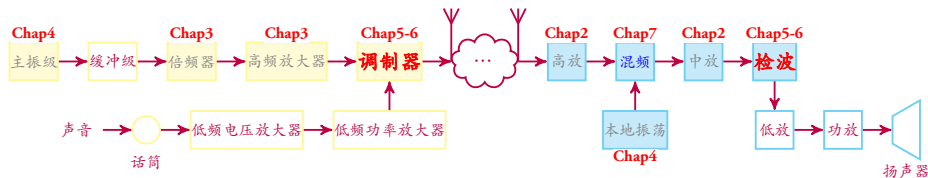


课程主要内容



- ① Chap2 谐振回路 高频电路基础
- ② Chap2 小信号调谐放大器 放大选频
- ③ Chap3 调谐功率放大器 功率效率谐波抑制制度
- ④ Chap3 倍频器
- ⑤ Chap4 正弦波振荡器
- ⑥ Chap5 振幅调制与解调
- ⑦ Chap6 角度调制与解调
- ⑧ Chap7 变频器
- ⑨ Chap8 锁相环

- ① 电阻、电容、电感等无源线性元件
- ② 二极管、三极管等有源非线性器件
- ③ LC 谐振回路、基本放大电路、振荡器电路等

着重讨论发送设备和接收设备各单元的工作原理和组成，以及构成发送、接收设备的各种单元电路的工作原理、典型电路和分析方法。

基本概念、基本原理、基本电路、基本分析方法

通信电子电路

郑海永

zhenghaiyong@gmail.com

<http://vision.ouc.edu.cn/~zhenghaiyong/courses/>

中国海洋大学 信息科学与工程学院 电子工程系



本章主要内容¹

- ① 调制与解调（振幅与角度）
- ② 调幅信号的分析
- ③ 调幅波产生原理的理论分析
- ④ 普通调幅波的产生电路
- ⑤ 普通调幅波的解调电路
- ⑥ 抑制载波调幅波的产生和解调电路

¹本幻灯片中大部分图来源于中国矿业大学《通信电子电路》精品课程：

<http://jpkc.cumt.edu.cn/txdzdl/>，特此致谢！

目录 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调

目录 II

- 检波器质量要求
- 小信号平方律检波器
- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

6 抑制载波调幅波产生和解调

- 抑制载波调幅波产生电路
- 抑制载波调幅波解调电路

内容提要 I

1 调制与解调

● 概述

2 调幅信号分析

- 普通调幅波
- 抑制载波双边带调幅
- 抑制载波单边带调幅
- 三种调幅波比较

3 调幅波产生原理

- 幂级数分析法
- 线性时变分析法

4 普通调幅波产生

- 低电平调幅电路
- 高电平调幅电路

5 普通调幅波解调

- 检波器质量要求
- 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

内容提要 I

1 调制与解调

● 概述

2 调幅信号分析

- 普通调幅波
- 抑制载波双边带调幅
- 抑制载波单边带调幅
- 三种调幅波比较

3 调幅波产生原理

- 幂级数分析法
- 线性时变分析法

4 普通调幅波产生

- 低电平调幅电路
- 高电平调幅电路

5 普通调幅波解调

- 检波器质量要求
- 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

6 抑制载波调幅波产生和解调

- 抑制载波调幅波产生电路
- 抑制载波调幅波解调电路

思考

无线通信为什么要进行调制（为什么需要高频）？

为什么调制和解调需要非线性？

调制与解调

频谱变换电路

将输入信号进行频谱变换，获得所需频率输出信号。

- 频谱搬移电路：将输入信号频谱沿频率轴进行不失真的搬移（振幅调制与解调、混频电路等）。
- 频谱非线性变换电路：将输入信号频谱进行特定的非线性变换（频率调制与解调电路等）。

非线性电路

器件工作在非线性状态，产生新的频率分量，实现频谱变换。

非线性分析方法

- 幂级数分析法
- 线性时变分析法：指数函数分析法和开关函数近似分析法

调幅与检波

- 普通调幅波 (Amplitude Modulation, AM)
- 抑制载波的双边带调幅波 (Double SideBand/Suppressed Carrier-Amplitude Modulation, DSB/SC-AM)
- 抑制载波的单边带调幅波 (Single SideBand/Suppressed Carrier-Amplitude Modulation, SSB/SC-AM)

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

① 普通调幅波的表达式

单频调制

设调制信号为单一频率的余弦波： $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega m} \cos \Omega t = U_{\Omega m} \cos 2\pi F t$

载波信号为： $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t = U_{cm} \cos 2\pi f_c t$

则调幅波的振幅为：

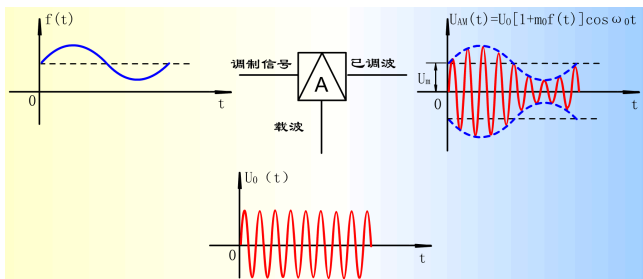
$$\begin{aligned} U_{AM}(t) &= U_{cm} + k_a U_{\Omega m} \cos \Omega t \\ &= U_{cm} \left(1 + k_a \frac{U_{\Omega m}}{U_{cm}} \cos \Omega t \right) \\ &= U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \end{aligned}$$

调幅信号： $u_{AM}(t) = U_{AM}(t) \cos \omega_c t = U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$

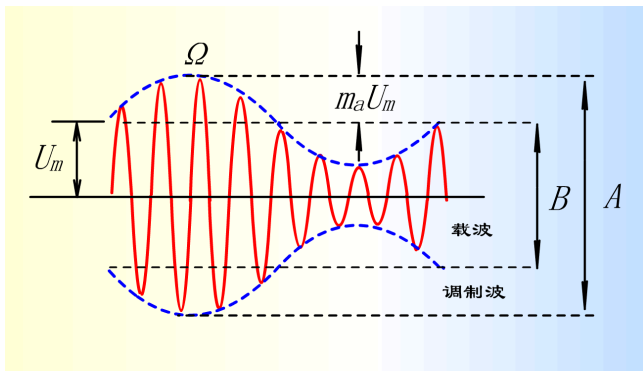
调幅指数或调幅度 $m_a = k_a \frac{U_{\Omega m}}{U_{cm}} \leq 1$ 表示载波振幅受调制信号控制的程度
(k_a 为由调制电路决定的比例常数)

如果 $m_a > 1$ 则调幅波产生失真 (过调幅)

② 普通调幅波的波形



② 普通调幅波的波形

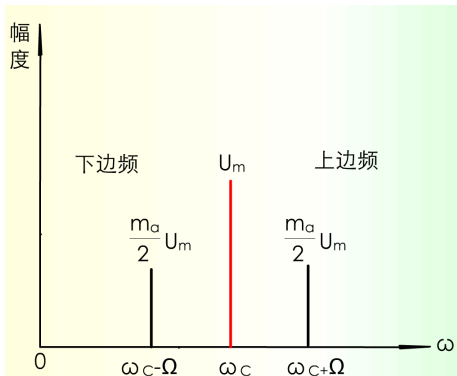


③ 普通调幅波的频谱

调幅信号：

$$u_{AM}(t) = U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos (\omega_c + \Omega) t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos (\omega_c - \Omega) t$$



③ 普通调幅波的频谱

调幅信号：

$$u_{AM}(t) = U_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$= U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos (\omega_c + \Omega) t + \frac{1}{2} m_a U_{cm} \cos (\omega_c - \Omega) t$$

- 频带宽度 2Ω 。
- 调幅的过程就是在频谱上将低频调制信号搬移到高频载波分量两侧的过程。
- 调幅波中载波并不含有任何有用信息，要传送的信息只包含于边频分量之中。
- 边频的振幅反映了调制信号幅度的大小，边频的频谱虽属于高频范畴，但反映了调制信号频率的高低。
- 调幅的过程实质上是一种**频谱搬移**的过程。

④ 普通调幅波的功率

- 如果将调幅波电压加于负载电阻 R_L 上，则负载电阻吸收的功率为各项正弦分量单独作用时的功率之和（非正弦波电路理论）。
- 载波分量功率： $P_c = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_L}$
- 上边频分量功率： $P_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{m_a}{2} U_{cm} \right)^2 \frac{1}{R_L} = \frac{1}{4} m_a^2 P_c$
- 下边频分量功率： $P_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{m_a}{2} U_{cm} \right)^2 \frac{1}{R_L} = \frac{1}{4} m_a^2 P_c$
- 调幅波在调制信号的一个周期内给出的平均功率：

$$P = P_c + P_1 + P_2 = \left(1 + \frac{m_a^2}{2} \right) P_c$$
- 普通调幅波发送端发送的功率被不携带信息的载波占去了很大的比例（不经济）。 $\Rightarrow$ 抑制载波双边带调幅

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

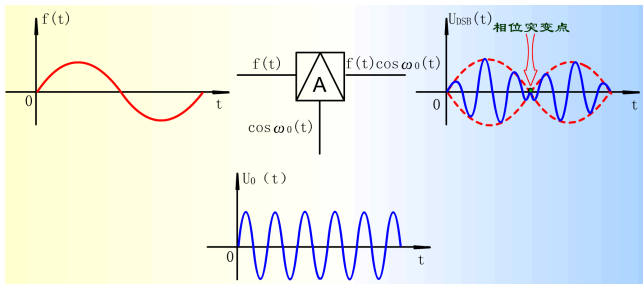
① 双边带调幅波的表达式

DSB/SC-AM: Double SideBand/Suppressed Carrier - Amplitude Modulation

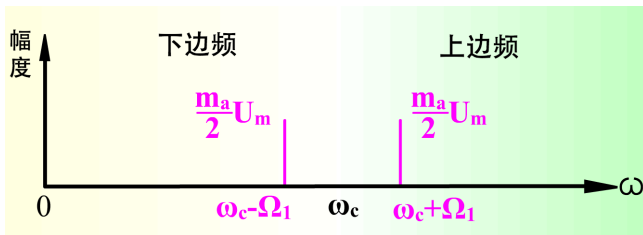
$$\begin{aligned}u_{DSB}(t) &= Au_{\Omega}u_c = AU_{\Omega m} \cos \Omega t U_{cm} \cos \omega_c t \\&= \frac{1}{2}AU_{\Omega m}U_{cm} [\cos(\omega_c + \Omega)t + \cos(\omega_c - \Omega)t]\end{aligned}$$

