



自动控制实践I

PWM功率放大器

哈尔滨工业大学空间控制与惯性技术研究中心 解伟男

目 录

- 1 PWM技术原理**
- 2 PWM的实现方法**
 - 2.1 计算法
 - 2.2 调制法
 - 2.3 滞环比较法
- 3 PWM技术的其他问题**
 - 3.1 PWM波形的谐波分析
 - 3.2 PWM驱动的输出电压
 - 3.3 PWM驱动的电流纹波
 - 3.4 死区时间
 - 3.5 PWM驱动器的频率选择
- 4 直流斩波电路**
 - 4.1 降压斩波电路
 - 4.2 升压斩波电路

1 PWM技术原理

○ 回忆线性功放例题

电源电压为**50V**，当要求电枢电压为**10V**，电枢电流为**20A**时，采用线性功率放大器。

则输送到电动机的功率为：

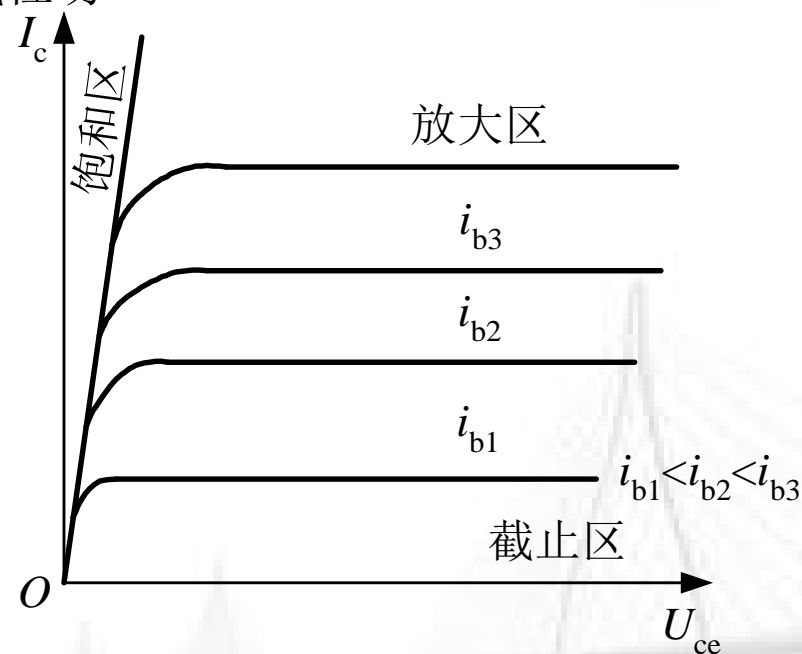
$$10V \times 20A = 200W$$

电源输出的功率为：

$$50V \times 20A = 1000W$$

放大器消耗的功率为：

$$40V \times 20A = 800W$$



如何使器件工作在截止区和饱和区并令其等效于工作在放大区呢？

1 PWM技术原理

- **PWM**(pulse width modulation)技术，即**脉冲宽度调制技术**

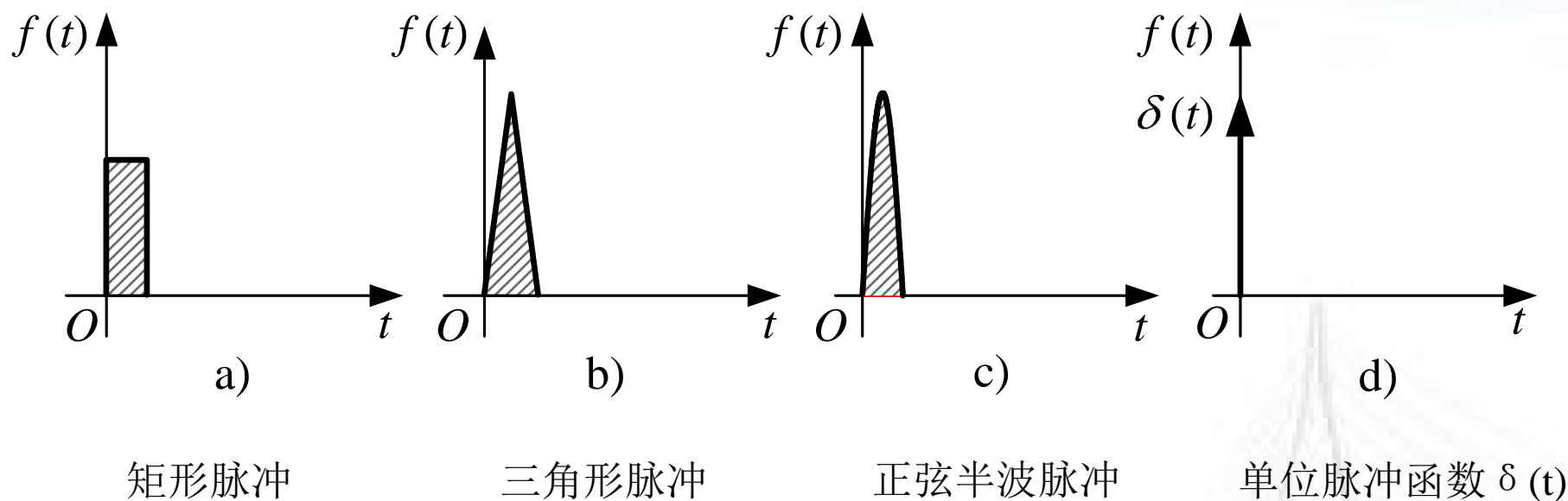
- n 对脉冲宽度进行调制的技术
- n 通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得需要波形(含形状和幅值)

- PWM技术的原理(**面积等效原理**)：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同。

- n 冲量 \rightarrow 窄脉冲的面积
- n 效果 \rightarrow 输出相应的波形
- n 低频段非常接近，只是在高频段略有差异

1 PWM技术原理

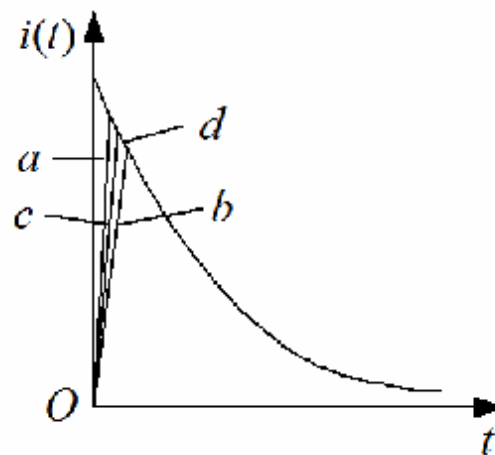
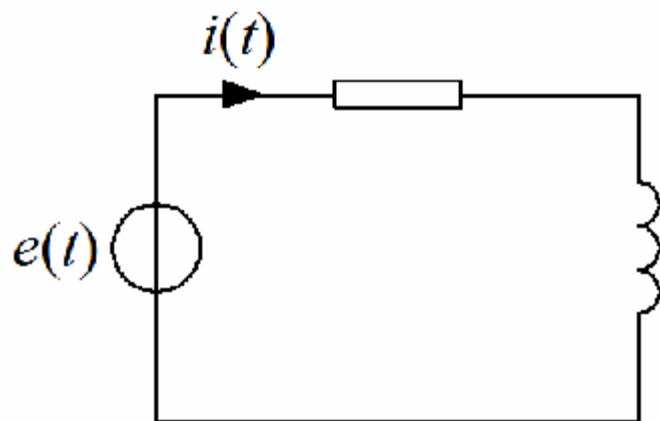
○ 面积等效原理的一个实例



■ 四个脉冲的面积(冲量)相等

1 PWM技术原理

○ 面积等效原理的一个实例



- n 上升段的形状略有不同
- n 下降段几乎完全相同
- n 脉冲越窄输出波形差异越小
- n 输出波形傅氏变换后，在低频段特性非常接近，仅在高频段有所不同

1 PWM技术原理

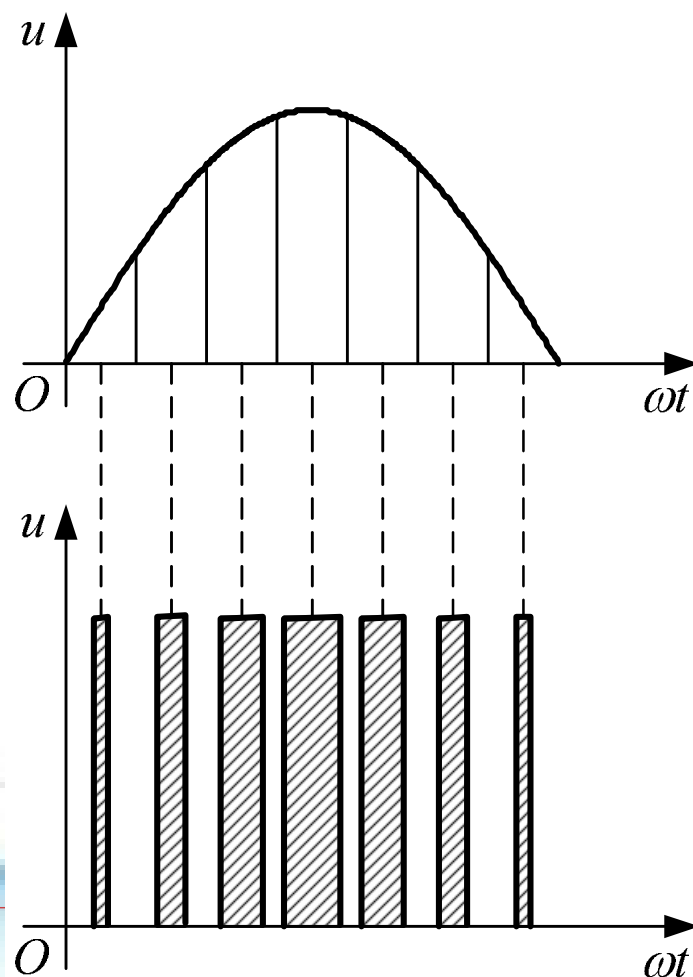
○ 用一系列等幅不等宽的窄脉冲替代一个正弦半波

n 将正弦半波分成N等份，可看成N个彼此相连的等宽不等幅的脉冲序列

n 用矩形脉冲代替，等幅，不等宽，中点重合，面积（冲量）相等

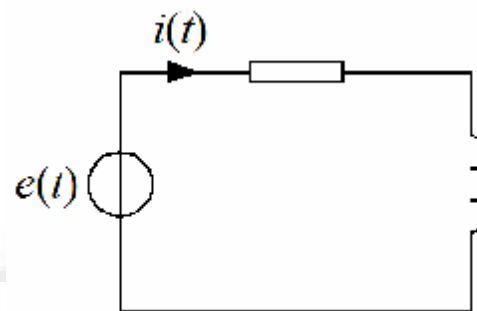
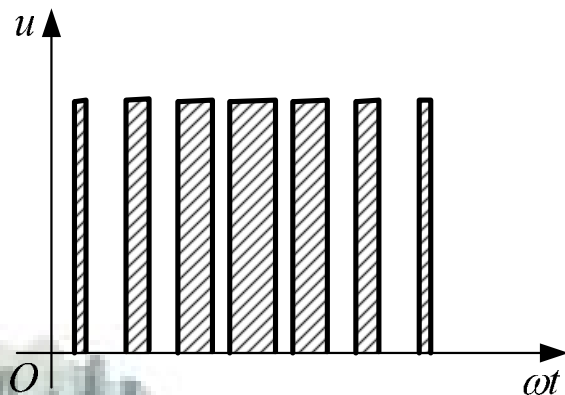
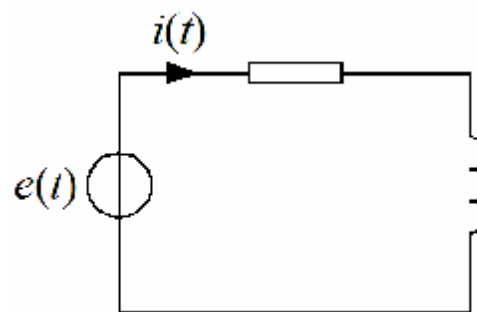
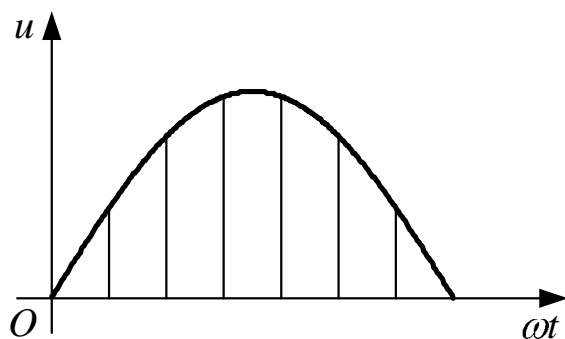
n 宽度按正弦规律变化

