



通信电路原理

第六章 调制与解调

双边带，单边带调幅



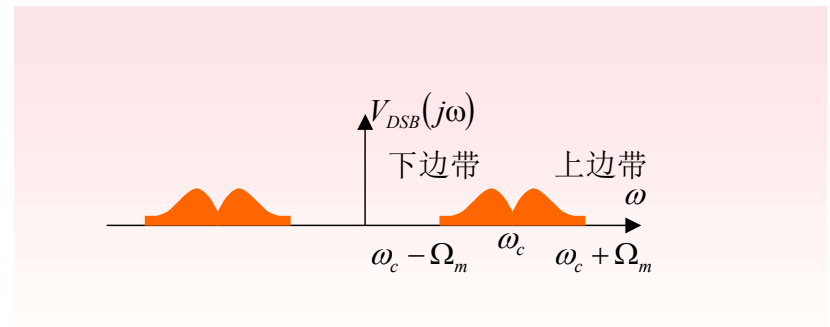
第六章 调制与解调

- 6.1 幅度调制
 - 标准幅度调制
 - 双边带幅度调制
 - 单边带幅度调制
 - 残留边带幅度调制
 - 正交幅度调制
 - 正交结构收发信机讨论
- 6.2 角度调制
- 6.3 数字调制

6.1.2 抑制载波调幅

- 从信息传输的角度看，载波是多余的，并且标准AM载波的功率占了总功率的一半以上，对充分利用发射机功率是不利的
 - 采用抑制载波调幅

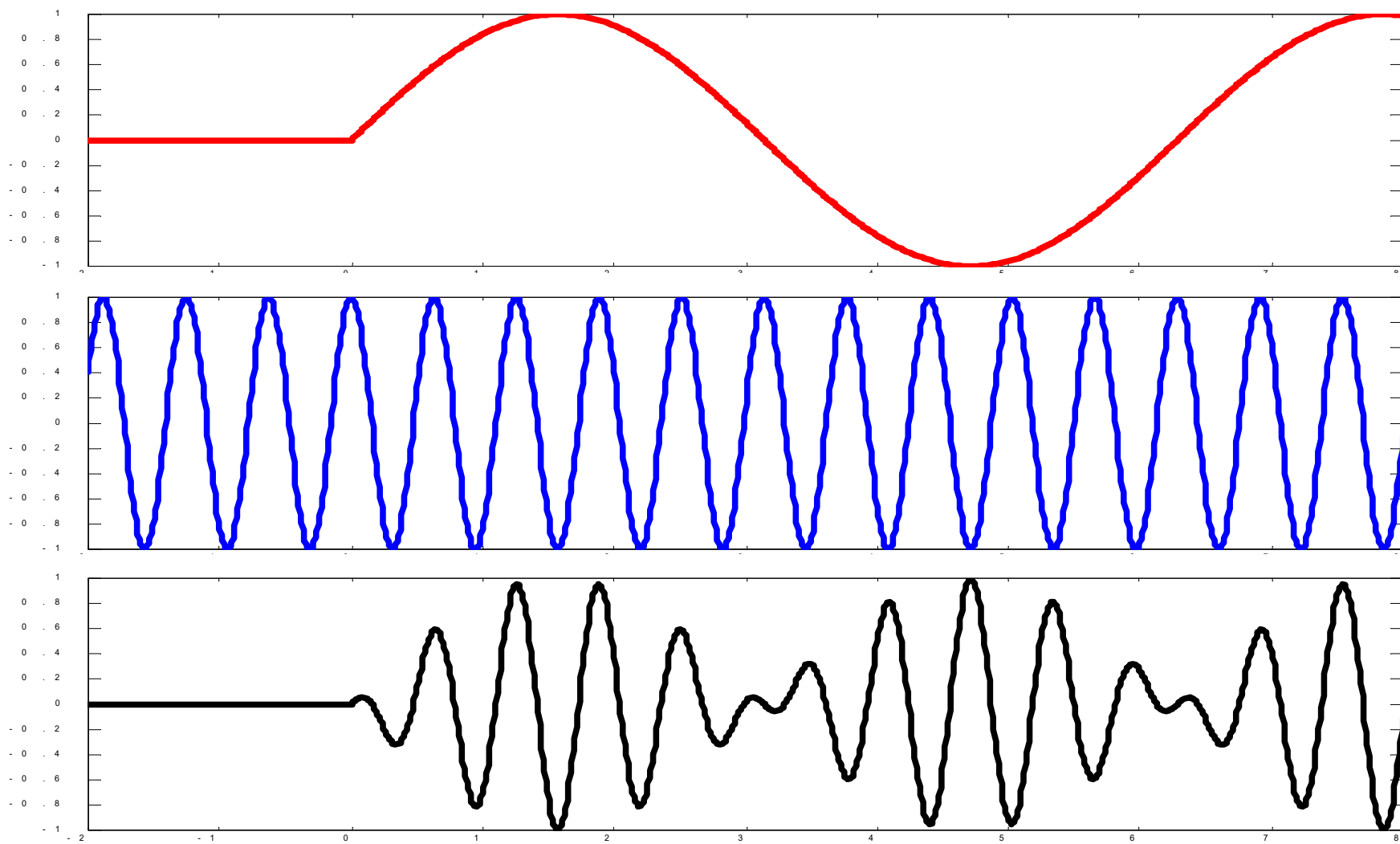
$$v_{DSB}(t) = v_f(t) \cos \omega_c t$$



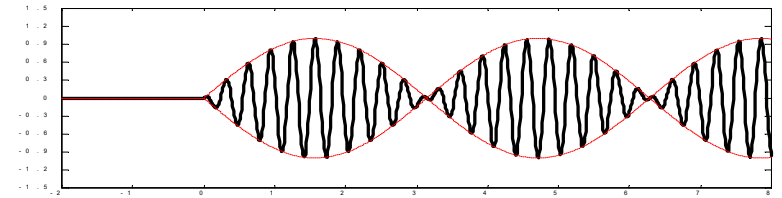
$$V_{DSB}(j\omega) = \frac{1}{2} V_f(j(\omega - \omega_c)) + \frac{1}{2} V_f(j(\omega + \omega_c))$$

整体搬移：双边带

波形图

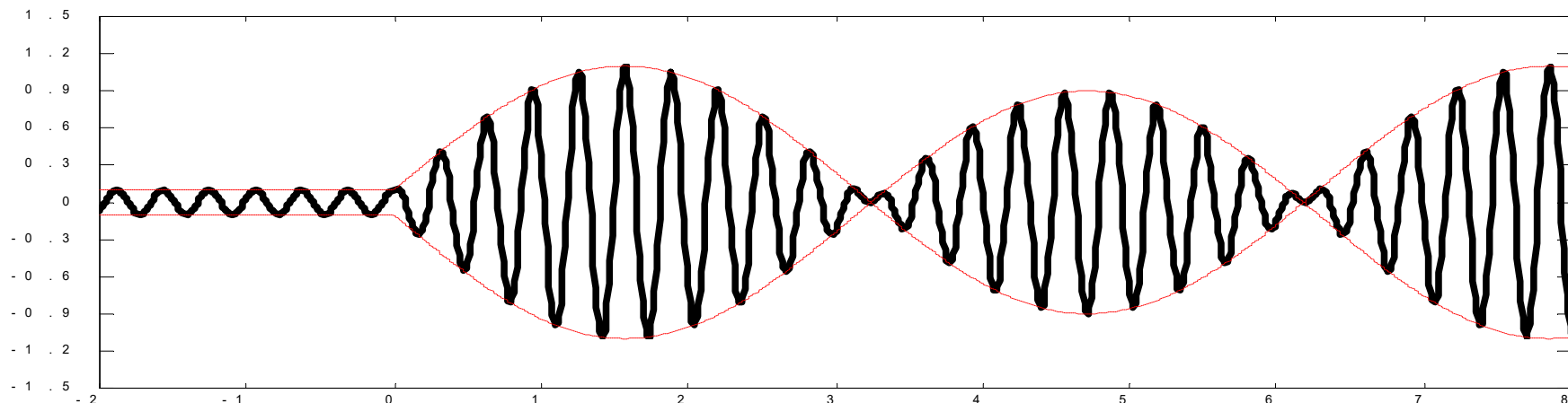


$$v_{DSB}(t) = v_f(t) \cos \omega_c t$$



DSB AM的性质

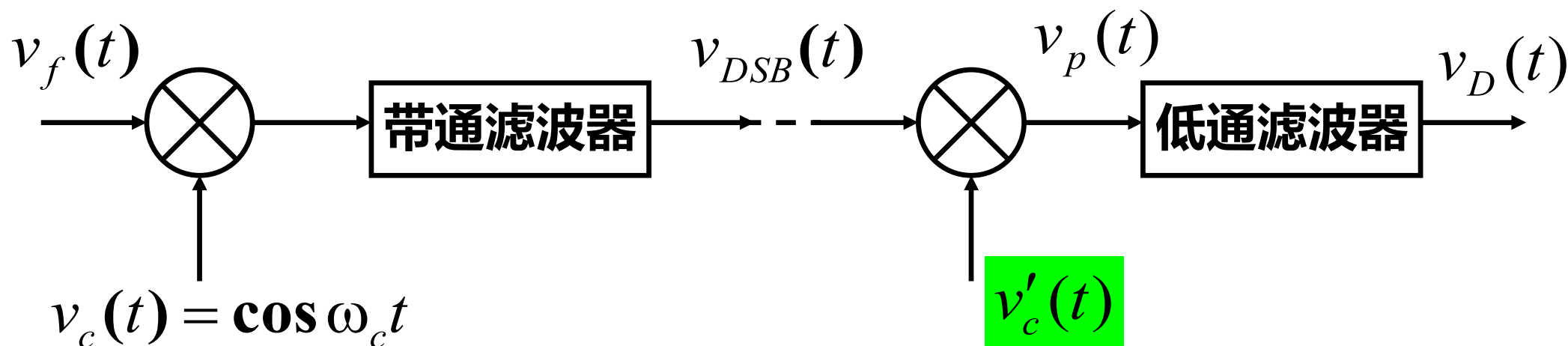
- 已调信号的幅度随调制信号的变化而变化，但其包络不能反映调制信号的形状
 - 调制信号正值时的载波相位与调制信号负值时的相位是反相的（差180°）
 - 不能使用包络检波，只能采用同步检波（相干解调）
 - 抑制载波调幅不含固定的载波分量，如果调制信号的平均值不为0，将会出现载漏现象



