



通信电路原理

第六章 调制与解调

标准调幅



第五章 正弦波振荡器

- 5.1 基本概况
- 5.2 反馈振荡器的基本工作原理
- 5.3 LC振荡器的电路分析
- 5.4 振荡器的频率稳定度
- 5.5 晶体振荡器
- 5.6 其他振荡器形式
 - 负阻振荡器
 - RC振荡器
 - 特殊振荡现象



5.6 其他振荡器或振荡形式

- 振荡器不仅有LC反馈型的，还有许多其他形式，了解这些振荡器的基本工作原理，有助于对自激振荡的物理过程建立比较全面和完整的认识
 - 负阻振荡器
 - RC移相振荡器
 - 环形振荡器
 - 压控振荡器
 - 特殊振荡现象

负阻振荡器

等效负阻供能补偿等效正阻耗能：负阻向外提供交流功率，是以消耗直流功率为代价的；负阻仅仅是从直流电源中获取能量并将其中部分转换为交变能量

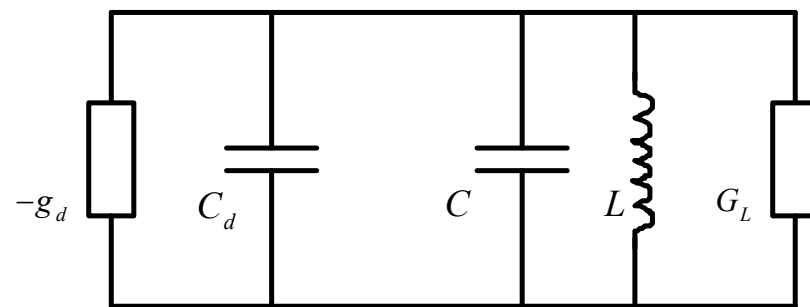
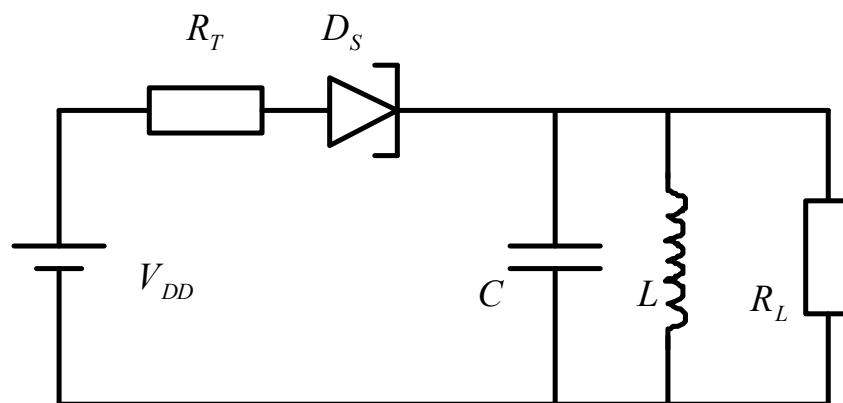
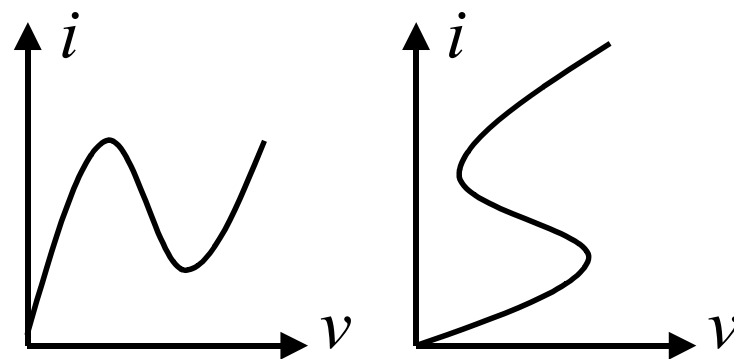
- 直流偏置在负阻区
- 等效负阻供能效应高于正阻耗能效应

■ **N型（压控型）负阻器件起振条件：** $g_d > G_L$

■ 高Q正弦振荡，低Q张弛振荡

■ **正弦振荡：**随着电压振幅的增加，进入正阻工作区，准线性负导减小，当 $g_d = G_L$ 时，则进入等幅振荡的平衡状态

■ 准线性负导随幅度单调下降，稳定平衡



- 从供给能量的观点看，带有正反馈的放大器件可以等效为负阻器件
- 《电子电路与系统基础》重点考察负阻振荡原理，本课程则重点考察反馈原理

用负阻观点考察LC反馈振荡器

振幅起振条件： $g_n > G'_p$

$$g_n = g_m p$$

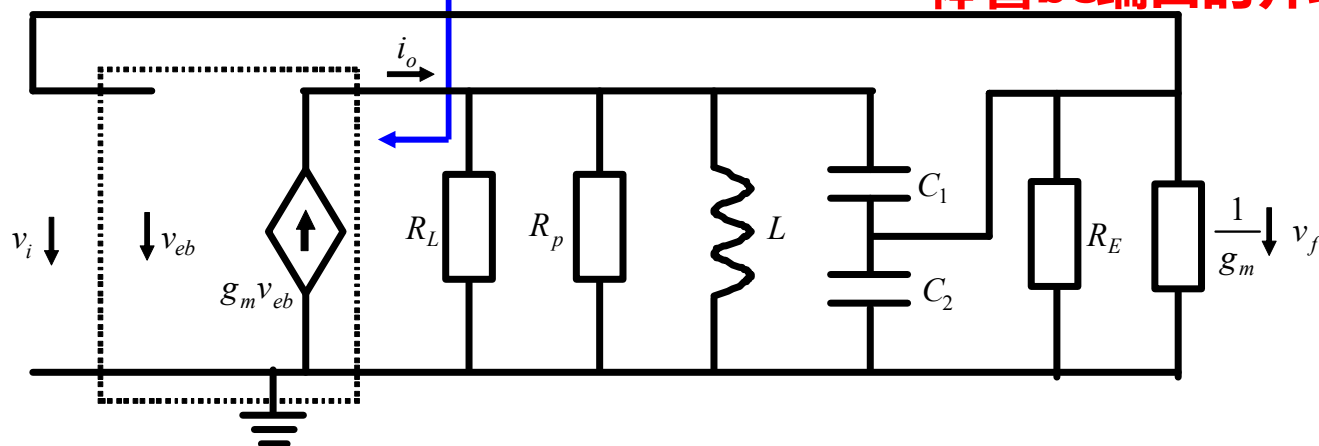
$$p g_m = g_n > G'_p = G_L + G_P + p^2 G_E + p^2 g_m = G_{pL} + p^2 g_m$$

$$-g_n = -\frac{g_m \dot{V}_{eb}}{\dot{V}_{cb}} = -\frac{g_m \dot{V}_F}{\dot{V}_o} = -g_m p$$

$$g_m > \frac{G_{pL}}{p(1-p)}$$

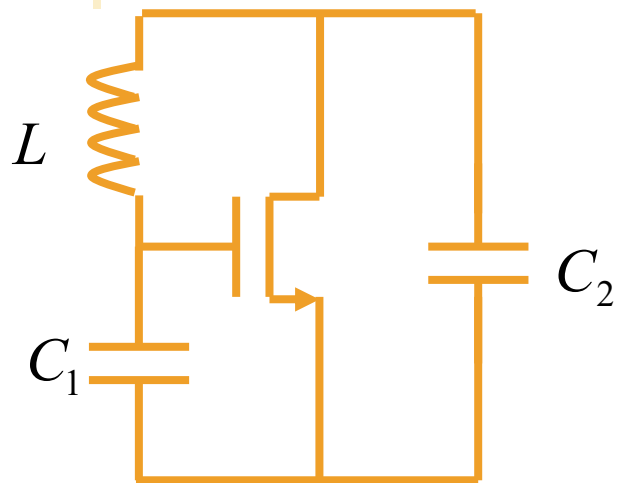
并联LC谐振腔：N型负阻等效

G_{pL} : 电路各种损耗折合到晶体管bc端口的并联总电导



负阻观点2

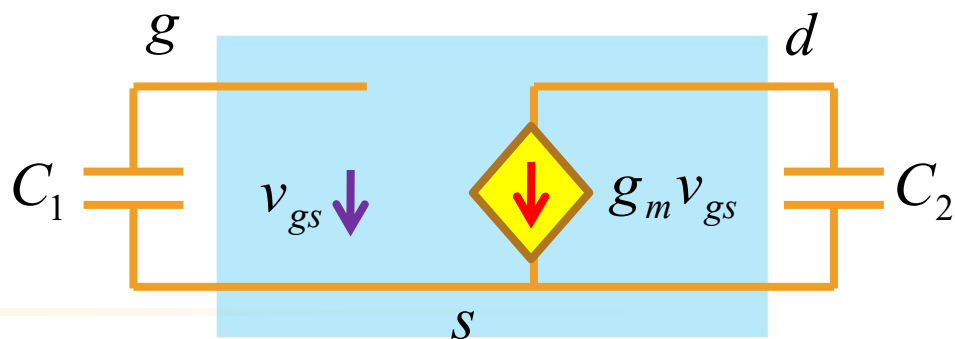
串联LC



公共地随意

起振条件:

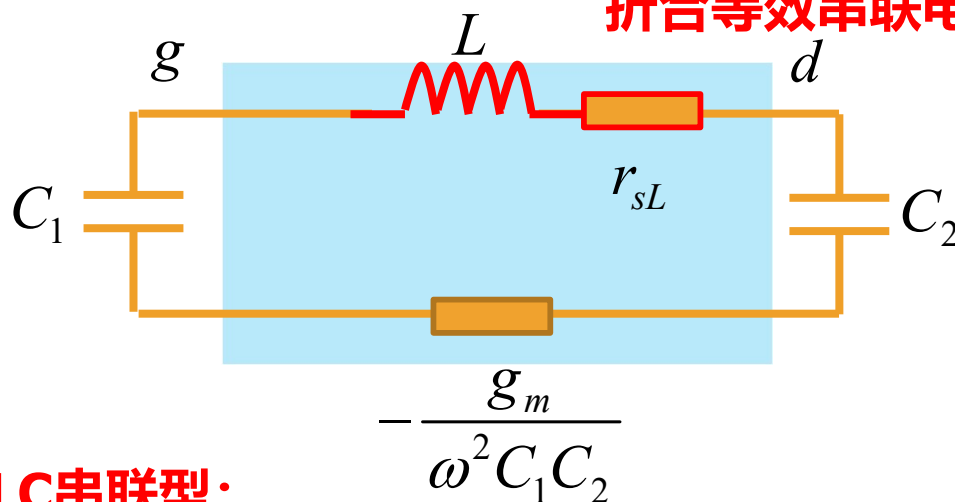
$$\frac{g_m}{\omega_0^2 C_1 C_2} > r_{sL}$$



$$Z_{in} = Z_1 + Z_2 + g_m Z_1 Z_2$$

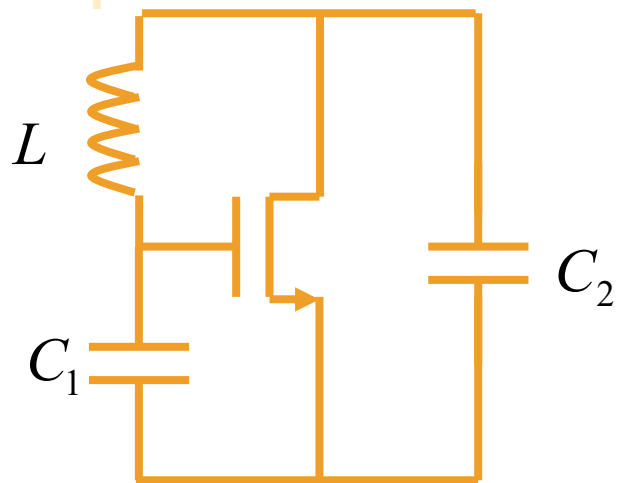
$$= \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} - \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$$

振荡电路所有损耗
折合等效串联电阻



LC串联型:
S型负阻等效

起振条件



$$r_n = \frac{g_m}{\omega_0^2 C_1 C_2} = \frac{g_m}{\frac{1}{LC} C_1 C_2} = \frac{g_m}{\frac{1}{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} C_1 C_2}$$