n 要改变等效输出正弦波幅值，按同一比例改变各脉冲宽度即可



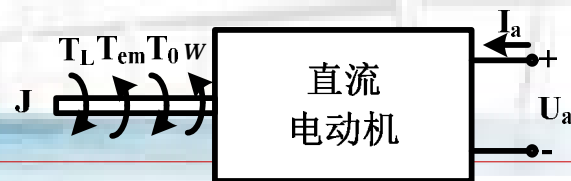
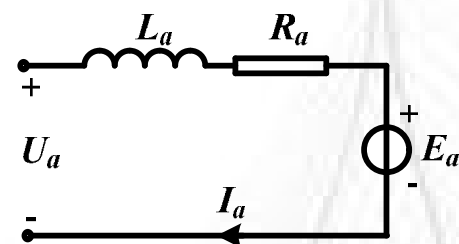
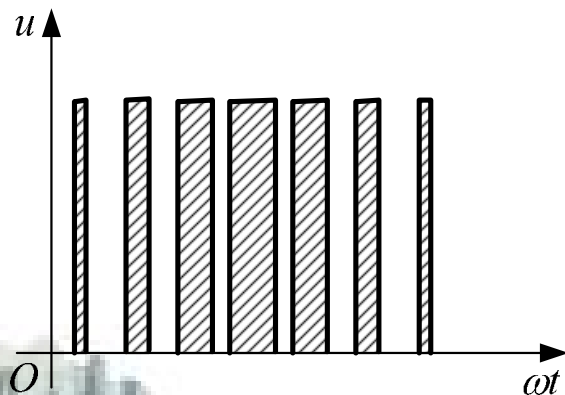
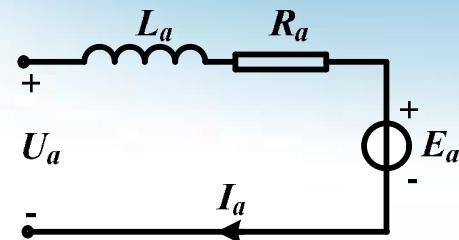
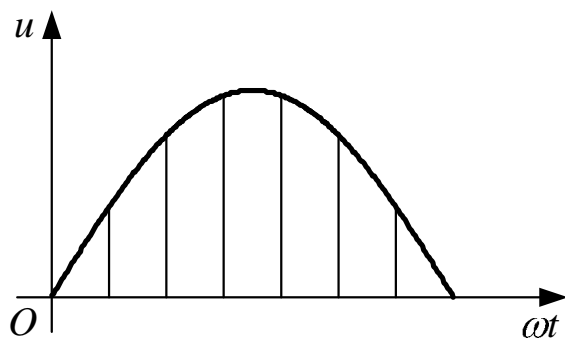
1 PWM技术原理

○ PWM技术的意义



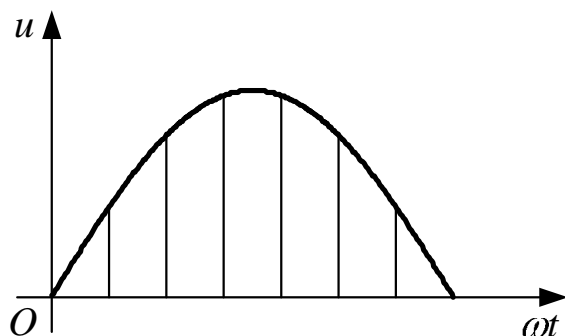
1 PWM技术原理

○ PWM技术的意义

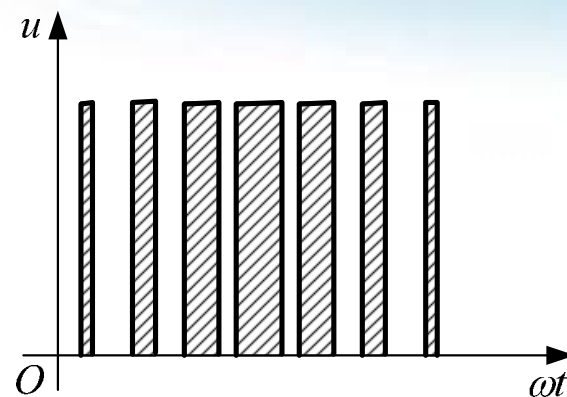


1 PWM技术原理

○ PWM技术的意义



- n** 器件工作在放大区
- n** 器件损耗大，效率低
- n** 输出功率小
- n** 信号干扰和噪声低



- n** 器件工作在饱和区和截止区
- n** 器件损耗小，效率高
- n** 输出功率大
- n** 开关信号会产生强烈的电磁干扰和噪声

1 PWM技术原理

○ SPWM波形

- n 对于正弦波的负半周期，也可以用相同的方法得到PWM波形
- n **SPWM (Sinusoidal PWM)**波形：脉冲宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的PWM波形

○ 脉宽调制型(PWM)功率放大器

- n 晶体管主要工作在饱和与截止状态的功率放大器叫做开关式功率放大器
- n **PWM功率放大器**：按固定频率接通和断开电路，并根据需要改变一周期内接通和断开的的时间比，这种工作方式的功率放大器叫脉冲宽度调制型功率放大器

f 不变

t_{on} 改变

○ 频率调制型功率放大器

f 改变

t_{on} 不变

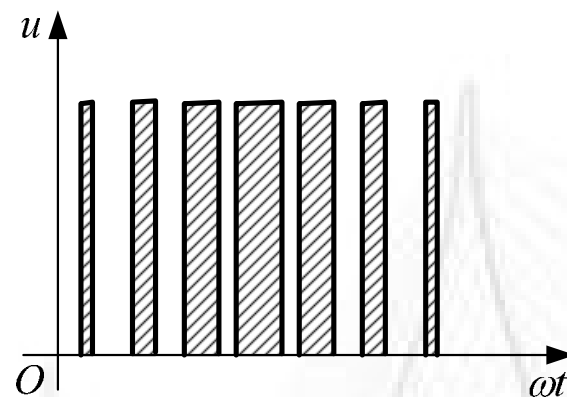
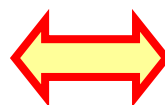
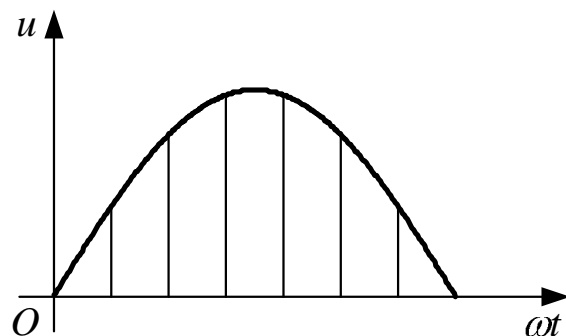
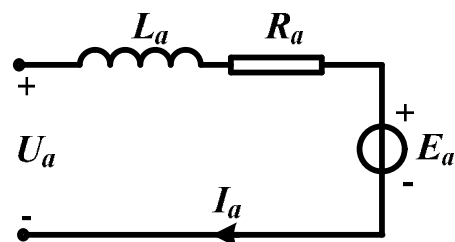
○ 混合调制型功率放大器

f 改变

t_{on} 改变

2 PWM的实现方法

○ PWM的实现方法



如何根据已有的波形生成相应的等幅不等宽的窄脉冲呢？

2 PWM的实现方法

○ 计算法

- n 根据正弦波频率、幅值和半周期脉冲数，准确计算PWM波各脉冲宽度和间隔，据此控制电路开关器件的通断，就可得到所需PWM波形
- n 当输出正弦波发生变化时，结果随之改变

○ 调制法

- n 把希望输出的波形(信号波)作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的PWM波形
- n 通常采用等腰三角形或锯齿波作为载波，等腰三角形应用较多
- n 载波特点：水平宽度和高度成线性关系
- n 载波与任何一个缓慢变化的调制信号波相交时，在交点控制器件的通断，可得到宽度正比与信号波幅值的脉冲，即PWM信号
- n 如果信号波为正弦信号，则此时得到的PWM信号为SPWM波形

2.2 调制法

○ 单极性调制

n 工作方式

当 $u_r > 0$ 时, u_{G1} 和 u_{G2} 交替变换, $u_{G3} < 0$, $u_{G4} > 0$

n $u_r > 0$ 且 $u_r > u_c$ 时 $u_o = U_d$

$u_{G1} > 0$, $u_{G2} < 0$, $u_{G3} < 0$, $u_{G4} > 0$

$i > 0$ 时, 电流路径: $V_1 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow V_4$