- 同步解调的关键在于产生出和载波信号同频同相的本地载波信号

DSB AM的实现与解调

- 由于抑制载波调幅信号的幅度包络不反映调制信号的波形，因而不能应用峰值包络检波方法
 - 对包络不能反映调制信号变化规律的调幅信号，只能使用同步解调方法



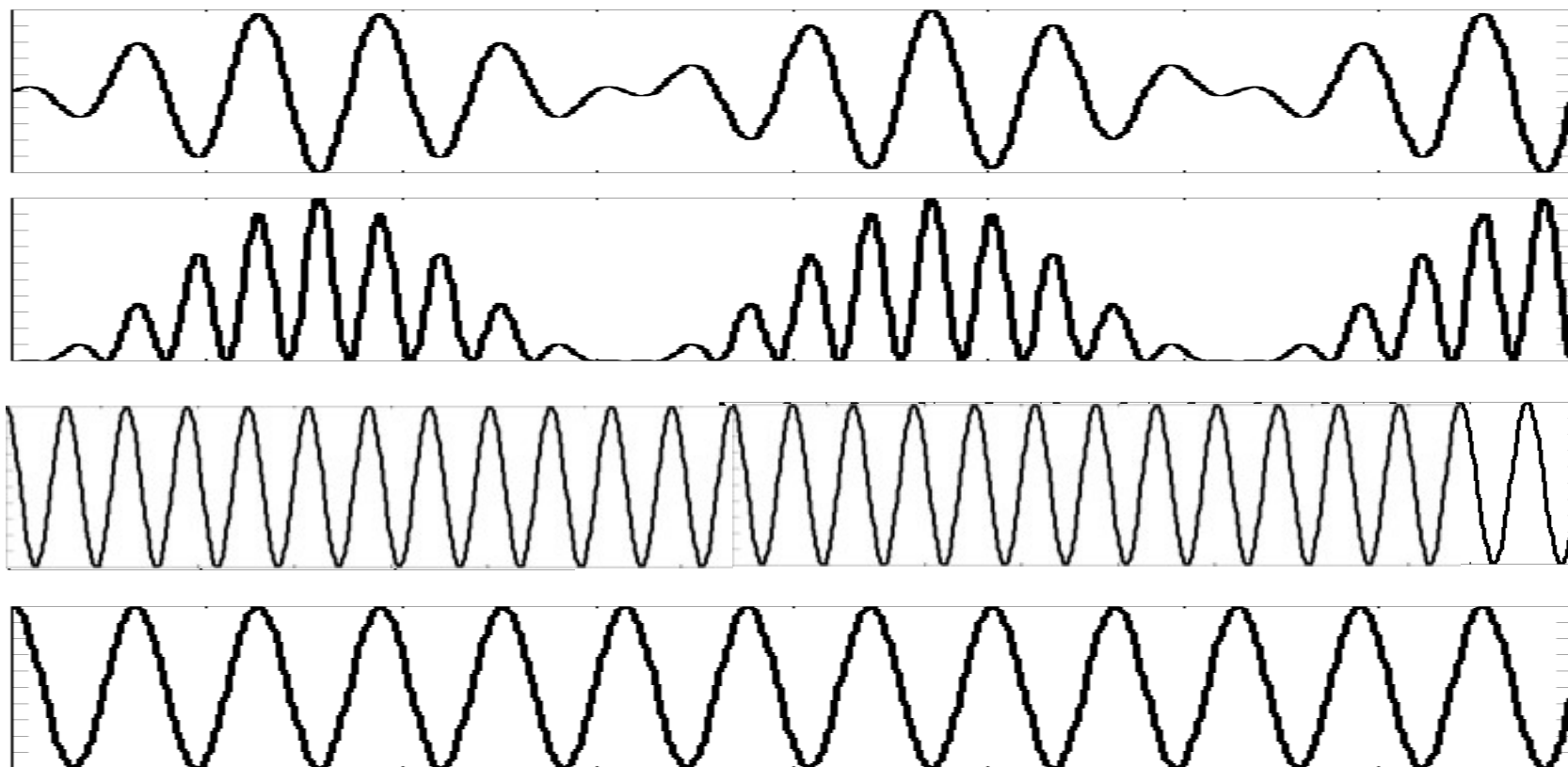
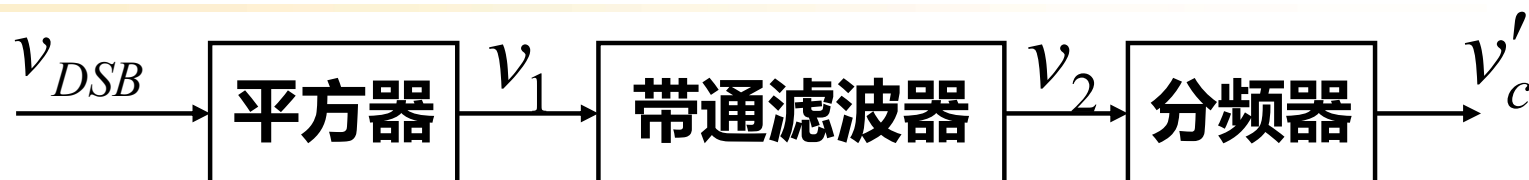
$$v_{DSB}(t) \times \cos \omega_c t = v_f(t) \cos \omega_c t \times \cos \omega_c t = v_f(t) (\cos \omega_c t)^2 = v_f(t) \frac{1 + \cos 2\omega_c t}{2}$$