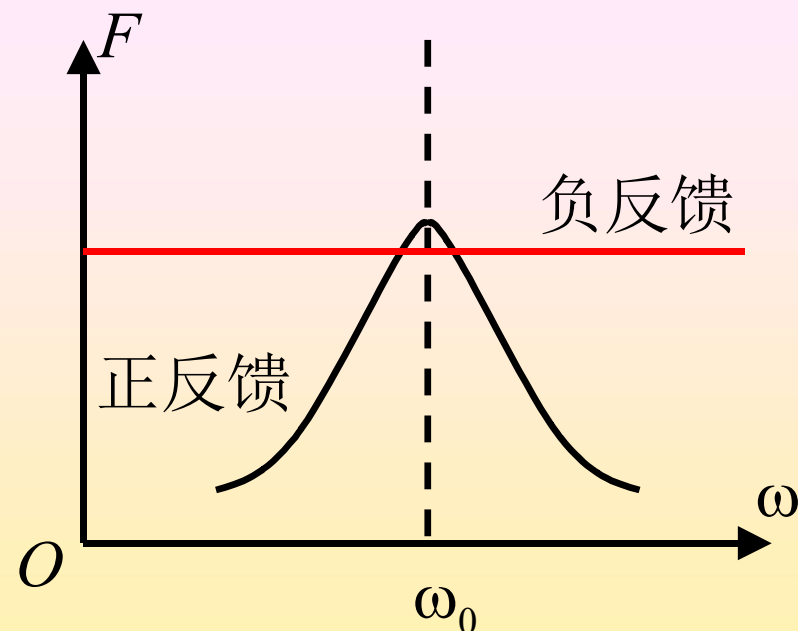
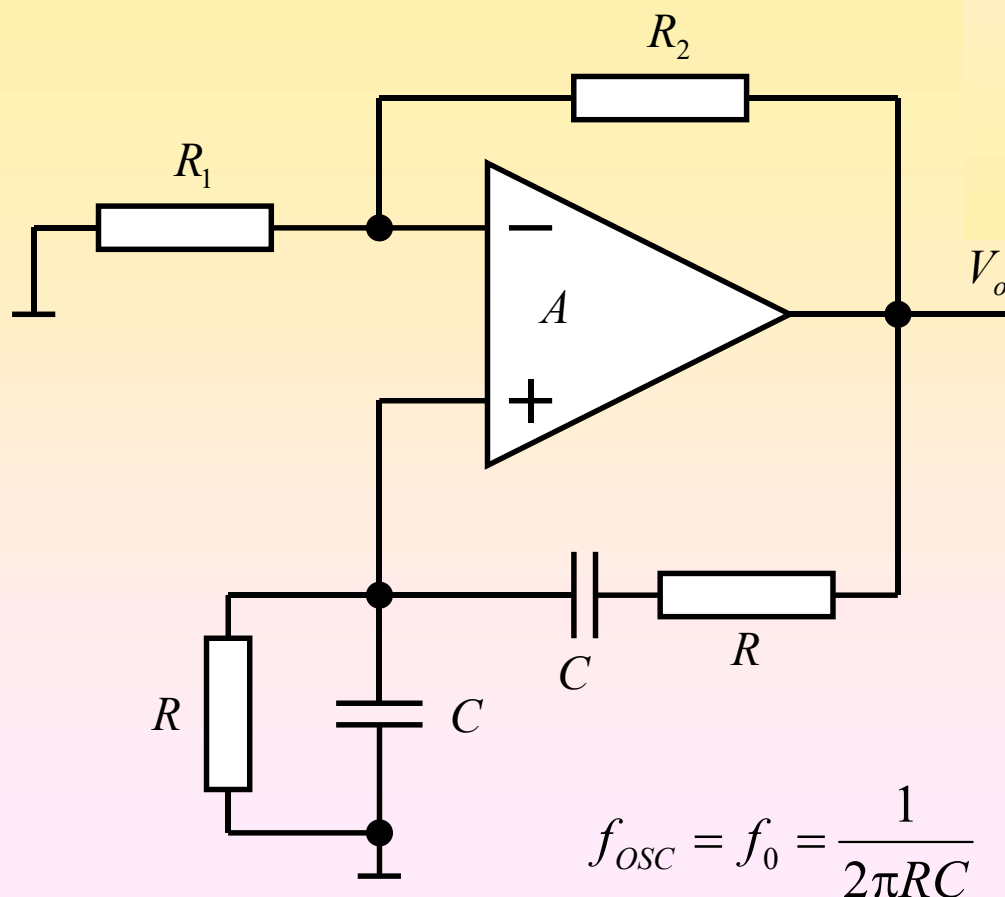
$$= g_m \frac{L}{C_1 + C_2} > r_{sL} = \frac{Z_0^2}{R_{pL}} = \frac{L}{C} G_{pL} = \frac{L}{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} G_{pL}$$

$$g_m \frac{L}{C_1 + C_2} > \frac{L}{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} G_{pL}$$

$$r_n = \frac{g_m}{\omega_0^2 C_1 C_2} > r_{sL} \quad \Rightarrow \quad g_m > \frac{(C_1 + C_2)^2}{C_1 C_2} G_{pL} = \frac{G_{pL}}{p(1-p)}$$

文氏电桥振荡器 (正反馈+负反馈)

负温度系数 R_2 稳幅

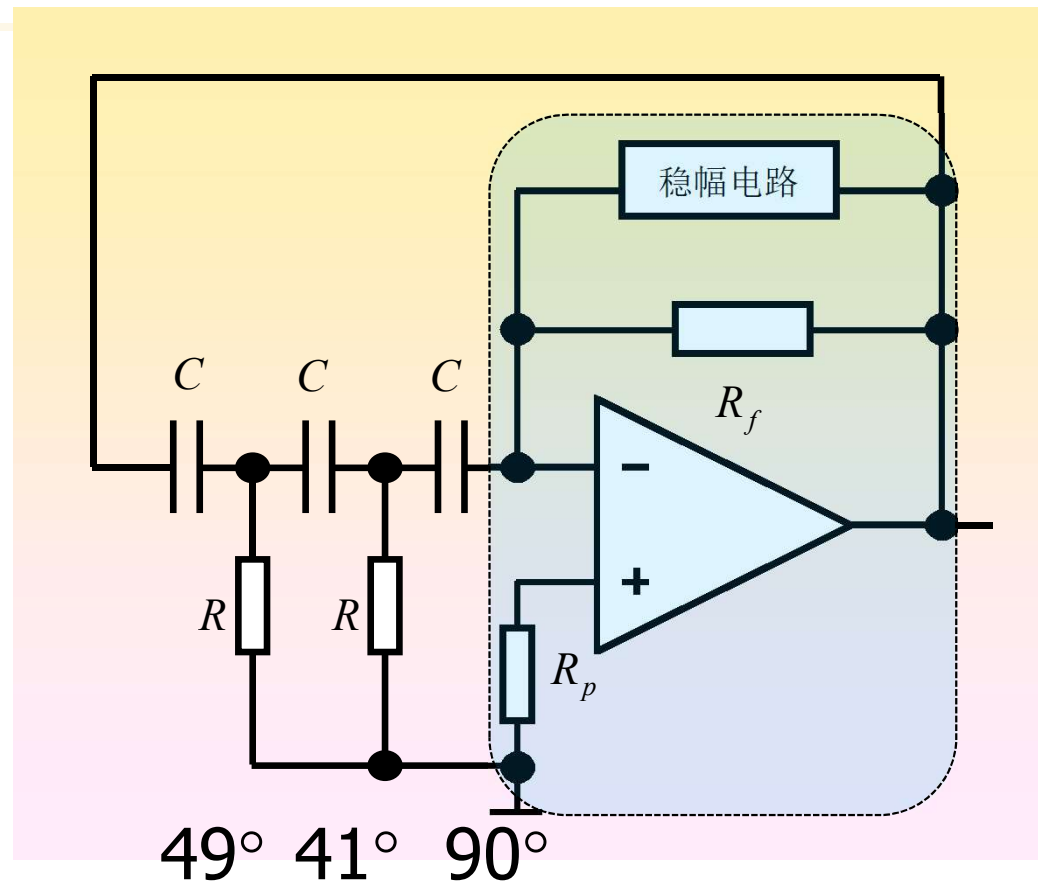


- 各种RC电路中，文氏电桥振荡器具有性能优良，易于调整，振荡范围较宽等优点

$$R_2 > 2R_1$$

移相式RC振荡器

- 利用RC移相网络，在某个频率点上，三级移相网络总共移相 180° ，与反相放大器配合，移相 360° 或 0° ，该频率点即为振荡频率



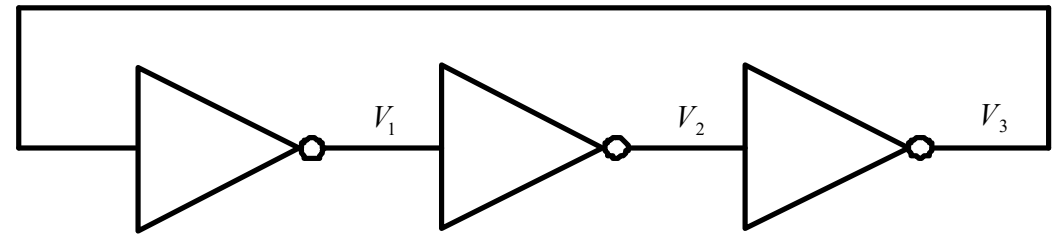
$$\varphi_T(\omega)_{\omega=\omega_{osc}} = 0 \Rightarrow \omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{3}RC}$$

振荡频率

$$T_0(j\omega_{osc}) = \frac{R_f}{12R} > 1$$

起振条件

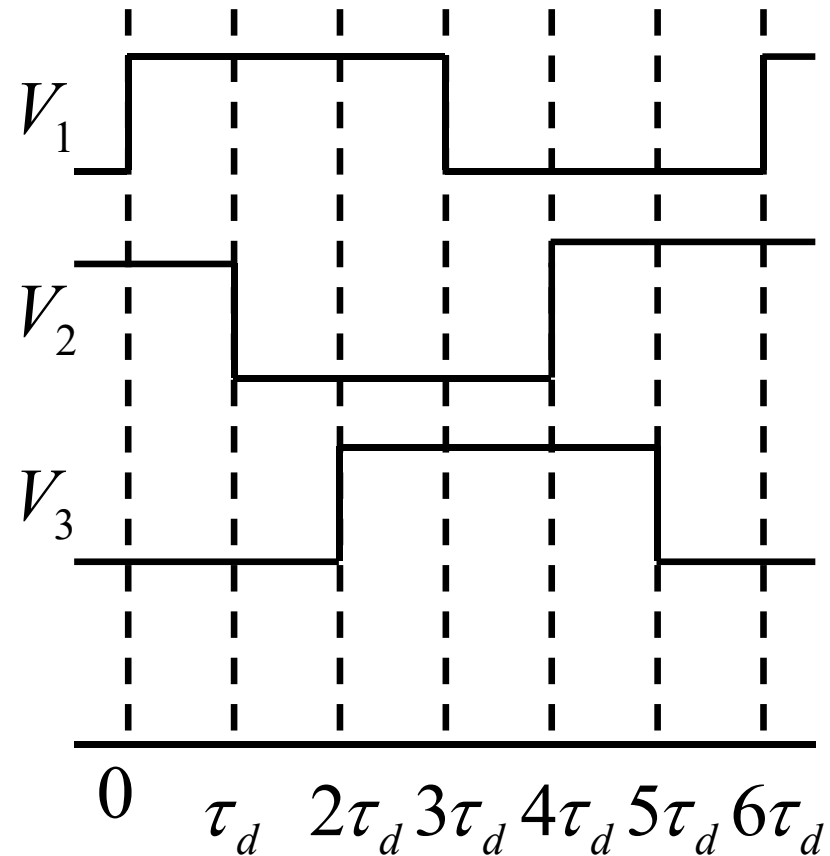
环行振荡器 (延时网络)



