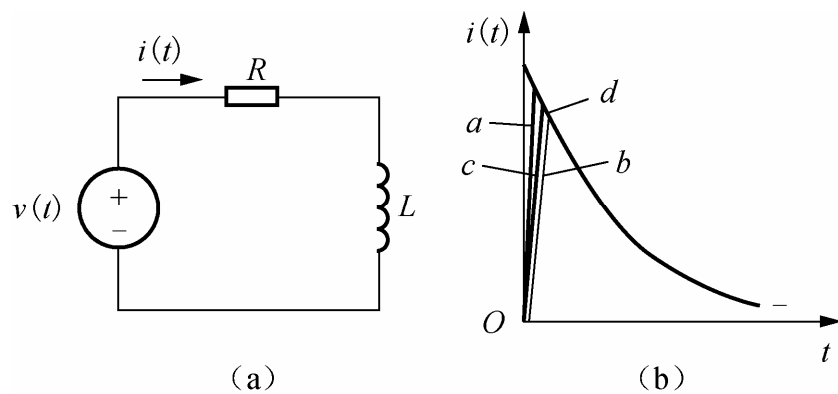


根据面积等效原理，正弦半波可以用一系列等幅不等宽脉冲等效替代。

面积等效原理

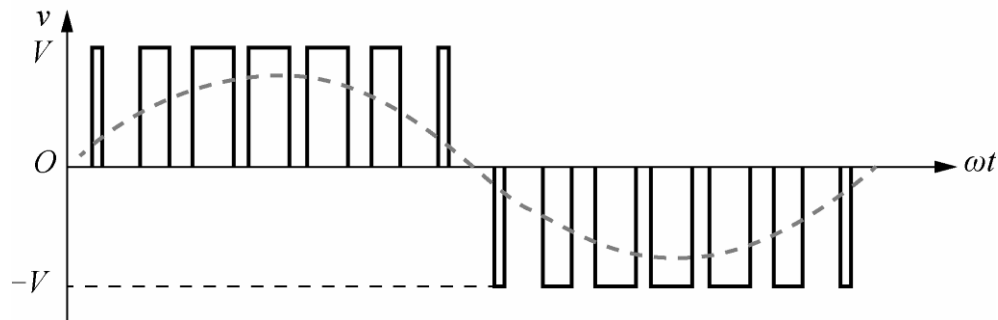


形状不同、冲量相同的各种窄脉冲

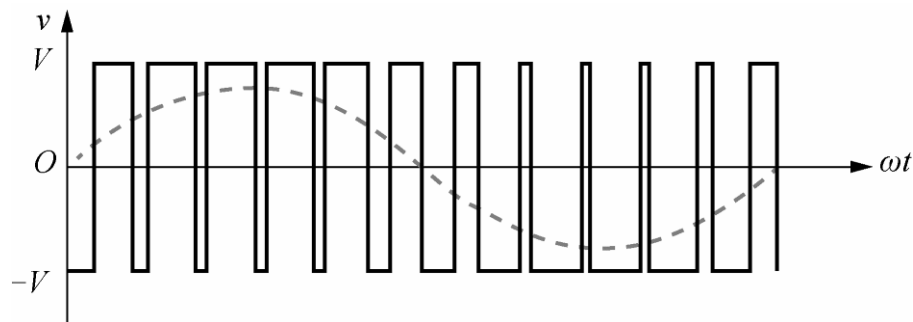


冲量相同的各种脉冲的响应波形

PWM波形和正弦波的等效

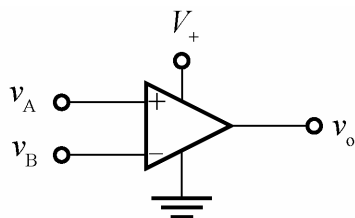


单极性PWM控制方式波形



双极性PWM控制方式波形

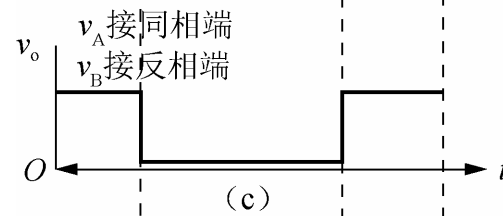
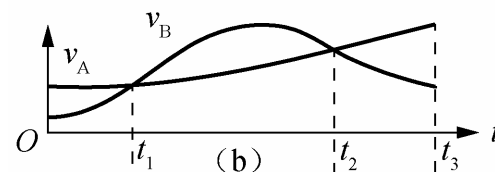
基于比较器的PWM调制器



$0 \sim t_1$: $v_A > v_B$, 输出高电平

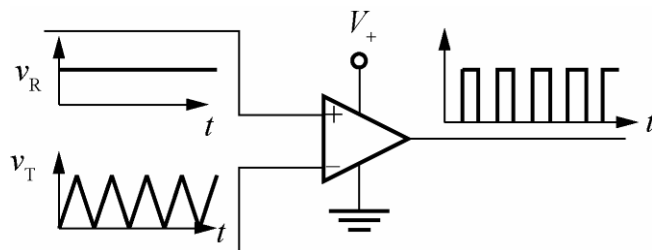
$t_1 \sim t_2$: $v_A < v_B$, 输出低电平

$t_2 \sim t_3$: $v_A > v_B$, 输出再次变为高电平



恒定电压

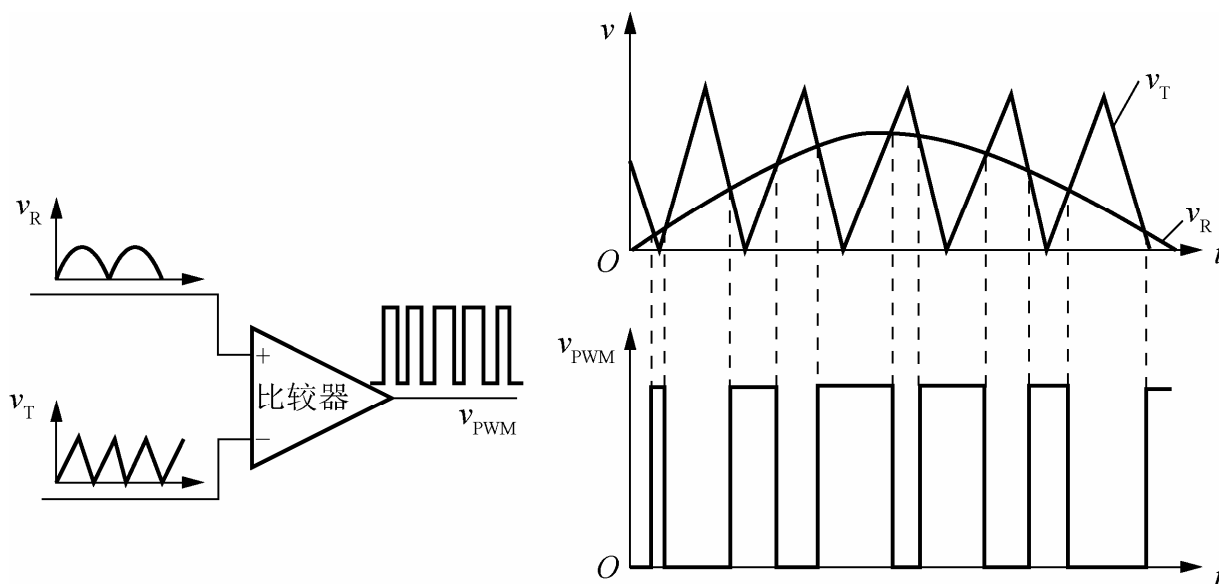
等腰三角波



多脉冲输出

脉宽调制电路

基于比较器的PWM调制器可以得到脉冲幅度相等但宽度按正弦规律变化的波形



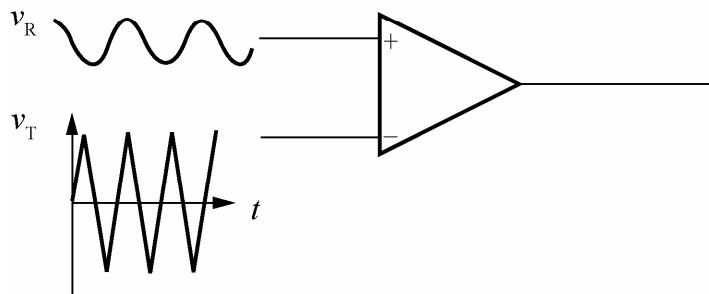
同相输入：希望调制的波形，称为调制波(正弦波)

反相输入：接受调制的信号，称为载波(通常为三角波)

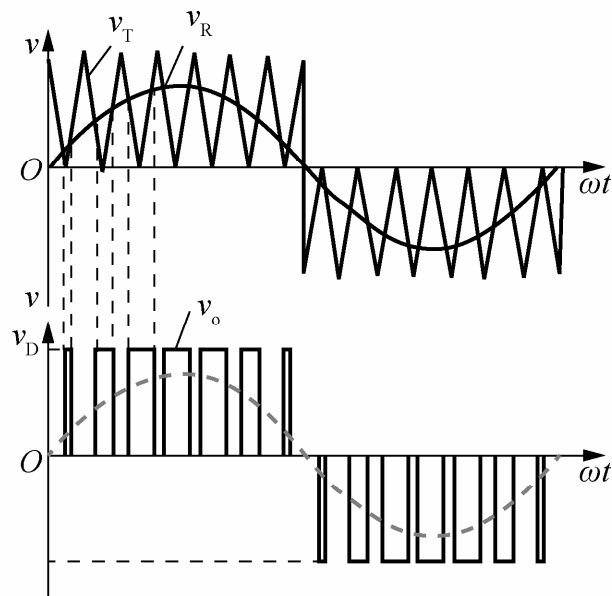
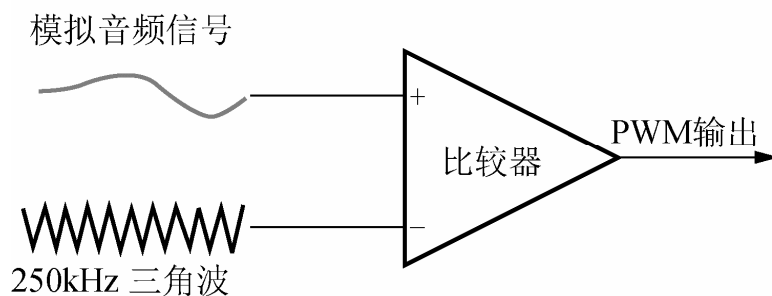
输出：PWM信号，其脉宽按调制波规律变化

脉宽调制电路

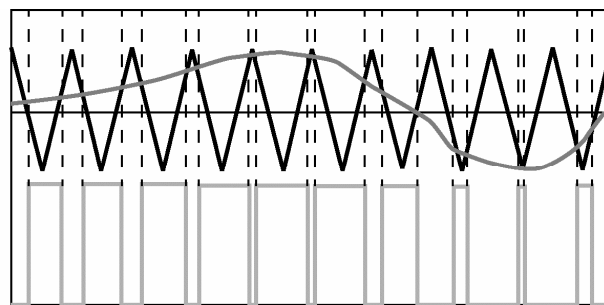
双极性正弦波



双极性锯齿波



双极性调制波形



脉冲宽度与音频信号幅度成比例的脉冲信号

有源功率因数校正(APFC)