$$v_1(t) = v_{DSB}^2 = v_f^2(t) \cos^2 \omega_c t$$

$$v_2(t) = \frac{1}{2} v_f^2(t) \cos 2\omega_c t$$

本地载波的产生

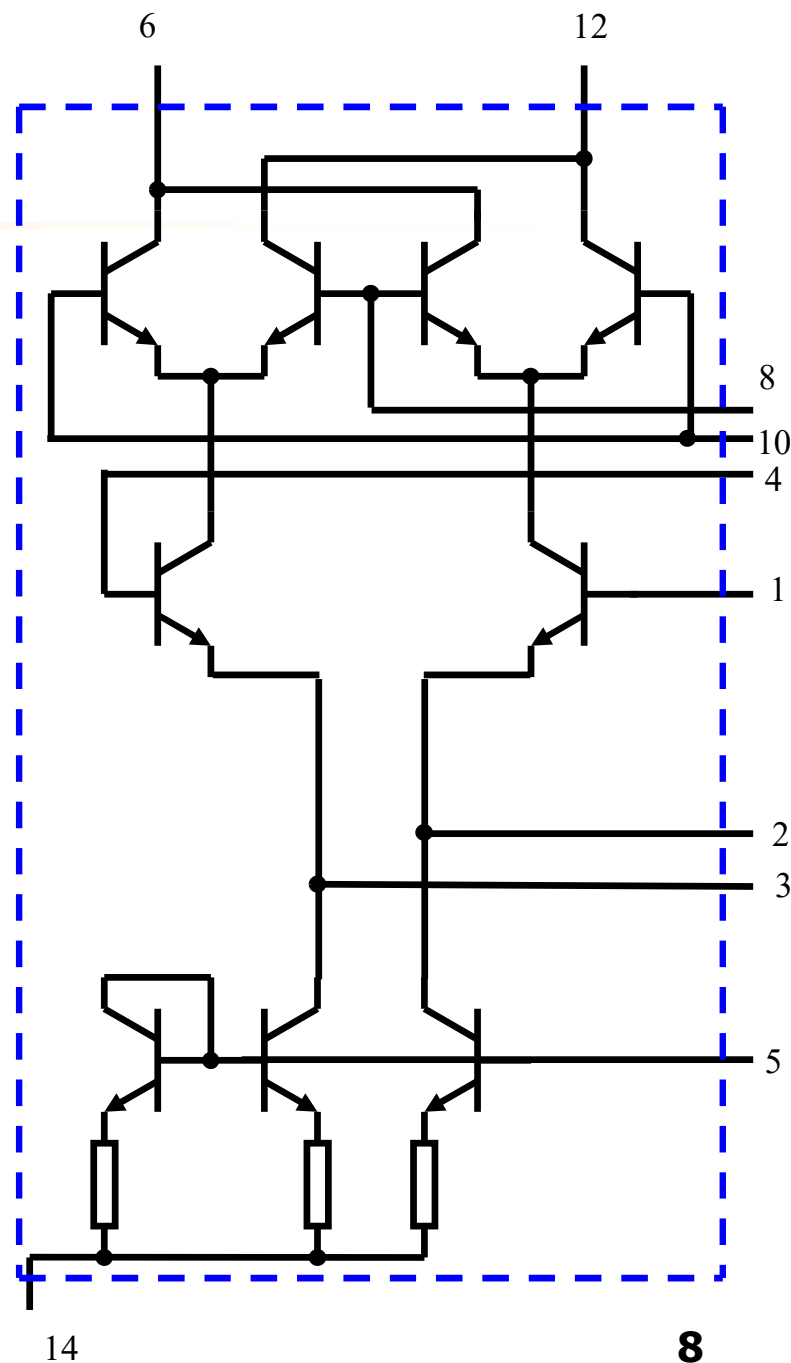
一定存在2倍频分量

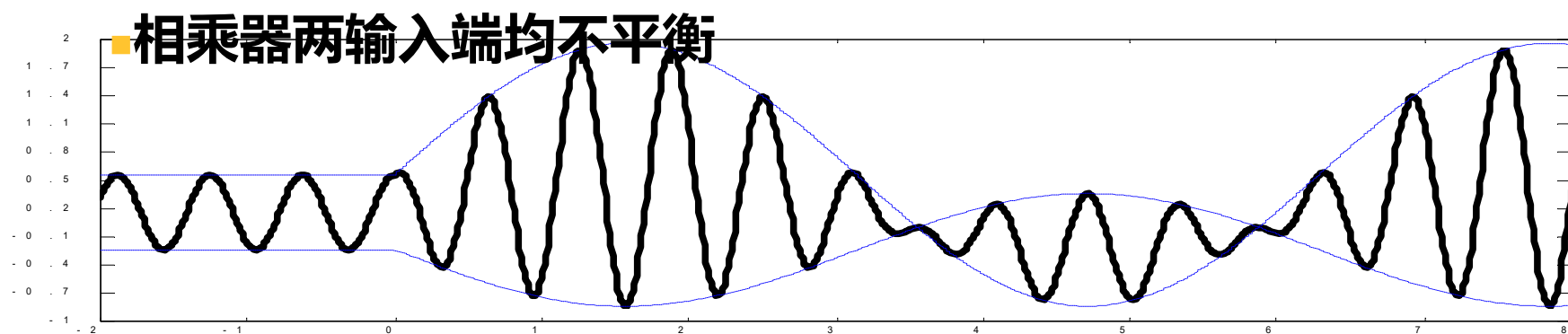
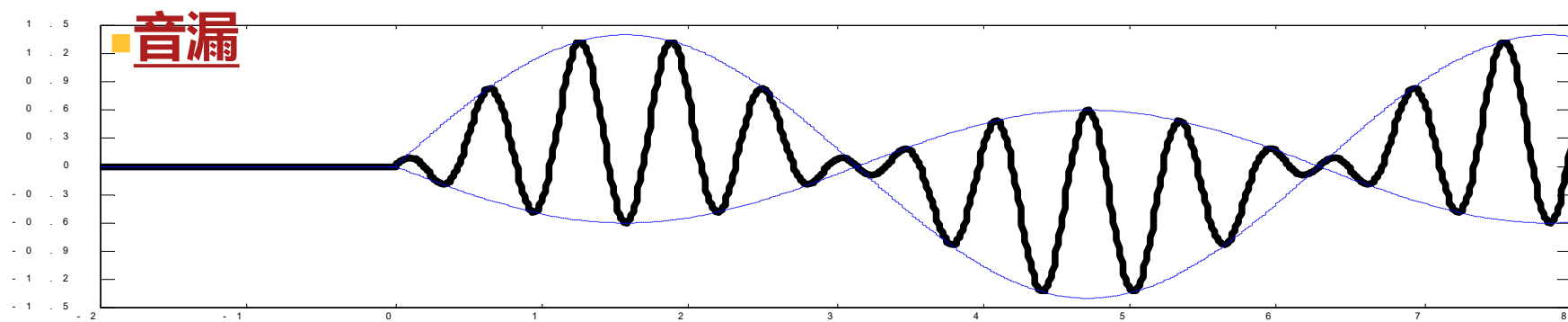
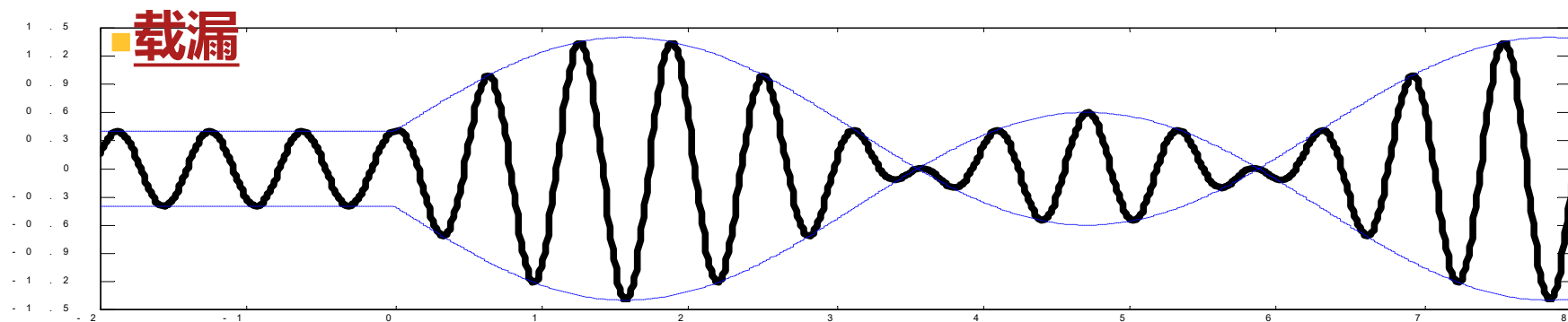
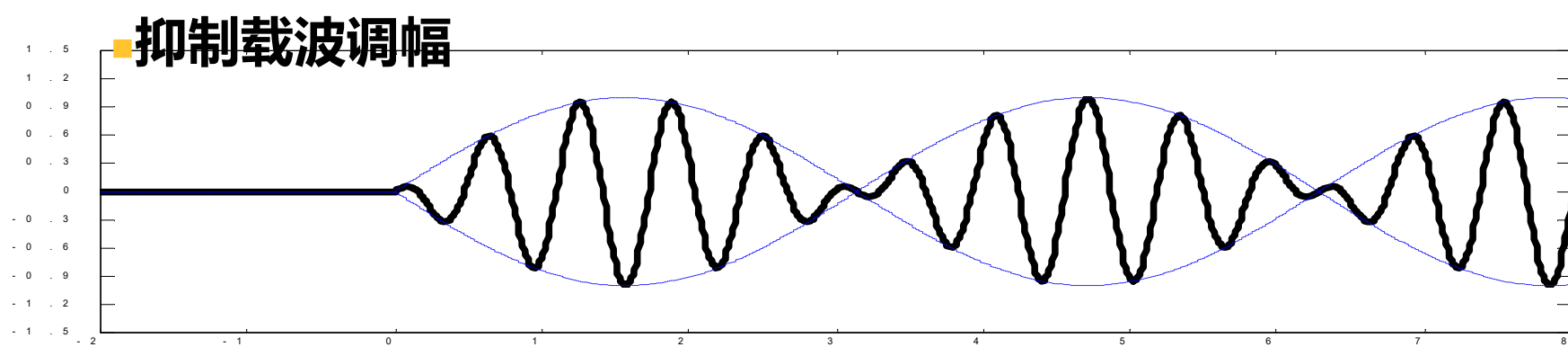


$$v_o(t) = k \times (V_{1,4} + V_{\Omega m} \cos \Omega t) \times (V_{8,10} + V_{cm} \cos \omega_c t)$$

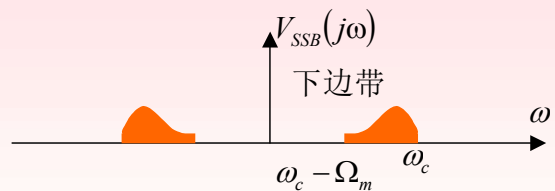
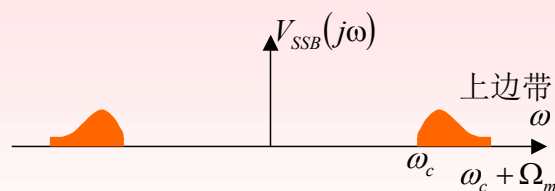
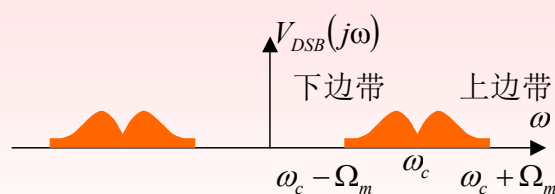
例

- 用1496模拟相乘器实现抑制载波调幅
- 1. 如何实现DSB AM?
- 2. 如果1,4端不平衡, 有什么现象?
- 3. 如果8,10端不平衡, 有什么现象?
- 4. 两个输入端都不平衡?



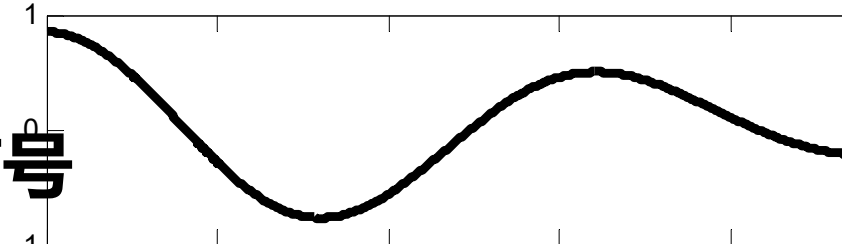


6.1.3 单边带调幅

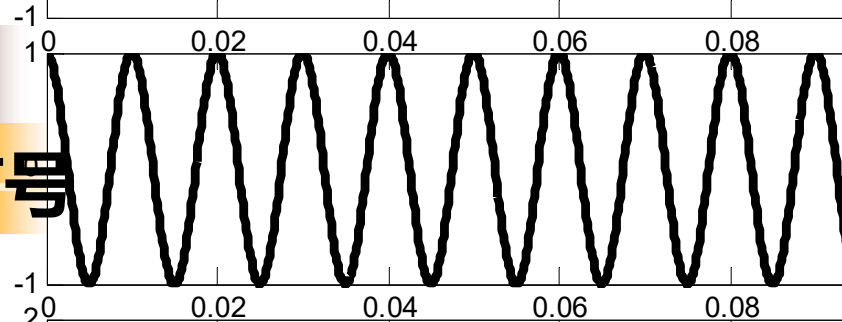


- 双边带抑制载波调幅方式中，不含固定载波分量，因而可以有效地利用发射机的功率传递信息
 - 但它是双边带信号，所占带宽仍为调制信号最高角频率的两倍
 - 从有效传输信息的角度看，只要传送一个边带就够了，只传送一个边带的调幅信号称为单边调幅，可以选择上边带也可以采用下边带单边带调幅，简记为SSB AM
- 单边带调幅既可充分利用发射机的功率又节省占有频带
 - 所以，它是传输信息的最佳调幅方式
 - 但是实现这种调幅方式的调制和解调技术比较复杂