■ 反馈振荡在一个没有选频回路的反馈环路中也可建立，这里，延时代替了选频回路起着频率决定作用

- 延时是RC相位滞后产生的

$$f_{osc} = \frac{1}{2n\tau_d}$$



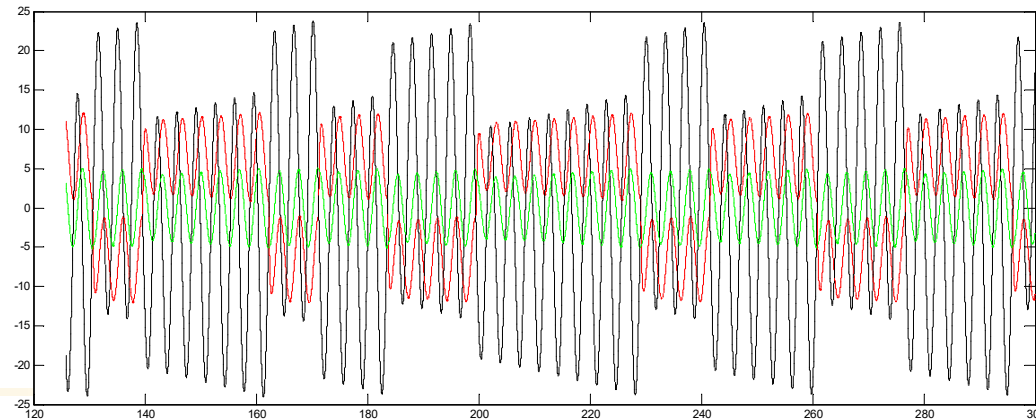
频谱纯度低，集成度高



压控振荡器 VCO

- 通过电压（或电流）控制频率决定器件的频率参数，使得选频回路的中心频率/移相网络的相移/延时网络的时延随控制电压而改变
- 一般要求在一定频率范围内，振荡频率随控制电压是线性变化的
 - 最常见的受控元件是变容二极管
 - 第六章调频电路中将进行详尽的讨论

间歇振荡现象

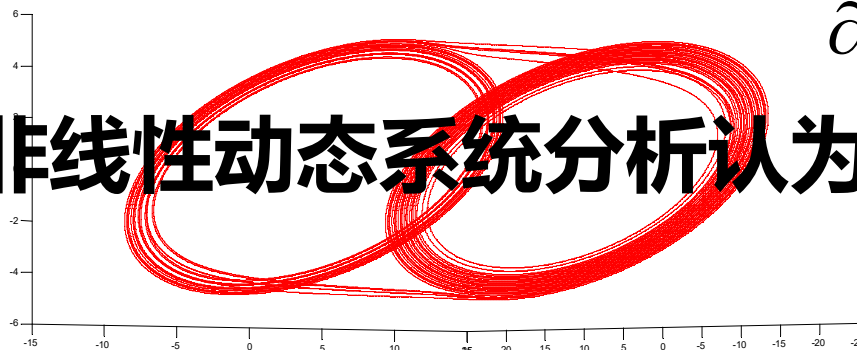


- 间歇振荡是指振荡器产生的输出电压忽大忽小甚至时有时无的一种准周期性变化现象

- 准线性分析认为：间歇振荡现象是由于存在不稳定平衡点原因造成的

$$\left. \frac{\partial T}{\partial V_i} \right|_{V_i(\text{平衡})} \geq 0$$

- 现代非线性动态系统分析认为这是混沌现象





频率牵引现象

- **振荡电路中，如果存在有一个与振荡频率很接近但不相等的外加信号，则在一定条件下，振荡器的振荡频率可能自动地被牵引到外加信号的频率上**
 - **频率牵引也可被利用：用一个频率稳定性很高的信号源（功率小）控制一个功率很大的振荡器（频率稳定性差），就可得到大功率的具有很高频率稳定度的正弦波振荡输出**



收发信机中可能的频率牵引问题

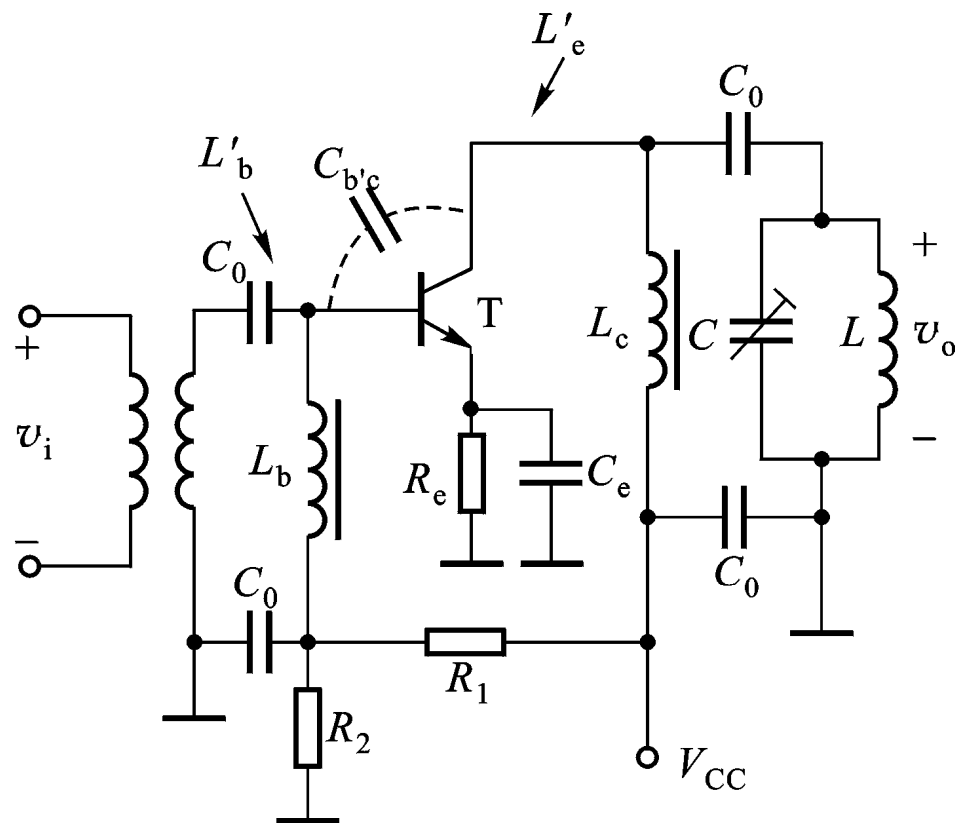
- 功放的输出很大，如果窜入本振，可能引起本振频率的牵引
- 如果接收机接收到的有用信号旁有很大的干扰信号，如果这个干扰信号比较接近本振频率，频率牵引可能使得本振振荡频率移向干扰信号频率
- 本振输出必须有一个缓冲器，该缓冲器的反向传输很小，阻止外来信号对本振信号的频率牵引
 - 有时本振需要做屏蔽处理，防止从空间耦合过来的干扰信号



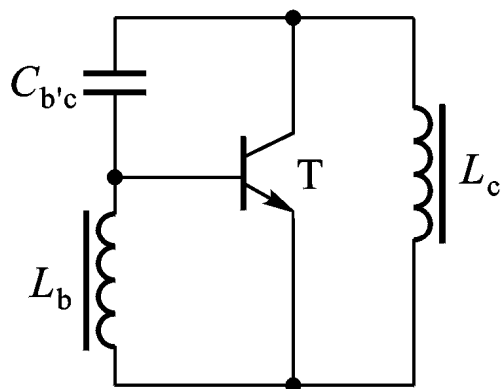
寄生振荡现象

- 在电子线路中，由于某种特殊条件，使得电路参数符合振荡条件而自行产生的一种振荡
 - 寄生振荡可以产生于放大器，也可产生于振荡器
 - 寄生振荡一旦产生，将严重恶化放大器或振荡器的性能，使系统无法正常工作
 - 晶体管的 $C_{b'c}$ 往往是引起放大器自激振荡的重要条件

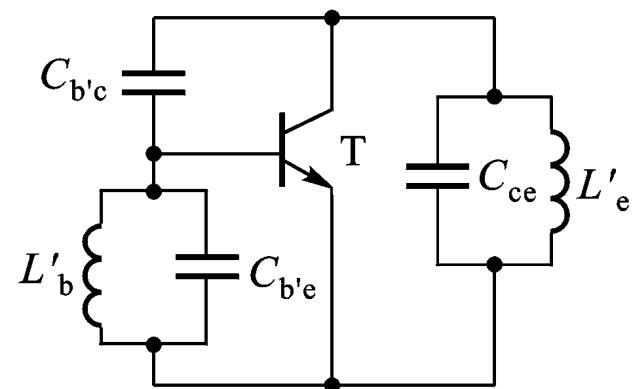
放大器变成振荡器



(a)



(b)



(c)



第六章 调制与解调

- 6.1 幅度调制
 - 标准幅度调制
 - 抑制载波幅度调制
 - 单边带幅度调制
 - 残留边带幅度调制
 - 正交幅度调制
 - 附：正交结构收发信机讨论
- 6.2 角度调制
- 6.3 数字调制

什么是调制？

调制分类

- 调制是使消息载体的某些特性随消息变化的过程
 - 调制的作用是把消息置于消息载体，以便传输和处理
 - 解调是调制的逆过程，从消息载体中还原出原来的消息
- 用来传送消息的载体 $v_c(t)$ 称为载波，消息 $v_f(t)$ 称为调制信号，调制后的信号 $v(t)$ 称为已调信号
 - 用调制信号 $v_f(t)$ 控制载波 $v_c(t)$ 的某些参数，使之随 $v_f(t)$ 的变化而变化，就可实现调制
- 按调制信号 $v_f(t)$
 - 模拟调制、数字调制
- 按载波 $v_c(t)$
 - 脉冲调制、正弦波调制
- 正弦波调制
 - 幅度调制、角度调制
(频率调制、相位调制)

- 调制可以实现有效的发射和有选择的接收

为什么要调制

- 天线尺寸

- 无线信道中传输信号时，利用电磁场在空间的传播，需要天线把电磁波发射到空间，或者把电磁波从空间接收下来
 - 为了高效率地实现能量转换，天线必须有足够大的尺寸，如 $\lambda/4$ 天线，对于3kHz的声音信号，天线长度为25km，这是无法实现的，如果调制在900MHz上，天线仅需8cm长度
 - 无线传输系统，调制是一个基本环节

- 调制可以将不同信号分在同一信道中传输而互不影响，例如频分复用

- 上变频

- 调制可以降低干扰对信号传输的影响，如扩频调制

6.1 幅度调制

- **幅度调制 (AM) 是指正弦载波的幅度随调制信号的变化规律而变化，而其角频率和初相位均为常数**
- **幅度调制方式**
 - **标准幅度调制 (Standard AM)**
 - **双边带幅度调制 (Double SideBand AM)**
 - **抑制载波调幅 (Suppressed Carrier AM)**
 - **单边带幅度调制 (Single SideBand AM)**
 - **残留边带幅度调制 (Vestigial SideBand AM)**
 - **正交幅度调制 (Quadrature AM)**
 - **数字幅度调制 (Amplitude Shift Keying, ASK)**



6.1.1 标准幅度调制

- **标准幅度调制是各种幅度调制中最基本的一种**
 - **由于在合理使用功率和占有频带宽度等方面，标准幅度调制方式不如其他调幅方式优越，其应用范围受到限制**
 - **在关于幅度调制的性质以及调制与解调技术原理等方面，它还是最基本的**
 - **将幅度调制的共同问题，集中在标准幅度调制这一节里说明，从不同角度说明幅度调制信号的特性**
 - **数学表达式**
 - **波形图**
 - **频谱图**
 - **矢量图**
 - **功率在各频谱分量之间的分配关系**