如果直流输入电压由桥式整流和滤波电容电路提供，则输入电流不再是正弦波，而是在输入电压峰值附近出现尖峰。

功率因数一般只有0.5-0.65。给电网带来严重的谐波污染。

有源功率因数校正(APFC)：

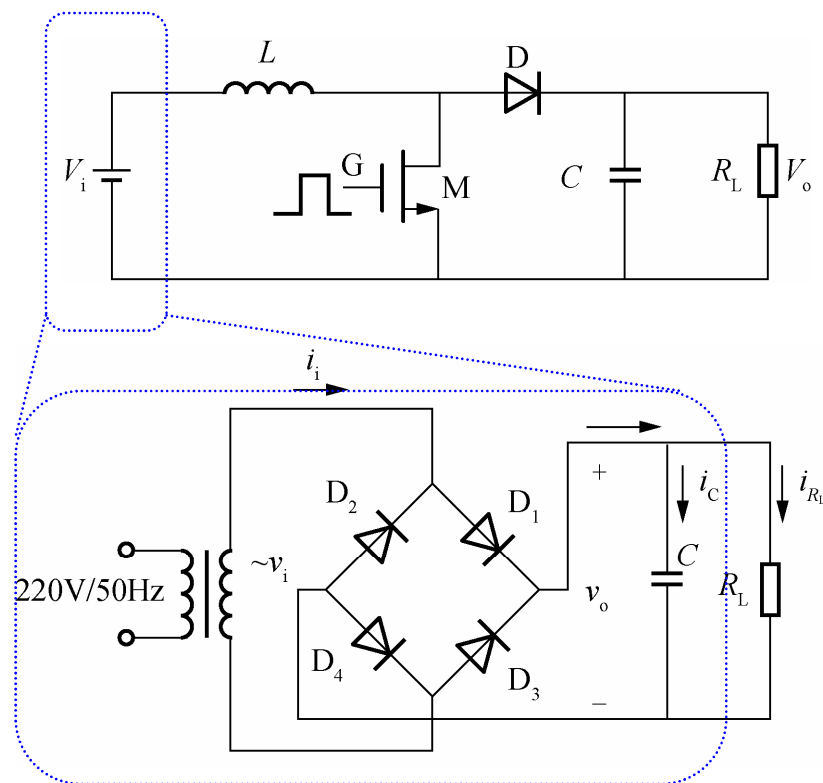
将DC/DC变换器接在桥式整流电路与滤波电容之间，使整流电路与滤波电容隔离；

采用适当的控制手段，使输入电流波形逼近正弦波形，降低电流畸变系数。

另一个角度：

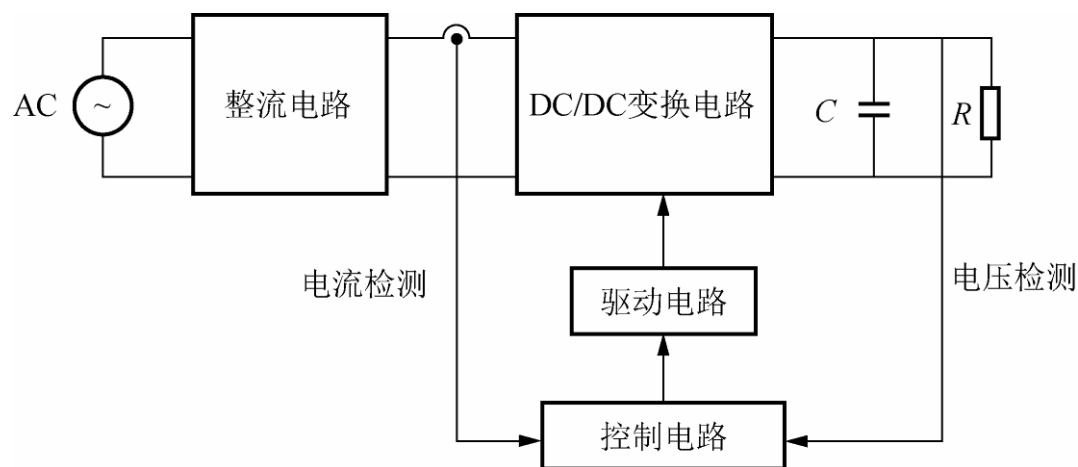
使整流电路的容性负载变为纯阻性负载，从而使输入电流由尖脉冲变为正弦波。

以Boost型DC/DC变换器为例



有源功率因数校正(APFC)

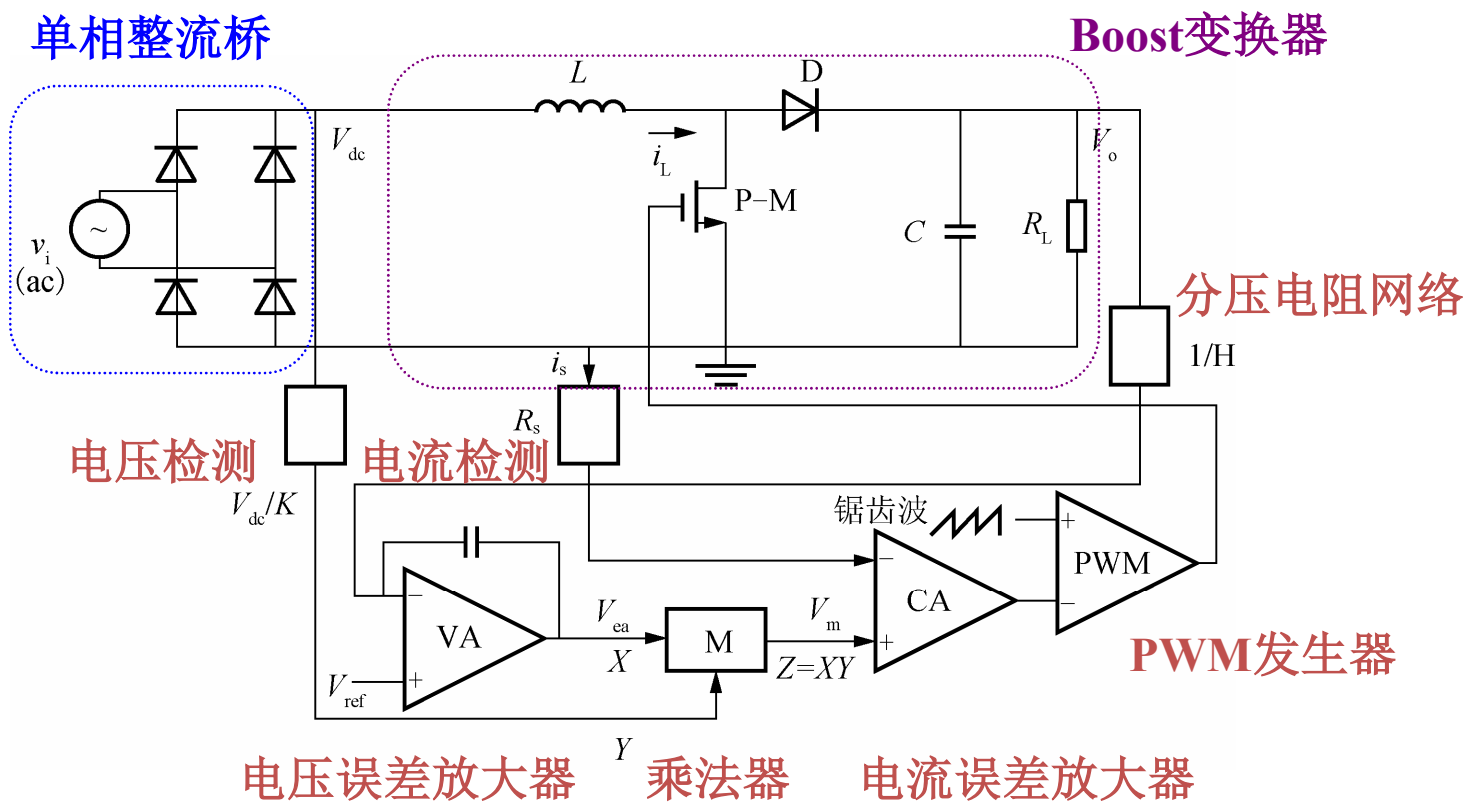
采用适当的控制手段，使输入电流波形逼近正弦波形，降低电流畸变系数：



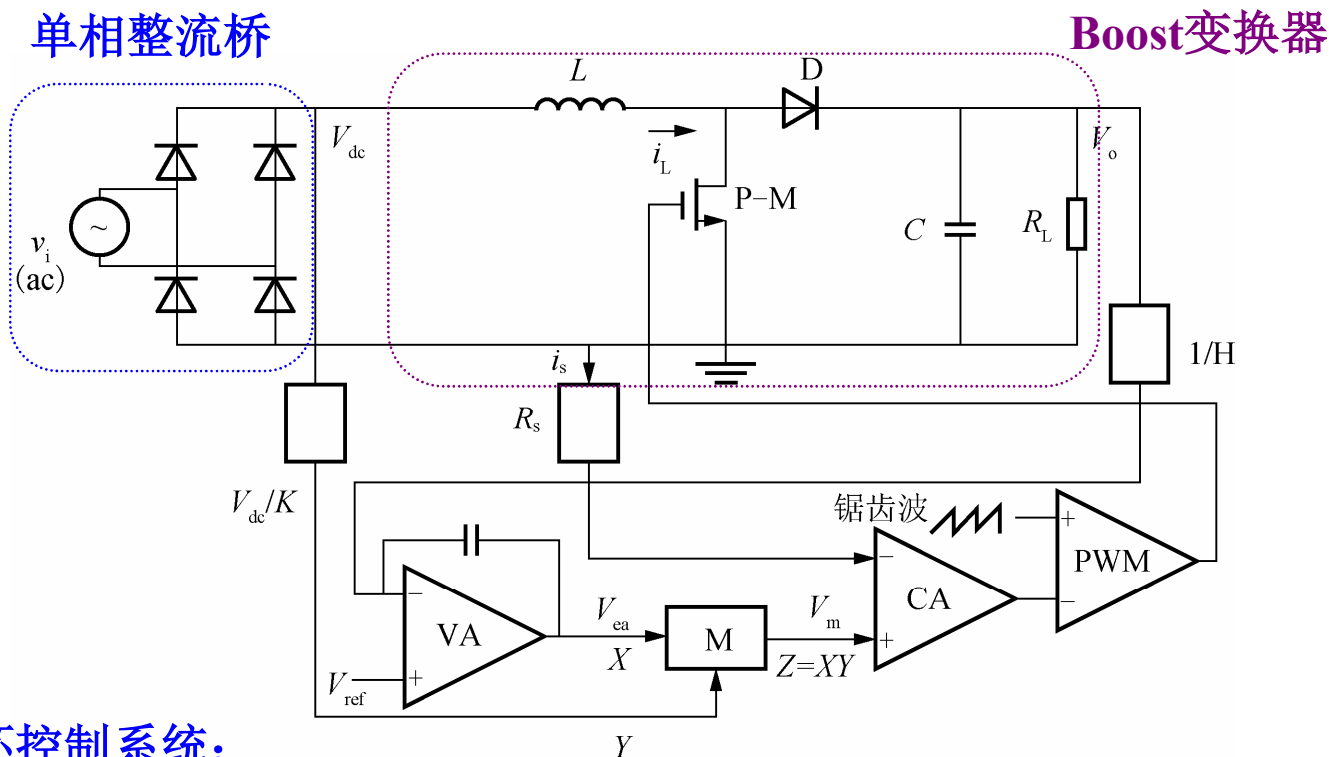
(1) 对输出电压、输入电流信号采样；

(2) 对DC/DC变换器中的功率开关器件(如P-MOSFET)通断进行控制，强制输入电流波形按照要求发生变化，使其变为与电压波形同频率同相位的正弦波，从而减小电路中的无功功率和谐波，使功率因数接近1。