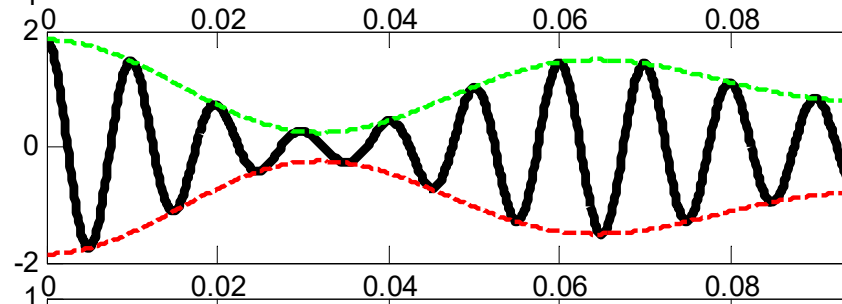
调制信号



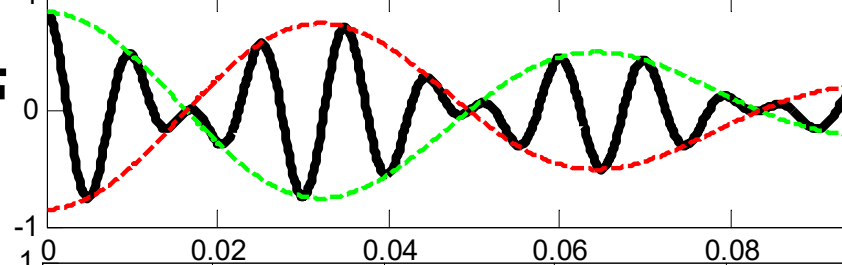
载波信号



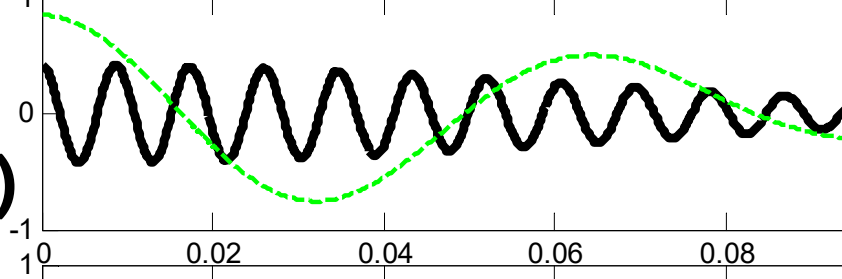
标准
调幅



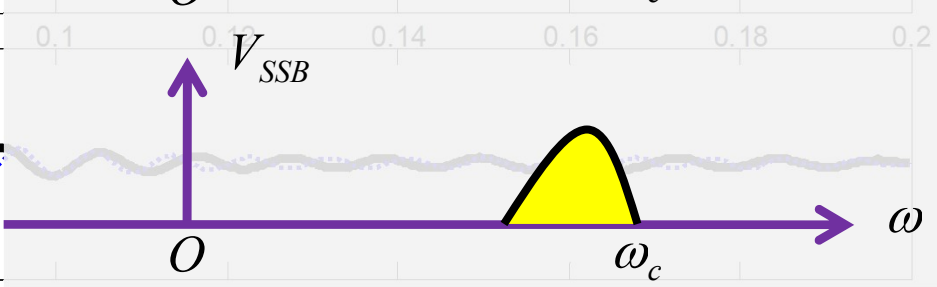
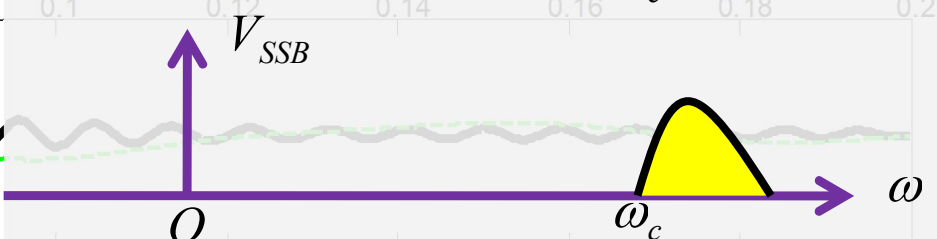
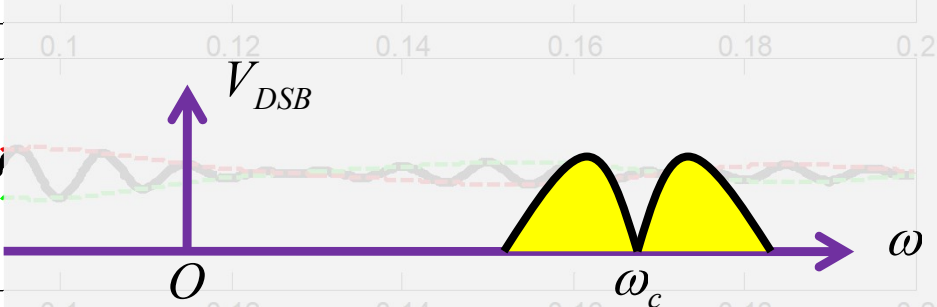
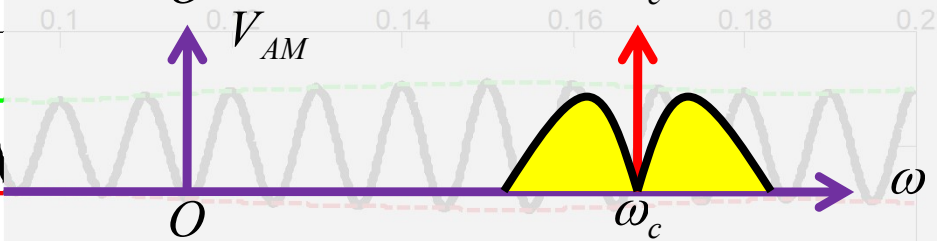
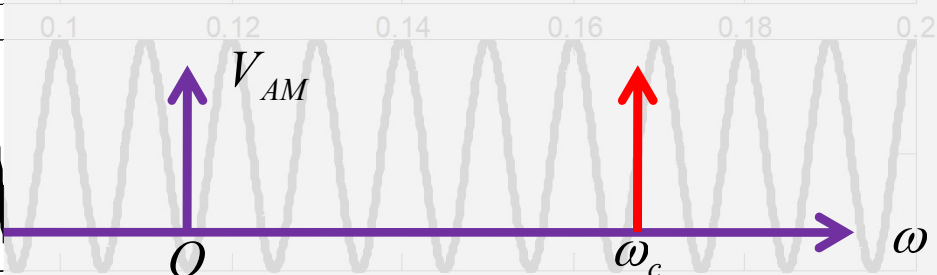
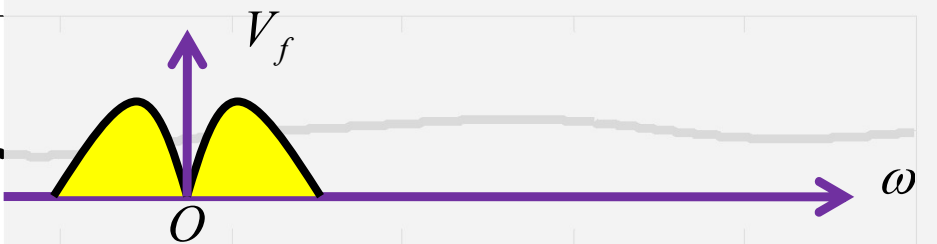
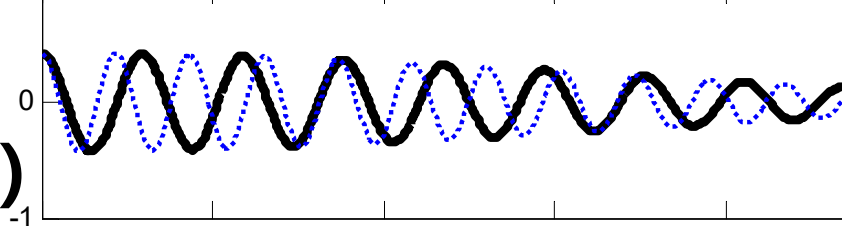
双边带
调幅



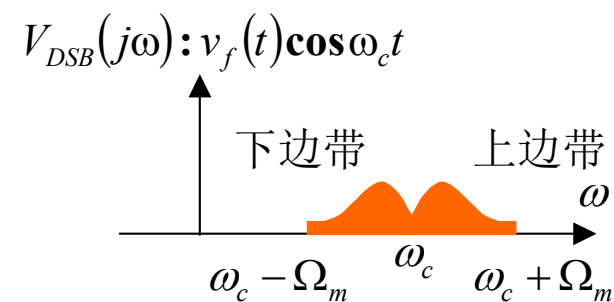
单边带
上边带)



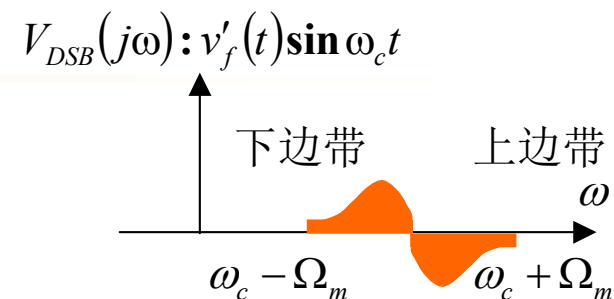
单边带
[下边带)