- A 是由调幅电路决定的系数。
- $AU_{\Omega m}U_{cm} \cos \Omega t$ 是双边带高频信号的振幅（与调制信号成正比）。
- 高频信号的振幅按调制信号的规律变化，不是在 U_{cm} 的基础上，而是在零值的基础上变化，可正可负。
- 当调制信号从正半周进入负半周的瞬间（即调幅包络过零点时），相应高频振荡的相位发生 180° 的突变。
- 双边带调幅波的包络已不再反映调制信号的变化规律。

② 双边带调幅波的波形与频谱



② 双边带调幅波的波形与频谱



③ 双边带调幅波信号特点

- ① DSB/SC-AM 信号的幅值仍随调制信号而变化，但与普通调幅波不同，其包络不再反映调制信号的形状，仍保持调幅波频谱搬移的特征。
- ② 在调制信号的正负半周，载波的相位反相，即高频振荡的相位在 $u_{\Omega}(t) = 0$ 瞬间有 180° 的突变。
- ③ 对 DSB/SC-AM 调制，信号仍集中在载频 ω_c 附近，所占频带为 $B_{DSB} = 2F_{\max}$ 。
- ④ DSB/SC-AM 抑制了载波，输出功率是有用信号，因此比普通调幅波经济，但频带利用率上没有什么改进。⇒ **抑制载波单边带调幅** 节省发射功率，减小频带宽度，提高频带利用率。

内容提要 I

1 调制与解调

- 概述

2 调幅信号分析

- 普通调幅波
- 抑制载波双边带调幅
- 抑制载波单边带调幅
- 三种调幅波比较

3 调幅波产生原理

- 幂级数分析法
- 线性时变分析法

4 普通调幅波产生

- 低电平调幅电路
- 高电平调幅电路

5 普通调幅波解调

- 检波器质量要求
- 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

① 单边带调幅波的表达式

SSB/SC-AM: Single SideBand/Suppressed Carrier - Amplitude Modulation

$$u_{SSBL}(t) = \frac{1}{2}AU_{\Omega m}U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

$$u_{SSBH}(t) = \frac{1}{2}AU_{\Omega m}U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t$$

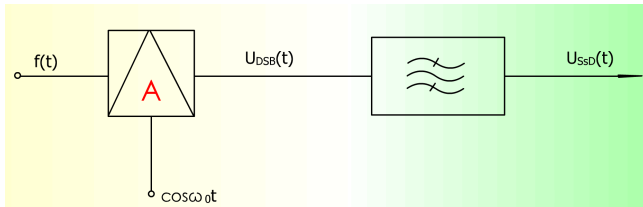
- SSB 信号的振幅与调制信号振幅 $U_{\Omega m}$ 成正比。
- SSB 信号的频率随调制信号的频率不同而不同。
- 抑制载波的单边带调制 $\Rightarrow$ 残留边带调制

② 单边带调幅波的实现

获得单边带信号常用的方法有滤波法和移相法

滤波法

- ① 调制信号 u_{Ω} 和 u_c 经乘法器（或平衡调幅器）获得抑制载波的 DSB 信号；
- ② 再通过带通滤波器滤除 DSB 信号中的一个边带（上边带或下边带），便可获得 SSB 信号。
- ③ 当边带滤波器通带位于载频以上时，提取上边带，否则提取下边带。
- ④ 关键高频带通滤波器：对于要求滤除的边带信号应有很强的抑制能力，而对于要求保留的边带信号应使其不失真的通过。滤波器在载频处具有非常陡峭的滤波特性。



内容提要 I

1 调制与解调

- 概述

2 调幅信号分析

- 普通调幅波
- 抑制载波双边带调幅
- 抑制载波单边带调幅
- 三种调幅波比较

3 调幅波产生原理

- 幂级数分析法
- 线性时变分析法

4 普通调幅波产生

- 低电平调幅电路
- 高电平调幅电路

5 普通调幅波解调

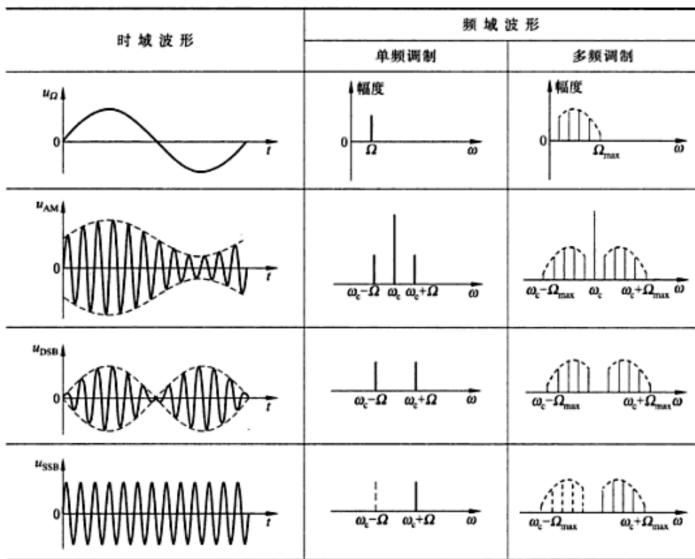
- 检波器质量要求
- 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

6 抑制载波调幅波产生和解调

- 抑制载波调幅波产生电路
- 抑制载波调幅波解调电路



内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

- 能产生调幅波的电路应具有**相乘**运算的功能，例如**非线性器件**和**集成模拟乘法器**。
- **非线性器件具有相乘功能可以产生调幅波**：了解产生调幅波的物理过程，说明各种频率成分出现的规律，为设计功能更为完善的电路提供方向。
- 幂级数分析法
- 线性时变分析法
 - ▶ 指数函数分析法（输入信号小）
 - ▶ 开关函数近似分析法（输入信号大）

内容提要 I

1 调制与解调

- 概述

2 调幅信号分析

- 普通调幅波
- 抑制载波双边带调幅
- 抑制载波单边带调幅
- 三种调幅波比较

3 调幅波产生原理

- 幂级数分析法
- 线性时变分析法

4 普通调幅波产生

- 低电平调幅电路
- 高电平调幅电路

5 普通调幅波解调

- 检波器质量要求
- 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

幂级数分析法

设非线性器件的伏安特性为： $i = f(u)$ ， $u = V_Q + u_1 + u_2$ ，其中 V_Q 是静态工作点电压， u_1 和 u_2 是两个输入信号电压（例如调制信号和载波）。

若非线性器件的伏安特性用幂级数近似，则在静态工作点 V_Q 展开的泰勒级数为：

$$\begin{aligned} i &= f(V_Q + u_1 + u_2) \\ &= a_0 + a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1 + u_2)^2 + \cdots + a_n(u_1 + u_2)^n + \cdots \end{aligned}$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} u_1^{n-m} u_2^m$$

$$a_n = \frac{1}{n!} \bullet \left. \frac{d^n f(u)}{du^n} \right|_{u=V_Q} = \frac{f^{(n)}(V_Q)}{n!}$$

$$(u_1 + u_2)^n = \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} u_1^{n-m} u_2^m$$

幂级数分析法

设非线性器件的伏安特性为： $i = f(u)$ ， $u = V_Q + u_1 + u_2$ ，其中 V_Q 是静态工作点电压， u_1 和 u_2 是两个输入信号电压（例如调制信号和载波）。

若非线性器件的伏安特性用幂级数近似，则在静态工作点 V_Q 展开的泰勒级数为：

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} u_1^{n-m} u_2^m$$

- 当非线性器件同时输入两个电压信号时，器件的响应电流中存在着两个电压信号相乘项。例如，当 $n = 2$ ， $m = 1$ 时， $i = a_2 u_1 u_2$ 即为产生调幅波的有用项。
- 但响应电流中同时也存在着 ($n \neq 2$ ， $m \neq 1$) 的许多无用相乘项为干扰信号。
- 非线性器件的相乘作用不理想，必须采取措施尽量减小这些无用项。

幂级数分析法

设非线性器件的伏安特性为： $i=f(u)$ ， $u=V_Q+u_1+u_2$ ，其中 V_Q 是静态工作点电压， u_1 和 u_2 是两个输入信号电压（例如调制信号和载波）。

若非线性器件的伏安特性用幂级数近似，则在静态工作点 V_Q 展开的泰勒级数为：

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} u_1^{n-m} u_2^m$$

- ① 选用平方律特性好的非线性器件，例如场效应管；选择器件的合适工作点使它工作在特性接近平方律的区域。
- ② 采用多个非线性器件组成的平衡电路、环形电路，抵消一部分无用组合频率分量。
- ③ 减小输入信号 u_1 和 u_2 的幅值，以便减小高阶相乘项及其产生的组合频率分量的强度。