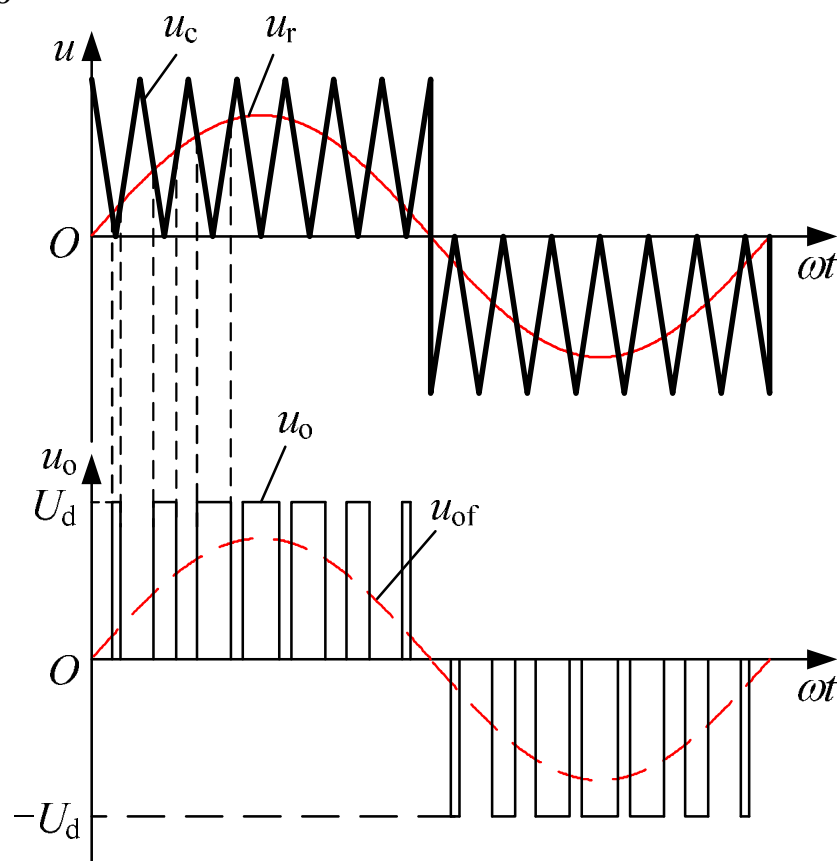
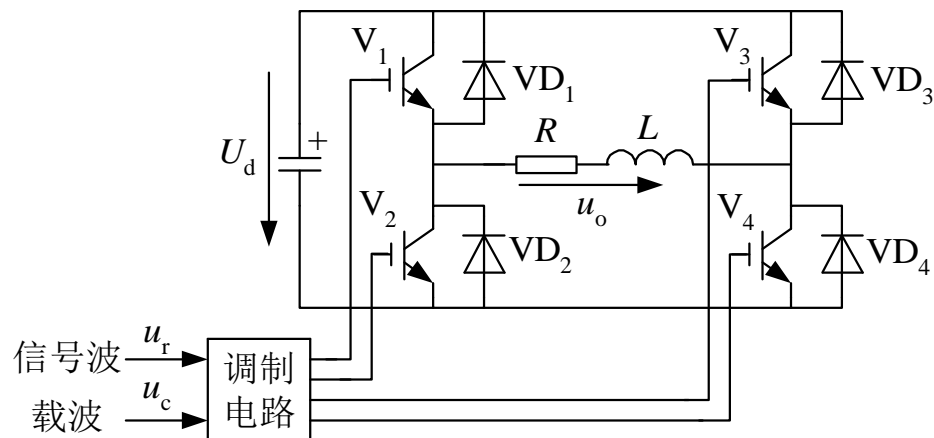
$i < 0$ 时, 电流路径: $D_4 \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow D_1$

n $u_r > 0$ 且 $u_r < u_c$ 时 $u_o = 0$

$u_{G1} < 0$, $u_{G2} > 0$, $u_{G3} < 0$, $u_{G4} > 0$

$i > 0$ 时, 电流路径: $D_2 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow V_4$

$i < 0$ 时, 电流路径: $D_4 \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow V_2$



2.2 调制法

○ 单极性调制

n 工作方式

当 $u_r < 0$ 时, $u_{G1} < 0$, $u_{G2} > 0$, u_{G3} 和 u_{G4} 交替变换

n $u_r < 0$ 且 $u_r > u_c$ 时 $u_o = 0$

$u_{G1} < 0$, $u_{G2} > 0$, $u_{G3} < 0$, $u_{G4} > 0$

$i > 0$ 时, 电流路径: $D_2 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow V_4$

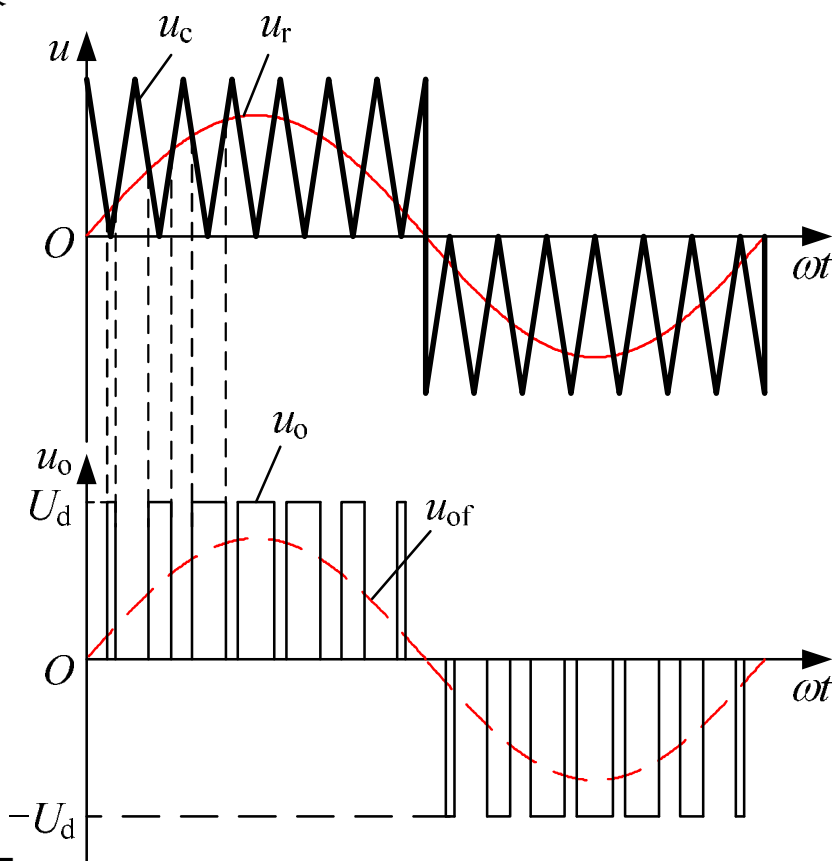
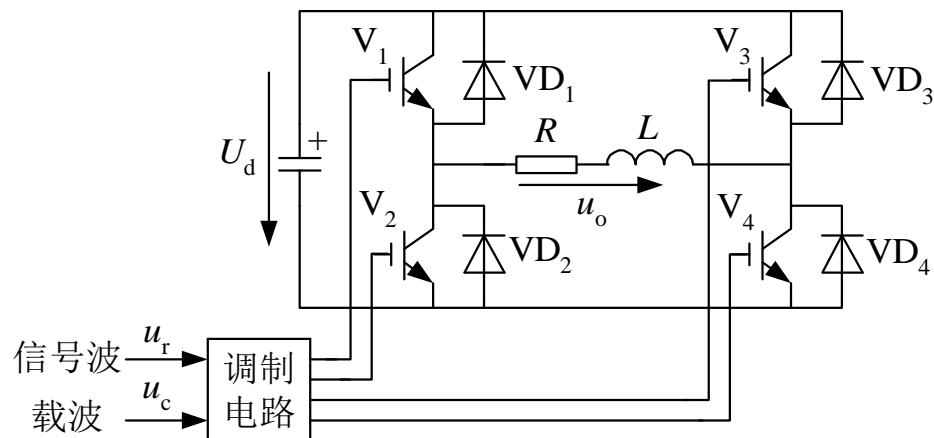
$i < 0$ 时, 电流路径: $D_4 \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow V_2$

n $u_r < 0$ 且 $u_r < u_c$ 时 $u_o = -U_d$

$u_{G1} < 0$, $u_{G2} > 0$, $u_{G3} > 0$, $u_{G4} < 0$

$i > 0$ 时, 电流路径: $D_2 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow D_3$

$i < 0$ 时, 电流路径: $V_3 \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow V_2$



2.2 调制法

○ 单极性调制

- n** $u_r > 0$ 且 $u_r > u_c$ 时, $u_o = U_d$
- n** $u_r > 0$ 且 $u_r < u_c$ 时, $u_o = 0$
- n** $u_r < 0$ 且 $u_r > u_c$ 时, $u_o = 0$
- n** $u_r < 0$ 且 $u_r < u_c$ 时, $u_o = -U_d$

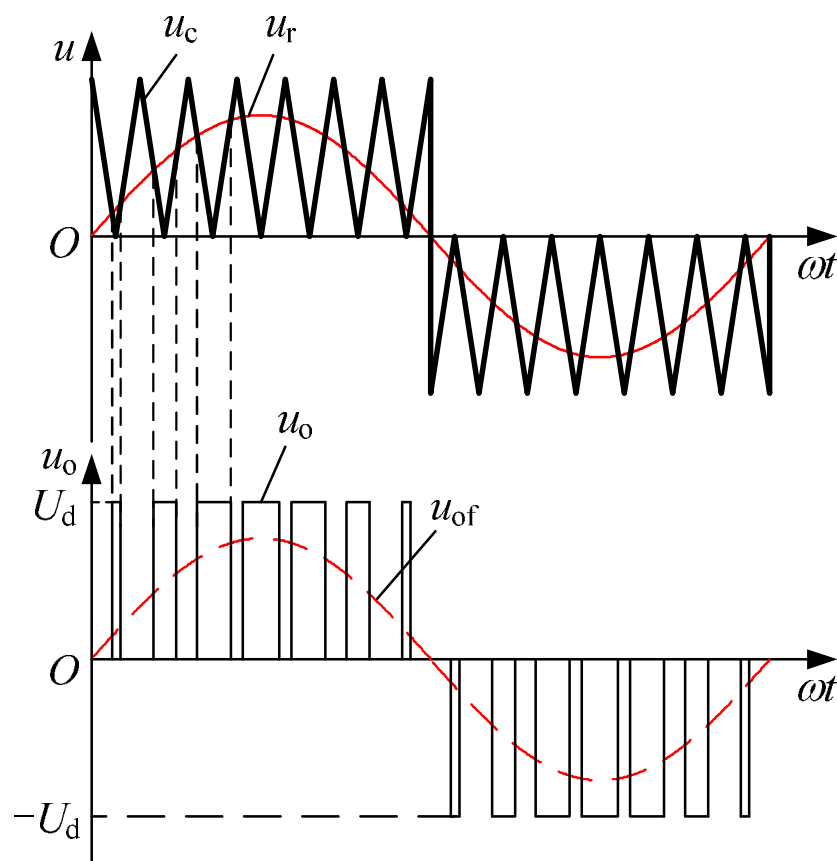
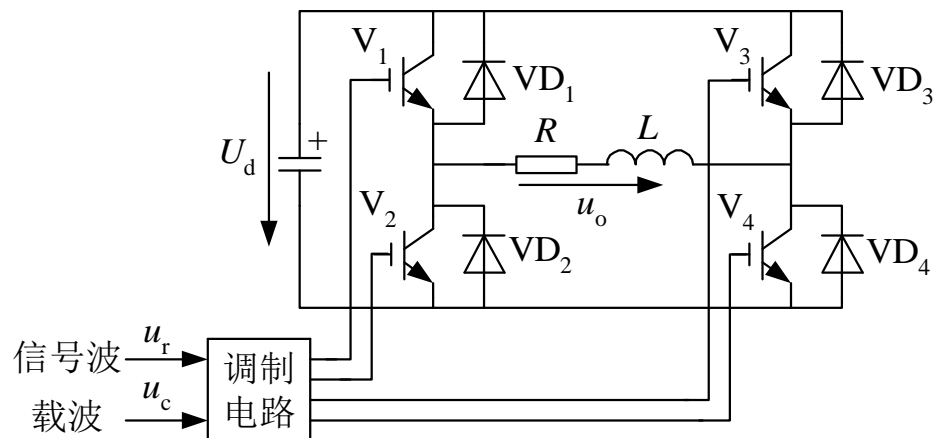


$u_r > 0$ 时 u_o 为 U_d 或 0, $u_r < 0$ 时 u_o 为 $-U_d$ 或 0

因此称为单极性调制

单极性调制: PWM波形在单个极性范围变化

单极性调制时载波也是单极性的



2.2 调制法

○ 双极性调制

n 工作方式

$u_{G1}=u_{G4}$, $u_{G2}=u_{G3}$, 且两个信号交替变换

n $u_r > u_c$ 时 $u_o = U_d$

$u_{G1} > 0$, $u_{G2} < 0$, $u_{G3} < 0$, $u_{G4} > 0$

$i > 0$ 时, 电流路径: $V_1 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow V_4$