单级APFC电路



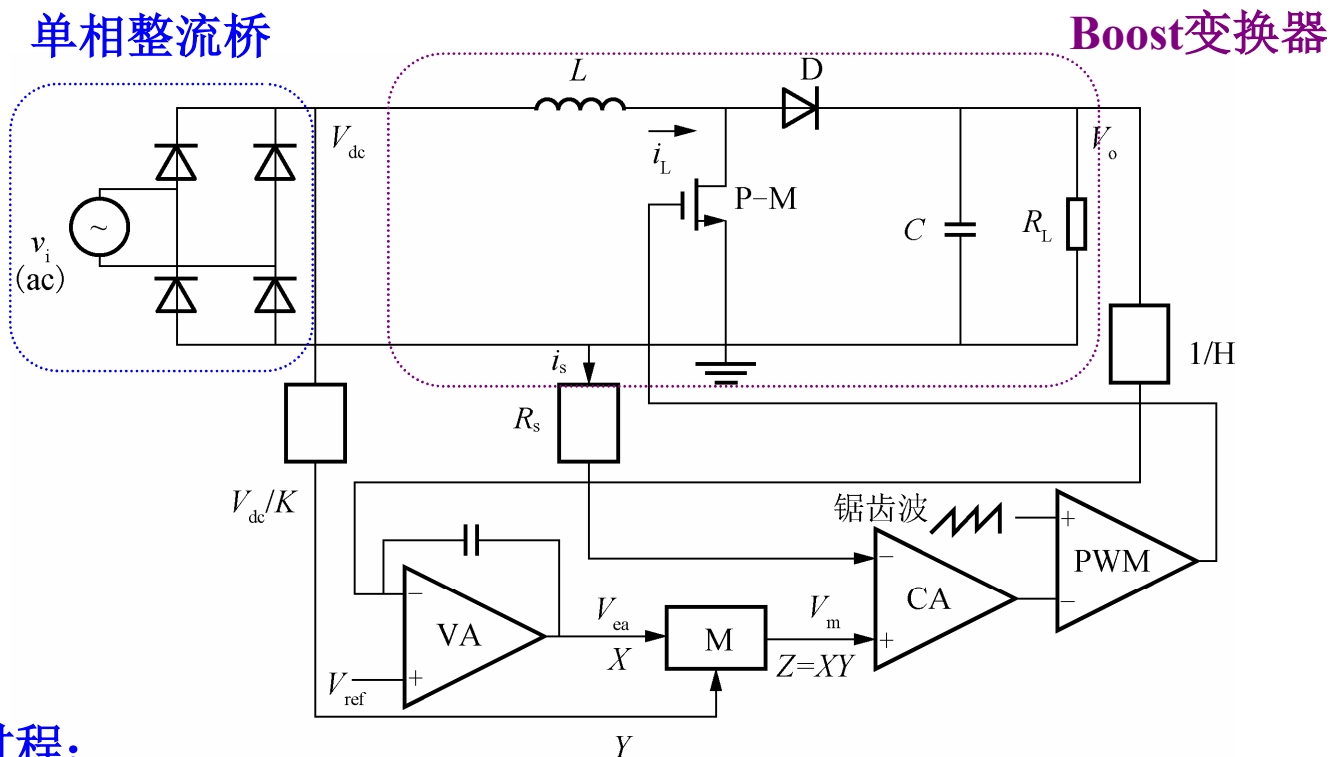
单级APFC电路



电压环: 由分压电阻网络(1/H), 电压误差放大器VA, 乘法器M, 电流误差放大器CA, PWM发生器等组成, 以达到保持输出电压稳定的目的;

电流环: 由电流检测元件 R_s , 电流误差放大器CA, PWM发生器等组成。

单级APFC电路



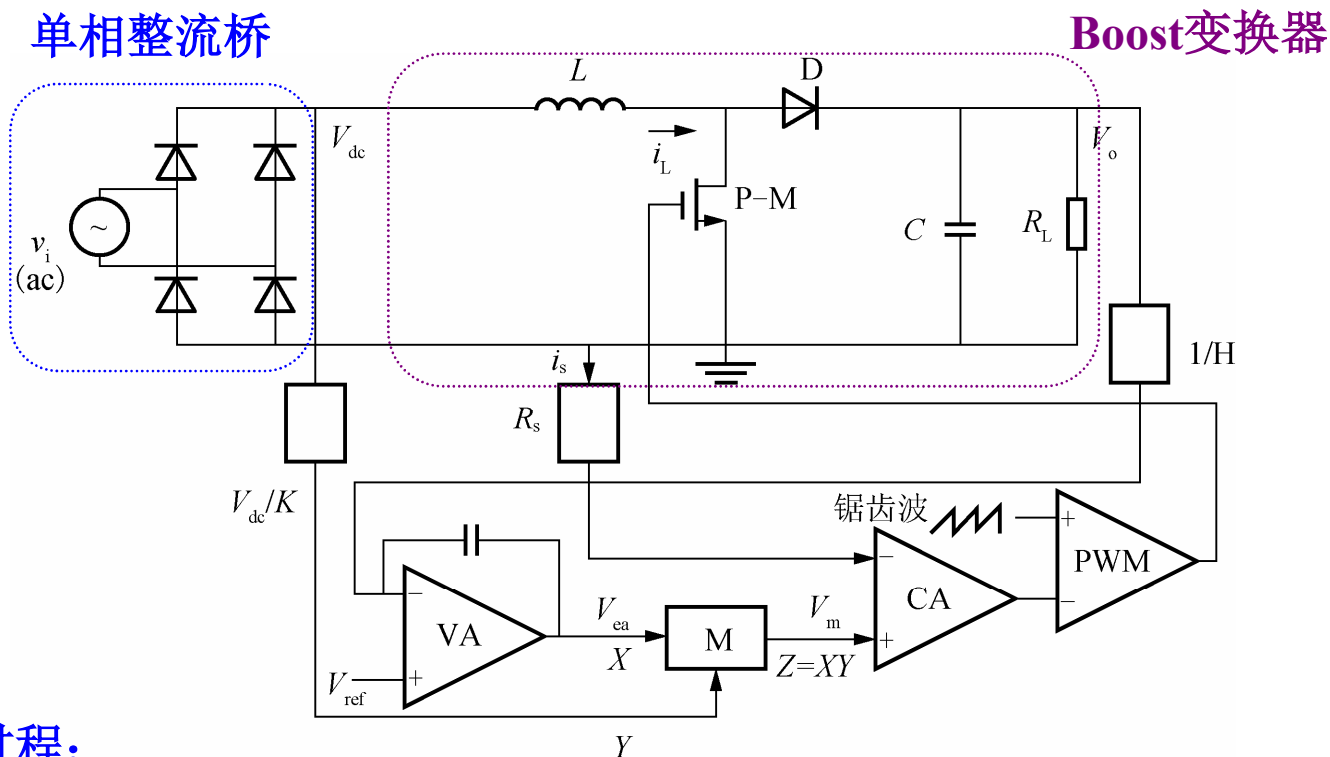
控制过程:

(1) 输出电压 V_o ：经过 $1/H$ 分压，和基准电压 V_{ref} 比较后放大，得到输出 V_{ea} 。

(2) 整流电压 V_{dc} ：为双半正弦波，其检测值 V_{dc}/K 与 V_{ea} 相乘，得到输出 V_m ，作为电流环的基准电压。

因此该基准信号为双半正弦波，其幅度反映误差电压大小。

单级APFC电路



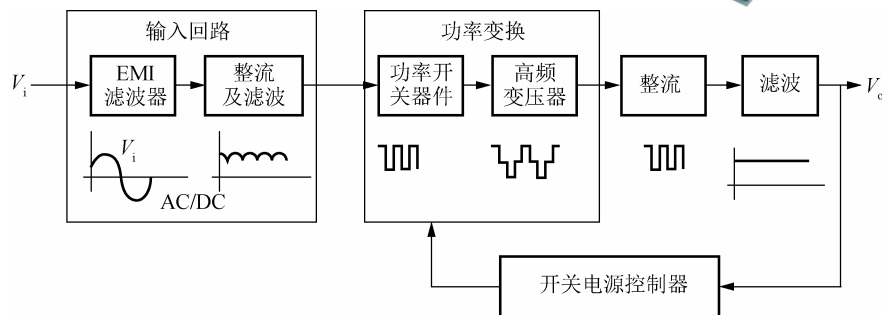
控制过程:

(3) 输入电流 i_L ：其检测值 $i_s R_s$ 和基准电压 V_m 比较后经平均化处理放大，得到反映电流平均误差的输出。

(4) 电流误差信号与锯齿波信号比较，产生PWM信号，控制Boost变换器中功率开关器件P-M的通断，使电流误差得到校正，使 i_L 波形与 V_{dc} 波形基本一致。

开关电源电路

- ❑ 整流与滤波
- ❑ DC/DC变换
- ❑ 反馈控制与单级APFC电路
- ❑ 反激式开关电源的设计
 - ❑ 确定指标
 - ❑ 选择控制芯片
 - ❑ 总体电路设计
 - ❑ 外围电路设计
 - ❑ 仿真验证



反激式开关电源指标

标准输入电压：交流电220V， 50Hz

输入电压范围：110~250V

工作频率：40KHz

输出电压/电流：24V/1A， 15V/0.6A(反馈绕组)， 15V/0.5A， 9V/1A， 2路5V/1A

工作温度：-25° C ~80° C

输出电压准确度： $\leq 3\%$

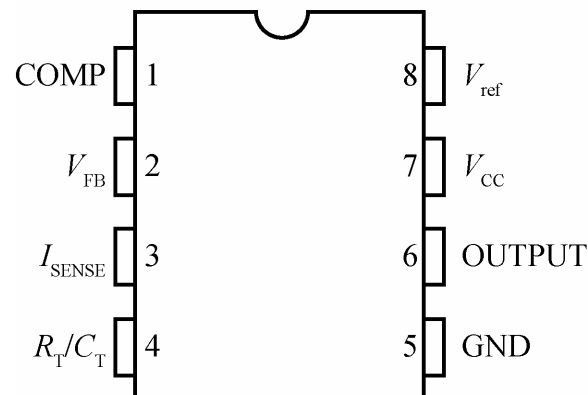
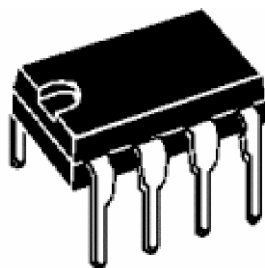
电压调整率： $\leq 3\%$