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

线性时变分析法

若将非线性器件的伏安特性 $i = f(V_Q + u_1 + u_2)$ 在 $(V_Q + u_1)$ 上对 u_2 展开为泰勒级数则：

$$i = f(V_Q + u_1 + u_2)$$

$$= f(V_Q + u_1) + f'(V_Q + u_1)u_2 + \frac{1}{2!}f''(V_Q + u_1)u_2^2 + \cdots + \frac{1}{n!}f^n(V_Q + u_1)u_2^n + \cdots$$

$$I_0(t) = f(V_Q + u_1) = a_0 + a_1u_1 + a_2u_1^2 + \cdots + a_nu_1^n + \cdots = \sum_{n=0}^{\infty} a_nu_1^n$$

$$g(t) = f'(V_Q + u_1) = a_1 + 2a_2u_1 + \cdots + na_nu_1^{n-1} + \cdots = \sum_{n=1}^{\infty} na_nu_1^{n-1}$$

若 u_2 足够小就可忽略 $f'(V_Q + u_1)$ 以上的各项则：

$$i \approx f(V_Q + u_1) + f'(V_Q + u_1)u_2 = I_0(t) + g(t)u_2$$

线性时变分析法

若将非线性器件的伏安特性 $i = f(V_Q + u_1 + u_2)$ 在 $(V_Q + u_1)$ 上对 u_2 展开为泰勒级数则：

$$i \approx f(V_Q + u_1) + f'(V_Q + u_1)u_2 = I_0(t) + g(t)u_2 \quad u_1 \gg u_2$$

- $I_0(t)$, $g(t)$ 是时间 t 的函数 (与 u_2 无关), 被称为**时变系数**或时变参量。
- $I_0(t) = f(V_Q + u_1)$ 是在 $u_2 = 0$ 时的电流称做时变静态电流；
- $g(t) = f'(V_Q + u_1)$ 是在 $u_2 = 0$ 时的增量电导称做时变增量电导或时变电导。
- i 与 u_2 是线性的而系数却是时变的 $\Rightarrow$ **线性时变**

线性时变分析法

若将非线性器件的伏安特性 $i = f(V_Q + u_1 + u_2)$ 在 $(V_Q + u_1)$ 上对 u_2 展开为泰勒级数则：

$$i \approx f(V_Q + u_1) + f'(V_Q + u_1)u_2 = I_0(t) + g(t)u_2 \quad u_1 \gg u_2$$

设 $u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$ 则

$$I_0(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n U_{1m}^n \cos^n \omega_1 t = I_{00} + I_{01} \cos \omega_1 t + I_{02} \cos 2\omega_1 t + \cdots$$

$$g(t) = \sum_{n=1}^{\infty} n a_n U_{1m}^{n-1} \cos^{n-1} \omega_1 t = g_0 + g_1 \cos \omega_1 t + g_2 \cos 2\omega_1 t + \cdots$$

其中 $g_1(t) = g_1 \cos \omega_1 t$ 与 u_2 相乘项可完成频谱搬移的功率，其余项为无用项。

线性时变分析法

若将非线性器件的伏安特性 $i = f(V_Q + u_1 + u_2)$ 在 $(V_Q + u_1)$ 上对 u_2 展开为泰勒级数则：

$$i \approx f(V_Q + u_1) + f'(V_Q + u_1)u_2 = I_0(t) + g(t)u_2 \quad u_1 \gg u_2$$

- 时变分析法的关键是如何求得时变跨导的基波分量。
- 一般利用非线性器件的伏安特性（或转移特性）求得电导（或跨导）特性即 $g \sim u$ 关系，再将时变偏置 $u \sim t$ 代入求得时变跨导 $g(t)$ ，然后用傅立叶级数求系数的方法求得 $g_1(t)$ ，即

$$g_1(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(t) \cos \omega_1 t d\omega_1 t$$

① 指数函数分析法

晶体二极管的伏安特性可表示为：

$$i = I_S \left(e^{\frac{qu}{kT}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{qu}{kT}} \quad u = V_Q + u_1 + u_2$$

如果二极管工作在线性时变状态，则：

$$I_0(t) = I_S e^{\frac{q(V_Q + u_1)}{kT}} = I_S e^{\frac{qV_Q}{kT}} e^{\frac{qu_1}{kT}} = I_Q e^{x_1 \cos \omega_1 t}$$

$$g(t) = \left. \frac{\partial i}{\partial u} \right|_{u=V_Q+u_1} = \frac{qI_S}{kT} e^{\frac{q(V_Q+u_1)}{kT}} = \frac{qI_S}{kT} e^{\frac{qV_Q}{kT}} e^{\frac{qu_1}{kT}} = g_Q e^{x_1 \cos \omega_1 t}$$

$$i = I_0(t) + g(t)u_2 = f(V_Q + u_1) + f'(V_Q + u_1)u_2 = I_Q e^{x_1 \cos \omega_1 t} + g_Q e^{x_1 \cos \omega_1 t} u_2$$

① 指数函数分析法

晶体二极管的伏安特性可表示为：

$$i = I_S \left(e^{\frac{qu}{kT}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{qu}{kT}} \quad u = V_Q + u_1 + u_2$$

如果二极管工作在线性时变状态，则：

$$e^{x_1 \cos \omega_1 t} = a_0(x_1) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n(x_1) \cos n\omega_1 t$$

$$\begin{aligned} i &= I_0(t) + g(t)u_2 = f(V_Q + u_1) + f'(V_Q + u_1)u_2 = I_Q e^{x_1 \cos \omega_1 t} + g_Q e^{x_1 \cos \omega_1 t} \\ &= (I_Q + g_Q u_2) \left[a_0(x_1) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n(x_1) \cos n\omega_1 t \right] \end{aligned}$$

其中 $a_n(x_1)$ 是 n 阶贝塞尔函数， $g_1(t) = 2g_Q a_1(x_1) \cos \omega_1 t$ 与 u_2 的相乘项具有**频谱搬移**功能。

② 开关函数近似分析法

当输入信号足够大时，晶体二极管的伏安特性可用近似折线来表示。若 $V_Q = 0$ ，在 u_1 作用下

- $I_0(t)$ 是导通角为 $\pi/2$ 的尖顶余弦脉冲序列
- $g(t)$ 是导通角为 $\pi/2$ 的矩形脉冲序列

$$\begin{aligned}
 k_1(\omega_1 t) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_1 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_1 t + \cdots \\
 &= \frac{1}{2} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{4}{(2n-1)\pi} \cos (2n-1)\omega_1 t \right]
 \end{aligned}$$

② 开关函数近似分析法

当输入信号足够大时，晶体二极管的伏安特性可用近似折线来表示。若 $V_Q = 0$ ，在 u_1 作用下

- $I_0(t)$ 是导通角为 $\pi/2$ 的尖顶余弦脉冲序列
- $g(t)$ 是导通角为 $\pi/2$ 的矩形脉冲序列

线性时变状态，流过二极管的电流为

$$\begin{aligned} i &= I_0(t) + g(t)u_2 = g_d k_1(\omega_1 t)(u_1 + u_2) \\ &= g_d k_1(\omega_1 t)u_1 + g_d k_1(\omega_1 t)u_2 \end{aligned}$$

g_d 为二极管电导， $k_1(\omega_1 t)$ 的基波与 u_2 相乘项是有用项可实现**频谱搬移**功能。

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

振幅调制

- 高电平调制电路：**功能**多用于发射机最后一级直接产生达到输出功率要求的已调波；**优点**是不需要采用效率低的线性放大器，有利于提高整机效率，但必须兼顾输出功率、效率和调制线性的要求。
- 低电平调制电路：**功能**多在发射机的前级产生小功率的已调波，再经过线性功率放大器放大，达到所需的发射功率电平；**优点**是调幅器的功率小，电路简单。由于输出功率小，常用在双边带调制和低电平输出系统，如信号发生器等。

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

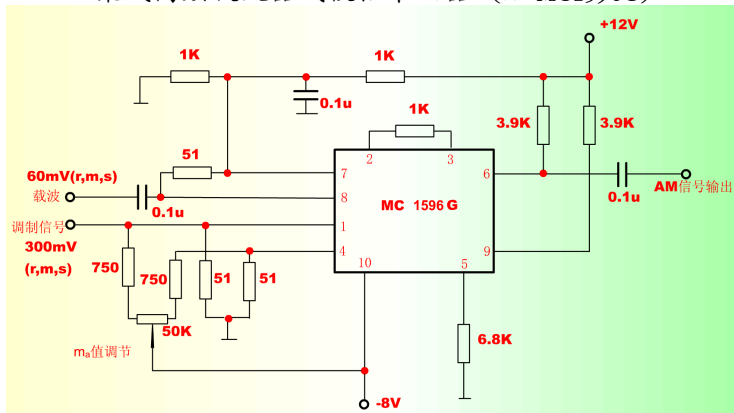
内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

低电平调幅电路

集成高频放大器或模拟乘法器（如 MC1596G）



内容提要 I

1 调制与解调

- 概述

2 调幅信号分析

- 普通调幅波
- 抑制载波双边带调幅
- 抑制载波单边带调幅
- 三种调幅波比较

3 调幅波产生原理

- 幂级数分析法
- 线性时变分析法

4 普通调幅波产生

- 低电平调幅电路
- 高电平调幅电路

5 普通调幅波解调

- 检波器质量要求
- 小信号平方律检波器

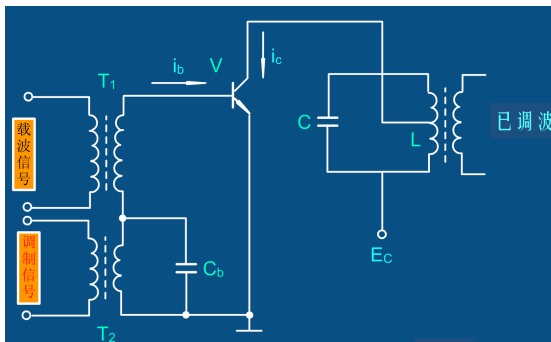
内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