6.1.1.1 标准幅度调制的基本特性-1

■ 数学表达式

载波: $v_c(t) = V_{cm} \cos \omega_c t$

调制信号: $v_f(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega t$

调幅信号: $v_{AM}(t) = [V_{cm} + v_f(t)] \cos \omega_c t$

■ 定义

$$= (V_{cm} + V_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

■ 波形

$$= V_{cm} (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t$$

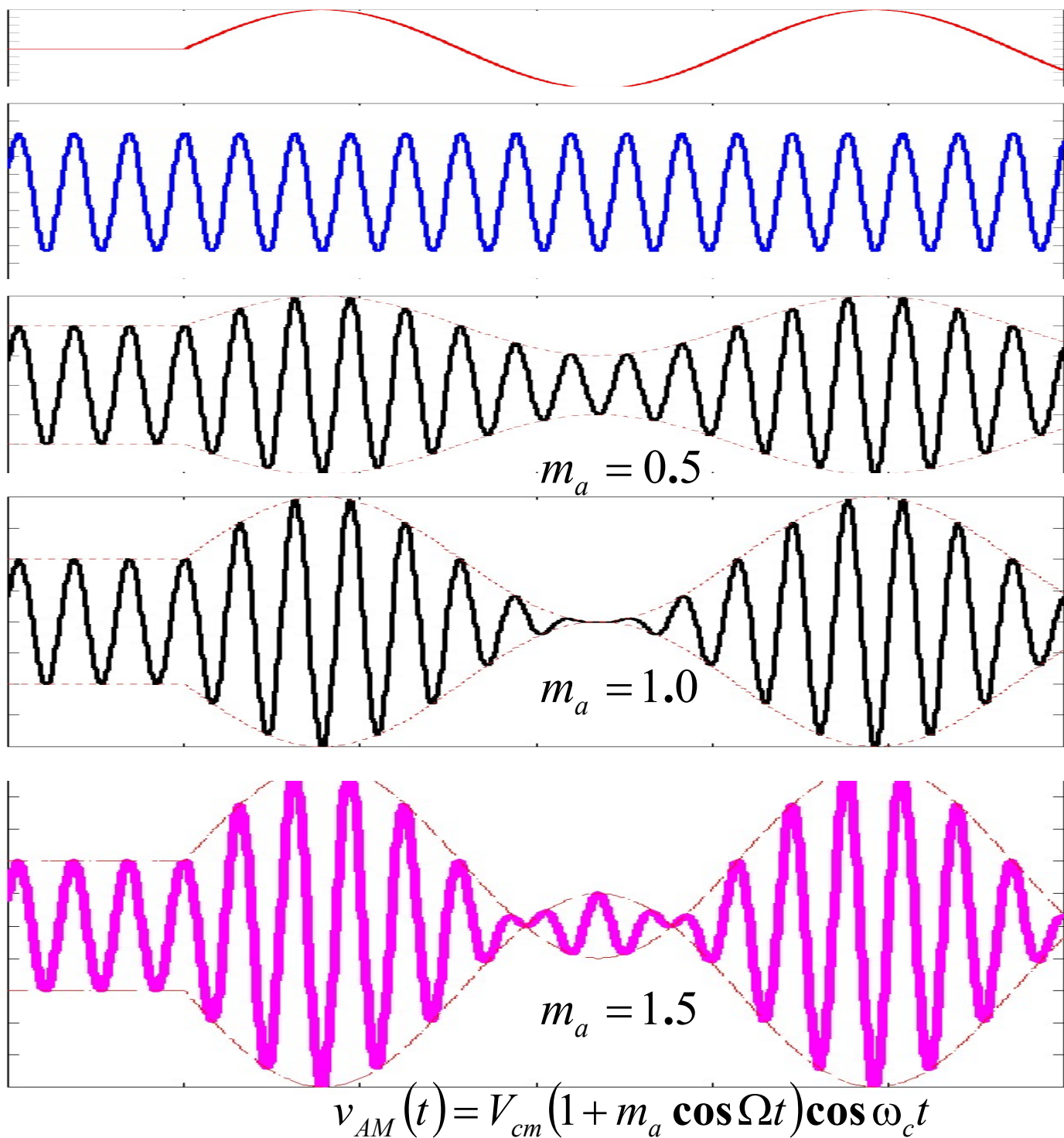
■ 频谱

$$= V_{cm} \cos \omega_c t + m_a V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

调幅指数: $m_a = V_{\Omega m} / V_{cm}$

标准幅度调制的基本特性-2

波形图

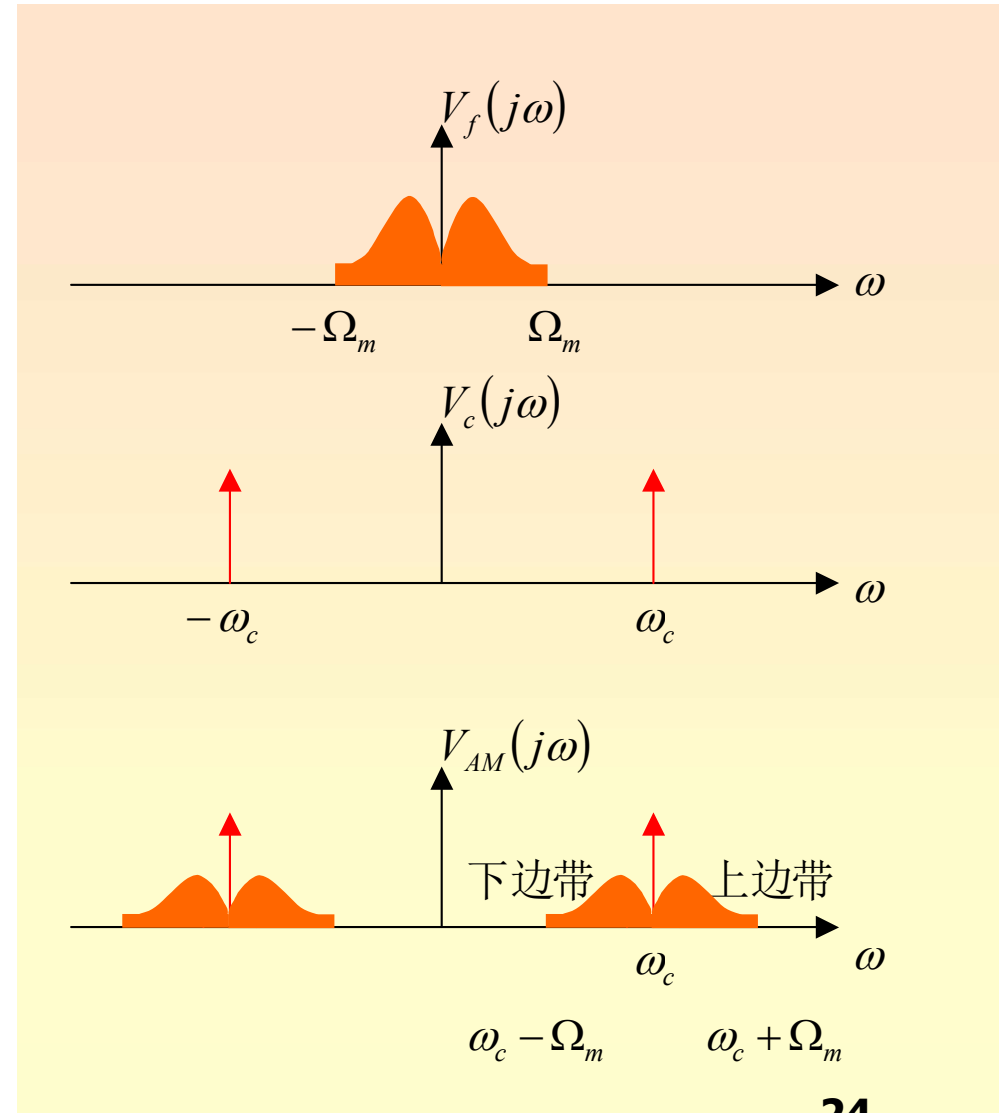
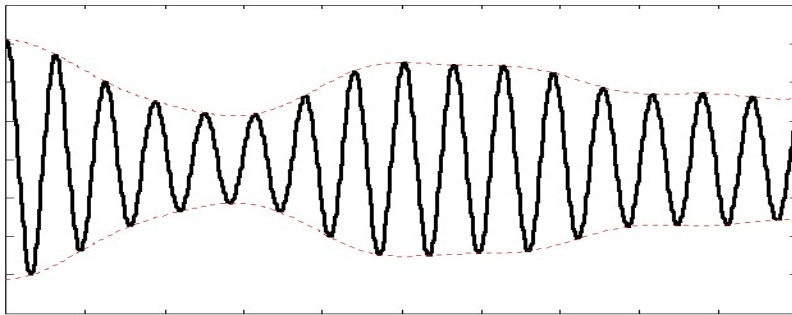
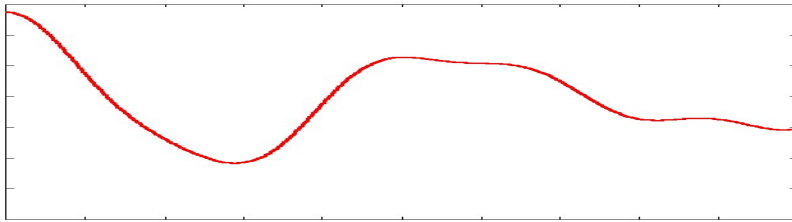


在标准幅度调制中, 为了不出现过调制, 要求 $m_a \leq 1$

$$\begin{aligned}
 v_{AM}(t) &= V_{cm} \cos \omega_c t + m_a V_{cm} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\
 &= V_{cm} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} m_a V_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} m_a V_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t
 \end{aligned}$$

标准幅度调制的基本特性-3

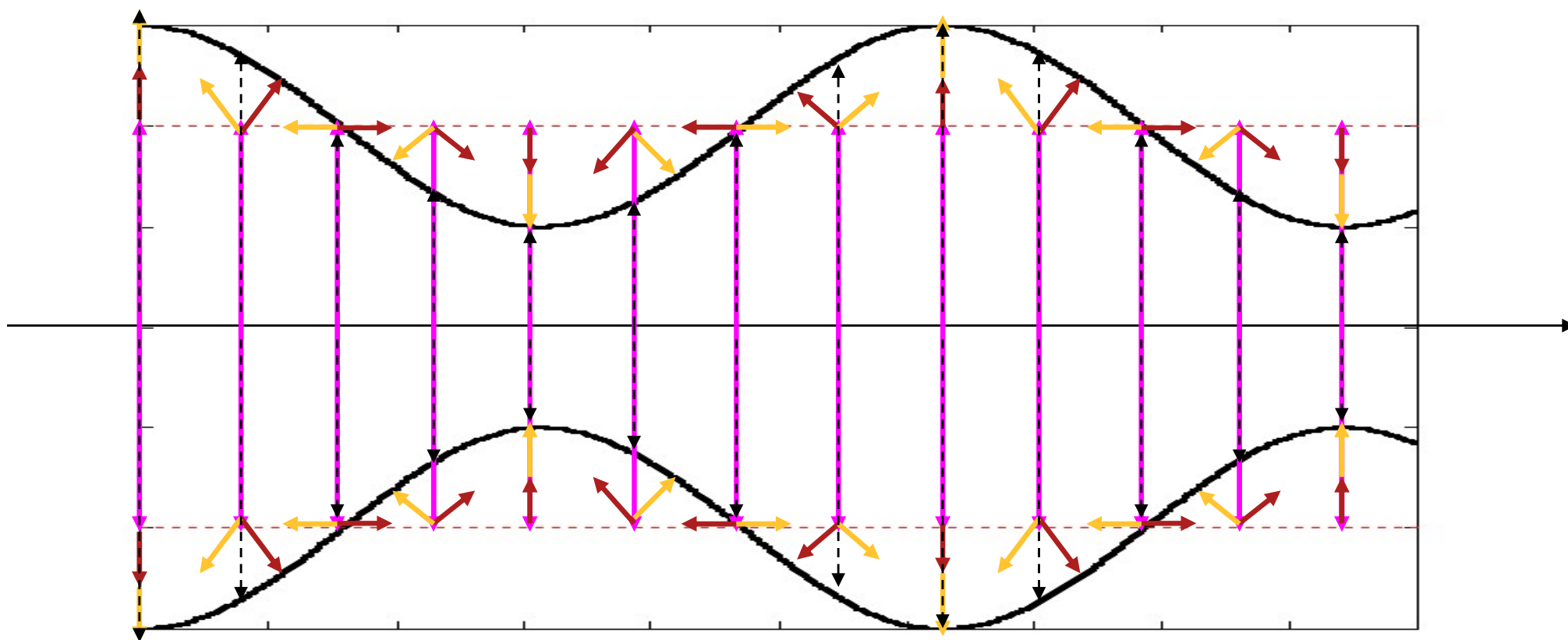
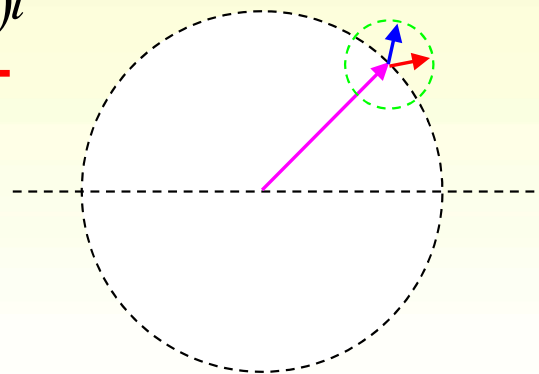
■ 频谱图



$$v_{AM}(t) = \underbrace{V_{cm}} \cos \omega_c t + \frac{1}{2} \underbrace{m_a V_{cm}} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} \underbrace{m_a V_{cm}} \cos(\omega_c - \Omega)t$$