上边带:
$$V_{SSB}(j\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2}V_f(j(\omega - \omega_c)) + \frac{1}{2}V_f(j(\omega + \omega_c)) & |\omega| > \omega_c \\ 0 & |\omega| \leq \omega_c \end{cases}$$



单边带调幅的数学分析

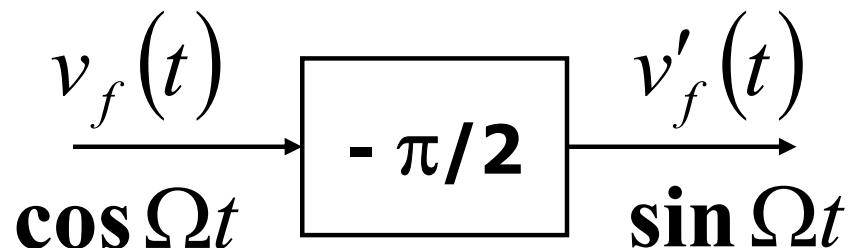


$$v_{SSB}(t) = IFT(V_{SSB}(j\omega))$$

上边带:
$$v_{SSB}(t) = \frac{1}{2}v_f(t)\cos\omega_c t - \frac{1}{2}v'_f(t)\sin\omega_c t$$

Hilbert 变换:
$$v'_f(t) = IFT(-j \operatorname{sgn} \omega V_f(j\omega))$$

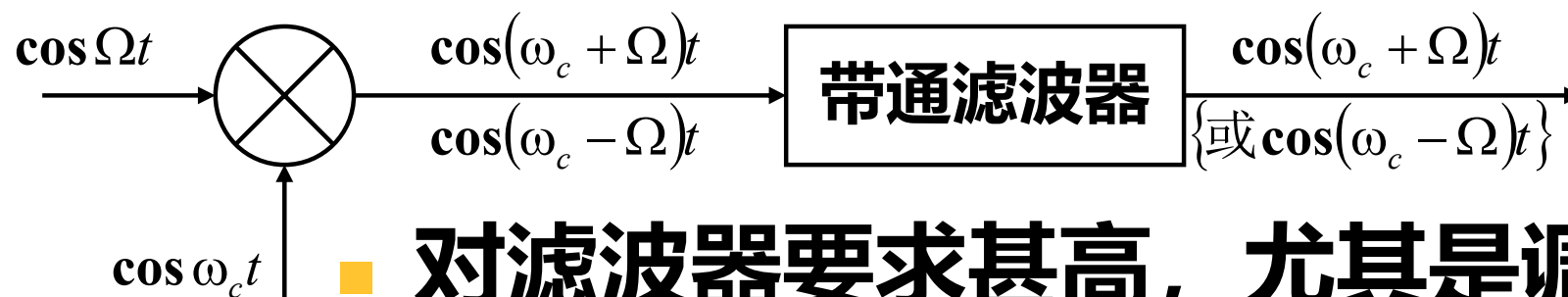
下边带:
$$v_{SSB}(t) = \frac{1}{2}v_f(t)\cos\omega_c t + \frac{1}{2}v'_f(t)\sin\omega_c t$$



$$F_{\min} = 300\text{Hz} \quad f_c = 10\text{MHz} \quad \delta = 0.006\%$$

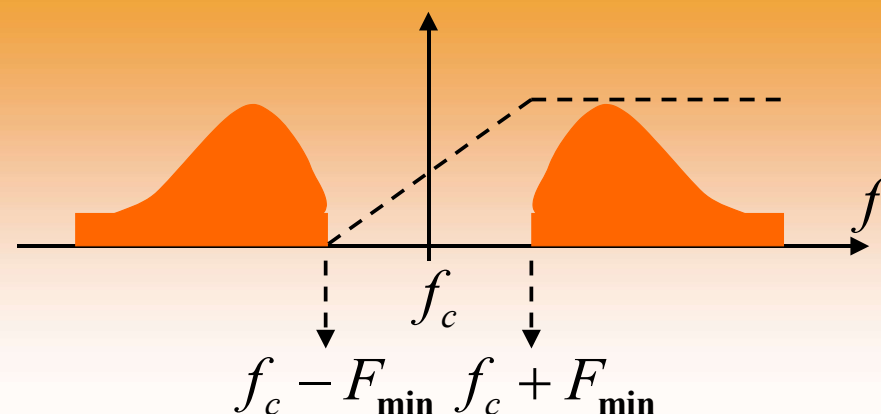
$$f_c = 100\text{kHz} \quad \delta = 0.6\%$$

用滤波法实现单边带调幅



■ 对滤波器要求甚高，尤其是调制信号中的低频很低时

$$\delta = \frac{2F_{\min}}{f_c} \propto \frac{1}{Q}$$

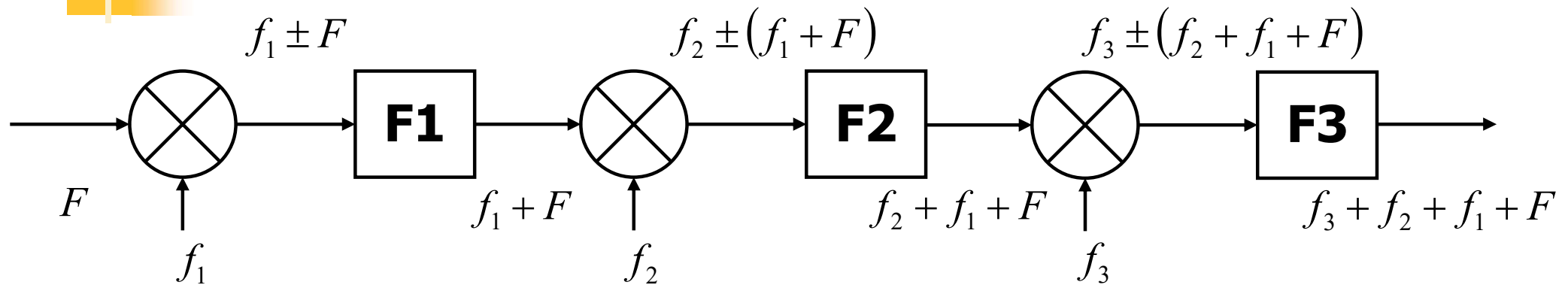


$$F : 300 \sim 3000 \text{Hz} \quad f_c = 22.1 \text{MHz}$$

$$\delta = \frac{2F_{\min}}{f_c} = 0.0027\%$$

$$f_1 = 100 \text{kHz} \quad f_2 = 2 \text{MHz} \quad f_3 = 20 \text{MHz}$$

多级滤波降低对滤波器的要求



$$\text{第1级滤波器: } \frac{2F_{\min}}{f_1} = 0.6\%$$

$$\text{第3级滤波器: } \frac{2(f_2 + f_1 + F_{\min})}{f_3} = 21.003\%$$

$$\text{第2级滤波器: } \frac{2(f_1 + F_{\min})}{f_2} = 10.03\%$$

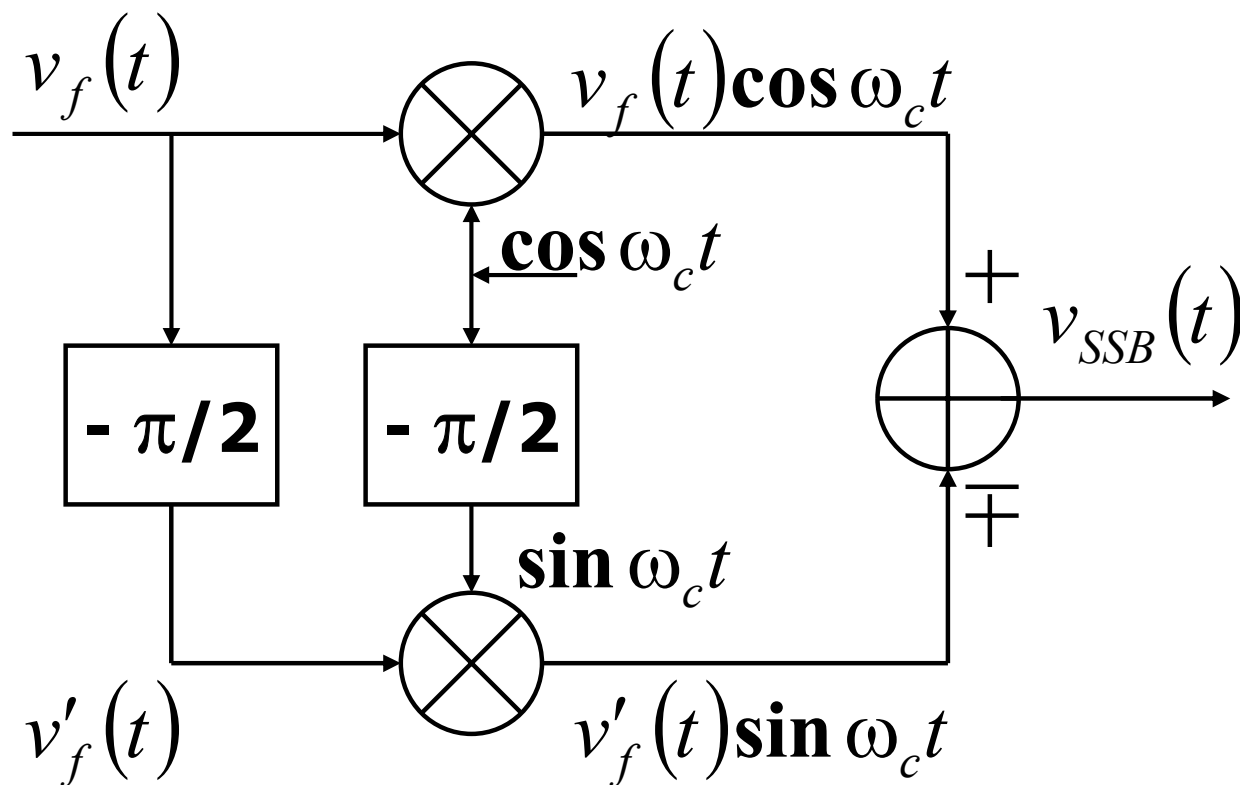
$$f_c = f_1 + f_2 + f_3$$

■ 对滤波器的要求仍然比较高，可采用晶体、陶瓷、声表滤波器

■ 注意这个原理方框图与抑制镜像频率Hartley接收机的相似处

$$v_{SSB}(t) = \frac{1}{2} v_f(t) \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} v'_f(t) \sin \omega_c t$$