① 基级调幅

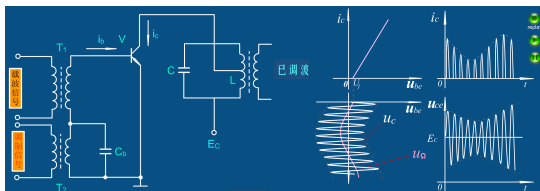
基本工作原理



- 高频载波信号 u_{ω} 通过高频变压器 T_1 加到晶体管基极回路。
- 低频调制信号 u_{Ω} 通过低频变压器 T_2 加到晶体管基极回路。
- C_b 为高频旁路电容，用来为载波信号提供通路。

① 基级调幅

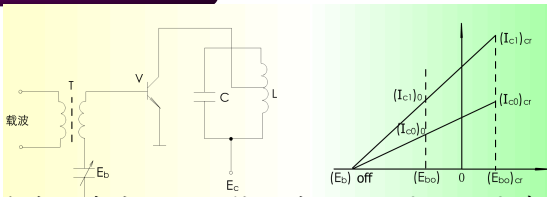
基本工作原理



- 调制信号 u_Ω 相当于一个缓慢变化的偏压 (E_b)，使放大器的集电极脉冲电流最大值 $i_{c\max}$ 和导通角 θ 按调制信号的大小而变化。
- 在 u_Ω 往正向增大时， $i_{c\max}$ 和 θ 增大；在 u_Ω 往反向减少时， $i_{c\max}$ 和 θ 减少，故输出电压幅值正好反映调制信号的波形。

① 基级调幅

基极调幅调制特性和测量电路



- 调制特性曲线只有中间一段接近线性而上部和下部都有较大的弯曲。
- 上部弯曲是放大器进入过压状态，下部弯曲则是晶体管输入特性曲线起始部分弯曲引起。
- 为了减少调制失真，应将载波工作点选择在调制特性直线部分的中心，使被调放大器在调制信号电压变化范围内始终工作在欠压状态，这时可以得到较大的调幅度和较好的线性调幅。
- 为了充分利用线性区，载波状态应选在欠压区特性的中点，但由于调制特性上部及下部呈现弯曲，为得到好的线性调制，只有减少调制电压幅度 $U_{\Omega m}$ ($m_a < 1$)。

① 基级调幅

设计要求

放大器的工作状态

- 放大器应工作于欠压状态。
- 设计时应使放大器最大工作点刚刚处于临界状态。
 - ▶ 调幅波幅值最大处叫最大工作点或调幅波波峰；
 - ▶ 调幅波幅值最小处叫最小工作点或调幅波波谷。
- 设调幅指数 $m_a = 1$ ，则
 - ▶ 最大工作点的电压幅值： $(U_{cm})_{\max} = E_c - U_{ces}$
 - ▶ 载波状态电压幅值： $(U_{cm})_c = \frac{1}{2}(U_{cm})_{\max} = \frac{1}{2}(E_c - U_{ces})$

① 基级调幅

设计要求

放大器的最佳集电极负载电阻 R_{cp}

● 已知所需的负载载波功率 $(P_L)_c$ ，则

- ▶ 集电极输出功率： $(P_o)_c = \frac{(P_L)_c}{\eta_T}$
- ▶ 集电极基波电流： $(I_{c1m})_c = \frac{(2P_o)_c}{(U_{cm})_c}$
- ▶ 最佳集电极负载电阻： $R_{cp} = \frac{(U_{cm})_c}{(I_{c1m})_c}$

① 基级调幅

设计要求

晶体管的选择

- $I_{CM} \geq (I_{c\max})_{\max}$
- $BV_{ceo} \geq 2E_c$
- $P_{CM} \geq (P_C)_c$
 - ▶ $P_C = P_S - P_o$
 - ▶ $(P_S)_{av} = E_c (I_{c0})_{av} = E_c (I_{c0})_c = (P_S)_c$
 - ▶ $(P_o)_{av} = (P_o)_c \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) > (P_o)_c$
 - ▶ $(P_C)_{av} < (P_C)_c$

① 基级调幅

设计要求

对激励的要求

- 因为最大工作点处的基流脉冲最大
- 最大工作点处基流幅值来确定激励功率： $P_{\omega} = \frac{1}{2} U_{\omega m} (I_{b1m})_{\max}$
- 其中： $(I_{b1m})_{\max} = 2 (I_{b1m})_c$

① 基级调幅

设计要求

对调幅放大器的要求

- 为不造成过调, $U_{\Omega m}$ 与 $U_{\omega m}$ 大小大致相近。
- 调制电压较大的情况下应检查晶体管基-射级耐压能力：
 $BV_{ebo} > E_b + U_{\Omega m} + U_{\omega m}$
- $m_a = 1$ 时调制电流幅值近似等于载波状态直流分量： $I_{\Omega m} \approx (I_{b0})_c$
- 调制功率： $P_{\Omega} = \frac{1}{2} U_{\Omega m} I_{\Omega m}$
- 等效负载电阻： $R_{\Omega} = \frac{U_{\Omega m}}{I_{\Omega m}}$
- 基级调幅电路**优点**：所需调制信号功率很小（由于基级调幅电路基级电流小，消耗功率小），调制信号的放大电路比较简单。
- 基级调幅电路**缺点**：工作在欠压状态，集电极效率低。

① 基级调幅

设计要求

基级调幅波的失真波形

● 波谷变平

- ▶ 过调或激励电压过小，造成管子在波谷处截止所致。
- ▶ 减少反偏压的大小或加大激励电压的值都可改善过调；
- ▶ 但加大激励应以不引起波腹失真为原则。

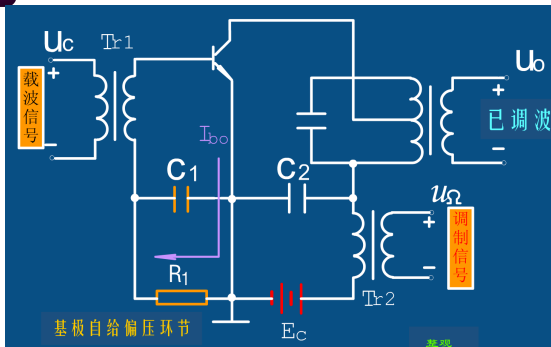
● 波腹变平

- ▶ 放大器工作在过压状态（因为激励过强或阻抗匹配不当造成过压）；
- ▶ 激励功率不够或激励信号源内阻过大，造成波腹处的基流脉冲增长不上去；
- ▶ 管子在大电流下输出特性不好，造成波腹处集电极电流脉冲增长不上去。

● 调谐电路失谐，也可造成调幅波包络失真。

② 集电极调幅

基本工作原理

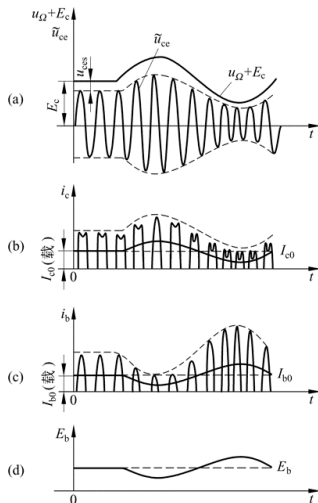


- 高频载波信号 u_ω 仍从基级加入，而调制信号 u_Ω 加在集电极。
- R_1C_1 是基级自给偏压环节。
- 调制信号 u_Ω 与 E_c 串接在一起被看作一个缓慢变化的综合电源 $E_{cc} = E_c + u_\Omega$ 。

② 集电极调幅

基本工作原理

- 集电极调幅 $\tilde{u}_{ce}$ (集电极槽路交流电压)。
- E_{cc} 和谐振回路电压幅值 U_{cm} 都随调制信号而变化 (U_{cm} 包络线反映了调制信号的波形变化)。
- E_{cc} 愈小, 过压愈深, i_c 脉冲下凹愈甚;
 E_{cc} 愈大, 过压程度下降, i_c 脉冲下凹减轻。
- 过压愈深, $u_{ce\min}$ 愈小, 输入特性曲线 ($i_b \sim u_{be}$) 左移愈多, i_b 脉冲愈大。
- 集电极和基级电流的周期平均值分别为 I_{c0} 和 I_{b0} 。



② 集电极调幅

集电极调幅调制特性和测量电路

- 只有放大器工作在**过压**状态，集电极电压对集电极电流才有较强的控制作用。
- E_{cc} 较低时，晶体管进入严重过压状态， I_{c1m} 随 E_{cc} 下降得很快；当 E_{cc} 很大时，晶体管进入欠压状态， I_{c1m} 随 E_{cc} 得增大变化缓慢，从而使调幅产生失真。
- 为了进一步改善调制特性，引入**非线性补偿**措施：在调制过程中，随着综合电源电压得变化，输入激励电压也作相应的变化，使调幅器始终保持在弱过压-临界状态。
 - ▶ 采用基级自给偏压。
 - ▶ 采用双重集电极调幅。

② 集电极调幅

设计要求

放大器的工作状态

- 放大器应工作于过压状态。
- 放大器最大工作点应设计在临界状态，便可保证其余时间都处于过压状态。

② 集电极调幅

设计要求

选管子

- $I_{CM} \geq (I_{c\max})_{\max}$
- $BV_{ceo} > 4E_c = 2 \times 2E_c = 2 \times 2E_{cc} = 2 \times 2(E_c + u_{\Omega})$
- $P_{CM} > (P_C)_{av}$
 - ▶ $P_C = P_S - P_o = P_o \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right)$
 - ▶ $(\eta_c)_{av} = (\eta_c)_c = \eta_c$
 - ▶ $(P_o)_{av} = (P_o)_c \left(1 + \frac{m_a^2}{2} \right) > (P_o)_c$
 - ▶ $(P_C)_{av} > (P_C)_c$