标准幅度调制的基本特性-4

■ 矢量图



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

标准幅度调制的基本特性-5

■ 功率分配

■ 载波占有功率

■ 上边带功率

■ 下边带功率

■ 总功率

$$P_c = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_L}$$

$$P_{usb} = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{1}{2} m_a V_{cm}\right)^2}{R_L} = \frac{m_a^2}{4} P_c$$

$$P_{lsb} = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{1}{2} m_a V_{cm}\right)^2}{R_L} = \frac{m_a^2}{4} P_c$$

$$P_t = P_c + P_{usb} + P_{lsb} = P_c \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right)$$

- 标准调幅波的有用信息包含在边带内，但一半以上功率却浪费在载波上：缺点
- 由于有大的载波，使得接收机可以使用简单而便宜的解调器电路：主要优点

- 在保证不过调的情况下，要使用尽可能高的调制指数
- 对于振幅最大的有用信号，标准AM系统应保证其调制指数在0.9~0.95之间

例：调制指数和功率

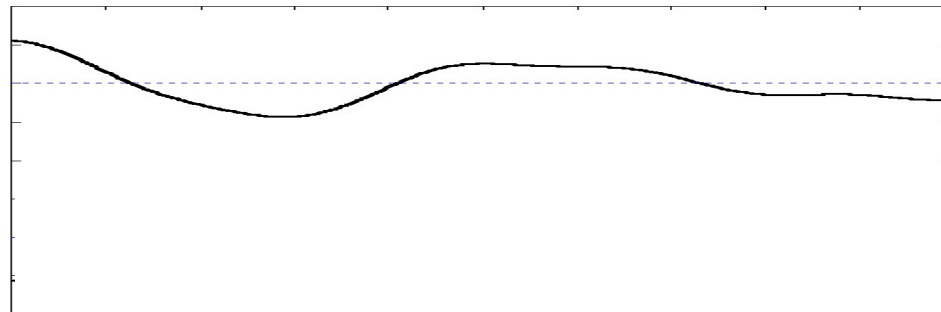
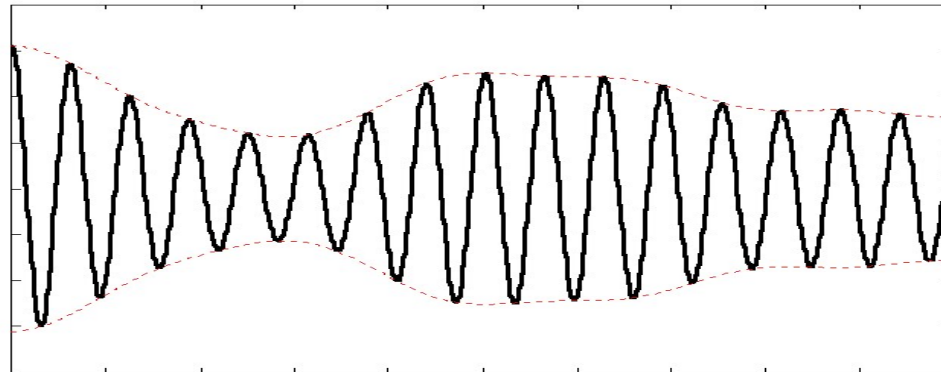
- 有一标准AM波，未调制载波峰值电压为10V，负载电阻为10Ω，调制指数为1，求载波和上下边带的功率；如果调制指数变化为0.5，载波和上下边带功率？

$m_a = 1$	$P_c = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{10^2}{10} = 5(W)$	$P_{usb} = P_{lsb} = \frac{m_a^2}{4} P_c = 1.25(W)$	
	$P_{tsb} = P_{usb} + P_{lsb} = 2.5(W)$	$P_t = P_c + P_{tsb} = 7.5(W)$	33.3%
$m_a = 0.5$	$P_c = \frac{1}{2} \frac{V_{cm}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{10^2}{10} = 5(W)$	$P_{usb} = P_{lsb} = \frac{m_a^2}{4} P_c = 0.3125(W)$	
	$P_{tsb} = P_{usb} + P_{lsb} = 0.625(W)$	$P_t = P_c + P_{tsb} = 5.625(W)$	11.1%

$$v_{AM}(t) = (V_{cm} + v_f(t))\cos \omega_c t$$

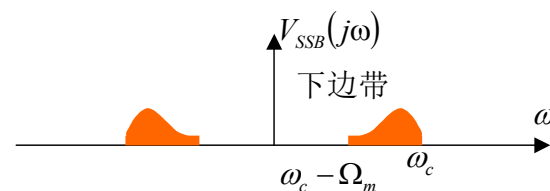
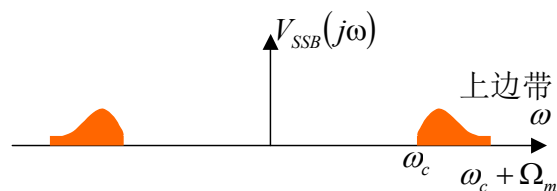
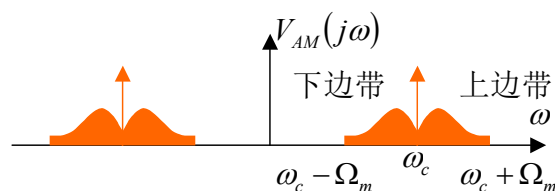
标准AM的包络特性

- 已调信号的幅度随调制信号而变化。因此，调幅信号幅度的包络线近似为调制信号的波形，只要能取出这个包络信号就可实现AM的解调



标准AM的频谱特性

- 标准调幅波的频谱由两部分组成。一部分是载波频谱，另一部分是平移至载波处调制信号的频谱，幅度减半
 - 将信号的频谱在频率轴上平移，因此又称幅度调制为线性调制
- 标准调幅信号所占的频带宽度为 $2\Omega_m$
 - 调制信号频带宽度的两倍
- 从传递信息的角度看，标准调幅信号所占的频带宽度中有一半是多余的，因此，这种调幅方式在频率资源利用上是有缺点的
 - 用单边带调幅

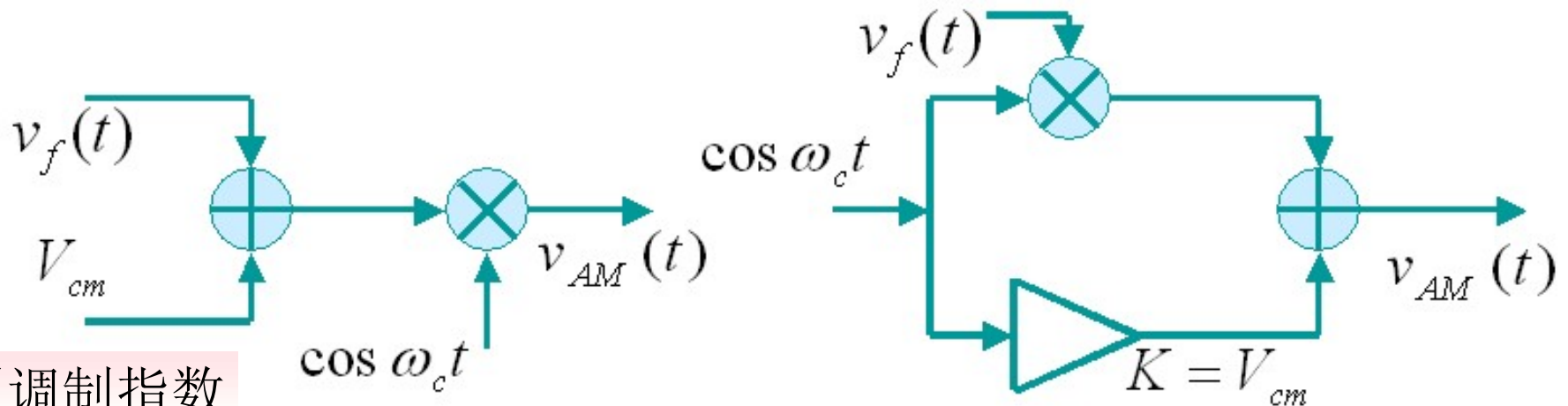


$$v_{AM}(t) = [V_{cm} + v_f(t)] \cos \omega_c t = V_{cm} \cos \omega_c t + v_f(t) \cos \omega_c t$$