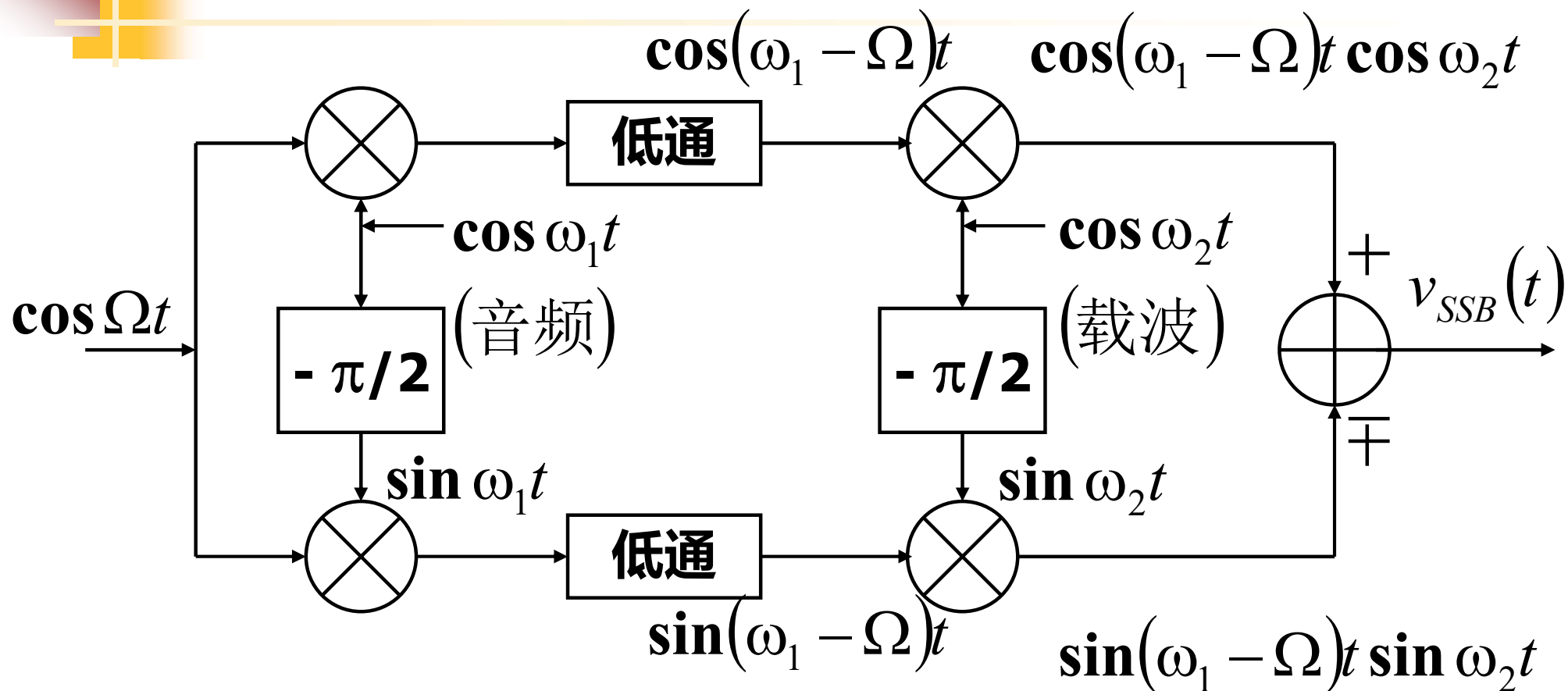
用移相法实现单边带调幅



■ 要求移相器在很宽的频带上移动相同的相位，很难制作

第三种方法

Weaver结构镜像抑制接收机



$$v_{SSB} = \begin{cases} \cos((\omega_2 + \omega_1) - \Omega)t & \text{下边带} \\ \cos((\omega_2 - \omega_1) + \Omega)t & \text{上边带} \end{cases}$$

SSB AM的相干解调

- SSB AM中既无载波分量，其包络也不反映调制信号的波形，因此只能用相干解调方法

$$v_p(t) = v_{SSB}(t)v'_c(t) = \frac{1}{2} [v_f(t)\cos\omega_c t - v'_f(t)\sin\omega_c t] \cos(\omega_c t + \phi)$$

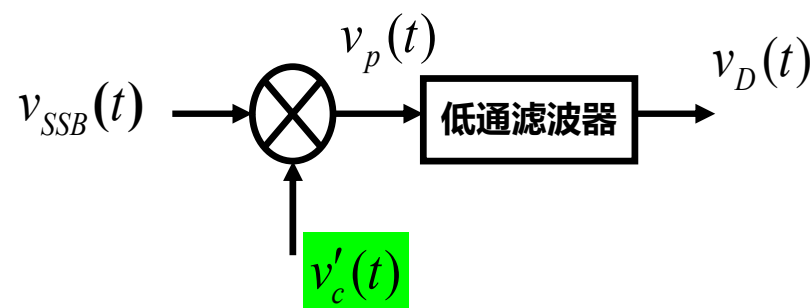
$$v_D(t) = \frac{1}{4} [v_f(t)\cos\phi - v'_f(t)\sin\phi]$$

$$\phi = \omega_\varepsilon t + \varphi_\varepsilon$$

$$\text{同频同相: } \omega_\varepsilon = 0, \varphi_\varepsilon = 0 : v_D(t) = \frac{1}{4} v_f(t)$$

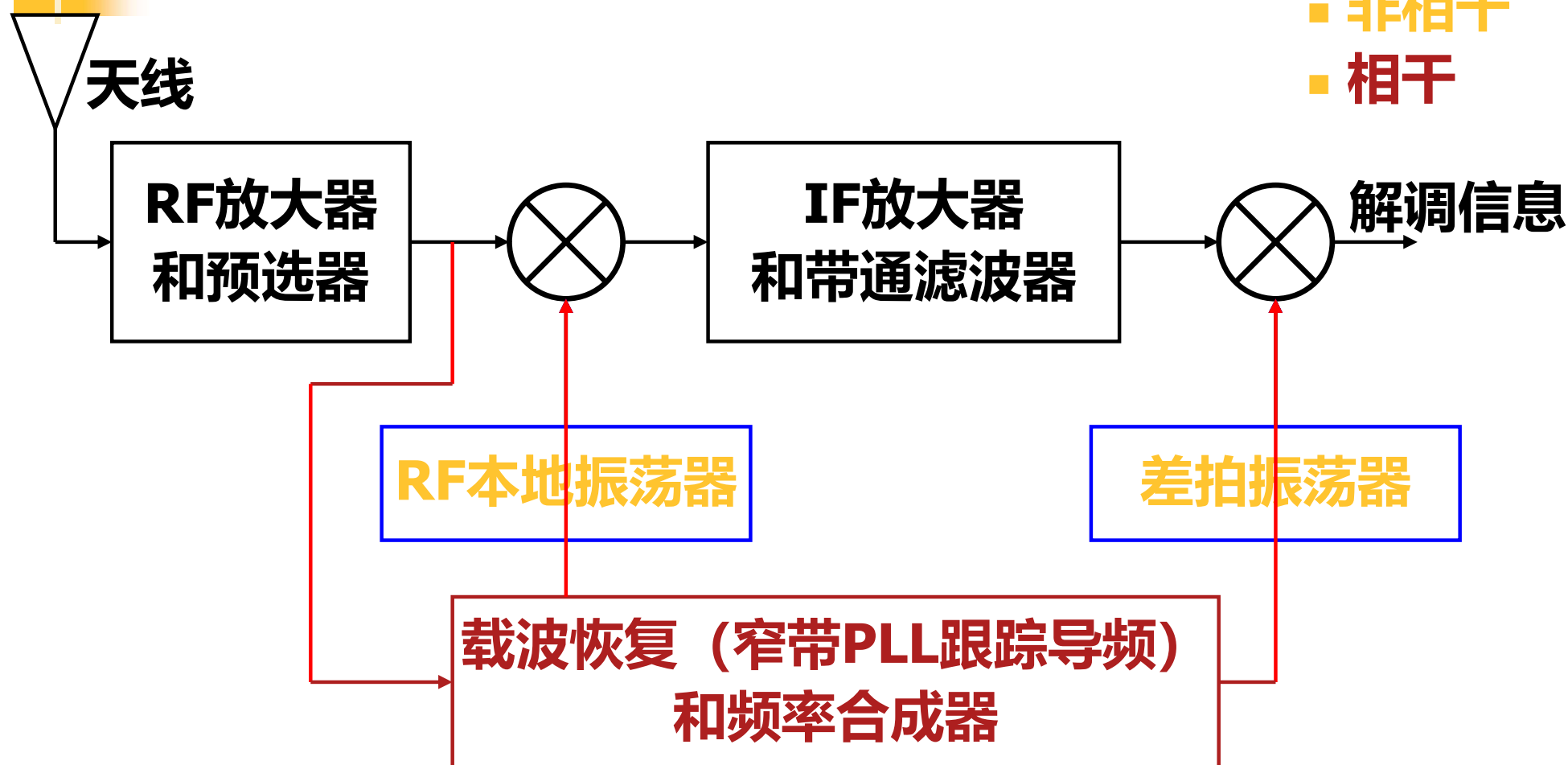
- 如果本地载波与载波不同相，SSB AM的相干解调则有失真；而DSB AM和标准AM的相干解调中，如果同频不同相，仅仅是幅度上有差别