② 集电极调幅

设计要求

对激励的要求

- 过压状态下，激励是有余量的，余量最小瞬间是在最大工作点。
- 为保证放大器工作在过压状态，激励的强度（电压、功率）应满足最大工作点（并且 $m_a = 1$ ）工作在临界状态。
- 如激励不足，在 E_{cc} 较高的时间内，放大器将进入欠压状态，这时 $\tilde{u}_{ce}$ 幅值将不随 E_{cc} 变化，从而产生波腹变平失真。

② 集电极调幅

设计要求

对调制信号的要求

- 为了获得 $m_a = 1$ 的深度调制，调制电压 $U_{\Omega m}$ 应接近于 E_c 。
- $U_{\Omega m}$ 过小则调制不深， $U_{\Omega m}$ 过大则产生过调失真。
- 流过调制变压器副边的调制电流： $I_{\Omega m} \approx (I_{c0})_c$
- 调制功率： $P_{\Omega} = \frac{1}{2} U_{\Omega m} I_{\Omega m} \approx \frac{1}{2} E_c (I_{c0})_c$
- 调制变压器的等效负载： $R_{\Omega} = \frac{U_{\Omega m}}{I_{\Omega m}} \approx \frac{E_c}{(I_{c0})_c}$
- 集电极调幅的**缺点**：比基级调幅调制功率大得多。

② 集电极调幅

设计要求

对输出 LC 回路的通频带和品质因数 Q 的要求

- 输出 LC 回路通频带： $B = \frac{\omega_c}{Q} \geq 2\Omega_{\max}$
- 回路品质因数必须满足： $Q < \frac{\omega_c}{2\Omega_{\max}} = \frac{f_c}{2F_{\max}}$
- 为了滤除其他非线性产生的谐波，要求 Q 较高。
- 若传送信号的频谱 $2F_{\max}$ 越宽，所需载波频率 f_c 也越高（保证 Q 较高）。

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
- 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

检波

- 解调过程实质上就是调制过程的反过程。
- 振幅调制的解调被称为**检波**，其作用是从调幅波中不失真地检出调制信号。
- 由于普通调幅波的包络反映了调制信号的变化规律，常用**非相干解调方法**。
 - ▶ 小信号平方律检波：输入已调波的幅度在几十毫伏的数量级或更小
 - ▶ 大信号包络检波：输入信号电压幅值一般在 $500mV$ 以上

非相干检波器质量要求

检波效率

电压传输系数

- 检波效率用来描述检波器把等幅高频波转换为直流电压的能力。
- 调幅波检波效率定义为输出低频电压幅值与输入高频调幅波包络幅值之比： $\eta_d = \frac{U_{\Omega m}}{m_a U_{cm}}$ 。
- 检波器检波效率越高，说明在同样的输入信号下，可以得到较大的低频信号输出。
- 设计电路时尽可能使检波效率接近于 1。
- 检波器换能效率指输出功率与输入功率之比（一般比检波效率小）。

检波失真

非线性失真

- 检波失真是指输出电压和输入调幅波包络形状的相似程度。

输入阻抗 R_{in}

- 从检波器输入端看进去的等效阻抗称为输入阻抗。
- 输入阻抗 R_{in} 越大对前级的影响越小。

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

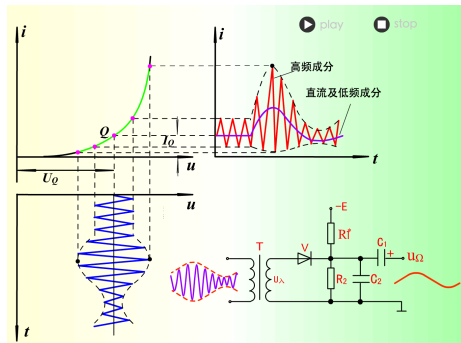
- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

6 抑制载波调幅波产生和解调

- 抑制载波调幅波产生电路
- 抑制载波调幅波解调电路

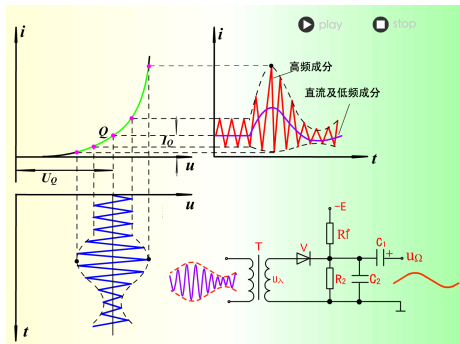
① 小信号平方律检波电路

- V 是检波二极管
- R_2 是检波器的负载电阻
- C_2 是高频旁路电容 ($\frac{1}{\omega C_2} \ll R$)
- C_1 是音频信号检出电容
- R_1 是偏置电阻 (使二极管的静态工作点 Q 处在二极管特性弯曲部分)



① 小信号平方律检波电路

- 调幅波通过变压器T加到检波电路
- 由于 C_2 对高频旁路(忽略输出电压的反作用)可近似认为调幅波全加到二极管上
- 由于输入特性曲线非线性调幅波正负半周所引起电流变化不同
- 正半周电流上升得多而负半周电流下降得少使对称得电压调幅波变成不对称的电流
- C_2 旁路高频成分、 C_1 隔直后输出低频成分完成检波



② 小信号检波电路的工作原理

幂级数分析

设输入单频正弦调制调幅波：

$$u_{AM}(t) = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

$$\text{二极管输入电压：} u = u_{AM}(t) + V_Q = U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + V_Q$$

二极管特性曲线在 Q 点幂级数展开式：

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1(u - V_Q) + a_2(u - V_Q)^2 + \cdots \\ &\approx a_0 + a_1 U_{cm}(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + a_2 U_{cm}^2 (1 + m_a \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega_c t \\ &= a_0 + \frac{a_2}{2} \left(1 + \frac{m_a^2}{2} \right) U_{cm}^2 + a_2 U_{cm}^2 m_a \cos \Omega t + \cdots \end{aligned} \quad (1)$$

$i_\Omega = a_2 U_{cm}^2 m_a \cos \Omega t$ 为所需的解调信号。

- 幅值 $a_2 U_{cm}^2 m_a$ 与输入信号幅值的平方成正比 $\Rightarrow$ 平方律检波
- 频率为 2Ω 的成分与基频成分相距很近不易滤除干净造成输出信号非线性失真
- 二次谐波失真系数： $\gamma = \frac{\frac{1}{4} m_a^2 a_2 U_{cm}^2}{a_2 m_a U_{cm}^2} = \frac{m_a}{4}$ (m_a 越大失真越严重)

③ 小信号平方律检波的检波效率

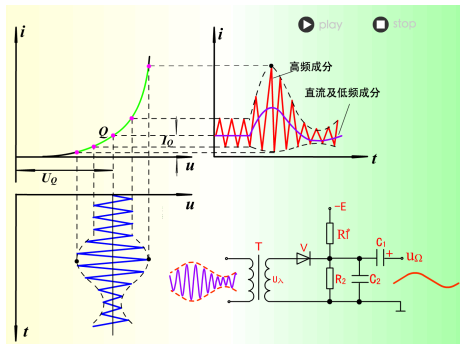
负载电阻 R_2 上的低频电压：

$$i_{\Omega} R_2 = a_2 m_a U_{cm}^2 \cos \Omega t = U_{\Omega m} \cos \Omega t$$

检波效率：

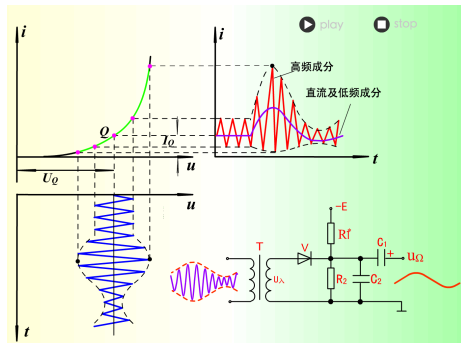
$$\eta_d = \frac{U_{\Omega m}}{m_a U_{cm}} = \frac{a_2 m_a U_{cm}^2 R_2}{m_a U_{cm}} = a_2 R_2 U_{cm}$$

注意：未考虑输出电压的反作用故误差较大



④ 小信号平方律检波的输入阻抗

- 检波器的输入阻抗是对载波频率的输入阻抗
- C_2 对载频旁路故二极管总是处于导通状态
- 输入阻抗等于二极管的交流阻抗：
$$r_D = \frac{du}{di} = \frac{kT}{q} \frac{1}{I_s}$$
- 小信号平方律检波输入阻抗低，非线性失真严重。



内容提要 I

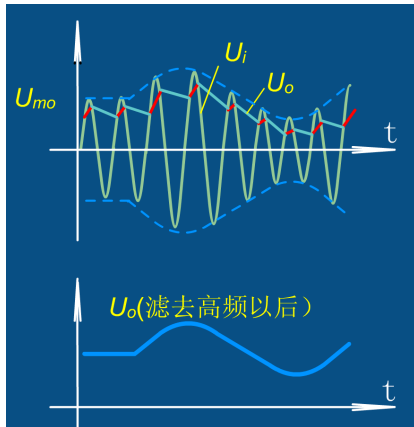
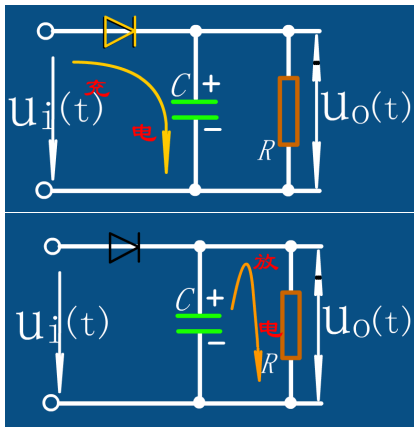
- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