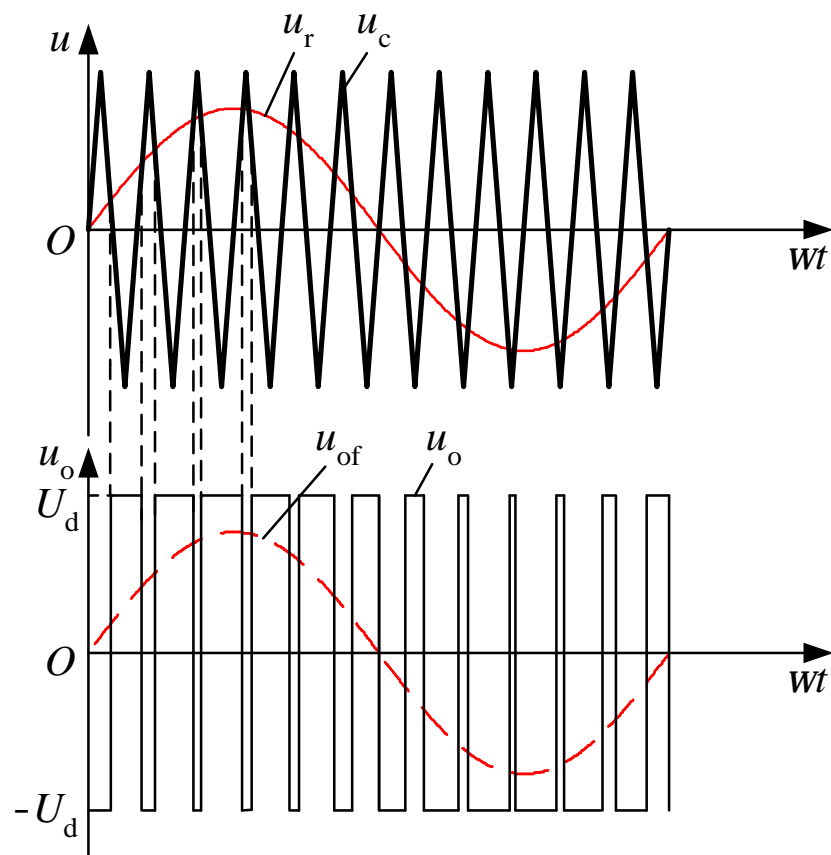
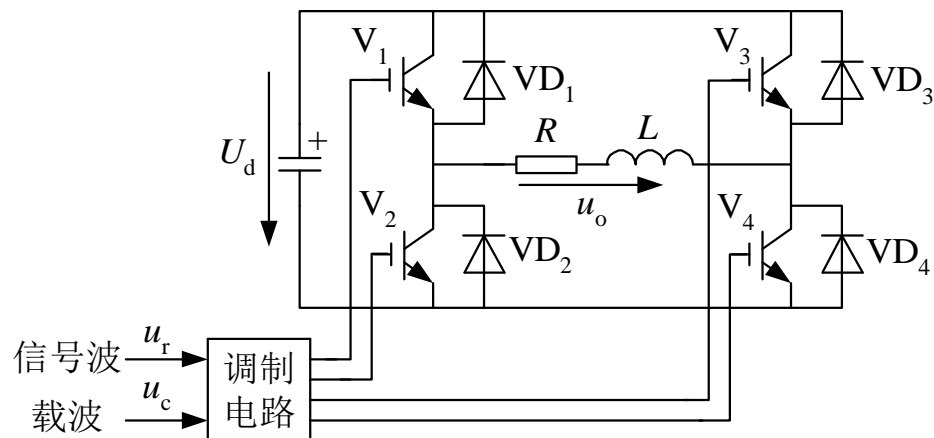
$i < 0$ 时, 电流路径: $D_4 \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow D_1$

n $u_r < u_c$ 时 $u_o = -U_d$

$u_{G1} < 0$, $u_{G2} > 0$, $u_{G3} > 0$, $u_{G4} < 0$

$i > 0$ 时, 电流路径: $D_2 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow D_3$

$i < 0$ 时, 电流路径: $V_3 \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow V_2$



2.2 调制法

○ 双极性调制

n $u_r > u_c$ 时, $u_o = U_d$

n $u_r < u_c$ 时, $u_o = -U_d$

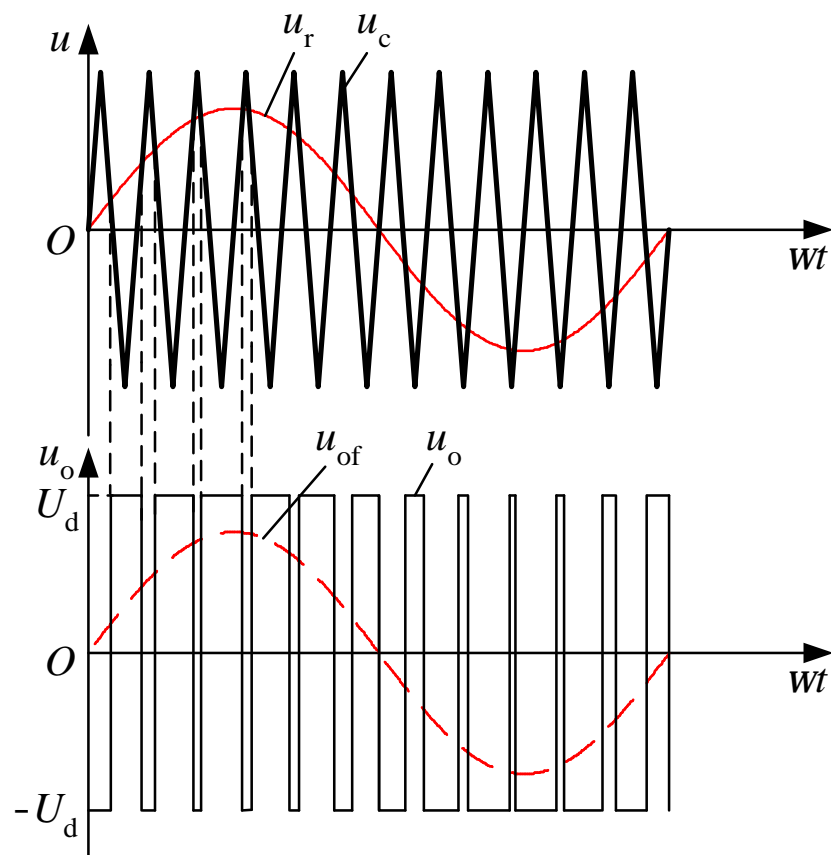
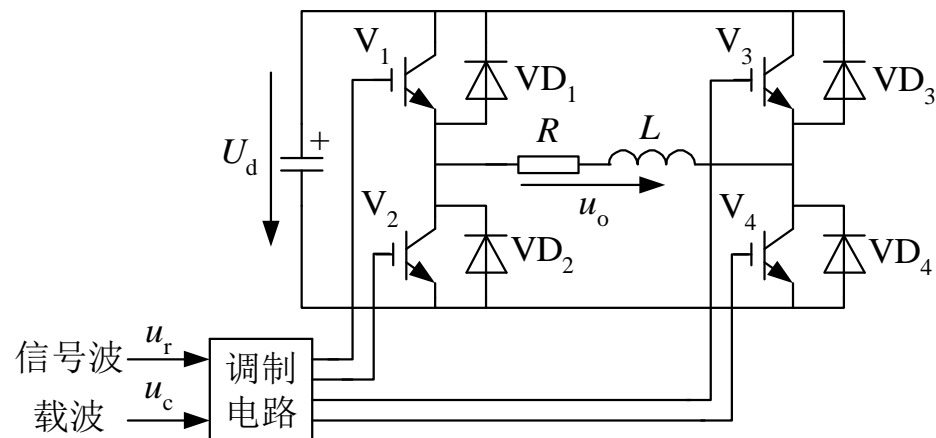


无论 $u_r > 0$ 还是 $u_r < 0$ 时, u_o 为 U_d 或 $-U_d$ 而无 0

因此称为双极性调制

双极性调制: PWM 波形在两个极性范围变化

双极性调制时载波也是双极性的



2.2 调制法

- 异步调制和同步调制

- n 载波比：载波频率 f_c 和调制信号频率 f_r 之比称为载波比

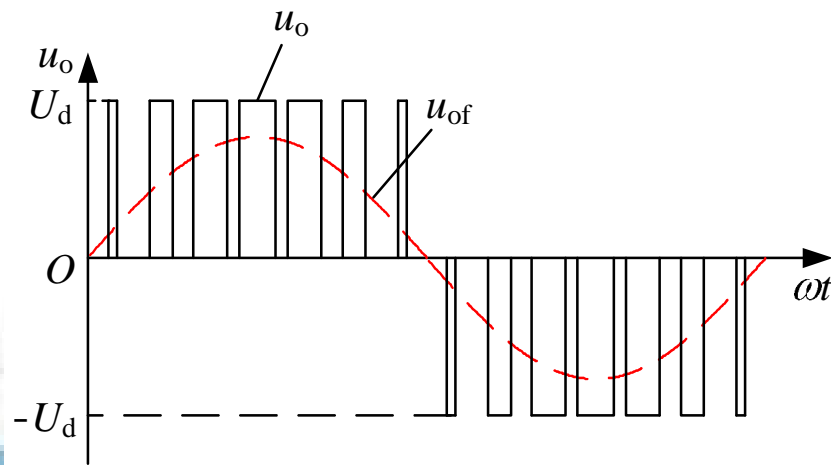
$$N = f_c / f_r$$

- n 根据载波比**N**是否变化，可分为异步调制和同步调制

2.2 调制法

○ 异步调制

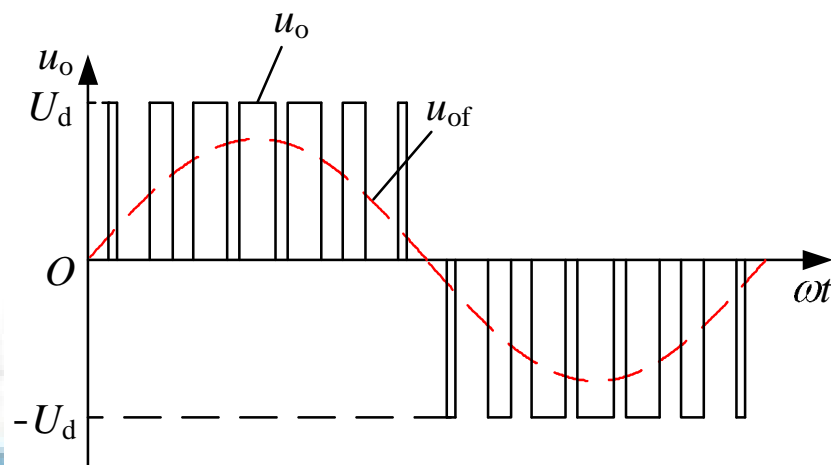
- n 载波信号和调制信号不保持同步的调制方式称为**异步调制**
- n 在异步调制中通常保持载波频率 f_c 固定不变，因此当信号波频率变化时，载波比 N 是变化的
- n 在信号波的半个周期内，**PWM**波的脉冲个数不固定，相位也不固定，正负半周期的脉冲不对称，半周期内前后 $1/4$ 周期的脉冲也不对称
- n 当信号波频率较低时， N 较大，一个周期内脉冲数较多，上述不对称影响较小，**PWM**波形接近正弦波
- n 当信号波频率较高时， N 较小，一个周期内脉冲数较少，上述不对称影响较大，**PWM**波形与正弦波的差异变大
- n 异步调制希望有较高的载波频率，以便在信号频率升高后，仍能保持较大的载波比