6.1.1.2 实现标准幅度调制的方法

■ 用模拟相乘器实现的两种方案

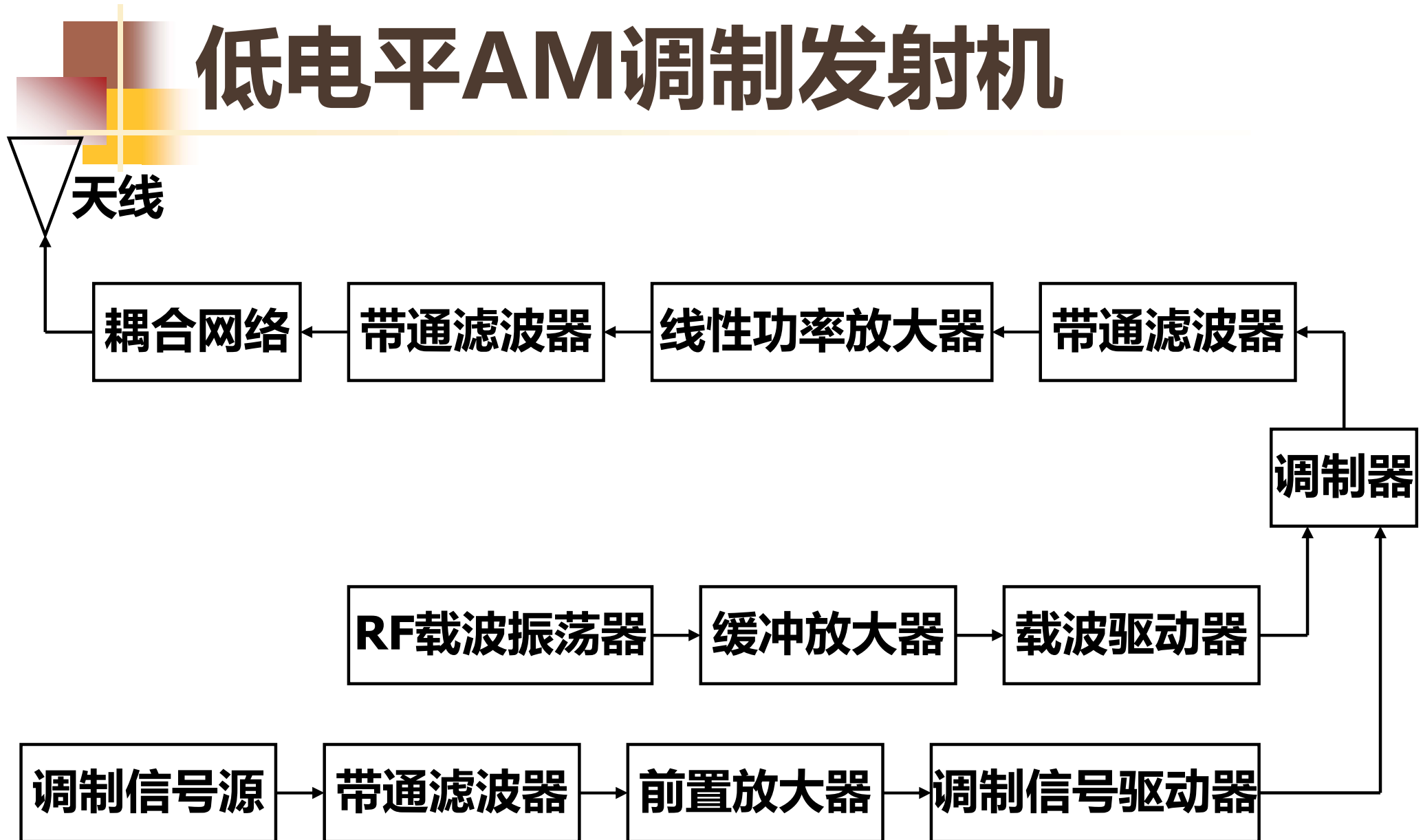
相乘器处于差动平衡状态



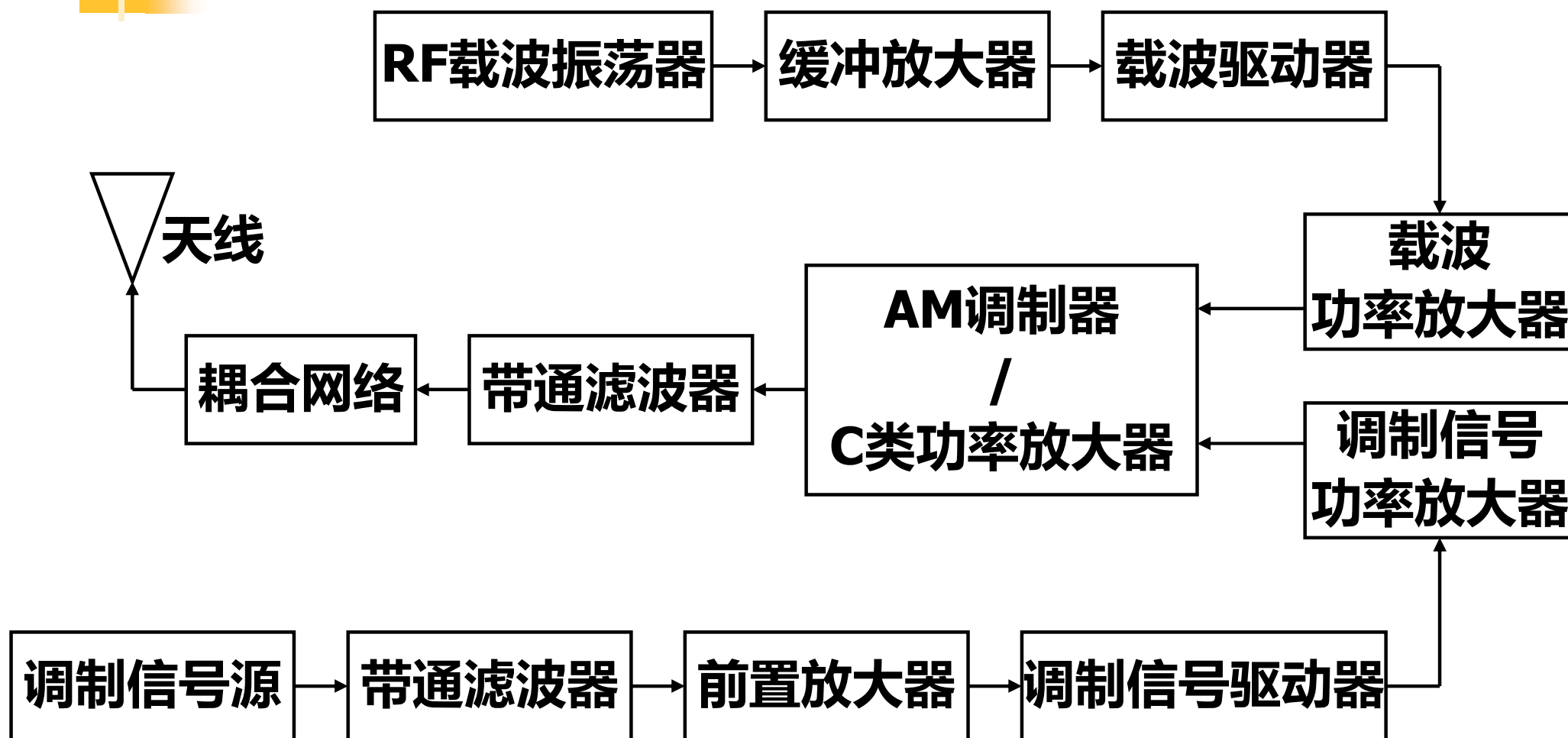
易于控制调制指数

- 幅度调制犹如一个上变频过程，即完成两个信号相乘
 - 用变频器可实现幅度调制

- 低电平调制的一个优点是只需很小的调制信号就能得到很高的调制百分比
- 在大功率应用时，调制器后边的各级放大器都必须是线性放大器，效率低



高电平AM调制发射机





6.1.1.3 标准调幅信号的解调

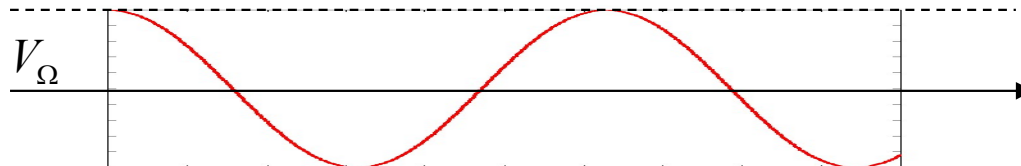
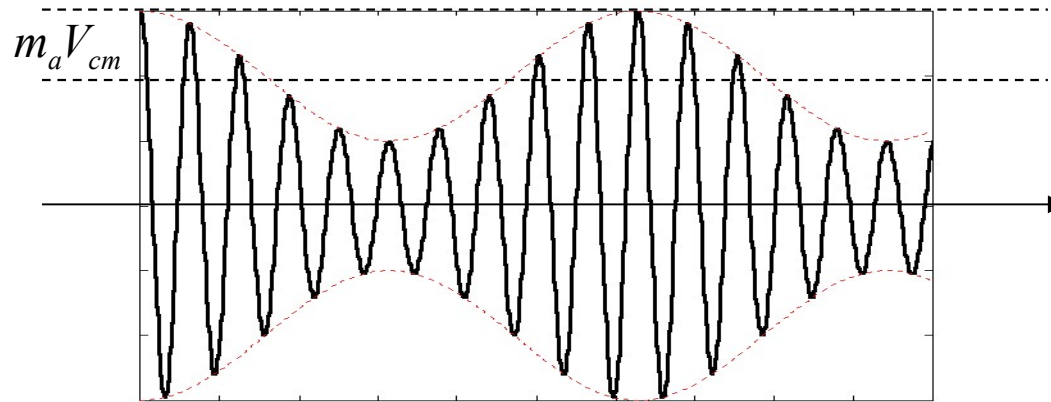
- 调幅信号的解调就是从调幅信号中取出调制信号，它是幅度调制的逆过程
- 标准调幅波的解调方法分为两类
 - 相干解调
 - 频谱平移，用**同频同相**的本地载波与调制信号相乘
 - 可用模拟相乘器实现
 - 非相干解调
 - 利用非线性器件本身的**非线性特性**实现解调
 - 小信号平方律解调
 - 平均包络解调
 - 大信号峰值包络解调

■ 解调电路也称检波器

检波器的技术指标 (1)

■ 检波效率

- 检波效率是指检波器输出信号的幅度与输入调幅信号中包络的幅度之比



$$K_D = \frac{V_{\Omega}}{m_a V_{cm}}$$

检波器的技术指标 (2)

■ 输入阻抗

- 检波电路是前级放大器的负载，它的输入阻抗将影响前级的工作，需合理设计

■ 检波失真

- 要求检波器的输出信号波形与输入调幅信号的包络之间只有时间延迟或幅度比例上的变化，而不出现新的频率成分或改变原有各频率分量间的相互关系，也即不出现非线性失真或线性失真

■ 谐波输出

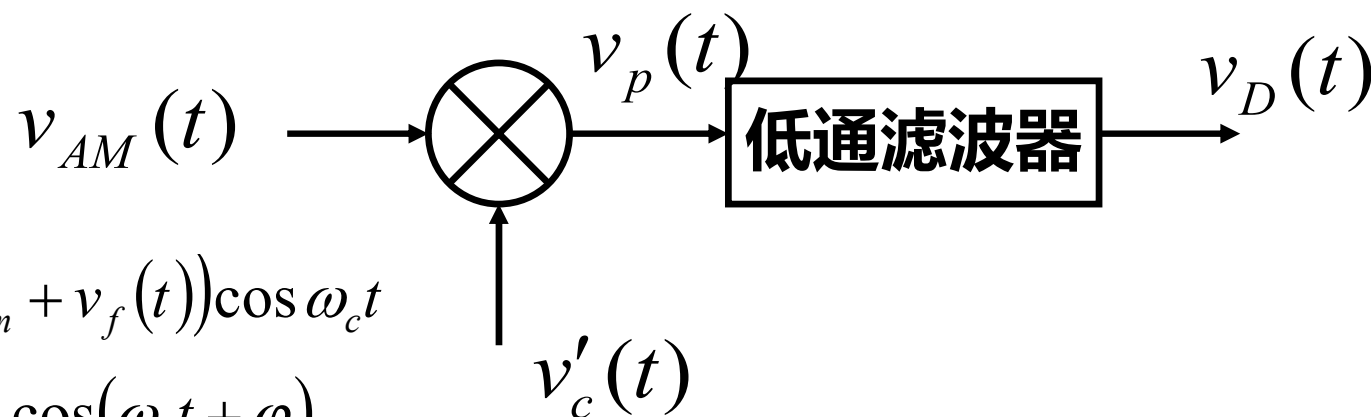
- 检波器的输出信号中，除有用信号外，往往还包含有**载波及其各次谐波分量**，低通滤波器可以将其滤除
 - 但在载波频率较高时，在低通滤波器之前，这些分量就可能通过空间辐射、寄生耦合或电源反馈到前级，影响电路工作的稳定性

■ 这个本地载波信号是在接收设备内产生的，并且与调幅信号中的载波相干，或者说是同步的，即本地载波与调幅信号中载波的频率相同，二者的相位也应相同或有很小的相位差，所以这种解调方法又称同步解调

相干解调

- 相角 φ 直接影响解调输出
- 产生和载波同频同相的本地载波是相干解调的关键问题

- 相干解调是将调幅信号与一本本地载波信号相乘，之后获得调制信号分量的方法



调幅信号: $v_{AM}(t) = (V_{cm} + v_f(t))\cos \omega_c t$

本地载波信号: $v'_c(t) = \cos(\omega_c t + \varphi)$

相乘器输出: $v_p(t) = v_{AM}(t)v'_c(t)$

$$= (V_{cm} + v_f(t))\cos \omega_c t \cos(\omega_c t + \varphi)$$

$$= \frac{1}{2}(V_{cm} + v_f(t))\cos \varphi + \frac{1}{2}(V_{cm} + v_f(t))\cos(2\omega_c t + \varphi)$$

滤波器输出: $v_D(t) = \frac{1}{2}(V_{cm} + v_f(t))\cos \varphi$



如何产生相干的本地载波

- 当输入调幅波信号中含有较大幅度的载波信号时，用选择性回路直接从调幅信号中滤出载波信号作为本地载波是可行的方案
 - 选频回路Q值选择矛盾
 - 要求Q值大：滤除载波附近的频谱分量
 - 要求Q值小：Q值太大，相频特性越陡，稍有偏离中心，就会产生很大的相移
- 高质量的解调电路，一般采用锁相环技术产生本地载波信号
 - 锁相环可以跟踪输入载波信号频率和相位的变化
 - 第7章：锁相环电路