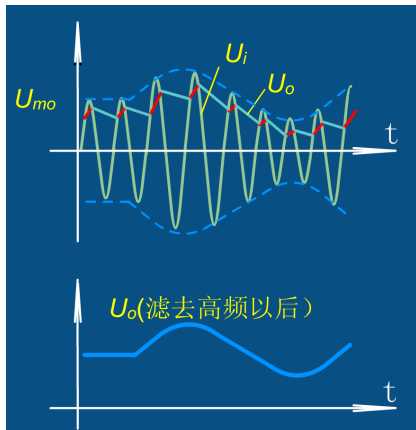
① 基本工作原理



① 基本工作原理

大信号检波 ⇌ 二极管整流

- 输入信号 $u_i(t)$ 为正并超过 C 和 R_L 上的 $u_o(t)$ 时, 二极管导通, 信号通过二极管向 C 充电, $u_o(t)$ 随充电电压上升而升高。
- 当 $u_i(t)$ 下降且小于 $u_o(t)$ 时, 二极管反向截止, 此时停止向 C 充电, $u_o(t)$ 通过 R_L 放电并随放电而下降。
- 充电时二极管正向电阻 r_D 较小, 充电较快, $u_o(t)$ 以接近 $u_i(t)$ 的上升速率升高。
- 放电时因电阻 R_L 比 r_D 大得多, 放电慢, 故 $u_o(t)$ 波动小并保证基本接近于 $u_i(t)$ 的幅值。
- 由于输出电压 $u_o(t)$ 的大小与输入电压的峰值接近相等 $\Rightarrow$ 峰值包络检波器

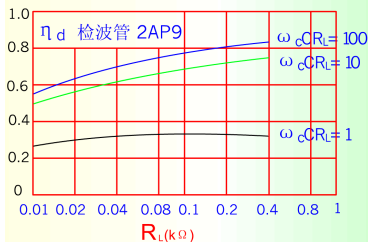


② 关于检波效率

- 由检波原理分析可知二极管包络检波器当 $R_L C \ll T_c$ 而 r_D 很小时，输出低频电压振幅只略小于调幅波包络振幅，故 η_d 略小于 1（80% 左右）。
- 并且 R_L 足够大时， η_d 为常数，即检波器输出电压的平均值与输入高频电压的振幅成线性关系 $\Rightarrow$ 线性检波。
- 检波效率与 R_L ， C ， r_D 以及信号的大小有关。

电路参数 C ， R_L 和载频 ω_c 对检波效率的影响

- 在一定的 R_L 下， η_d 随 $\omega_c C R_L$ 的增大而提高。
- 在 $\omega_c C R_L$ 一定的条件下， R_L 大者 η_d 高。



② 关于检波效率

- 由检波原理分析可知二极管包络检波器当 $R_L C \ll T_c$ 而 r_D 很小时，输出低频电压振幅只略小于调幅波包络振幅，故 η_d 略小于 1（80% 左右）。
- 并且 R_L 足够大时， η_d 为常数，即检波器输出电压的平均值与输入高频电压的振幅成线性关系 $\Rightarrow$ 线性检波。
- 检波效率与 R_L ， C ， r_D 以及信号的大小有关。

检波管的影响

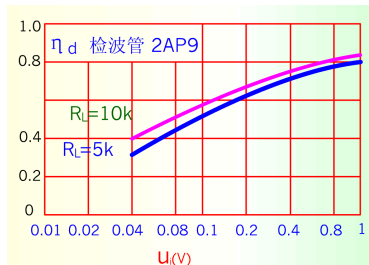
- 检波管的正向电阻 r_D 小，充电快， C 上充的电压高，有利于 η_d 的提高；
- 反向电阻 $r_{反}$ 小则放电期间将有一部分电荷通过检波管漏掉，使 η_d 降低。
- 为了提高 η_d 宜选 r_D 小而 $r_{反}$ 高的检波管。

② 关于检波效率

- 由检波原理分析可知二极管包络检波器当 $R_L C \ll T_c$ 而 r_D 很小时，输出低频电压振幅只略小于调幅波包络振幅，故 η_d 略小于 1（80% 左右）。
- 并且 R_L 足够大时， η_d 为常数，即检波器输出电压的平均值与输入高频电压的振幅成线性关系 $\Rightarrow$ 线性检波。
- 检波效率与 R_L ， C ， r_D 以及信号的大小有关。

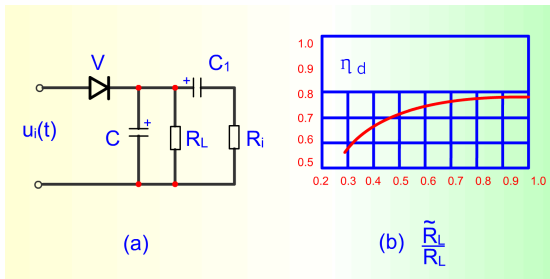
输入信号 $u_i(t)$ 的影响

- 输入信号小，则检波二极管的 r_D 大，故 η_d 降低。



② 关于检波效率

检波器直流和交流负载



- 实际检波器电路中，检波输出通过耦合电容 C_1 接至下一级输入端，下级输入电阻 R_i 并联于检波器的输出端。
- 检波器对直流的负载电阻是 R_L ，而对检出的低频信号而言（ C_1 对低频信号阻抗很小可忽略不计）其负载电阻为交流负载 $\tilde{R}_L = R_L // R_i$ 。
- 检波器直流和交流负载不同（ $\tilde{R}_L < R_L$ ）故 $\tilde{\eta}_d < \eta_d$ 。

③ 输入电阻

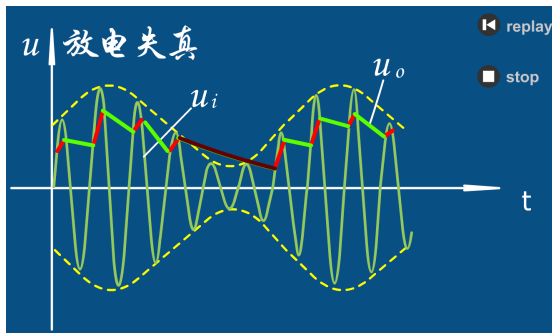
- 对于高频输入信号源来说，检波器相当于一个负载，此负载就是检波器的等效输入电阻 R_{in} 。
- R_{in} 等于输入高频电压振幅 U_{cm} 与检波电流中基波（载频 ω_c ）电流振幅 I_{1m} 之比： $R_{in} = \frac{U_{cm}}{I_{1m}}$ 。
- 当电流为余弦脉冲时， $I_{1m} = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} I_0 = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \frac{U_0}{R_L} = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \frac{\eta_d U_{cm}}{R_L}$ ；
- 大信号下， U_0 很大，导通角 θ 很小， $\frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \approx 2$ ，故 $R_{in} = \frac{U_{cm}}{I_{1m}} \approx \frac{R_L}{2\eta_d}$ 。
- 一般大信号检波比小信号检波输入电阻大。

④ 检波失真

- 检波二极管伏安特性弯曲引起的失真；
- 滤波电容放电慢引起的失真（**对角线失真**）；
- 输出耦合电容上所充的直流电压引起的失真（**割底失真**）。
- 第一种失真主要存在于小信号检波器中且不可避免。
- 大信号检波器主要存在对角线失真和割底失真。

④ 检波失真

对角线失真



- 放电愈慢或包络线下降愈快，愈宜发生对角线失真（放电失真）。
- $R_L C$ 过大 $\Rightarrow$ 放电慢
- m_a 过大 $\Rightarrow$ 调制深则包络线下降快
- Ω 过大 $\Rightarrow$ 周期短则包络线下降快
- 避免对角线失真的条件： $\Omega C R_L < \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a}$

④ 检波失真

- C_1 上充有一个直流电源

$$U_0 = \eta_d U_{cm}$$

- R_L , R_i 用一个等效电路 E 和 $\tilde{R}_L$ 代替

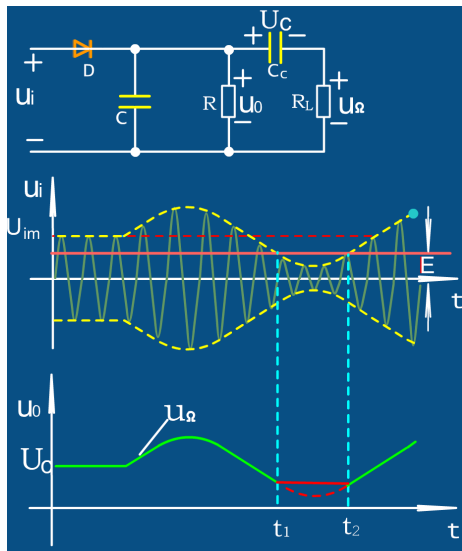
$$E = \frac{R_L}{R_L + R_i} U_0 = \frac{R_L}{R_L + R_i} \eta_d U_{cm}$$

$$\tilde{R}_L = R_L // R_i$$

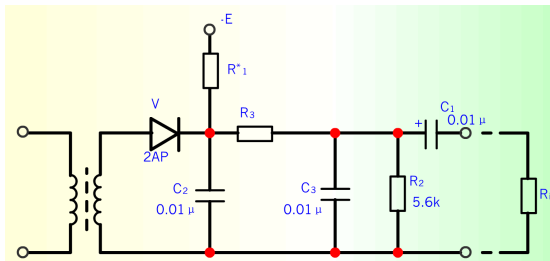
- 如果输入信号 $u_i(t)$ 调制度很深以致在一部分时间内其幅值比 E 还小就产生失真

$$\text{避免割底失真条件: } m_a \leq \frac{\tilde{R}_L}{R_L}$$

- 调制系数 m_a 愈大或检波器交直流电阻之比 $\frac{\tilde{R}_L}{R_L}$ 愈小则愈容易产生割底失真



⑤ 检波电路参数的选取



- 检波二极管：为提高检波效率应选取正向电阻小、反向电阻大、同时要求PN结电容小的管子。
- 负载电阻：为提高检波效率 R_L 宜大，但过大则交流负载与之相比就小易产生割底失真。
- 滤波电容： C_2 、 C_3 取大些对检波效率及滤波效果均有利；但太大则放电时间常数过大。
- 偏置电阻：偏置电阻 R_1 视电压 E 而定。