- SSB AM对载波恢复要求更为严格：发射时一般要加入导频，利于接收机利用锁相环取出载波信号，此时边带功率占总发射功率96%以上



超外差式单边带接收机

- 非相干
- 相干



■ 缺点

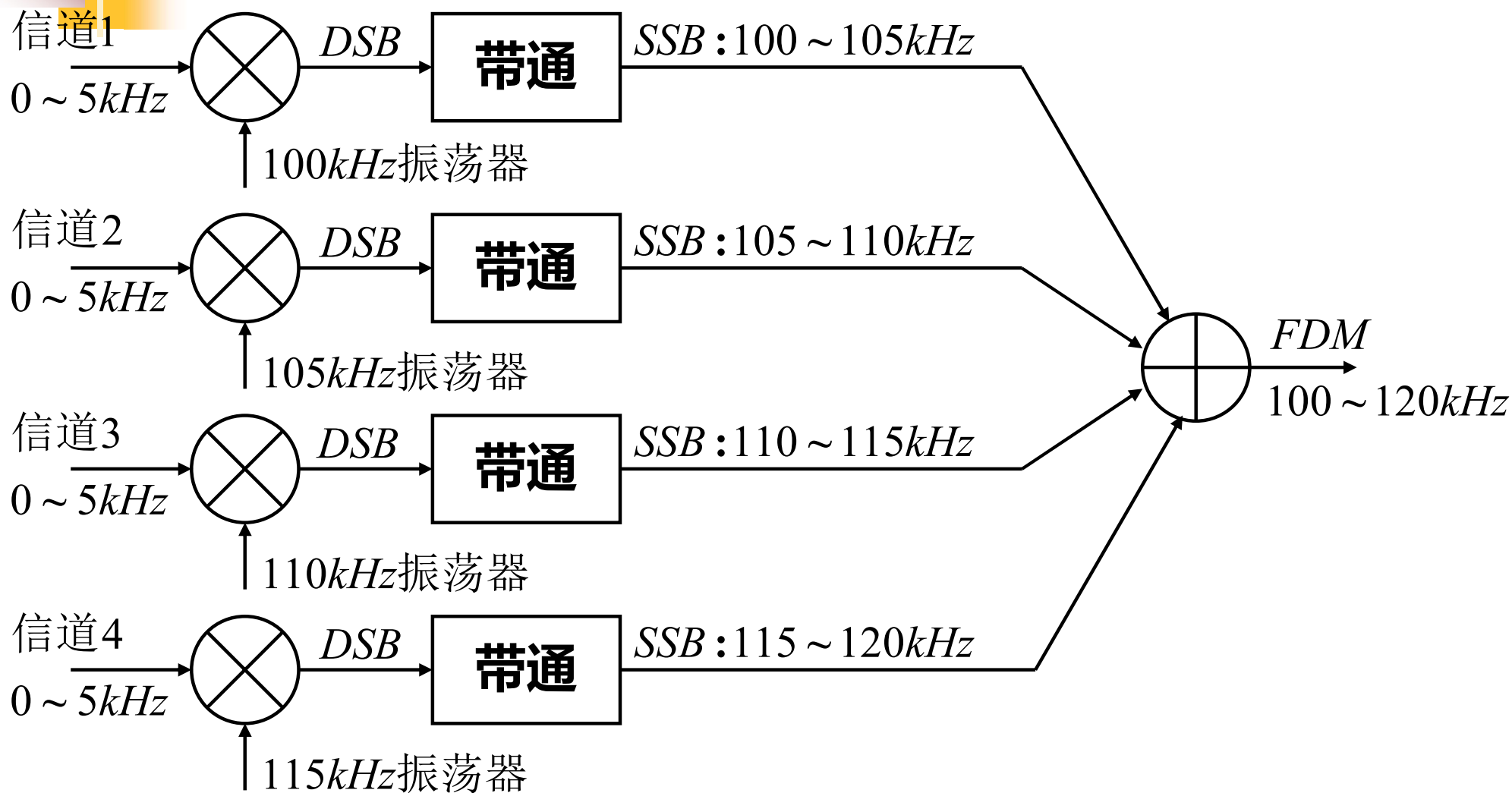
- 发射/接收设备复杂（滤波，移相，正交/载波恢复）

单边带传输的优缺点

■ 优点：和标准AM比

- 节省功率：3倍，4.8dB
- 节约带宽：50%，3dB
- 选择性衰落：3dB
 - 通过不同的路径传播时，标准AM的两个边带和载波的传输损耗可能不同：假设一个边带被明显削弱：-3dB
 - 如果选择性衰落使得载波振幅减小，则会产生过调制，解调信号将会产生严重失真
 - 接收信号中，如果载波和边带信号的相位发生移动，包络的形状就会产生变化，解调将出现严重失真
- 综合考虑带宽减小及不受选择性衰落影响等因素，单边带的信噪比比标准AM大十多dB
 - 要获得和单边带相同的性能，标准AM必须多发射10dB以上的功率

单边带信号的频分复用举例

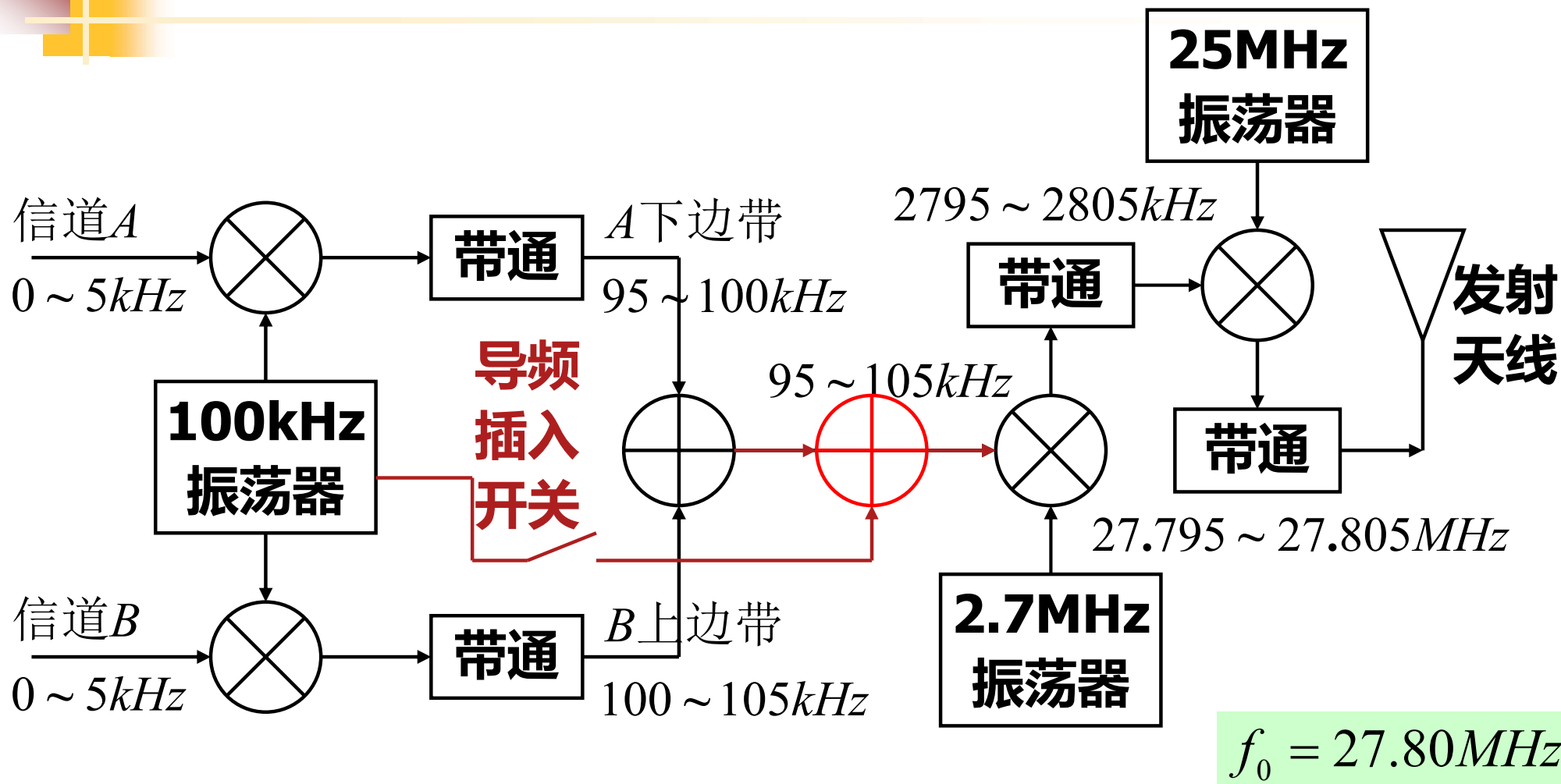




独立边带调幅：ISB AM

- **两个不同的调制信号互不相干地调制在同一载波频率**
 - **发射机有两个独立的单边带调制器，一个调制器产生上边带，一个调制器产生下边带，结合为一个双边带信号，但这个双边带的上下边带是相互独立的**
 - **为了解调，需要插入导频**
 - **ISB技术可用于立体声AM传输**