输出纹波： $\leq 150\text{mV}$

纹波系数： $\leq 2\%$

效率：80%

UC3842控制芯片



UC3842芯片是一种性能优良的电流控制型脉宽调制器，可以直接驱动MOS管、IGBT等，适合于制作20~80W小功率开关电源。

UC3842为固定工作频率脉宽调整控制方式，内部有5V精密基准电压，具有完备的欠电压、过电压及过电流保护。

它的启动电压阈值为16V，关闭阈值为10V。6V的启动、关闭差值可有效防止电路在阈值电压附近工作时产生振荡。

UC3842的输入端设置了一个34V的稳压管，有效地防止了高压窜入造成的损坏。

UC3842的振荡器工作频率由引脚4外接的定时电阻、定时电容设定。

UC3842控制芯片

COMP: 误差放大器输出端，用于外部补偿回路。

V_{FB} : 误差放大器反相输入端。闭环系统中接输出电压反馈信号。

I_{SENSE} : 电流检测比较器输入端。接电压或电流检测信号，实现过电压和过电流保护。

R_T/C_T : 振荡器定时元件接入端，使最大占空比和振荡频率可调。电阻 R_T 从脚4连接至脚 8，电容 C_T 从脚4连接至地。

$$f=1.72/(R_T/C_T)$$

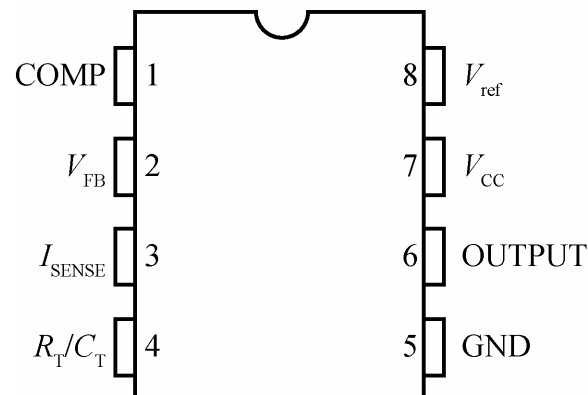
GND: 接地。

OUTPUT: 输出端。

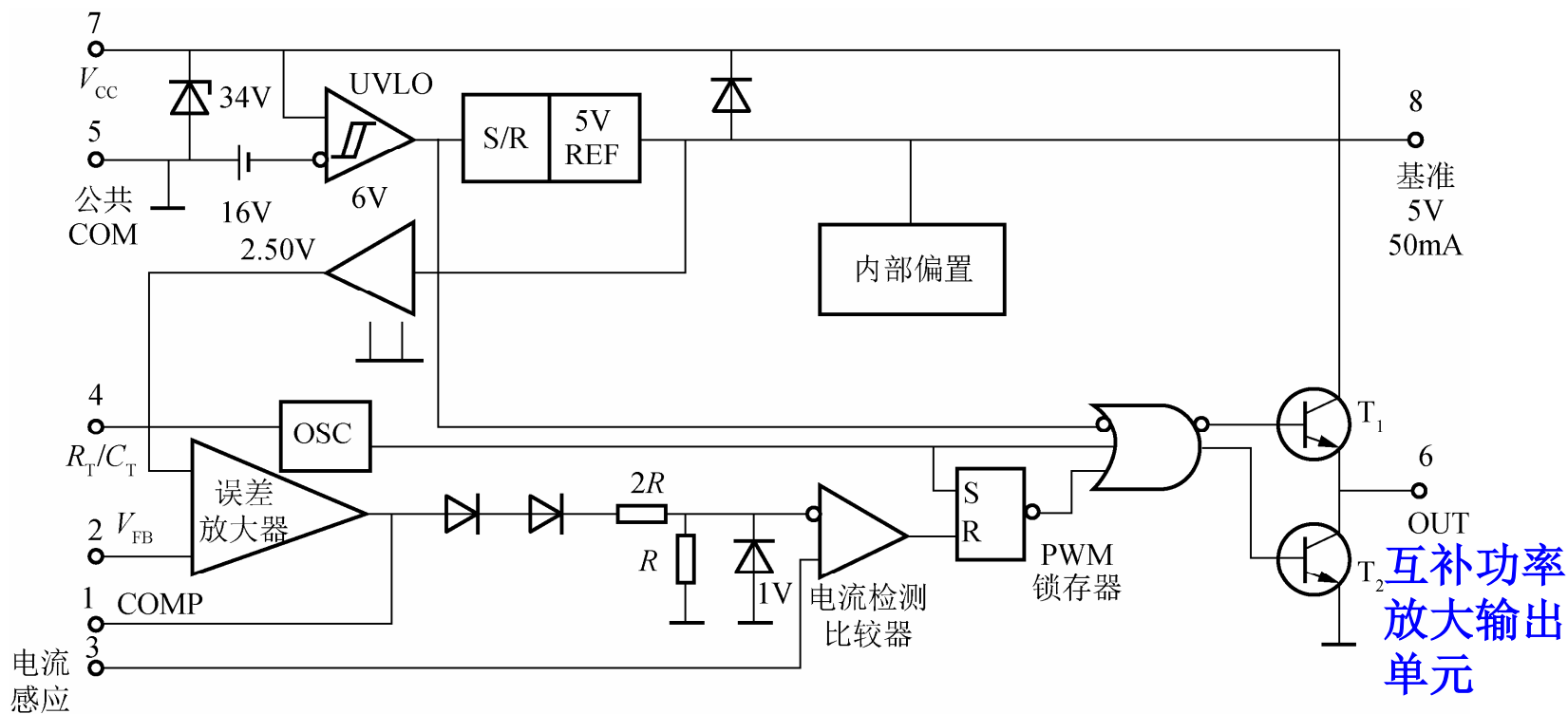
该端通过外接电阻与功率MOSFET栅极相连，直接驱动功率MOSFET。

V_{CC} : 电源（10~34V）。

V_{ref} : 基准电源输出端，可提供稳定性极好的基准电压。



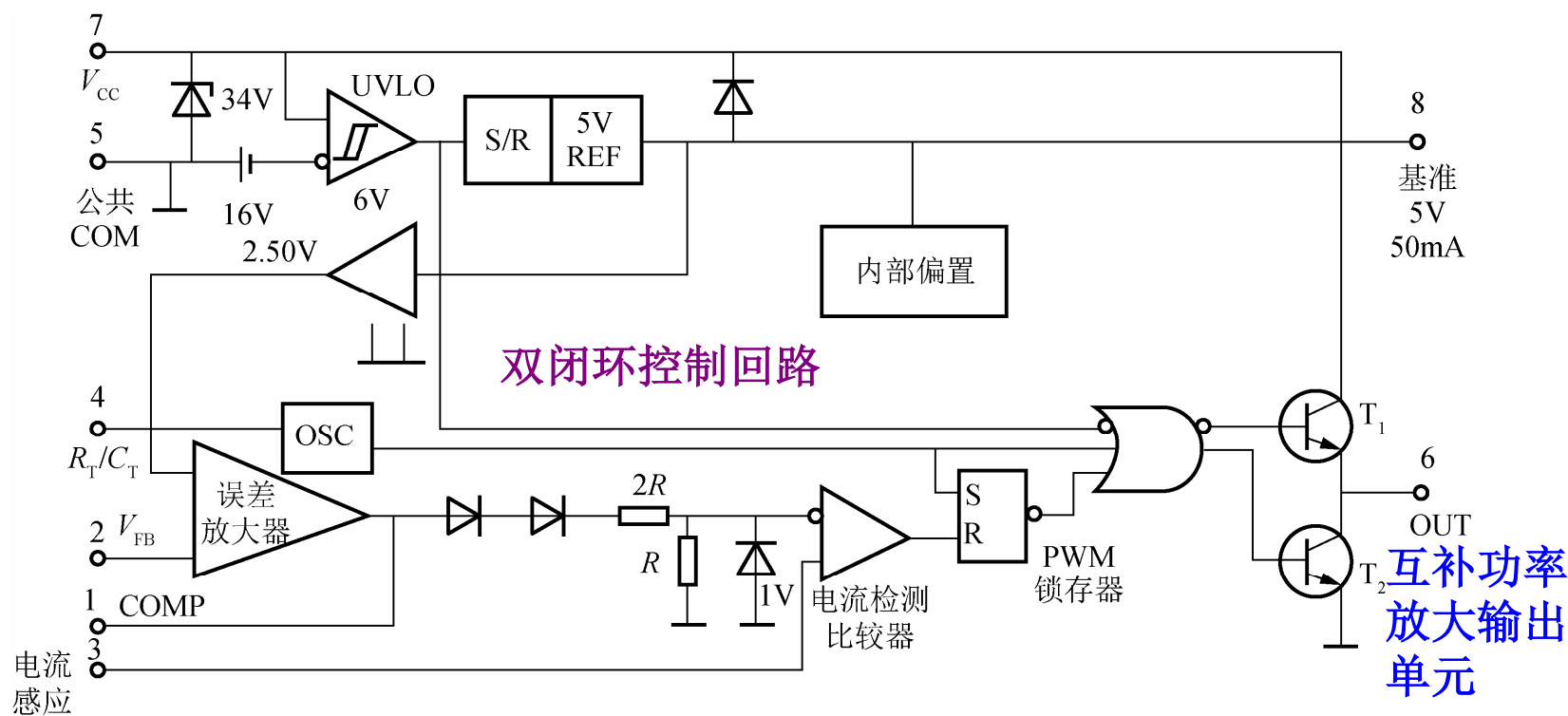
UC3842芯片内部电路原理



内部集成了:

误差放大器(EA); PWM 锁存器和PWM 逻辑单元; 振荡器(OSC); 互补功率放大输出单元; 欠电压保护电路(UVLO); 标准的5V参考电源和其他一些辅助电路等。

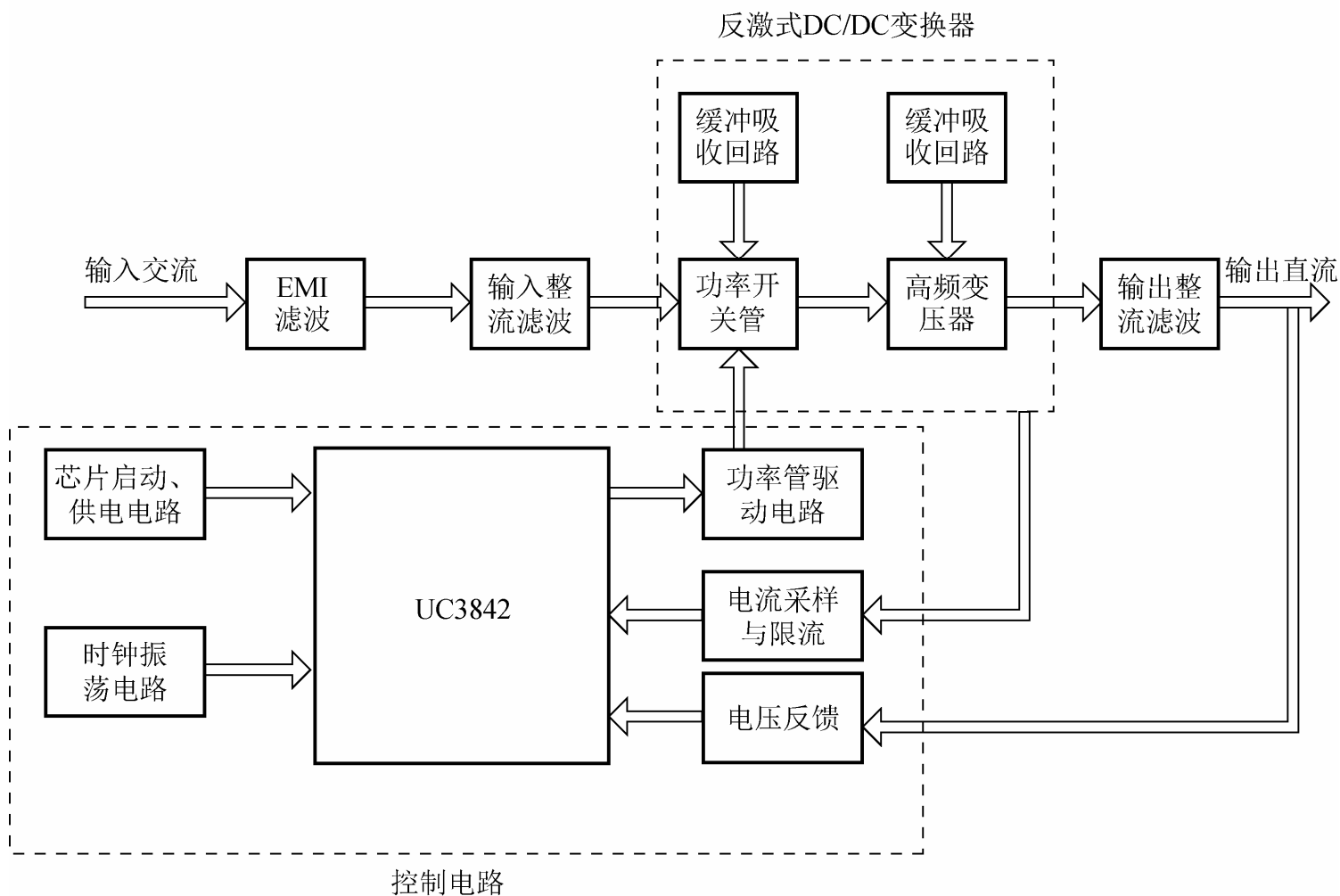
UC3842芯片内部电路原理



(1) **电压控制回路：**将输出电压采样得到的反馈电压 V_{FB} 跟基准电压2.5V比较，其差值经误差放大器放大后作为误差电压信号输出；

(2) **电流控制回路：**采用串接电阻或电流互感器的方法，对高频变压器原边电流采样，得到与原边电流成比例的电压，然后与误差电压比较，产生调制PWM锁存器的脉冲信号，控制电路工作。