2.2 调制法

o 同步调制

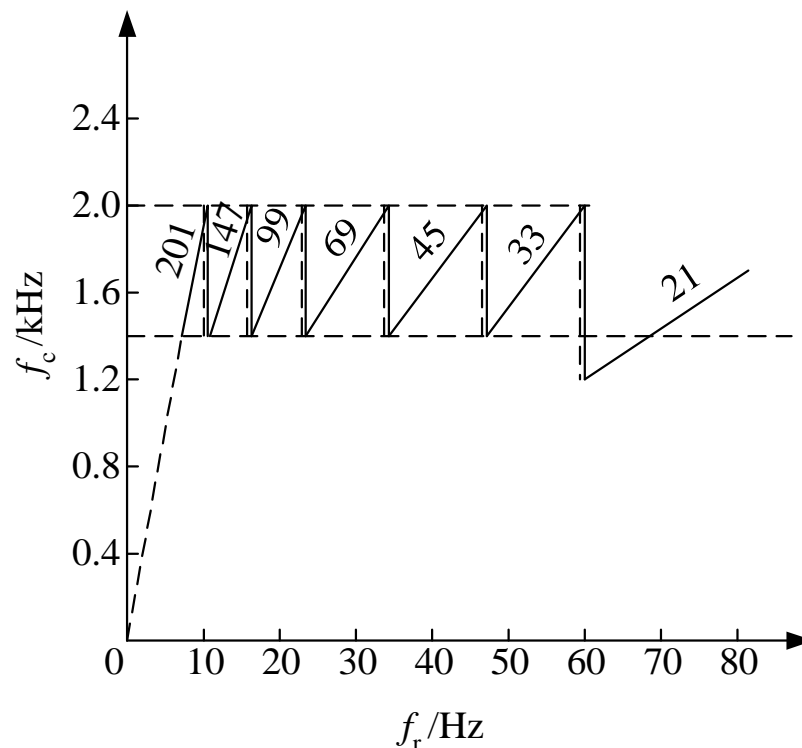
- n 载波信号和调制信号保持同步的调制方式称为**同步调制**
- n 在同步调制中载波频率 f_c 随信号波频率变化而变化，保证载波比**N**是不变的
- n 在信号波的一个周期内输出的脉冲数是固定的，脉冲相位也是固定的
- n 当信号波频率较低时，载波频率也较低，由载波频率带来的谐波不易滤除，当驱动电机时，会有较大的转矩波动和噪声
- n 当信号波频率较高时，载波频率也较高，对器件的性能要求高



2.2 调制法

○ 分段同步调制

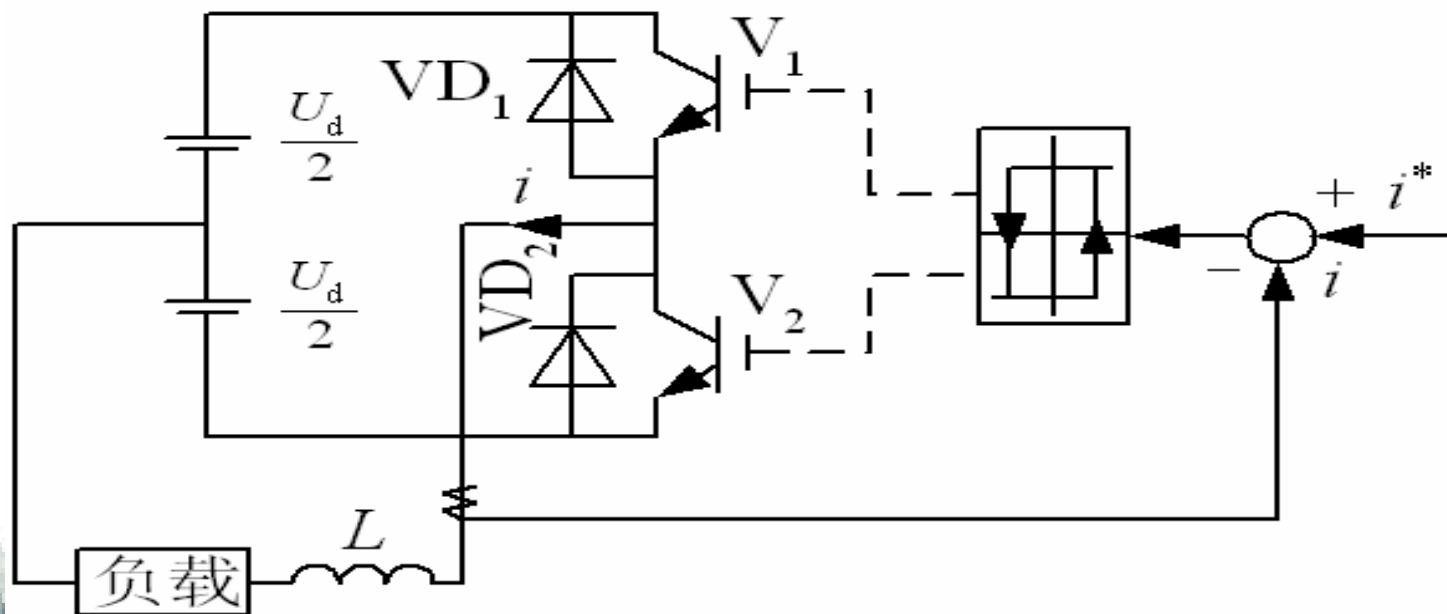
- n 分段同步调制：**把输出频率范围划分若干个频段，每个频段内都保持载波比 N 为恒定，不同频段的载波比不同
- n** 在输出频率高的频段采用较低的载波比，以使载波频率不至过高，保证器件的开关频率满足要求
- n** 在输出频率低的频段采用较高的载波比，以使载波频率不至过低，保证对负载的干扰较小
- n** 为了防止载波频率在切换点附近来回跳动，在各频率切换点采用了滞后的切换方法



2.3 滞环比较法

○ 滞环比较法

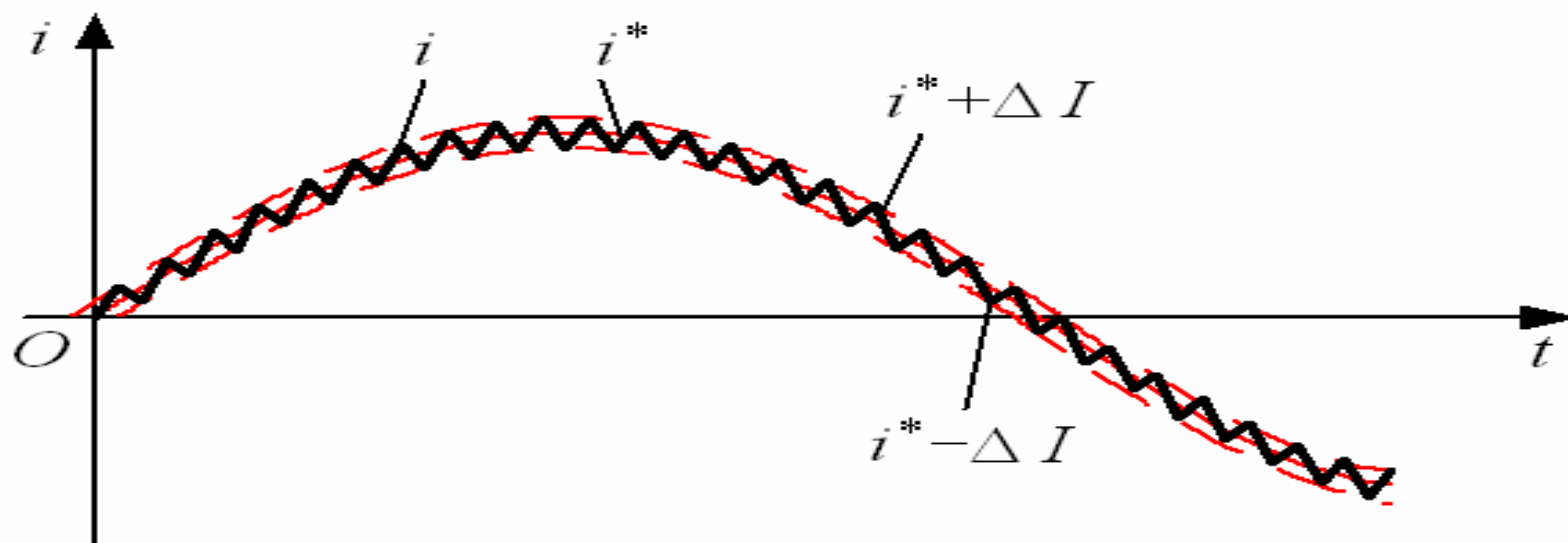
- n 把希望输出的波形作为指令信号，把实际波形作为反馈信号，通过两者的瞬时值比较来决定逆变电路各开关器件的通断，使实际的输出跟踪指令信号变化



2.3 滞环比较法

○ 参数对滞环PWM的影响

- n 滞环环宽对跟踪性能的影响：环宽过宽时，开关频率低，跟踪误差大；环宽过窄时，跟踪误差小，但开关频率过高，开关损耗增大
- n 电抗器 L 的作用： L 大时， i 的变化率小，跟踪慢； L 小时， i 的变化率大，开关频率过高



3.1 PWM波形的谐波分析

- 使用载波对正弦信号波调制，产生和载波有关的谐波分量
- 谐波频率和幅值是衡量PWM电路性能的重要指标之一
- PWM波形的谐波分析

n 载波信号的幅值为1，调制信号为

$$u_r = a \sin \omega_r t$$

n 单相桥式PWM电路在双极性调制方式下输出电压的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r$$