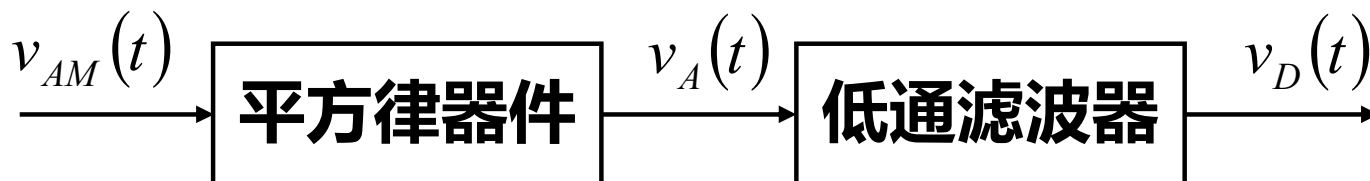
非相干解调

- 利用非线性元件的非线性特性对调幅信号进行非线性变换来实现调幅波的解调
 - 它不需要本地载波作为相干信号，因此称之为非相干解调
- 非相干解调方法
 - 小信号平方律检波
 - 平均包络检波
 - 大信号峰值包络检波
 - 当载波频率比调制信号的最高频率高得很多时，调幅信号幅度的包络线近似为调制信号的波形。因此，只要能取出这个包络信号就可实现解调

$$\omega_c \geq 100\Omega_m$$

调幅信号: $v_{AM}(t) = (V_{cm} + v_f(t))\cos\omega_c t$

小信号平方律检波



$$v_A(t) = v_{AM}^2(t) = \frac{1 + \cos 2\omega_c t}{2} [V_{cm} + v_f(t)]^2$$

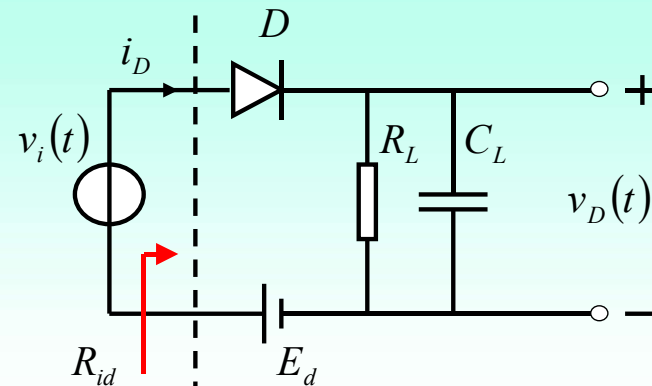
$$v_D(t) = \frac{1}{2} [V_{cm} + v_f(t)]^2 = \frac{1}{2} V_{cm}^2 + V_{cm} v_f(t) + \frac{1}{2} v_f^2(t)$$

非线性失真: $v_f^2(t)$ 的频谱范围为 $(0, 2\Omega_m)$, 叠加在 $v_f(t)$ 的频谱 $(0, \Omega_m)$ 上

平方律解调: $v_D(t) \propto [V_{cm} + v_f(t)]^2$

功率指示: 与输入信号幅度的平方成正比, 与输入信号的功率成正比

检波电路



■ 特点

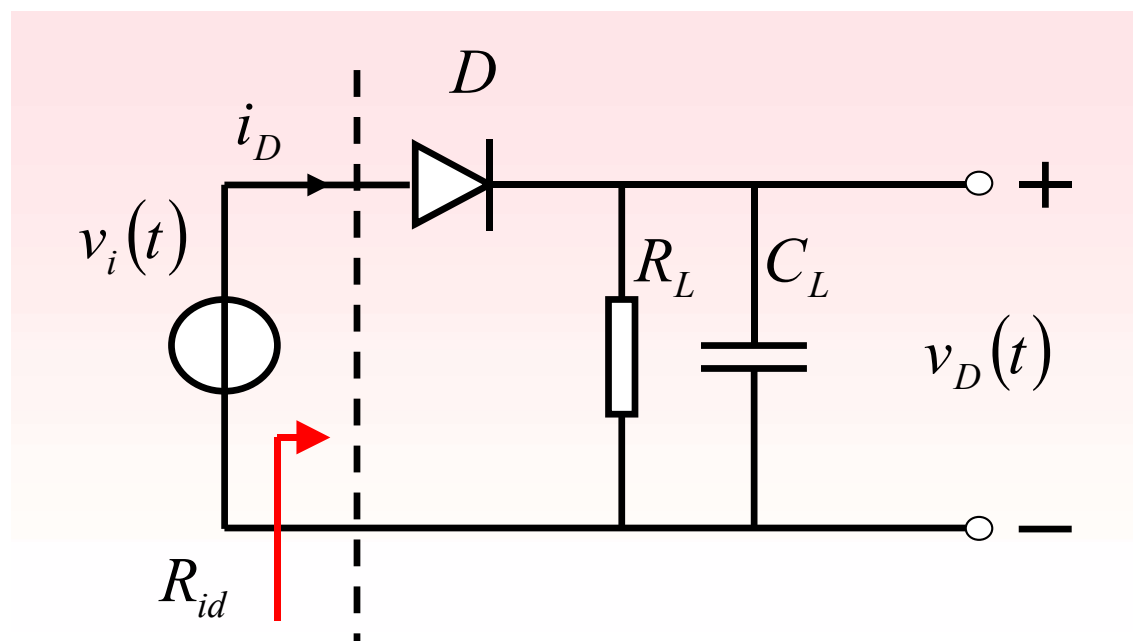
- 二极管有直流偏置，二极管电流全导通
- 输入信号很小

$$v_D(t) = \frac{1}{2} [V_{cm} + v_f(t)]^2 = \frac{1}{2} V_{cm}^2 + V_{cm} v_f(t) + \frac{1}{2} v_f^2(t)$$