反激式开关电源总体结构



控制芯片外围电路设计

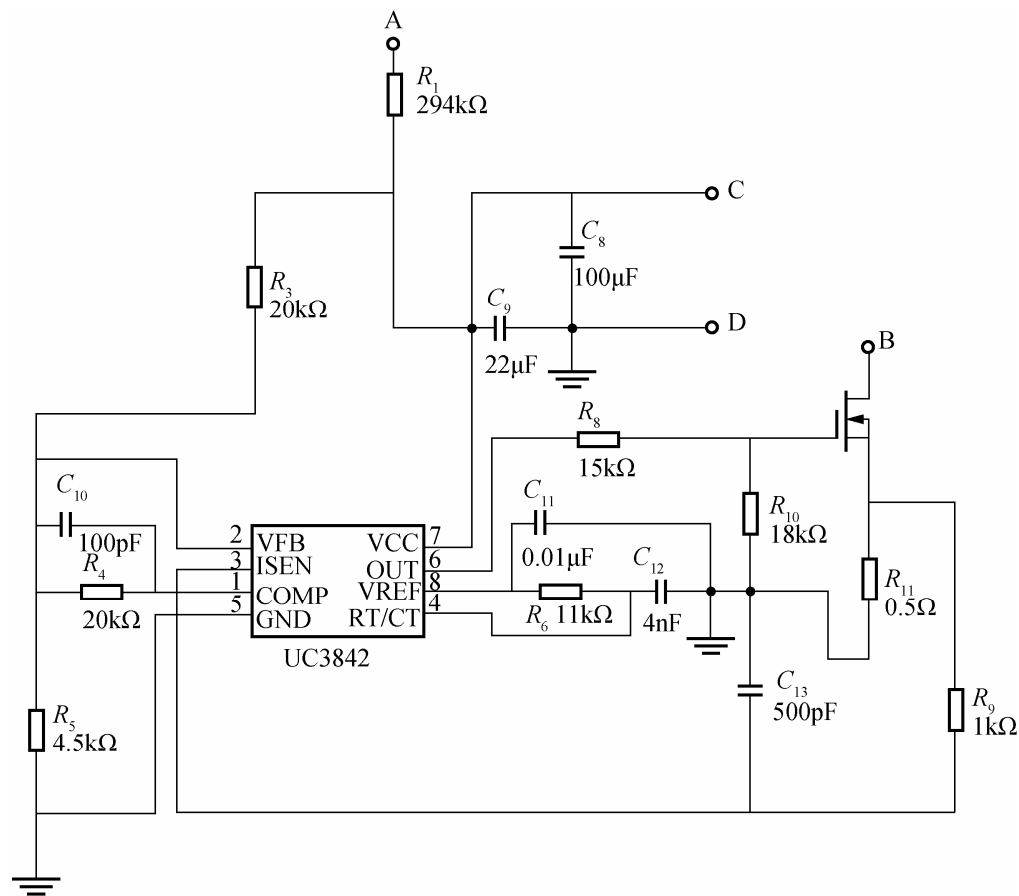
芯片外围电路主要包括：

启动供电与停止电路、
振荡器与时钟电路、
电流取样与限流电路、
电压反馈与放大电路、
功率管驱动电路、
芯片保护电路等

A接输入整流电路输出端

B接开关电源高频变压器

C、D接反馈绕组



芯片启动、供电和停止电路

R_1 与 C_8 组成启动电路。

启动时:

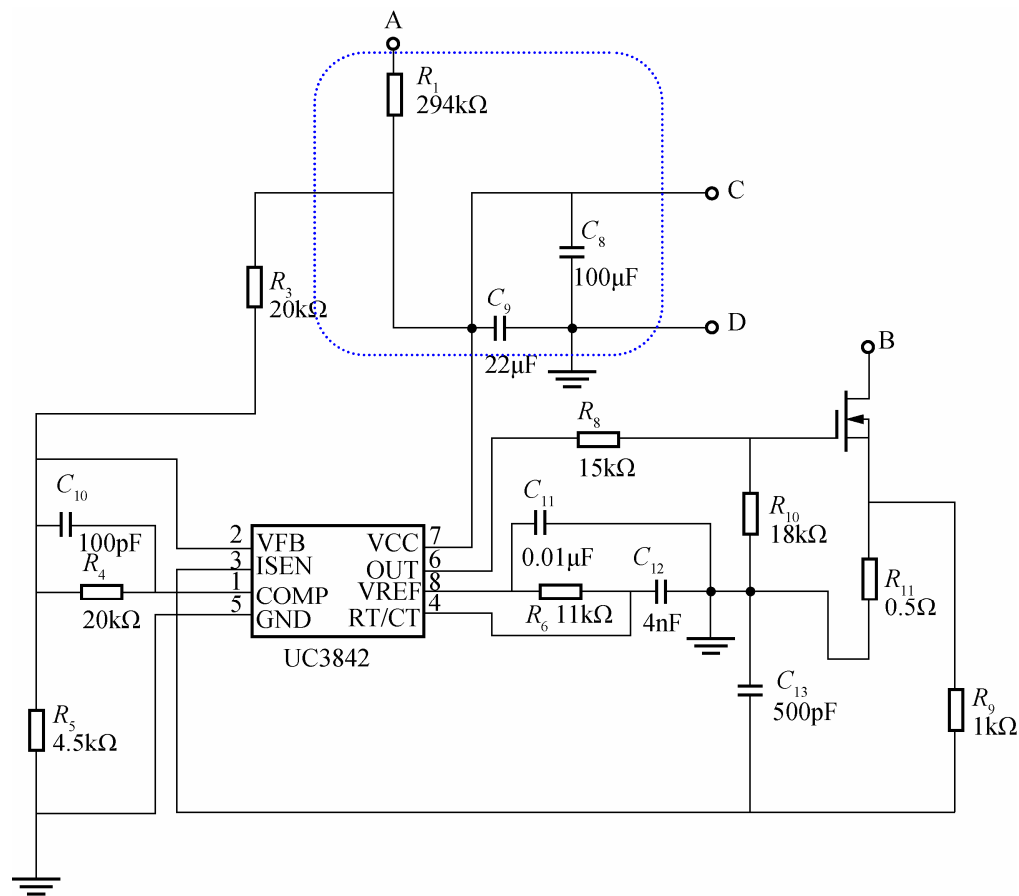
C₈上的电压必须通过R₁充电到16V,启动后工作电压范围为13V~16V,UC3842的工作电流小于1mA。

启动后的正常工作阶段:

UC3842由反馈绕组、整流电路和滤波器组成的辅助电源供电。

为正常启动， C_8 必须存储足够的能量，电容应足够大； C_9 用于高频滤波，取常用值 $22\mu\text{F}/50\text{V}$ 。

虽然启动后工作电压+15V由反馈绕组提供，为留有一定余量， C_g 取100uF/50V。



芯片启动、供电和停止电路

电阻 R_1 计算:

$$R_1 = \frac{V_s - V_{CC}}{1\text{mA}}$$

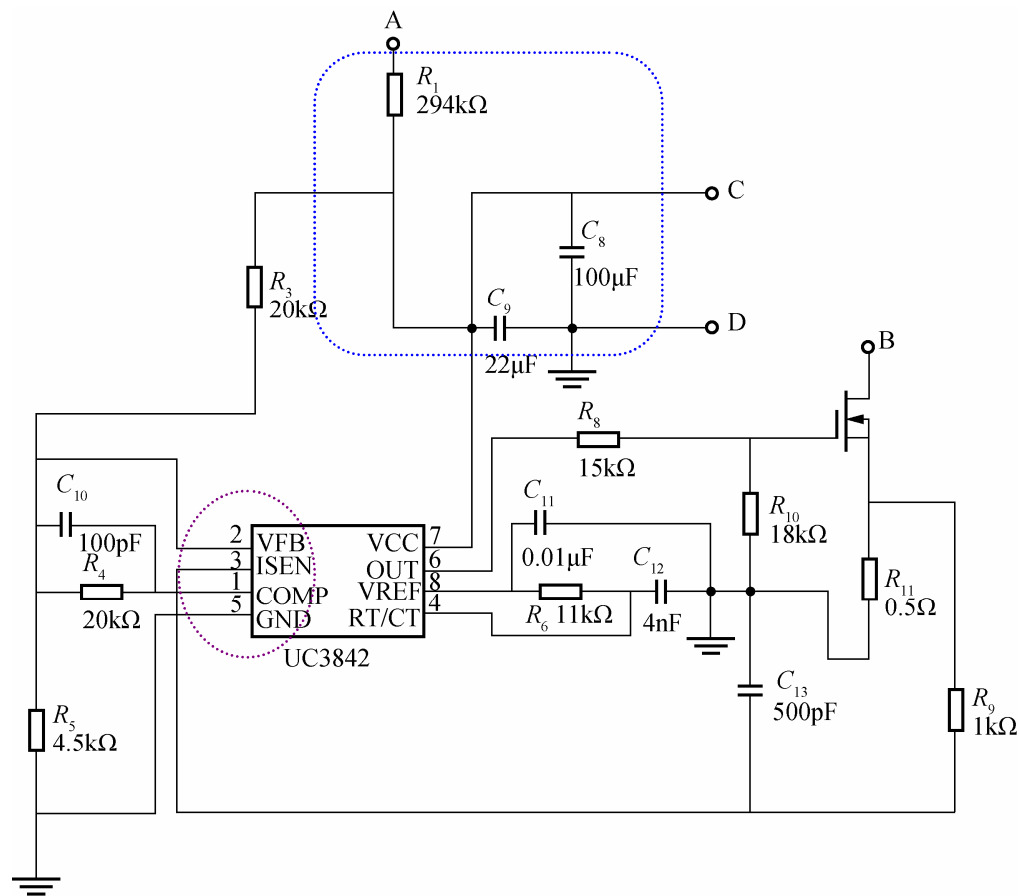
$$V_s = 220 \times 1.414 \approx 311\text{V}$$