习题

5-22

为什么检波电路中一定要有非线性元件？

习题

5-22 为什么检波电路中一定要有非线性元件？

- 检波（解调）需要产生新的频率分量。
- 检波（解调）过程中还会产生不需要的高频、直流成分需要被滤除、隔断。

习题

5-22

为什么检波电路中一定要有非线性元件？

- 检波（解调）需要产生新的频率分量。
- 检波（解调）过程中还会产生不需要的高频、直流成分需要被滤除、隔断。

如果将大信号检波电路中的二极管反接是否会起到检波作用？

习题

5-22

为什么检波电路中一定要有非线性元件？

- 检波（解调）需要产生新的频率分量。
- 检波（解调）过程中还会产生不需要的高频、直流成分需要被滤除、隔断。

如果将大信号检波电路中的二极管反接是否会起到检波作用？
是

习题

5-22

为什么检波电路中一定要有非线性元件？

- 检波（解调）需要产生新的频率分量。
- 检波（解调）过程中还会产生不需要的高频、直流成分需要被滤除、隔断。

如果将大信号检波电路中的二极管反接是否会起到检波作用？

是

其输出电压波形与二极管正接时有什么不同？

习题

5-22

为什么检波电路中一定要有非线性元件？

- 检波（解调）需要产生新的频率分量。
- 检波（解调）过程中还会产生不需要的高频、直流成分需要被滤除、隔断。

如果将大信号检波电路中的二极管反接是否会起到检波作用？

是

其输出电压波形与二极管正接时有什么不同？

当二极管反接时，其所检波形为原调幅波的下包络部分。

内容提要 I

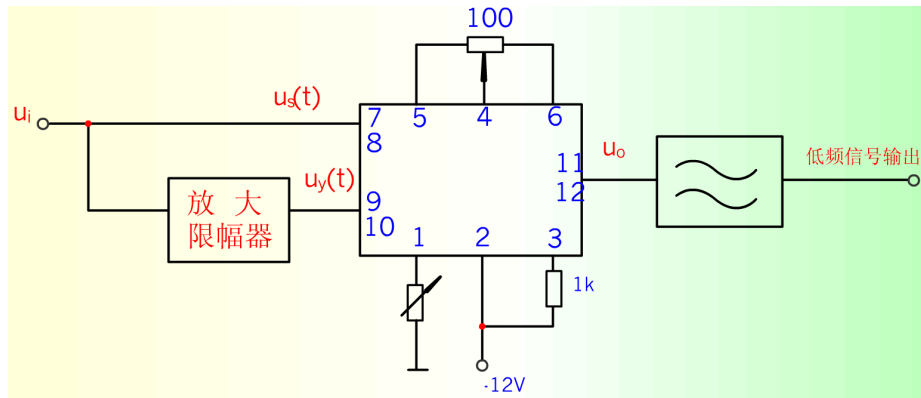
- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

普通调幅波同步解调 (模拟乘法器)



内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

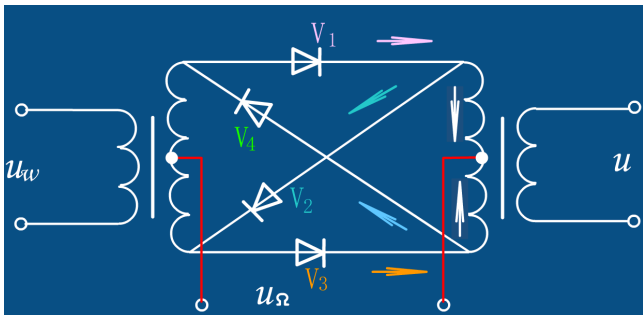
抑制载波调幅电路

平衡调幅电路

采用平衡、抵消的方法把载波抑制掉

抑制载波调幅电路

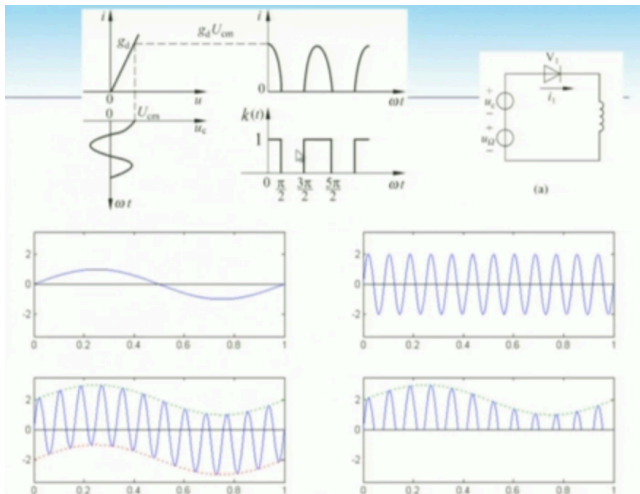
二极管环形调制器



- 由四个二极管环接构成，既可工作在小信号又可工作在大信号。
- 载波信号很强控制二极管工作在开关状态。
- 载波正半周 V_1 和 V_2 导通、 V_3 和 V_4 截止；
- 载波负半周 V_3 和 V_4 导通、 V_1 和 V_2 截止。

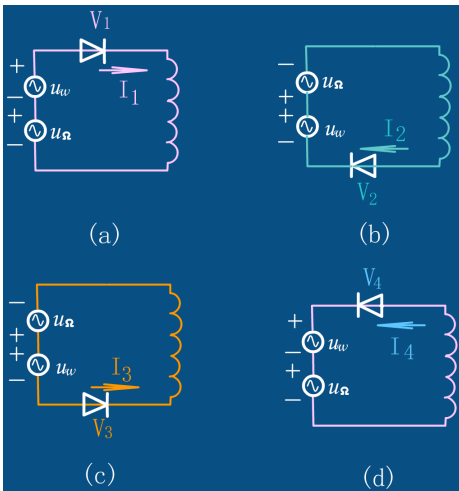
抑制载波调幅电路

二极管环形调制器



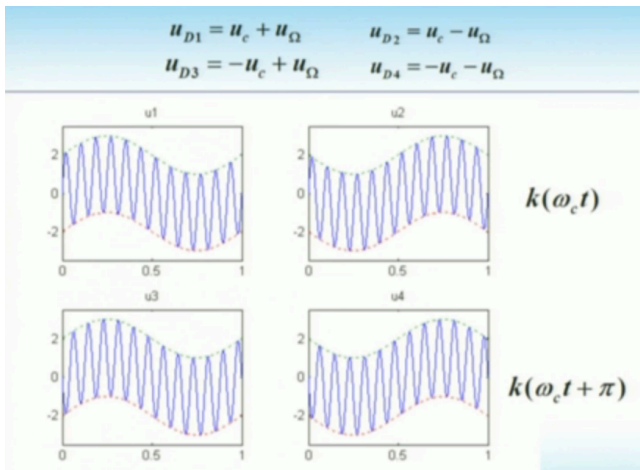
抑制载波调幅电路

二极管环形调制器



抑制载波调幅电路

二极管环形调制器



抑制载波调幅电路

二极管环形调制器

$$i_1 = I_0 + I_\Omega \cos \Omega t + I_1(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

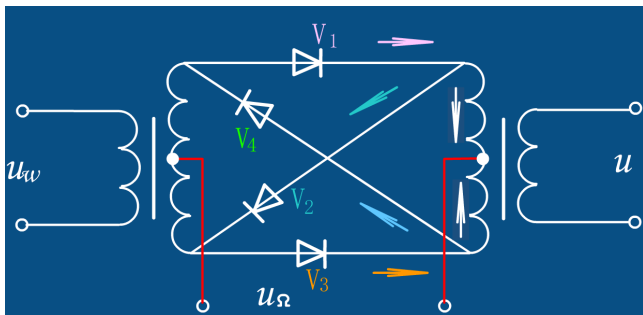
$$i_2 = I_0 - I_\Omega \cos \Omega t + I_1(1 - m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$i_3 = I_0 + I_\Omega \cos \Omega t - I_1(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$i_4 = I_0 - I_\Omega \cos \Omega t - I_1(1 - m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

抑制载波调幅电路

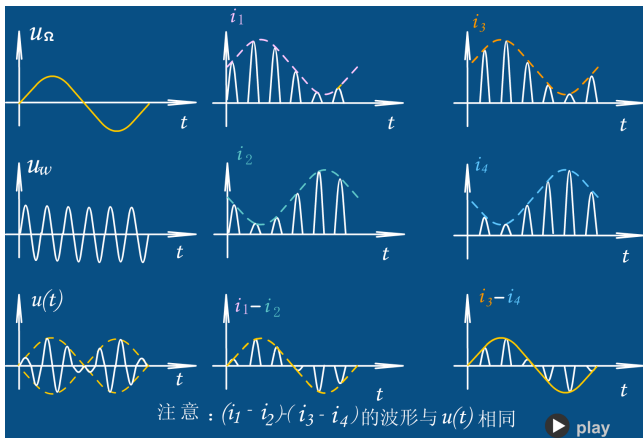
二极管环形调制器



$$i = i' - i'' = (i_1 - i_2) - (i_3 - i_4) = 4I_1 m_a \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

抑制载波调幅电路

二极管环形调制器



抑制载波调幅电路

二极管环形调制器

$$i_1 = I_0 + I_\Omega \cos \Omega t + I_1(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$i_2 = I_0 - I_\Omega \cos \Omega t + I_1(1 - m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$i_3 = I_0 + I_\Omega \cos \Omega t - I_1(1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$i_4 = I_0 - I_\Omega \cos \Omega t - I_1(1 - m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t + I_2 \cos 2\omega_c t$$

$$i = i' - i'' = (i_1 - i_2) - (i_3 - i_4) = 4I_1 m_a \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