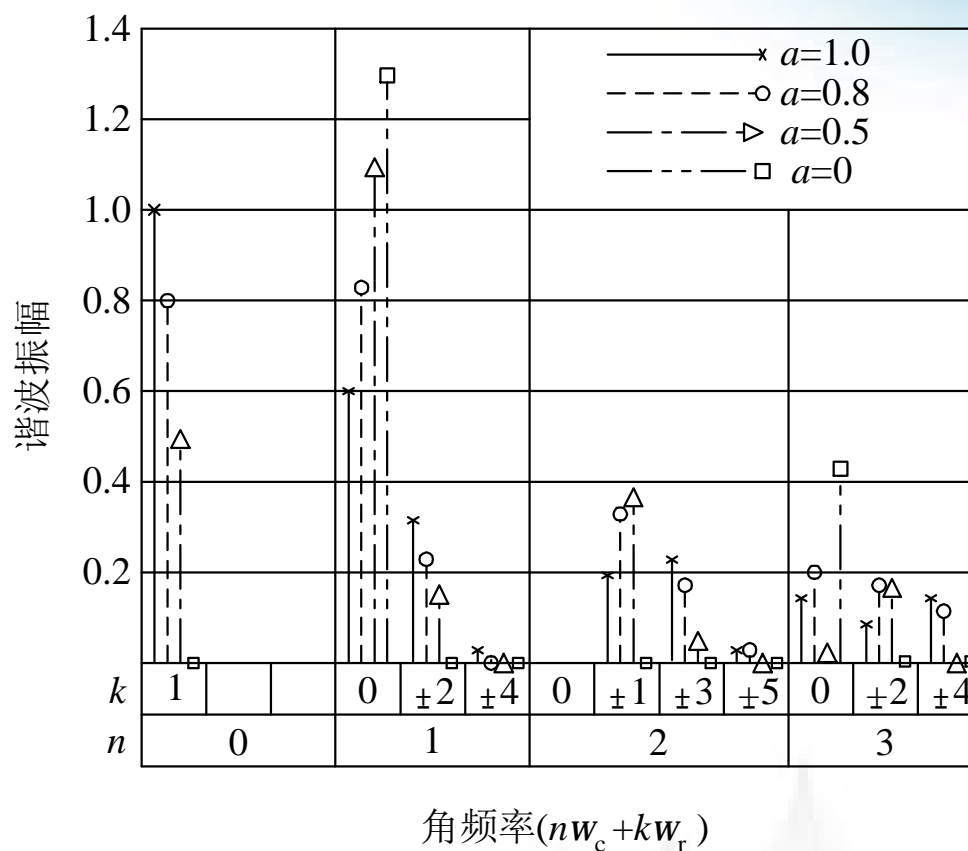
ω_c 为载波信号的角频率， ω_r 为调制信号的角频率

当 $n=1,3,5,\dots$ 时， $k=0,2,4,\dots$ ；

当 $n=2,4,6,\dots$ 时， $k=1,3,5,\dots$ ；

n SPWM波中不含低次谐波，只含 ω_c 及其附近的谐波以及 $2\omega_c$ 、 $3\omega_c$ 等及其附近的谐波

3.1 PWM波形的谐波分析



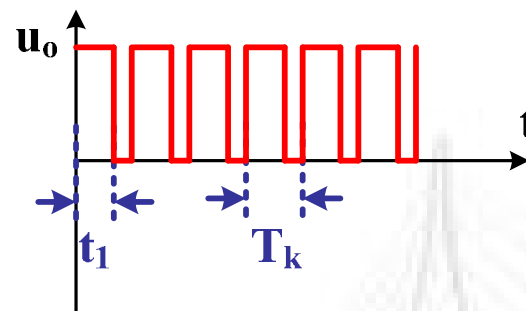
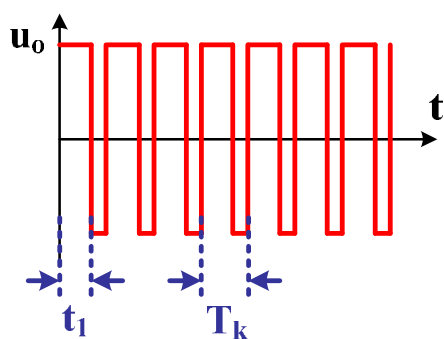
n SPWM波中不含低次谐波，只含 ω_c 及其附近的谐波以及 $2\omega_c$ 、 $3\omega_c$ 等及其附近的谐波

3.2 PWM驱动的输出电压

○ 脉冲的占空比 δ

$$d = t_1 / T_k$$

其中, T_k 表示开关周期; 对于双极性PWM波形, t_1 表示正电压宽度, 对于单极性PWM波形, t_1 表示非零电压(正或负电压)宽度



○ 信号系数 ρ

$$r = \frac{u_i}{|U_{im}|}$$

其中, u_i 表示输入信号瞬时值; U_{im} 表示输入信号最大值, 为定值

3.2 PWM驱动的输出电压

○ 双极性输出

n 输出电压为

$$u_o = \begin{cases} U_D & 0 \leq t < t_1 \\ -U_D & t_1 \leq t < T_k \end{cases}$$

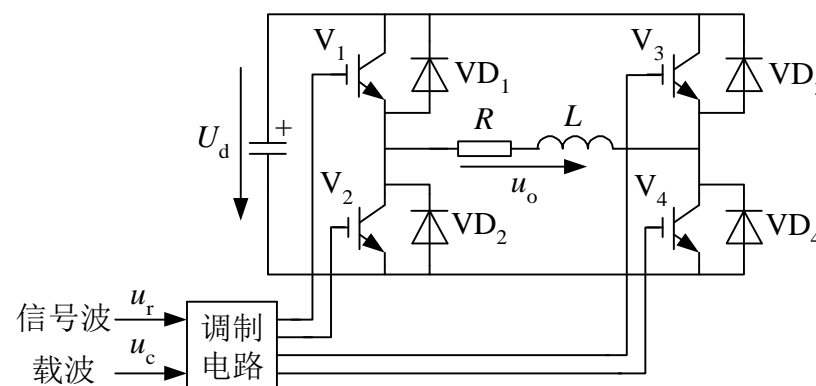
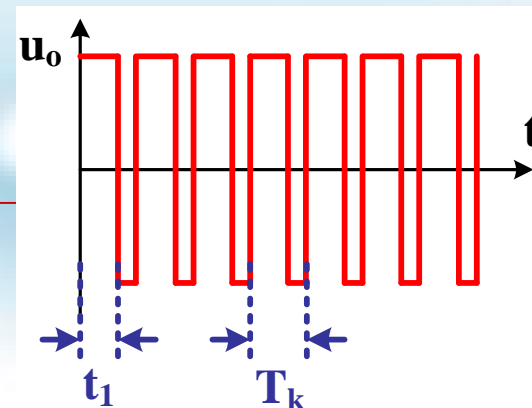
n 傅立叶变换

$$u_o = U_{av} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{an} \cos(2pnf_k t - \frac{1+r}{2} np)$$

其中：

$$U_{av} = rU_D$$

$$U_{an} = \frac{4U_D}{np} \sin(npd)$$



双极性输出电压可以看成是直流电压分量 ρU_d 与一系列高频交流电压分量之和

3.2 PWM驱动的输出电压

○ 单极性输出

n 输出电压为

$$u_o = \begin{cases} U_D & 0 \leq t < t_1 & u_i > 0 \\ -U_D & 0 \leq t < t_1 & u_i < 0 \\ 0 & t_1 \leq t < T_k \end{cases}$$

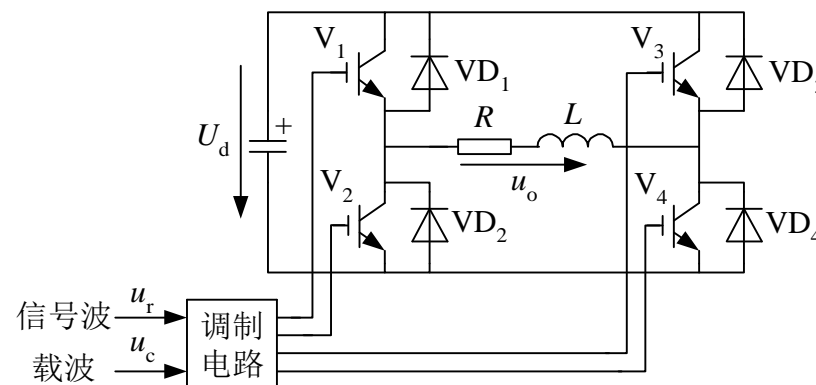
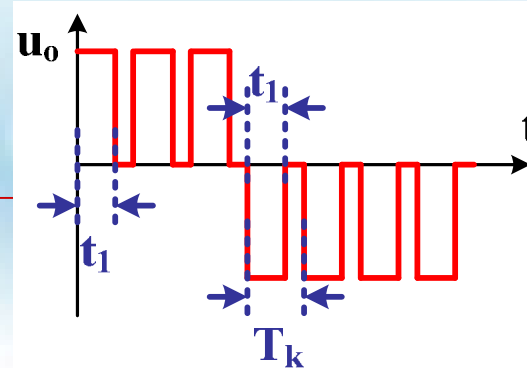
n 傅立叶变换

$$u_o = U_{av} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{an} \cos(2pnf_k t + f_n)$$

其中：

$$U_{av} = rU_D$$

$$U_{an} = \frac{2U_D}{np} \sin(np |r|)$$



单极性输出电压可以看成是直流电压分量 ρU_d 与一系列高频交流电压分量之和

3.2 PWM驱动的输出电压

○ PWM驱动的输出电压

n 双极性输出

$$u_o = U_{av} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{an} \cos(2pnf_k t - \frac{1+r}{2}np)$$

n 单极性输出

$$u_o = U_{av} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{an} \cos(2pnf_k t + f_n)$$

输出电压可以看成是直流电压分量 ρU_d 与一系列高频交流电压分量之和

○ 直流电机传递函数

$$\frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{1/K_e}{(t_ms + 1)(t_es + 1)}$$

开关频率 f_k 远远高于电动机的频带和共振区，因此所有高频分量全被电机衰减，其作用的信号是直流分量 U_{av}

3.2 PWM驱动的输出电压

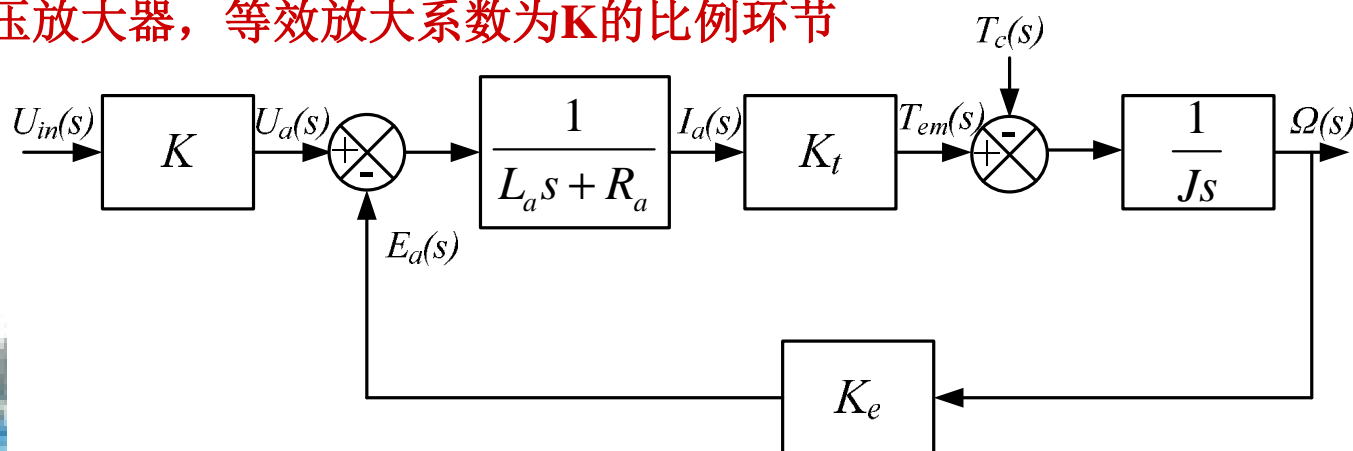
○ PWM放大器在电机系统中的等效环节

开关频率 f_k 远远高于电动机的频带和共振区，因此所有高频分量全被电机衰减，其作用的信号是直流分量 U_{av}

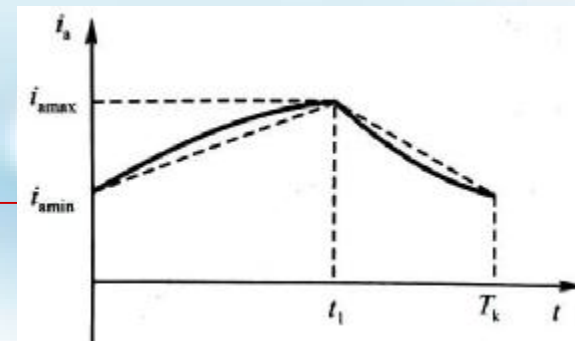
$$u_o = U_{av} = rU_D = \frac{U_D}{|U_{im}|} u_i = Ku_i$$