$$V_{CC} = 16\text{V}$$

$$R_1 = \frac{311 - 16}{1 \times 10^{-3}} = 295\text{k}\Omega$$

当ISEN(引脚3)电压升高到1V以上、或COMP(引脚1)电压降到1V以下时, 电路输出端关闭或电路停止。

这两种情况都使内部的电流检测比较器输出为高电平, PWM锁存器复位, 输出端关断, 直到下一个时钟脉冲将PWM锁存器置位为止。



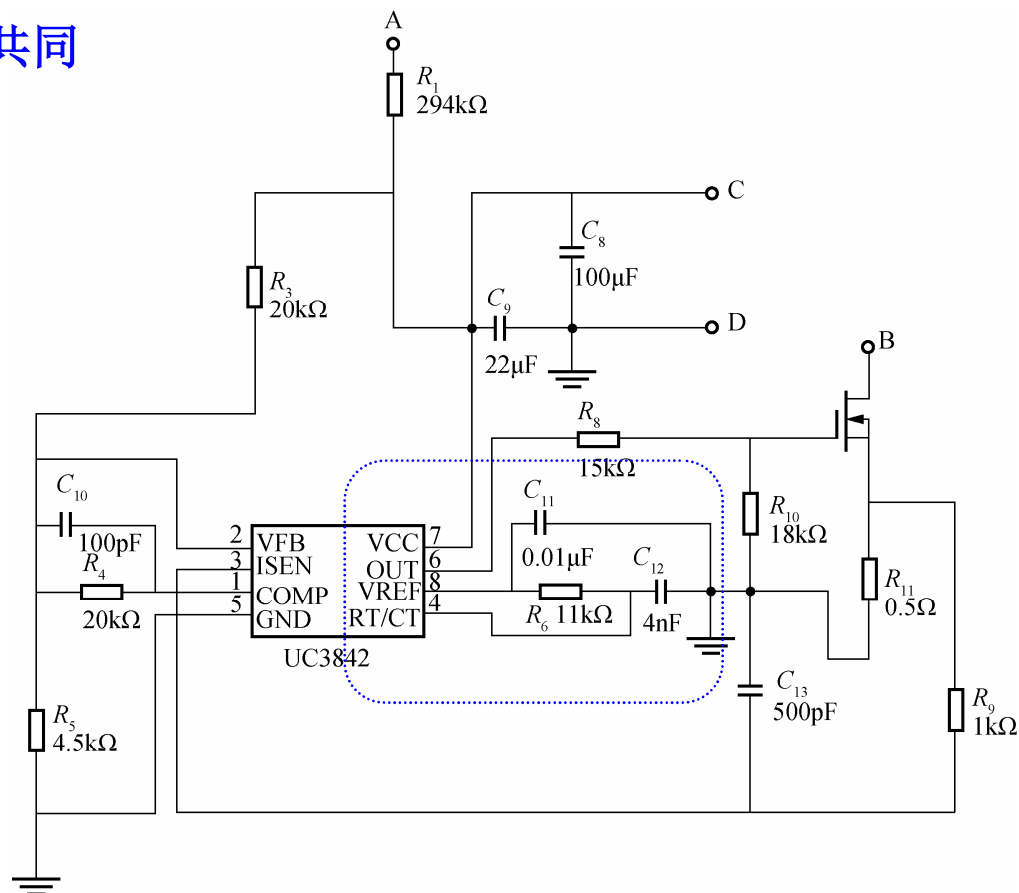
振荡器与时钟电路

R_6 、 C_{11} 、 C_{12} 和芯片内部的振荡器共同构成时钟振荡电路。

电路工作过程：

V_{REF} (引脚8)输出5V基准电压，通过 R_6 对 C_{12} 充电，充电到最大值后，通过内部电流源放电，从而形成锯齿波。

振荡器在充电期间输出低电平，放电期间输出高电平，从而得到芯片的时钟信号。

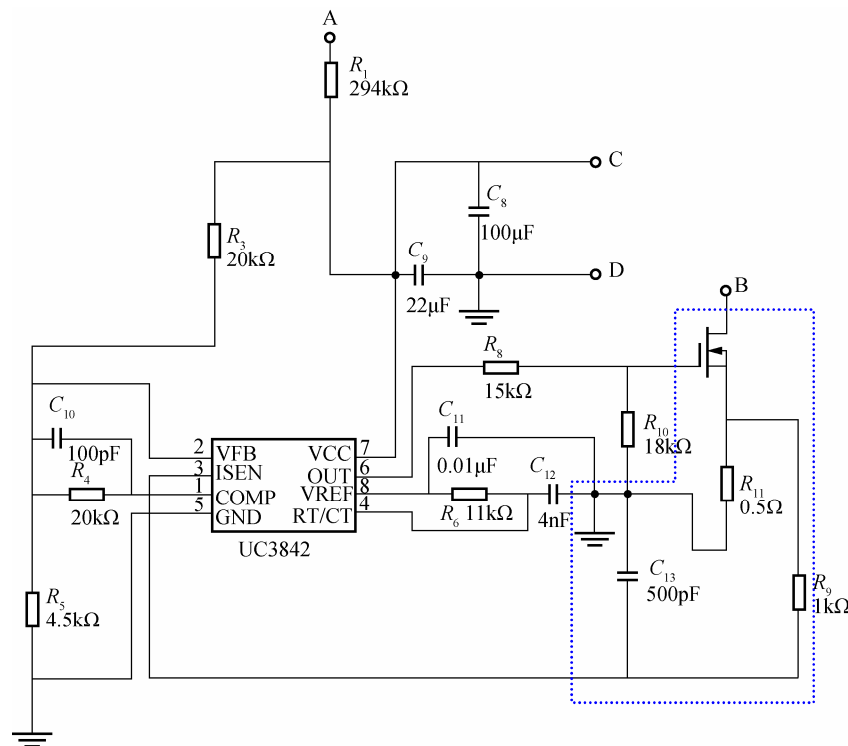
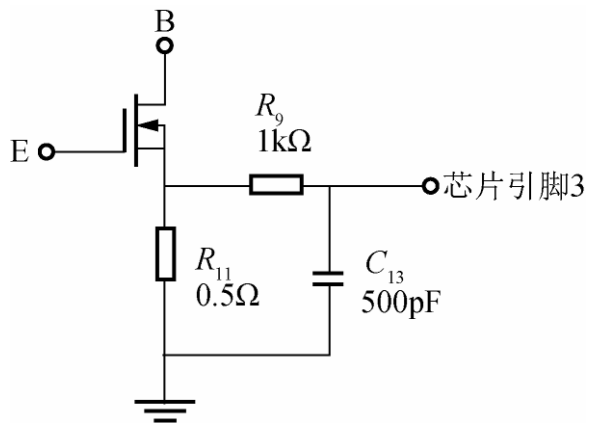


室温下，每个振荡周期，锯齿波从1.1V上升到2.8V，然后再下降到1.1V。改变 R_6 与 C_{12} 的值可以改变振荡周期。

电流取样与限流电路

电流取样与限流电路用于采样流过功率开关管的电流，并起限流作用。

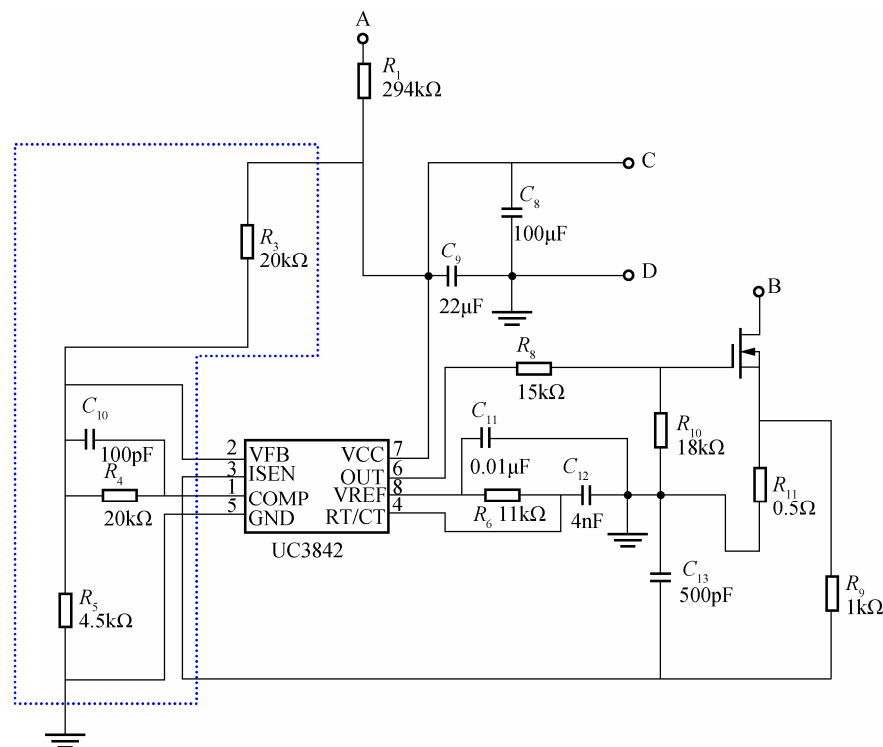
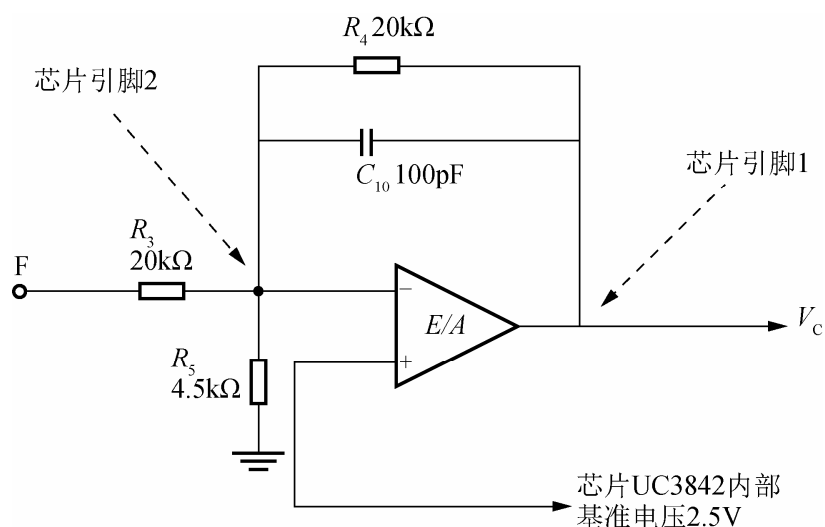
由开关晶体管、 R_9 、 C_{13} 、 R_{11} 构成。



电流取样电阻 R_{11} 两端的电压，经 R_9 、 C_{13} 滤波后连接到ISEN(引脚3)，即内部电流比较器的同相端。

电压反馈与误差放大器电路

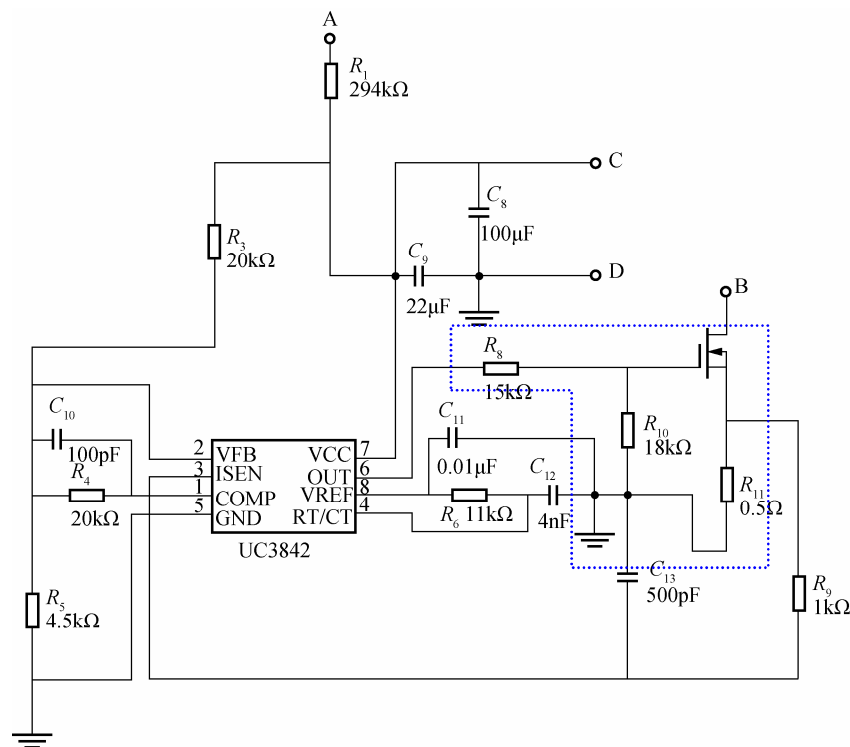
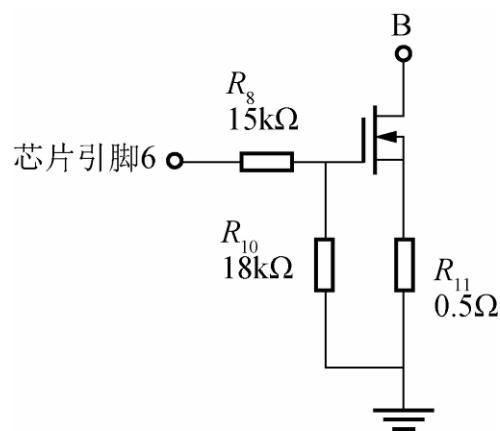
电压反馈与误差放大器电路用于反馈电压给UC3842，使其能稳定输出电压。



R_3 和 R_4 ：固定低频增益。 R_4 和 C_{10} ：在 $f_p=0.5 \pi R_4 C_{10}$ 处产生一个极点。
选择适当数值的 R_4 和 C_{10} ，可以消除滤波电容等效串联电阻产生的零点。

功率管驱动电路

用于驱动功率开关管的导通与关闭。

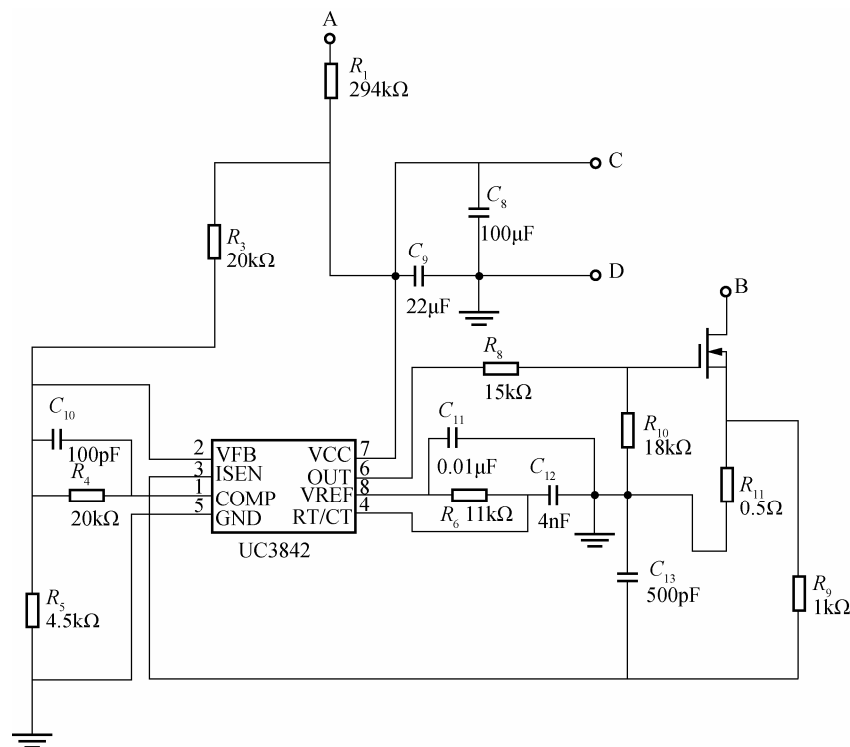
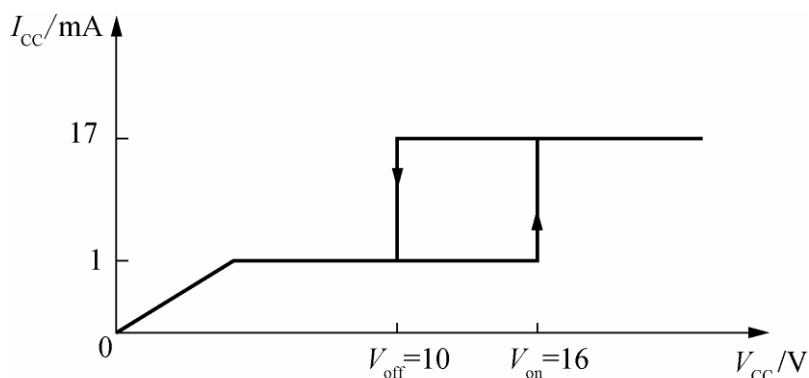