- 环形调制器输出电流是输入信号 $\cos \omega_c t$ 和 $\cos \Omega t$ 的乘积，频谱是载频的上、下边频，没有载波分量 $\Rightarrow$ 抑制载波调幅电路
- 两个变压器的中心抽头必须严格对称、四个二极管的特性也应一致，否则就不能把载波抑制掉，从而造成不希望有的“载漏”输出（载漏是环形调制器输出电流成分中含有载波成分的简称）。
- 为了消除电路的不对称性，需对环形调制器进行改进。

内容提要 I

- 1 调制与解调
 - 概述
- 2 调幅信号分析
 - 普通调幅波
 - 抑制载波双边带调幅
 - 抑制载波单边带调幅
 - 三种调幅波比较
- 3 调幅波产生原理
 - 幂级数分析法
 - 线性时变分析法
- 4 普通调幅波产生
 - 低电平调幅电路
 - 高电平调幅电路
- 5 普通调幅波解调
 - 检波器质量要求
 - 小信号平方律检波器

内容提要 II

- 大信号峰值包络检波器
- 普通调幅波同步解调电路

- 6 抑制载波调幅波产生和解调
 - 抑制载波调幅波产生电路
 - 抑制载波调幅波解调电路

乘积型同步检波电路

包络检波器？

乘积型同步检波电路

- 包络检波器只能解调普通调幅波而不能解调 DSB 和 SSB 信号
- 因为 DSB 和 SSB 信号的包络并不反映调制信号的变化规律
- 抑制载波调幅的解调必须采用 **同步检波电路**
- **乘积型** 同步检波电路和叠加型同步检波电路（效果差）
 - ▶ 乘积型同步检波电路 = 乘法器 + 低通滤波器
 - ▶ 叠加型同步检波电路 = 加法器 + 包络检波器
- 收端需提供与发端同频同相的同步信号（**本地载波信号**）

乘积型同步检波电路

DSB 输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号： $u_r = U_{rm} \cos \omega_c t$

乘法器输出电压： $u_A = Au_i u_r = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t + \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t \cos 2\omega_c t$

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t$

乘积型同步检波电路

DSB

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号： $u_r = U_{rm} \cos \omega_c t$

乘法器输出电压： $u_A = Au_i u_r = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t + \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t \cos 2\omega_c t$

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t$

SSB

输入 SSB 信号： $u_i = U_{im} \cos (\omega_c + \Omega)t$

同步信号： $u_r = U_{rm} \cos \omega_c t$

乘法器输出电压： $u_A = Au_i u_r = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t + \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos (2\omega_c + \Omega)t$

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t$

乘积型同步检波电路

DSB

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号： $u_r = U_{rm} \cos \omega_c t$

乘法器输出电压： $u_A = Au_i u_r = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t + \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t \cos 2\omega_c t$

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t$

SSB

输入 SSB 信号： $u_i = U_{im} \cos (\omega_c + \Omega)t$

同步信号： $u_r = U_{rm} \cos \omega_c t$

乘法器输出电压： $u_A = Au_i u_r = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t + \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos (2\omega_c + \Omega)t$

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2}AU_{im}U_{rm} \cos \Omega t$

乘法器 = 非线性器件或集成模拟乘法器

乘积型同步检波电路

同频不同相？

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号（与载波有相差 ϕ ）： $u_r = U_{rm} \cos (\omega_c t + \phi)$

乘法器输出电压：

乘积型同步检波电路

同频不同相？

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号（与载波有相差 ϕ ）： $u_r = U_{rm} \cos (\omega_c t + \phi)$

乘法器输出电压：

$$\begin{aligned} u_A &= Au_i u_r = AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos (\omega_c t + \phi) \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t [\cos \phi + \cos (2\omega_c t + \phi)] \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \phi + \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos (2\omega_c t + \phi) \end{aligned}$$

乘积型同步检波电路

同频不同相？

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号（与载波有相差 ϕ ）： $u_r = U_{rm} \cos (\omega_c t + \phi)$

乘法器输出电压：

$$\begin{aligned} u_A &= Au_i u_r = AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos (\omega_c t + \phi) \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t [\cos \phi + \cos (2\omega_c t + \phi)] \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \phi + \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos (2\omega_c t + \phi) \end{aligned}$$

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \phi$

乘积型同步检波电路

同频不同相？

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号（与载波有相差 ϕ ）： $u_r = U_{rm} \cos (\omega_c t + \phi)$

乘法器输出电压：

$$\begin{aligned} u_A &= Au_i u_r = AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos (\omega_c t + \phi) \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t [\cos \phi + \cos (2\omega_c t + \phi)] \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \phi + \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos (2\omega_c t + \phi) \end{aligned}$$

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \phi$

- 当 $\phi = \frac{\pi}{2}$ 时，解调输出为零。
- 当 $\phi = 0$ 时，解调所得低频信号幅度最大。⇔ 同频同相

乘积型同步检波电路

同相不同频？

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号（与载波有频差 $\Delta\omega$ ）： $u_r = U_{rm} \cos (\omega_c + \Delta\omega)t$

乘法器输出电压：

乘积型同步检波电路

同相不同频？

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号（与载波有频差 $\Delta\omega$ ）： $u_r = U_{rm} \cos (\omega_c + \Delta\omega)t$

乘法器输出电压：

$$\begin{aligned} u_A &= Au_i u_r = AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos (\omega_c + \Delta\omega)t \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t [\cos \Delta\omega t + \cos (2\omega_c + \Delta\omega)t] \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \Delta\omega t + \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos (2\omega_c + \Delta\omega)t \end{aligned}$$

乘积型同步检波电路

同相不同频？

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号（与载波有频差 $\Delta\omega$ ）： $u_r = U_{rm} \cos (\omega_c + \Delta\omega)t$

乘法器输出电压：

$$\begin{aligned} u_A &= Au_i u_r = AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos (\omega_c + \Delta\omega)t \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t [\cos \Delta\omega t + \cos (2\omega_c + \Delta\omega)t] \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \Delta\omega t + \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos (2\omega_c + \Delta\omega)t \end{aligned}$$

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \Delta\omega t$

乘积型同步检波电路

同相不同频？

输入 DSB 信号： $u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$

同步信号（与载波有频差 $\Delta\omega$ ）： $u_r = U_{rm} \cos (\omega_c + \Delta\omega)t$

乘法器输出电压：

$$\begin{aligned} u_A &= Au_i u_r = AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \cos (\omega_c + \Delta\omega)t \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t [\cos \Delta\omega t + \cos (2\omega_c + \Delta\omega)t] \\ &= \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \Delta\omega t + \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos (2\omega_c + \Delta\omega)t \end{aligned}$$

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2} AU_{im} U_{rm} \cos \Omega t \cos \Delta\omega t$

- 这是载频为 $\Delta\omega$ 的调幅波；
- 在收端将得到一个强弱变化的解调信号（**差拍现象**）。

乘积型同步检波电路

- 当同频不同相时，将产生相位失真。
- 当同相不同频时，将产生解调失真。

MATLAB

同相不同频 $\Rightarrow$ 解调失真

低通滤波器输出电压： $u_o = \frac{1}{2} \cos \Omega t \cos \Delta \omega t$

```

1 t=0:0.00001:0.01;
2 u1=cos(2*pi*300*t); % 低频调制信号
3 u2=cos(2*pi*4000*t); % 高频载波信号
4 u3=cos(2*pi*(4000-3800)*t); % 本振信号与载波信号不同频1
5 u4=cos(2*pi*(4000-3950)*t); % 本振信号与载波信号不同频2
6 u=0.5*u1.*u3; % 输出失真信号1
7 u0=0.5*u1.*u4; % 输出失真信号2
8 subplot(311),plot(t,u1); % 解调输出信号
9 subplot(312),plot(t,u); % 解调失真信号1
10 subplot(313),plot(t,u0); % 解调失真信号2

```

MATLAB

同相不同频

$$\Rightarrow \text{解调失真 } u_o = \frac{1}{2} \cos \Omega t \cos \Delta \omega t$$

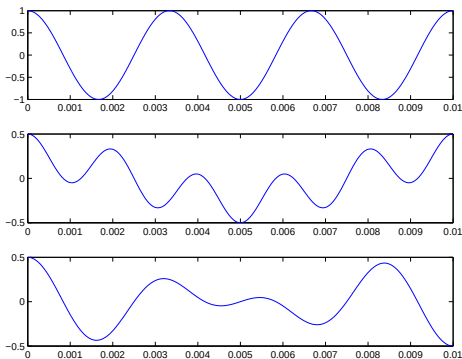
$$① u_1 = \cos 2\pi 300t$$

$$② u =$$

$$0.5 \cos 2\pi 300t \cos 2\pi 200t$$

$$③ u_0 =$$

$$0.5 \cos 2\pi 300t \cos 2\pi 50t$$



本地同步载波信号产生

DSB

同步信号从输入的双边带调幅波中提取
平方环法或科斯塔斯环法

$$u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$u_i^2 = (U_{im} \cos \Omega t)^2 \cos \omega_c t^2$$

角频率 $2\omega_c$ 分量

二分频器

角频率 ω_c 的同步信号

本地同步载波信号产生

DSB

同步信号从输入的双边带调幅波中提取
平方环法或科斯塔斯环法

$$u_i = U_{im} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$u_i^2 = (U_{im} \cos \Omega t)^2 \cos \omega_c t^2$$

角频率 $2\omega_c$ 分量

二分频器

角频率 ω_c 的同步信号

SSB

$$u_i = U_{im} \cos (\omega_c + \Omega)t$$

- 同步信号无法从输入单边带调幅波中提取出来。
- 发送时同时发送功率远低于边带信号功率的载波信号（导频信号）
- 接收端收到导频信号后经放大可以作为同步信号
- 或用导频信号控制接收端载波振荡器使之输出同步信号