式中 $K=U_D/|U_{im}|$ 为PWM型功率放大器的放大系数

因此，脉冲宽度调制型功率放大器在直流电动机的控制系统中等效为一个电压放大器，等效放大系数为 K 的比例环节



3.3 PWM驱动器的电流纹波



○ 电流纹波

n 条件：PWM驱动器输入电压为常值，PWM输出达到稳态

n PWM驱动器输出电流如实线所示

n 一个周期内电流最大值为 i_{amax} ，电流最小值为 i_{amin} ，则电流脉动量 ΔI_a

$$\Delta I_a = i_{amax} - i_{amin}$$

n 设电流波形为直线，如虚线所示，可得电流脉动量

$$\Delta I_a = \frac{AU_d d(1-d)}{L_a f_k} = \frac{AI_s d(1-d)}{t_e f_k}$$

其中 $I_s = U_d / R_a$ 为启动电流， $\tau_e = L_a / R_a$ 为电磁时间常数

n 双极性输出时

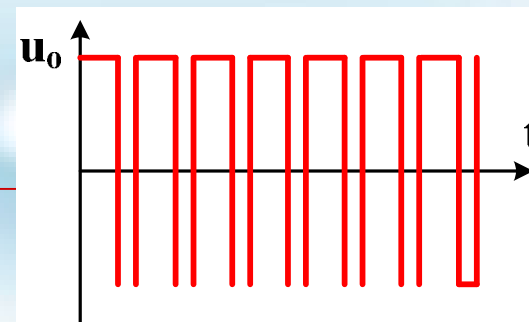
$$\Delta I_a = \frac{AU_d(1-r^2)}{4L_a f_k}$$

n 单极性输出时

$$\Delta I_a = \frac{AU_d r(1-r)}{L_a f_k}$$

双极性时 $A=2$ ，单极性时 $A=1$

3.3 PWM驱动器的电流纹波



○ 电流纹波

n 双极性输出时

$$\Delta I_a = \frac{AU_d(1-r^2)}{4L_a f_k}$$

n 当 $\rho=0$ 时取最大值

$$\Delta I_m = \frac{AU_d}{4L_a f_k}$$

n 单极性输出时

$$\Delta I_a = \frac{AU_d r(1-r)}{L_a f_k}$$

n 当 $\rho=1/2$ 时取最大值

$$\Delta I_m = \frac{AU_d}{4L_a f_k}$$

n 电流脉动与电源电压 U_d 成正比，或电机的启动电流 I_s 成正比

n 电流脉动与电枢电感 L_a 成反比，或电机电磁时间常数 τ_e 成反比

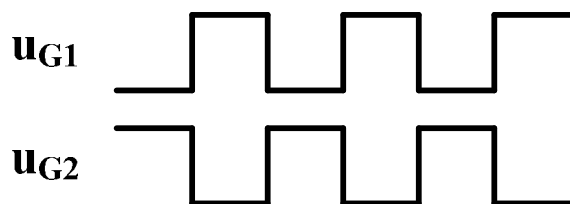
n 电流脉动与开关频率 f_k 成反比

n 双极性输出电流脉动量比单极性输出电流脉动量大

3.4 死区时间

- 理想驱动信号

- n 上下桥臂驱动信号互补

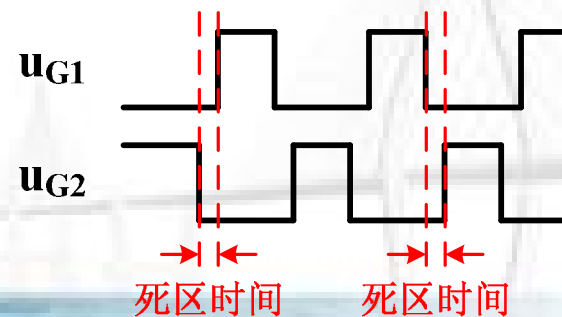
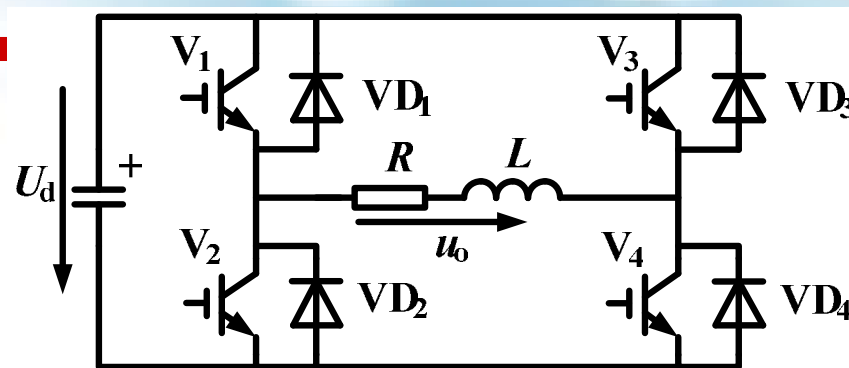


- n 器件的关断过程比开通过程长，即 $t_{off} > t_{on}$

- 死区时间

- n 为了防止上下两臂直通而造成短路，在上下两臂通断切换时要留一小段上下臂都施加关断信号的**死区时间**

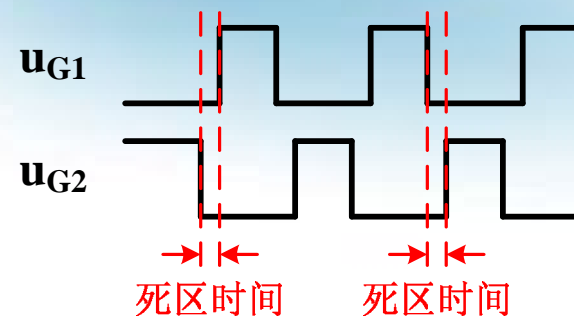
- n 死区时间的长短主要由功率开关器件的关断时间来决定



3.4 死区时间

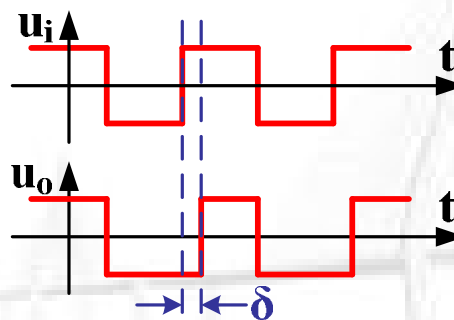
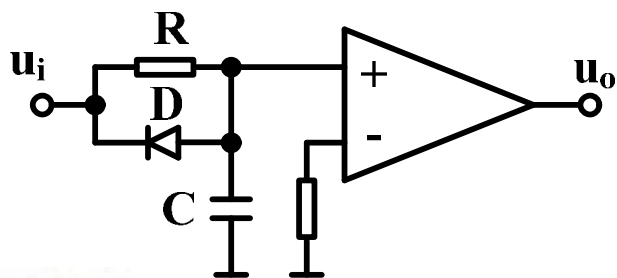
○ 死区时间的影响

- n 死区时间将会使输出PWM波形与输入波形产生一定偏离



○ 死区时间的实现

- n 计算法生成
- n 调制法——RC延迟电路



3.5 PWM驱动器的频率选择

- 采用PWM驱动器的直流电动机的性能与电气指标与开关频率 f_k 有密切的关系
- 决定开关频率的两个主要理论依据
 - n **香农采样定理**: 为了不失真地恢复模拟信号, 采样频率应该不小于模拟信号频谱中最高频率的2倍
 - n **面积等效原理**: 冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时, 其效果基本相同
- 直流电动机系统对开关频率的要求:
 - n 为了较好地恢复所模拟的信号, 希望开关频率足够高
 - n 为了使系统不响应交变电压分量(电枢电流脉动足够小), 希望开关频率足够高
 - n 根据控制系统带宽和谐振频率, 希望开关频率远高于带宽和谐振频率
 - n 为了改善噪声和电磁干扰, 希望开关频率足够高

3.5 PWM驱动器的频率选择

○ 直流电动机系统对开关频率的要求：

- n 为了减小开关管的损耗，希望开关频率低一些
- n 受开关器件本身特性的限制，开关频率不能太高
- n 受死区时间的限制，开关频率不能太高

限制开关频率下限 希望提升开关频率的因素	限制开关频率上限 希望降低开关频率的因素
<ol style="list-style-type: none">1. 输入信号频率2. 电枢电流脉动3. 系统带宽和谐振频率4. 噪声和干扰	<ol style="list-style-type: none">1. 开关器件自身特性2. 开关器件损耗3. 死区时间

4 直流斩波电路

- 直流斩波电路

- n 直流斩波电路是将直流电变为另一固定电压或者可调电压的直流电，也称为直接直流-直流变换器(DC/DC Converter)

- 基本直流斩波电路

- n 降压斩波电路
 - n 升压斩波电路

4.1 降压斩波电路

○ 降压斩波电路

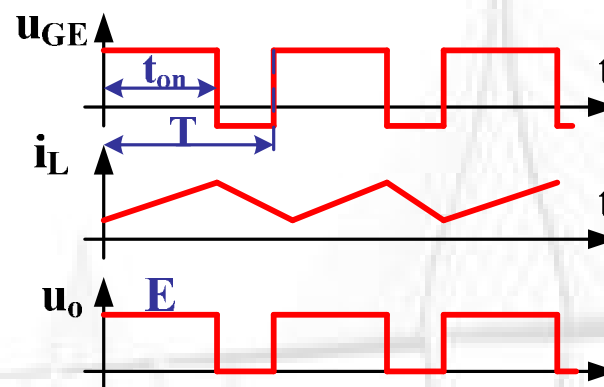
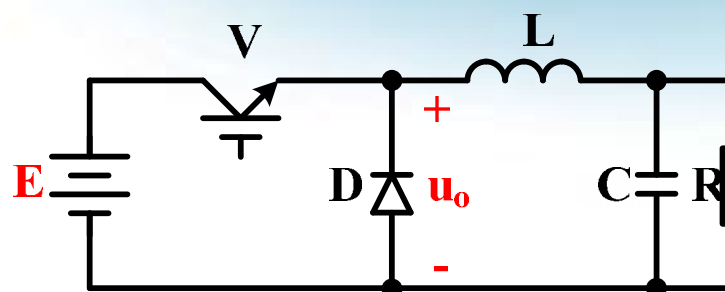
n 降压斩波电路

n 控制方式：保持开关周期 T 不变，调节开关导通时间 t_{on} ，称为脉冲宽度调制

n 考虑电感电流连续时，输出电压平均值为

$$U_o = \frac{t_{on}}{T} E = dE$$

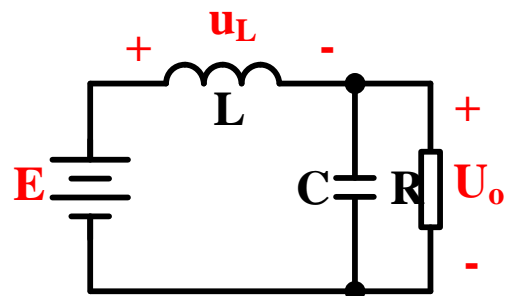
$t_{on} < T$ 即 $\delta \leq 1$ ，可知 $U_o \leq E$ ，为降压斩波电路