OUT(引脚6)输出电压，为功率管关断时提供低阻抗的反向抽取电流回路，加速功率管的关断。

R_8 的取值范围为10~20 k Ω ，在此取值15k Ω ， R_{11} 为采样电阻。

芯片保护电路

欠电压锁定电路启动与关闭的电压阈值和电流要求:



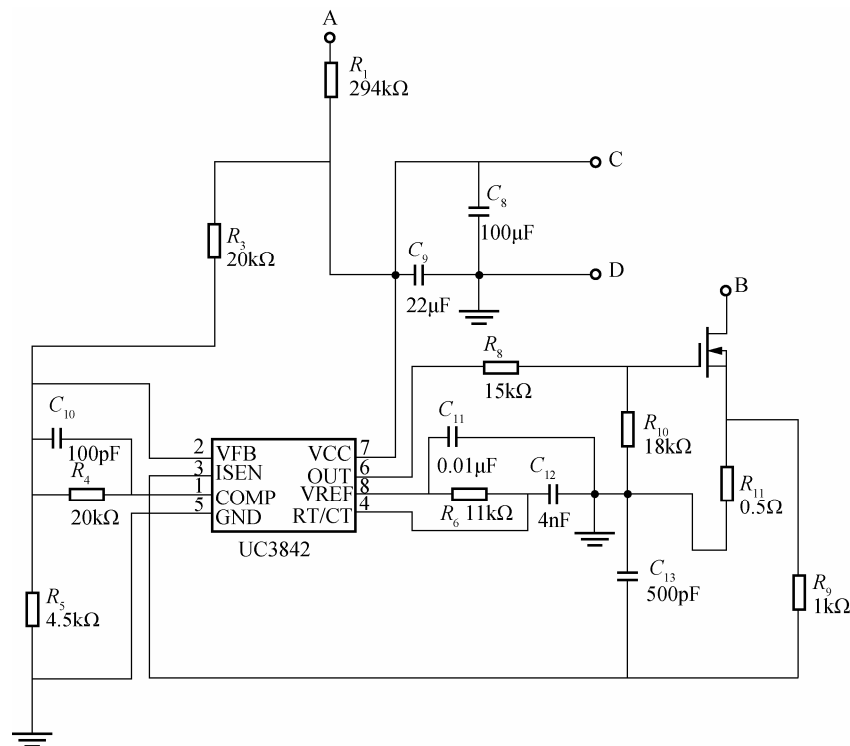
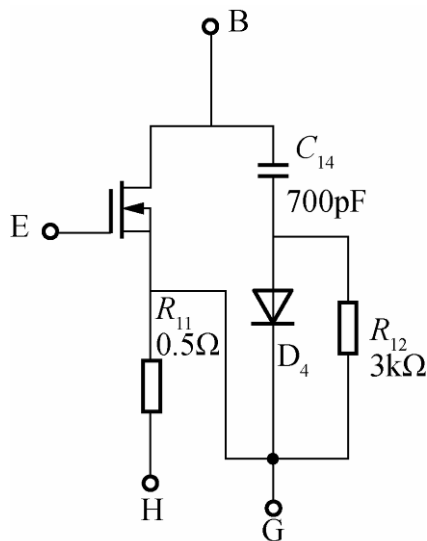
过电流保护:

由ISEN(引脚3)完成。过电流时, 电流检测输入端的电压将超过1V, 迫使电流比较器输出高电平, PWM锁存器复位, 输出端关闭, 由此达到电流保护的目的。

欠电压保护: 由VCC(引脚7)完成。左上图表示对电源电流的基本要求。

MOS管的缓冲吸收电路

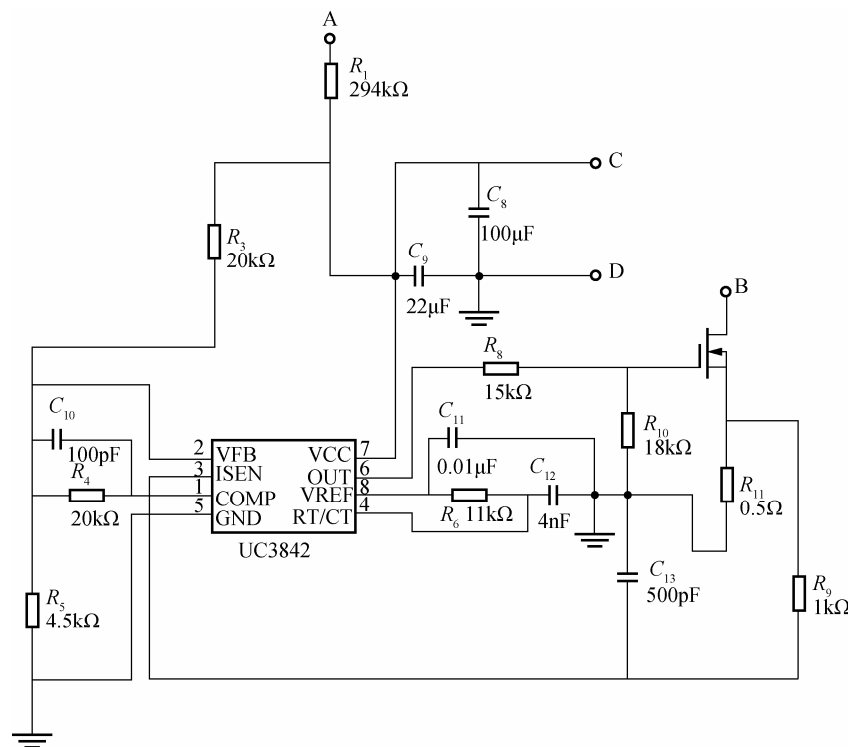
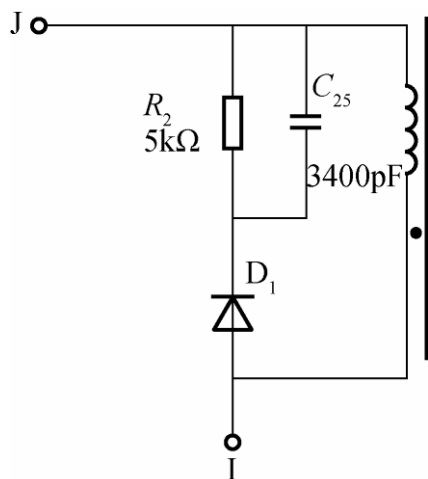
缓冲元件安装在功率开关管的源极与漏极之间。