大信号峰值包络检波电路

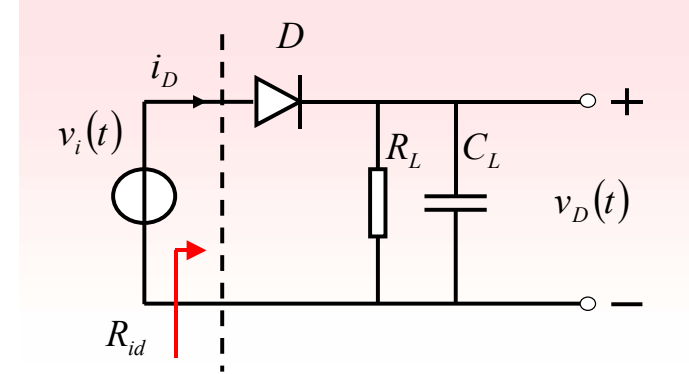
■ 特点

- 二极管无直流偏置
- 二极管电流流通角小
- 输入信号大

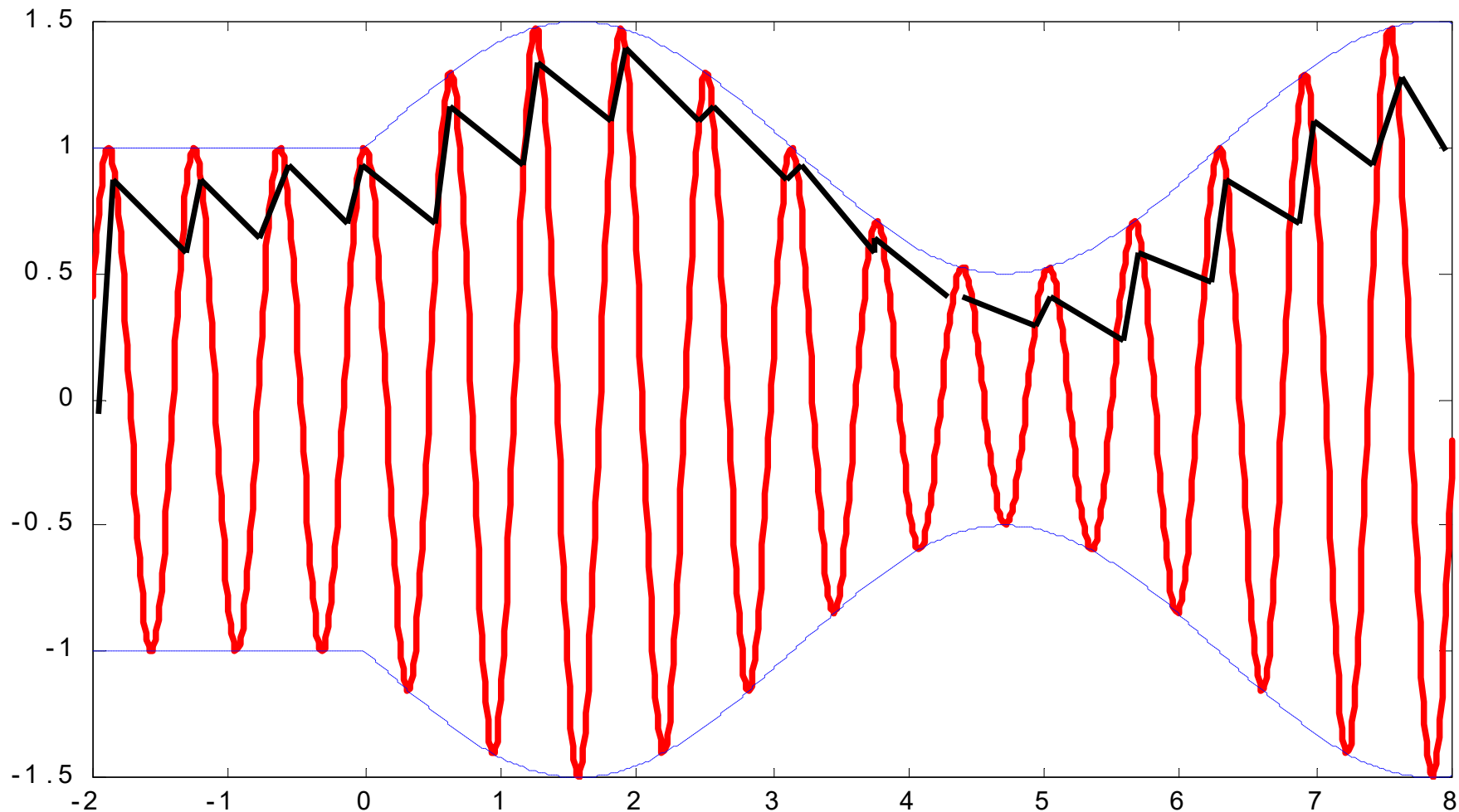


$$R_L C_L \gg r_d C_L \quad R_L C_L \gg T_i \quad (T_c)$$

$$R_L C_L < T_\Omega$$

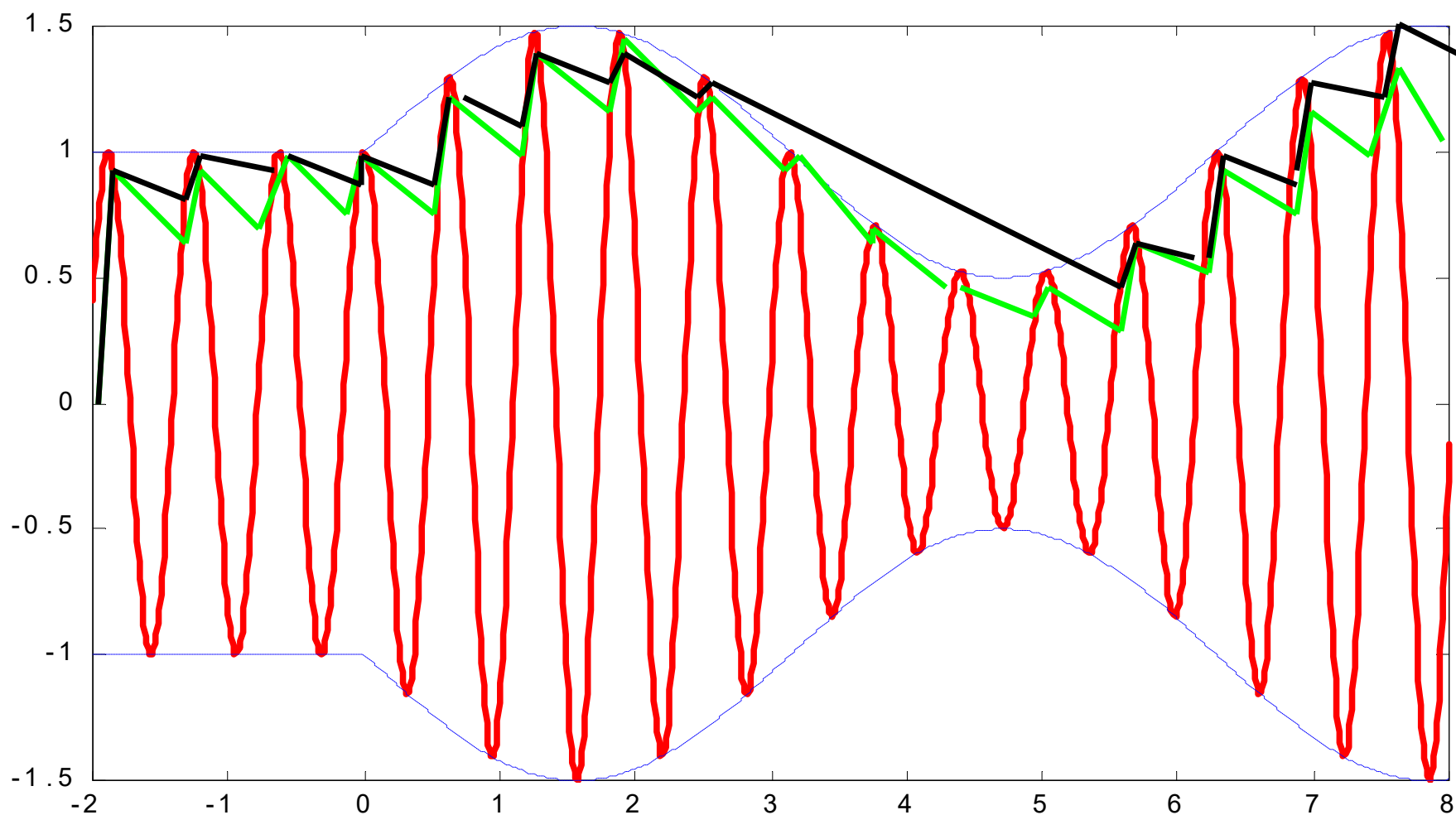


检波原理

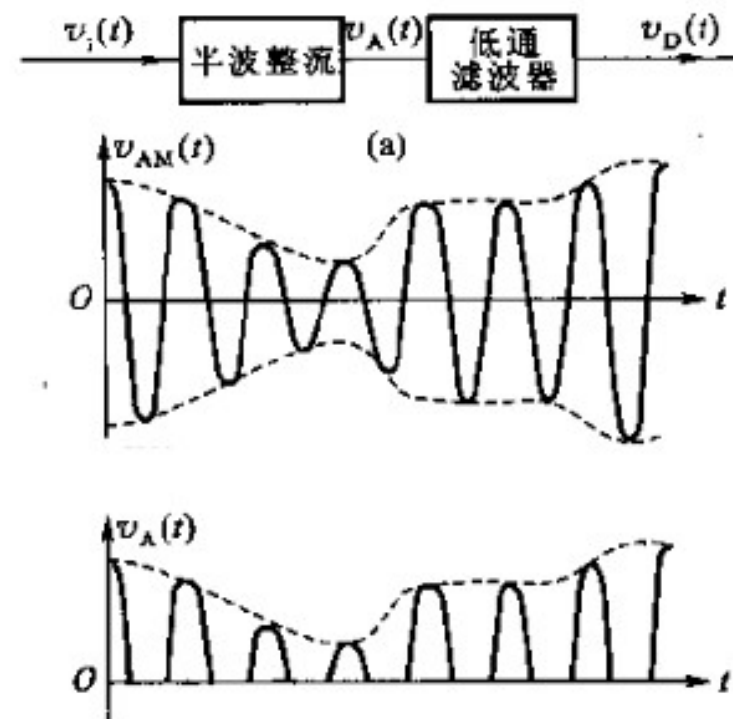


对角切割失真

$$R_L C_L < \frac{1}{\Omega_m}$$



平均包络检波



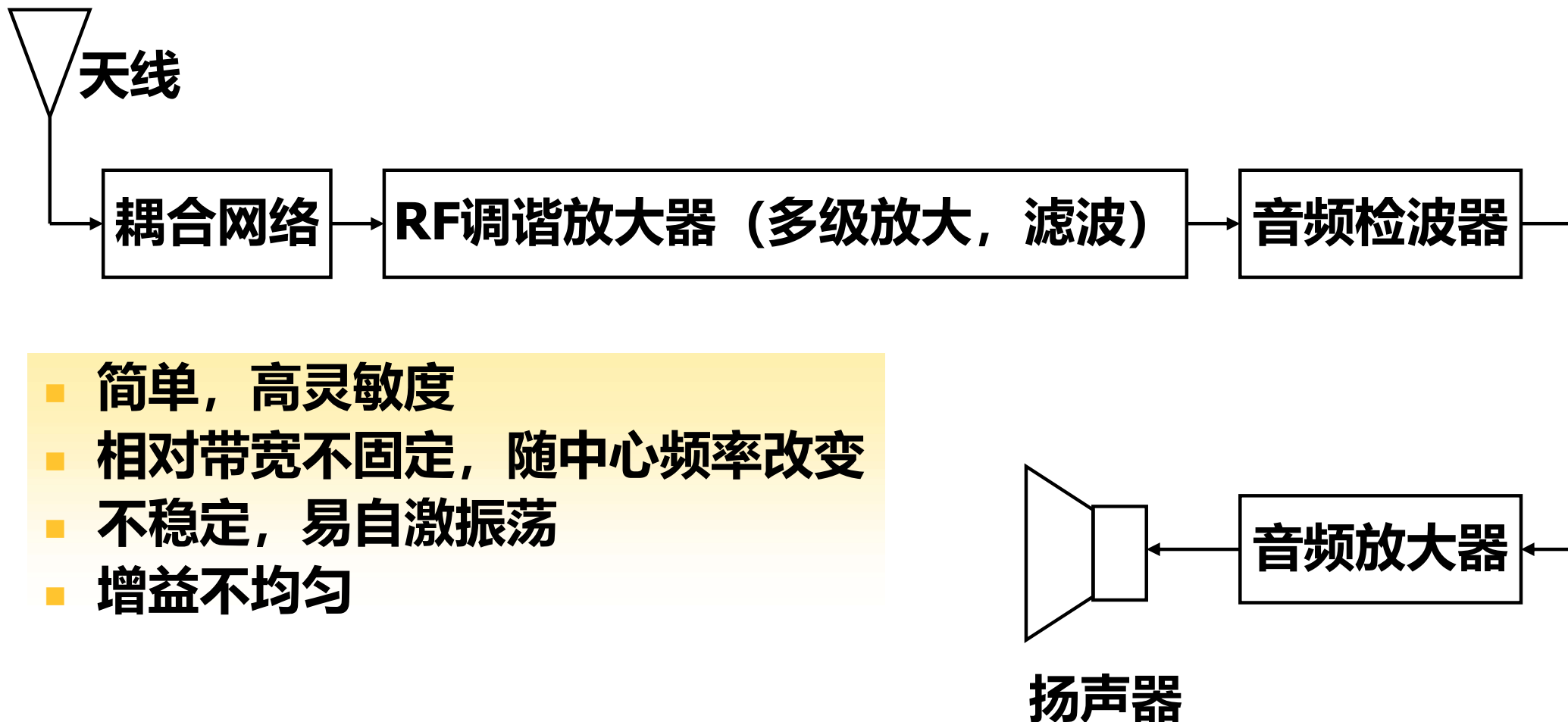
$$v_A(t) = v_{AM}(t) \cdot S_1(\omega_c t)$$

$$= (V_{cm} + v_f(t)) \cos \omega_c(t) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \dots \right)$$

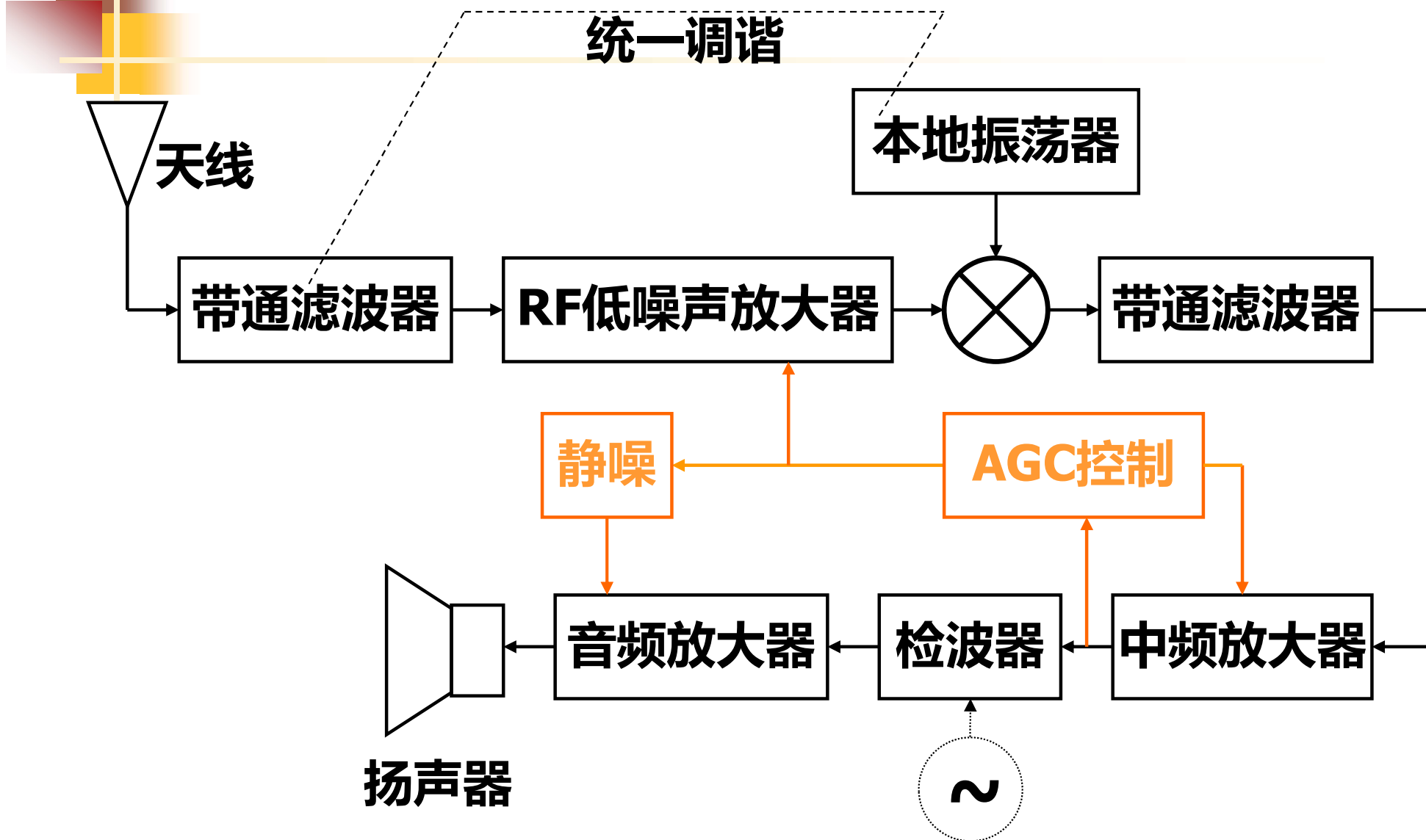
$$= \frac{1}{\pi} (V_{cm} + v_f(t)) + \dots$$

$$v_D(t) = \frac{1}{\pi} (V_{cm} + v_f(t))$$

直接调谐AM接收机



超外差AM接收机方框图





采用外差式接收机方案的考虑

- 在中频实现对有用信道的选择对滤波器Q值的要求低，选择信道主要靠中频滤波器
- 接收机天线接收下来的信号极弱，将此信号放大到解调器前可解调，需要很大的放大倍数，为了放大器的稳定，在一个频带内的放大器，其增益应控制在50~60dB以内；超外差接收机方案将解调器前的增益分散到射频和中频两个频段上，降低了对放大器增益和稳定性要求：在固定中频上，高增益的放大器制作容易且十分稳定
 - 增益分配：低噪声放大器的增益不易过高，以免其后的变频器产生过多的非线性失真
- 固定中频上进行解调相对容易



超外差式接收机需要解决的核心问题

- **超外差式结构存在下变频环节，因而存在镜像干扰问题，这是超外差结构自身的问题**
 - **下节课讨论正交调制与解调后，转入对现代正交结构接收机的讨论，正交结构接收机就是用来解决镜像干扰问题的**



作业一：信号相加和相乘波形

两信号的数学表示式分别为

$$v_1(t) = 2 + \sin 2\pi Ft \text{ (V)}$$

$$v_2(t) = \sin 20\pi Ft \text{ (V)}$$

- (1) 写出两者相乘后的数学表示式,画出其波形图和频谱图。
- (2) 写出两者相加后的数学表示式,画出其波形图和频谱图。



作业二：调幅波的频谱结构

画出 $g(t)$ 为下列信号形式时, $v(t) = g(t)\cos \omega_c t$ 的波形图和频谱图, 并注明各频谱分量的频率和幅度。

(1) $g(t) = \cos(\omega_0 t + \pi/6)$

(2) $g(t) = \cos\left(\frac{\omega_0}{5} t\right)$

(3) $g(t)$ 为对称方波, 幅值为 $0 \sim 5 \text{ V}$, 周期为 $T = \frac{4\pi}{\omega_0}$ 。