4.1 降压斩波电路

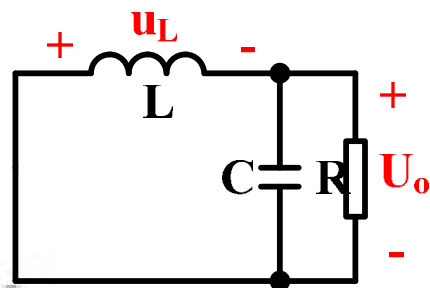
○ 降压斩波电路

n V导通时等效电路

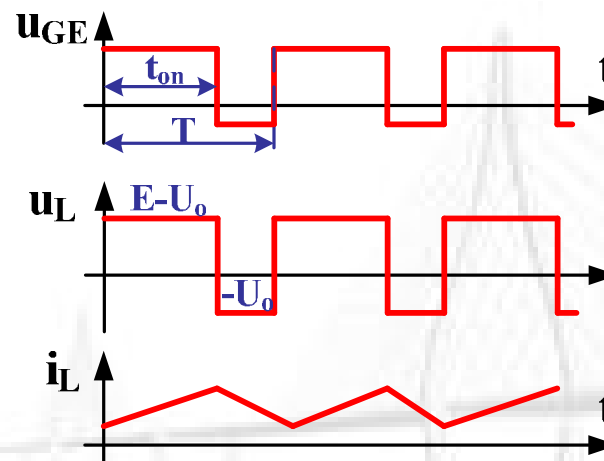
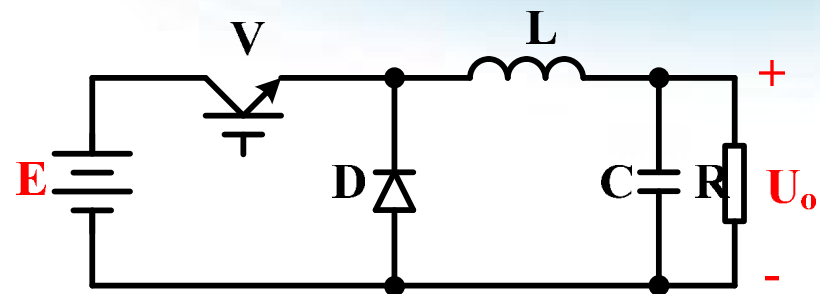


$$u_L = E - U_o$$

n V关断时等效电路



$$u_L = -U_o$$



考虑电感电流连续的情况

4.1 降压斩波电路

○ 降压斩波电路

n V导通时

$0 < t < t_{on}$, $u_{GE} > 0$, V处于通态, $u_L = E - U_o$

$$\Delta i_{L+} = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} (E - U_o) dt = \frac{1}{L} (E - U_o) dT$$

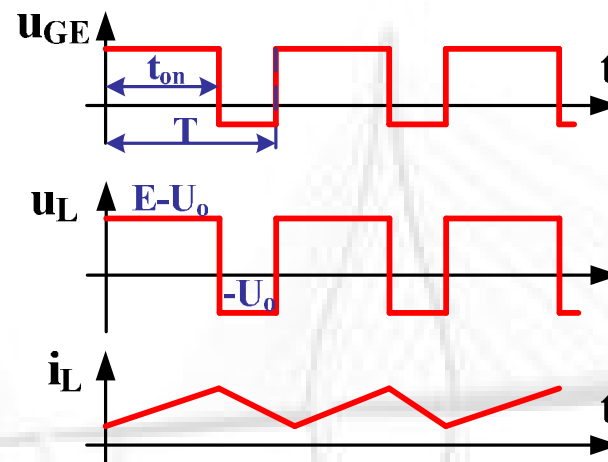
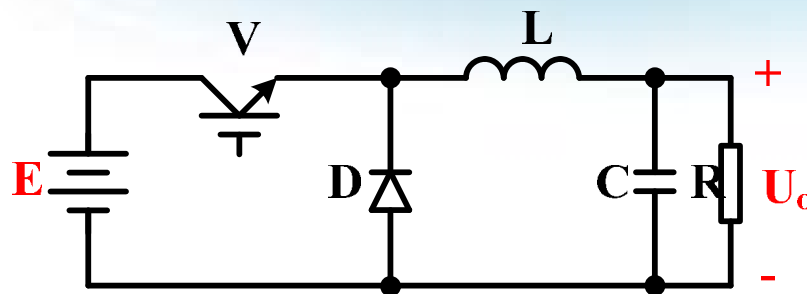
n V关断时

$t_{on} < t < T$, $u_{GE} < 0$, V处于断态, $u_L = -U_o$

$$\Delta i_{L-} = \frac{1}{L} \int_{t_{on}}^T (-U_o) dt = -\frac{1}{L} U_o (1-d)T$$

n 电感为储能元件, 平衡状态时, 每周
期充电放电能量相同, 即 $\Delta i_{L+} + \Delta i_{L-} = 0$

$$U_o = dE \quad \text{降压}$$



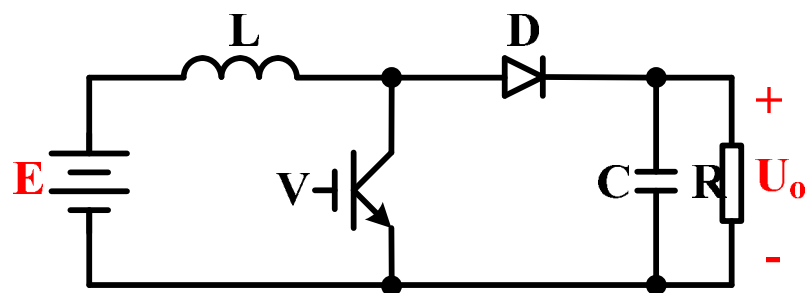
考虑电感电流连续的情况

4.2 升压斩波电路

○ 升压斩波电路

n 升压斩波电路

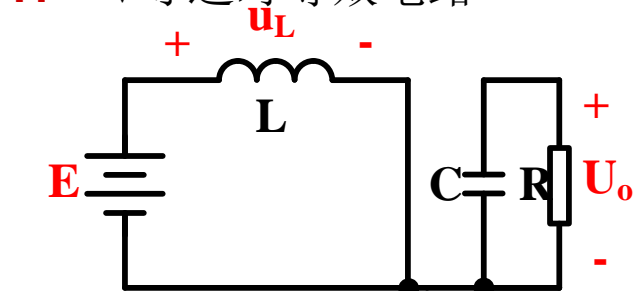
n 控制方式：保持开关周期 T 不变，调节开关导通时间 t_{on} ，称为脉冲宽度调制



4.1 升压斩波电路

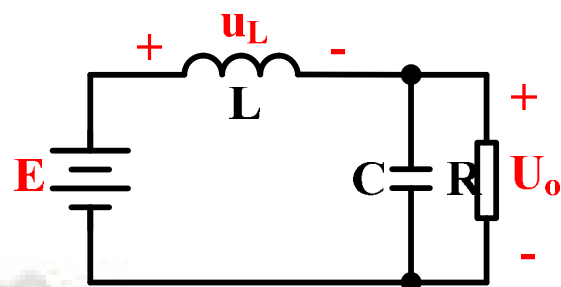
○ 升压斩波电路

n V导通时等效电路

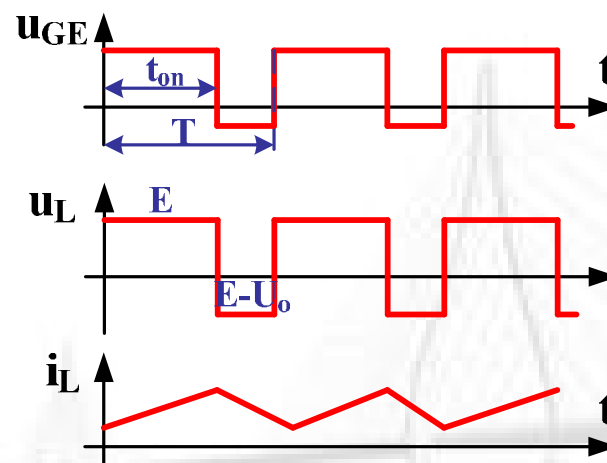
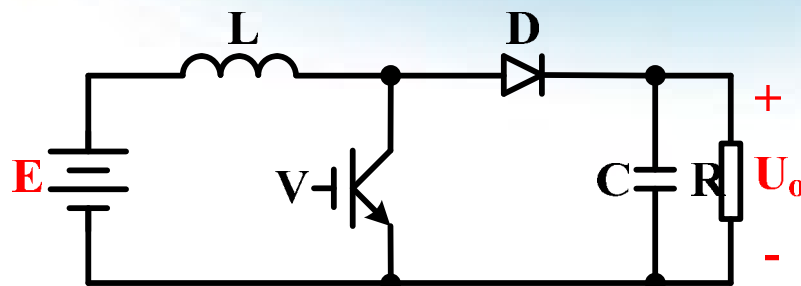


$$u_L = E$$

n V关断时等效电路



$$u_L = E - U_o$$



考虑电感电流连续的情况

4.1 升压斩波电路

○ 升压斩波电路

n V导通时

$0 < t < t_{on}$, $u_{GE} > 0$, V处于通态, $u_L = E$

$$\Delta i_{L+} = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} E dt = \frac{1}{L} E d T$$

n V关断时

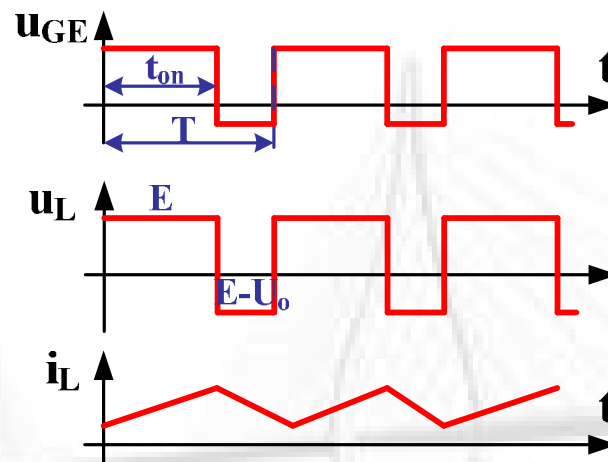
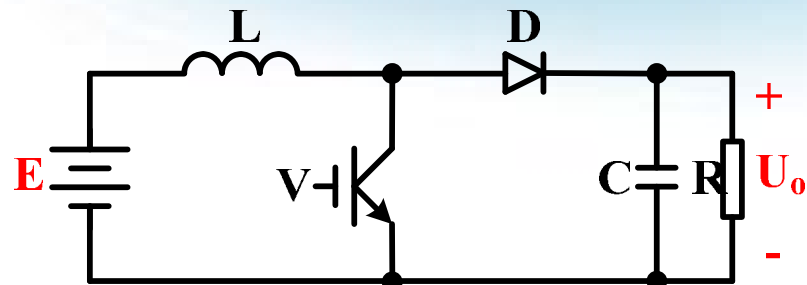
$t_{on} < t < T$, $u_{GE} < 0$, V处于断态, $u_L = E - U_o$

$$\Delta i_{L-} = \frac{1}{L} \int_{t_{on}}^T (E - U_o) dt = \frac{1}{L} (E - U_o) (1 - d) T$$

n 电感为储能元件, 平衡状态时, 每周
期充电放电能量相同, 即 $\Delta i_{L+} + \Delta i_{L-} = 0$

$$U_o = \frac{1}{1-d} E$$

升压



考虑电感电流连续的情况