功率开关管关断时，形成的尖峰电压脉冲能量转移到电容中储存；然后电容的储能通过电阻消耗或返回电源，起到了缓冲吸收电压尖峰的作用。

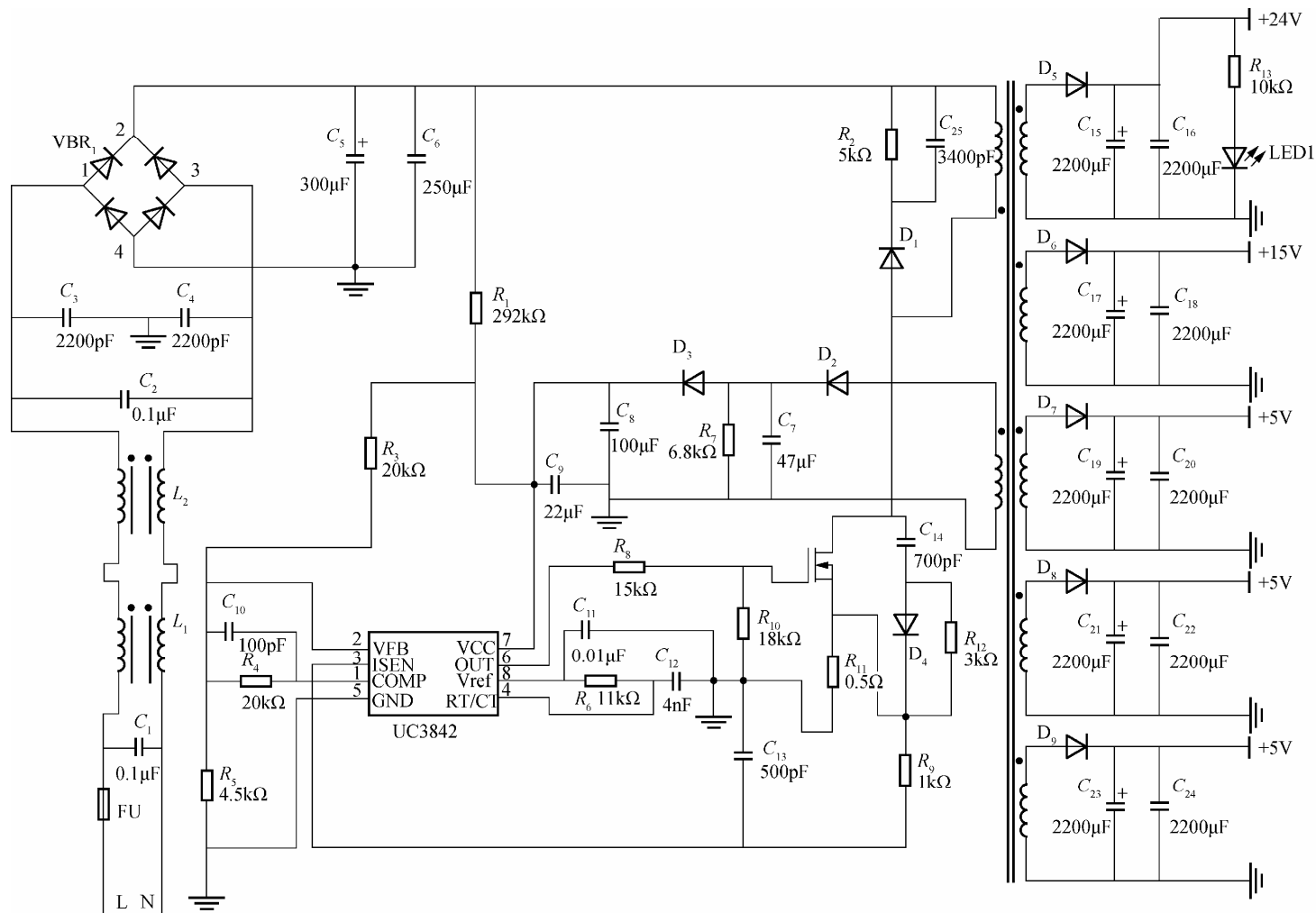
变压器原边缓冲吸收回路

为加强对功率开关管的保护，在变压器的原边也加一个缓冲吸收回路来抑制尖峰电压，形成双重保护。

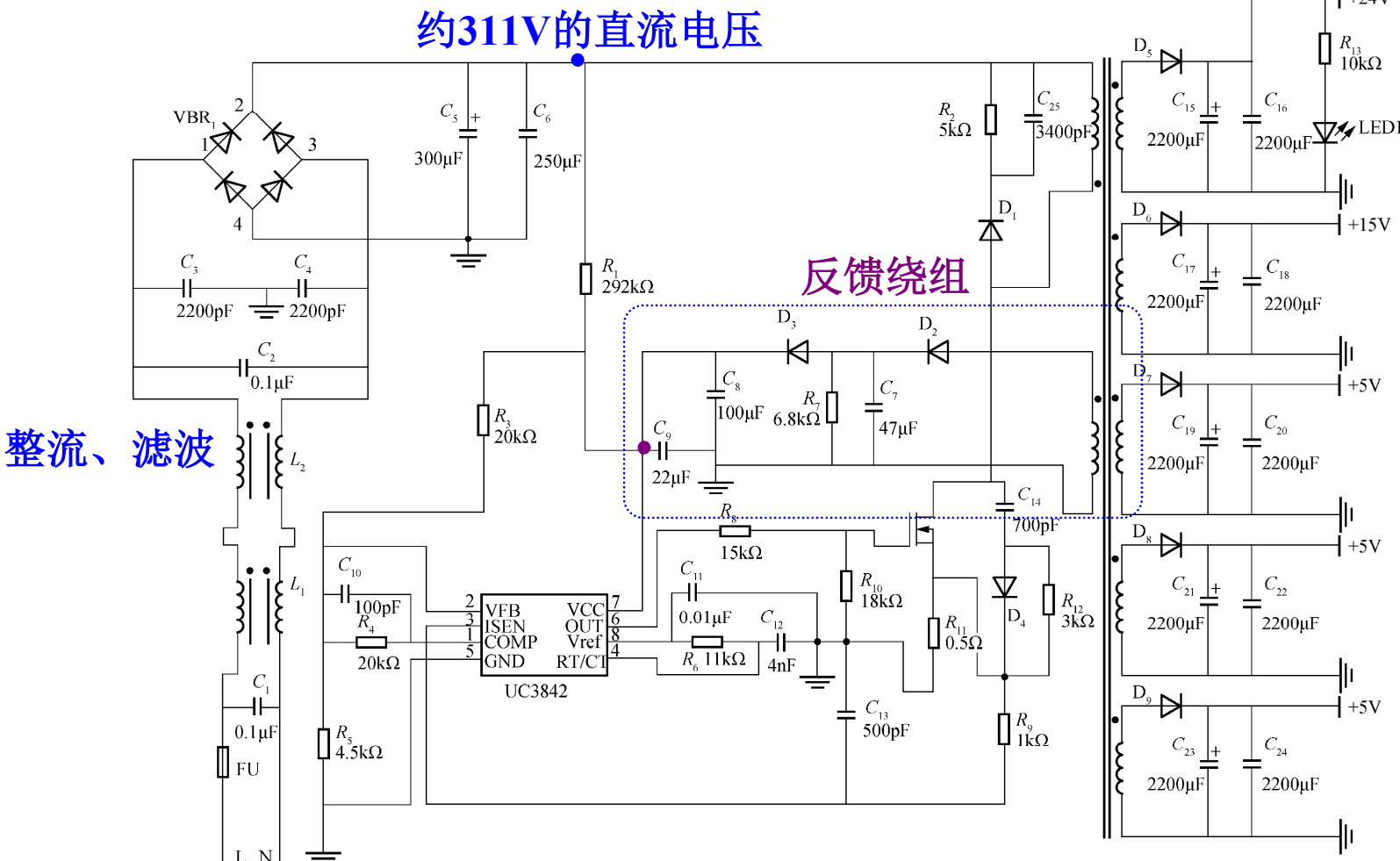


因为功率开关管的快速关断与导通，电感产生的反向电动势很大，要求 R_2 与 C_{25} 的值在规定范围内尽量取大（ $R_2=5k\Omega$ ， $C_{25}=3400pF$ ），并且 C_{25} 选CBB聚苯乙烯薄膜电容，保证具有优良的高频特性。

整体电路



整体电路

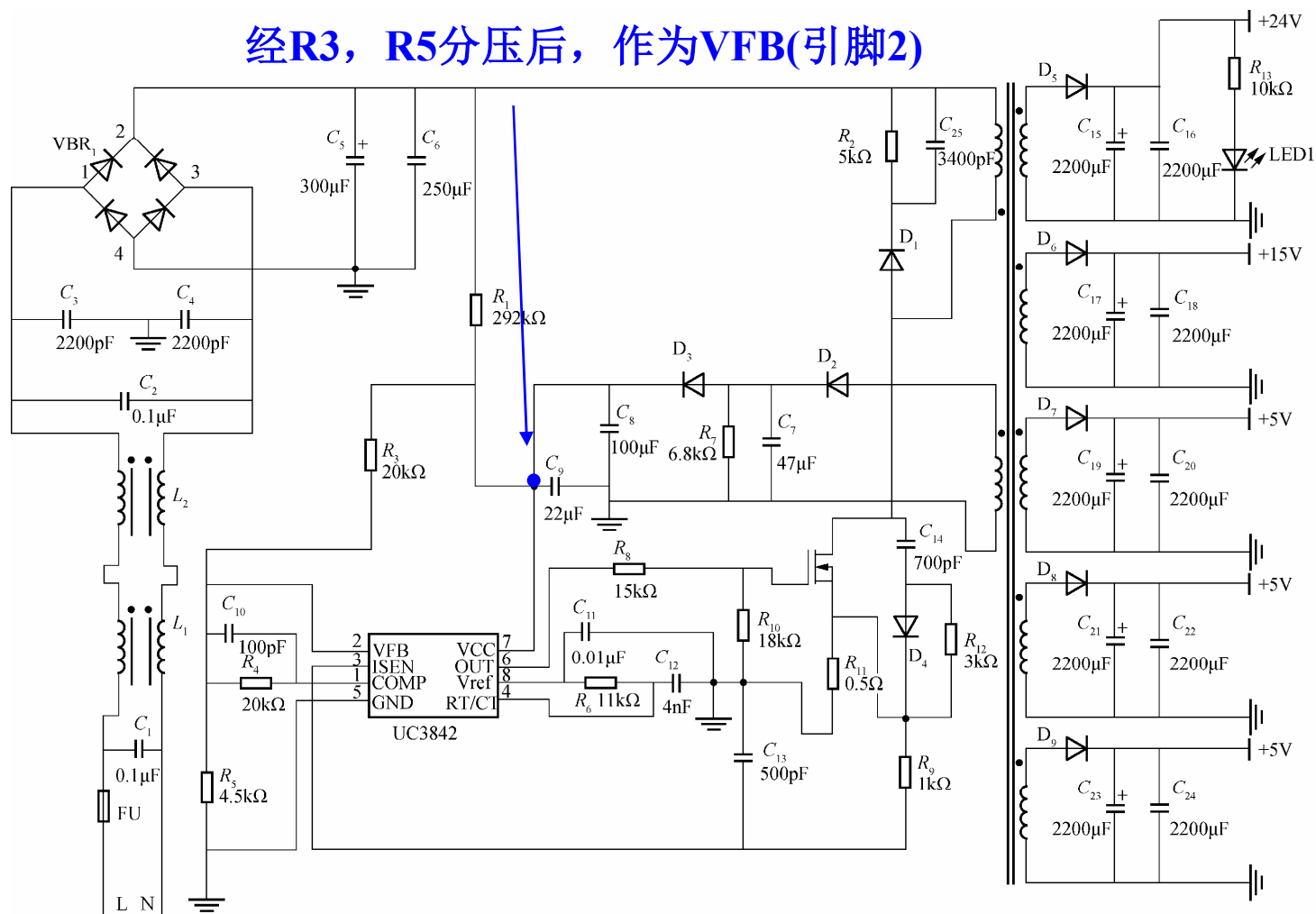


220V的交流电

VCC端(引脚7)达到启动电压门槛值16V，芯片开始工作；此后芯片由反馈绕组供电，电压维持在13V左右。

整体电路

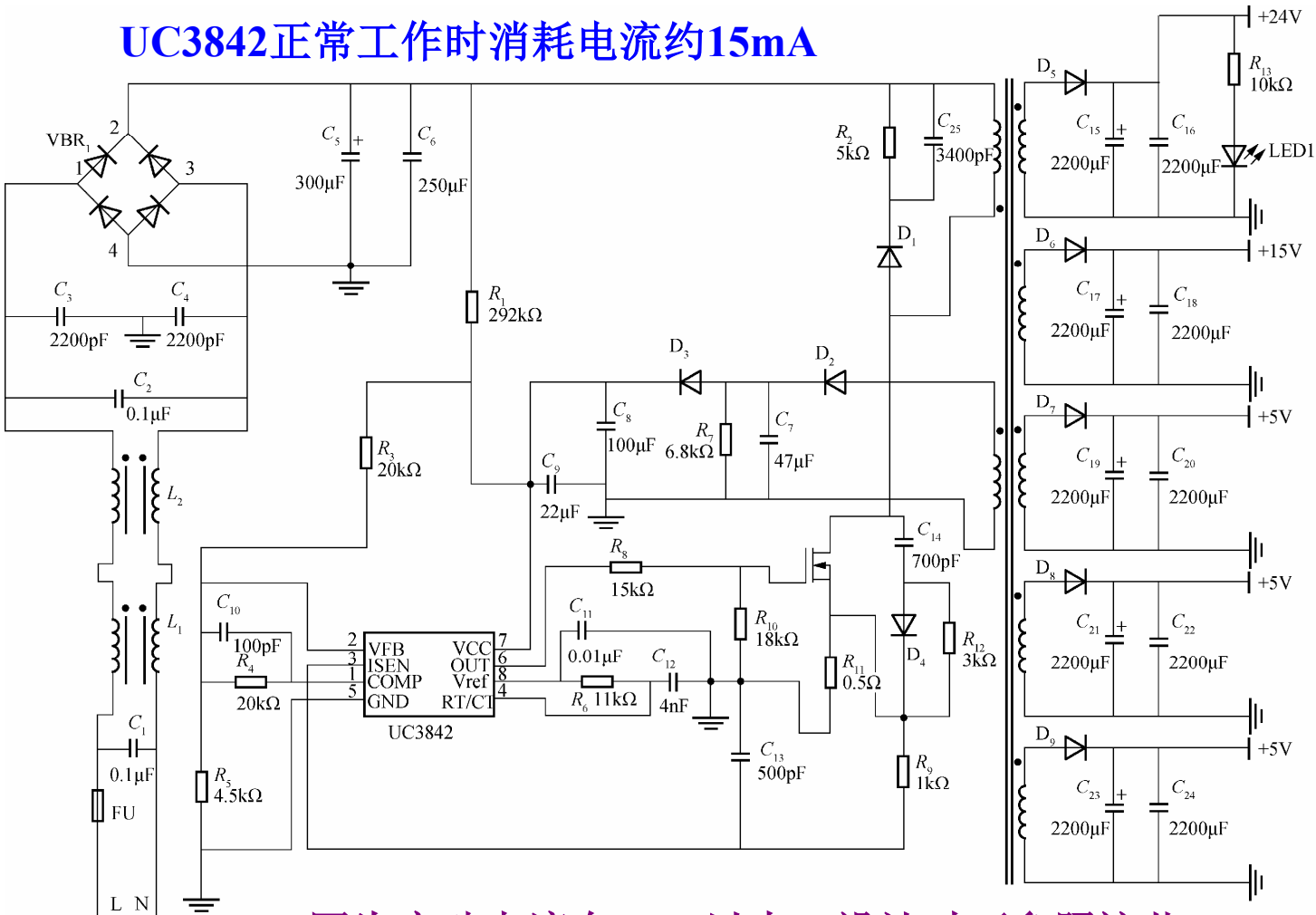
经R3, R5分压后, 作为VFB(引脚2)



根据VFB与基准电压的误差, 调整PWM脉冲宽度。

整体电路

UC3842正常工作时消耗电流约15mA



因为启动电流在1mA以内，设计时可参照这些参数选取R₁，R1上的功耗很小。

建模仿真

Saber软件是专门的开关电源仿真软件，提供了经过电子行业实践证明的混合信号、混合技术的设计和验证仿真工具，支持自底而上和自顶向下的设计方法。

Saber拥有代表当前先进水平的设计编辑功能、顶尖的仿真与分析能力、大规模多种类的模型库、对标准语言的支持、以及综合全面的建模能力，这些都让它成为了当今市场上功能强大的仿真器。

可以利用**Saber**软件对前述反激式开关电源整体电路进行建模、仿真、分析，检测设计是否达到预定要求。