独立边带发射机方框图





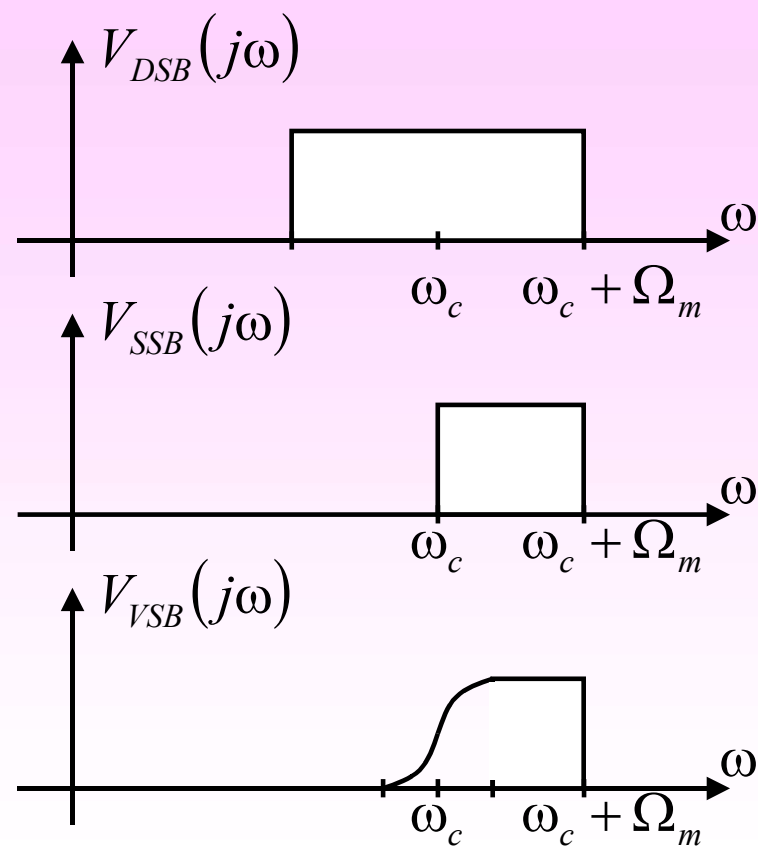
6.1.3 残留边带调幅

- **从有效传输信息的角度，单边带调幅是各种调幅方式中最好的**
 - **SSB AM的调制与解调比较复杂，不适于传送带有直流分量或包含大量低频分量的信号**
- **在单边带调幅和双边带调幅之间找一种折衷方式，这就是残留边带调幅，简记为VSB AM**
 - **在VSB AM方式中，不是将一个边带完全滤除，而是保留一部分**

- 具有互补对称特性的滤波器可以设在发送端，也可设在接收端

残留边带滤波方案

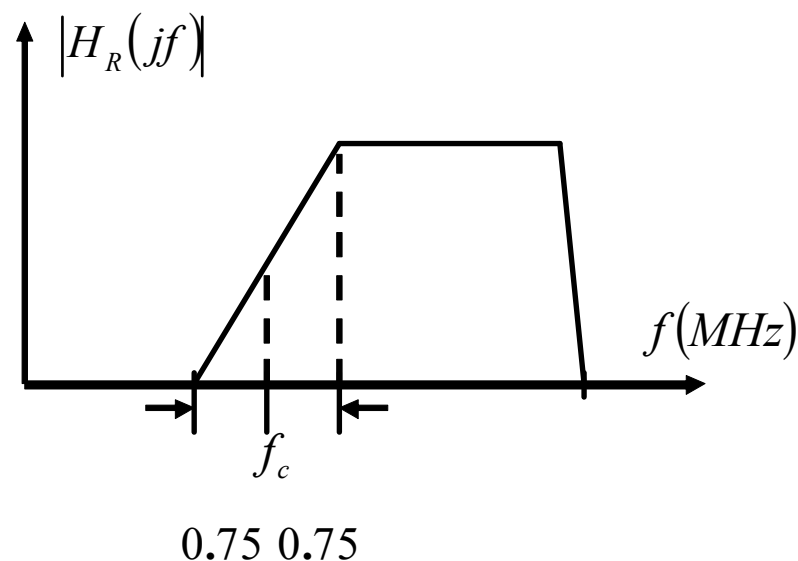
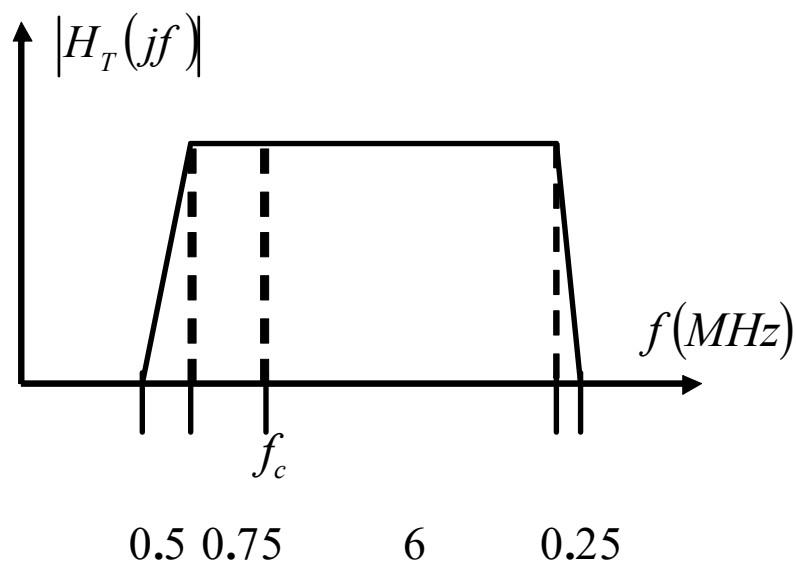
- VSB AM与SSB AM不同，它传送被抑制边带的一部分，同时又将被传送边带抑制掉一部分，故称其为残留边带
 - 为了保证信号无失真地传输，传送边带中被抑制的部分和抑制边带中被传送的部分应满足互补对称关系



- VSB AM所占带宽比SSB AM略宽，基本具有SSB AM的优点
- 在调制信号中含有直流分量时，这种调制方式可以使用
- 残留边带滤波器比单边带滤波器也易于实现

例：广播电视系统的滤波器

- 广播电视系统的图象部分应用的是残留边带调幅
 - 接收端的滤波器在载波附近 $\pm 0.75\text{MHz}$ 范围内满足互补对称关系





VSB AM的解调

- **对不含载波分量的VSB AM信号的解调只能采用同步解调的方法**
 - **为了恢复本地载波信号，可以在VSB AM信号中加入导频**
 - **也可采用DSB AM类似的非线性变换方法**
 - **这是因为VSB AM信号中，载波附近具有两个边带信号**



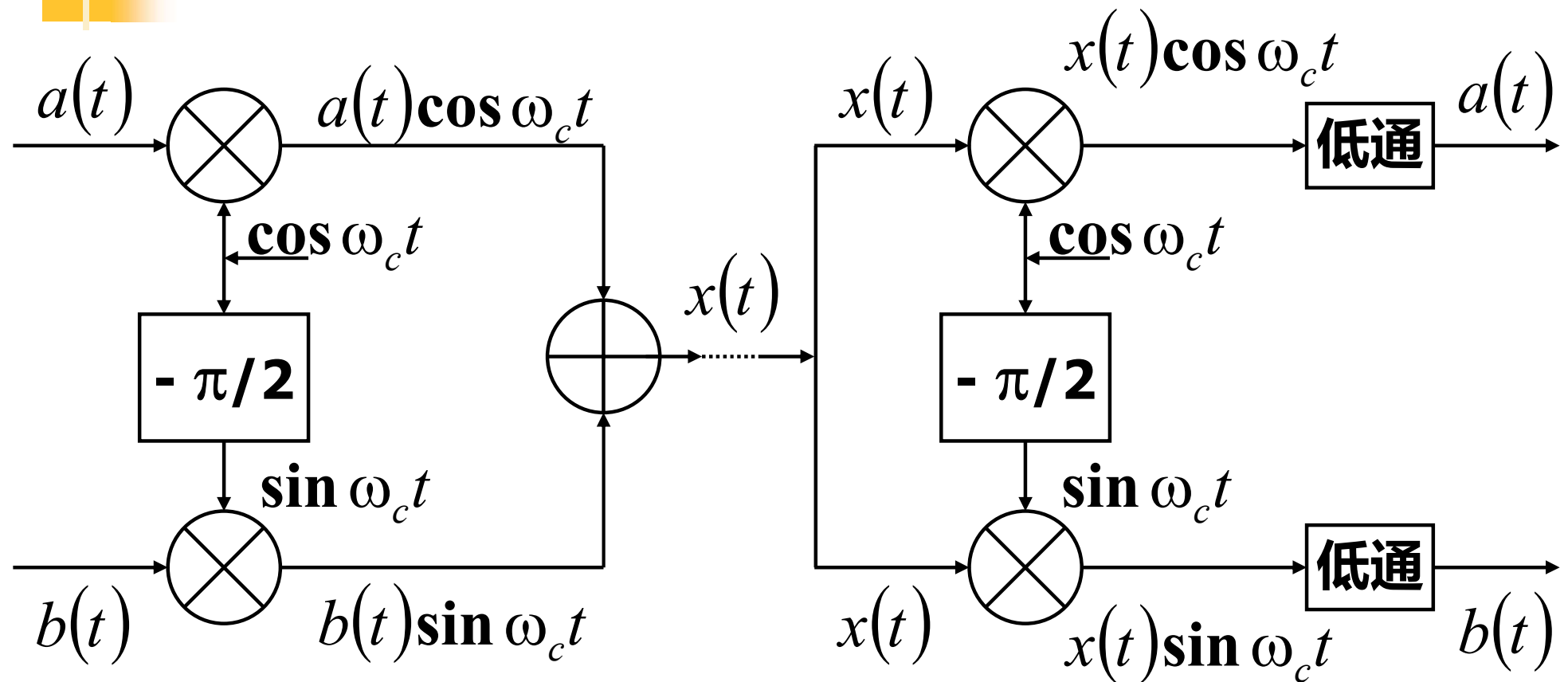
6.1.4 正交幅度调制

- **正交幅度调制与解调是一种特殊的复用技术，一般是指利用两个频率相同但相位相差90度的正弦波作为载波，以调幅的方法同时传送两路互相独立的信号的一种调制方式**
 - **这种调制方式的已调信号所占频带仅为两路信号中的较宽者而不是二者之和，可以节省传输带宽**

$$x(t) = a(t)\cos \omega_c t + b(t)\sin \omega_c t$$

$$x(t)\cos \omega_c t = \frac{1}{2}a(t) + \frac{1}{2}(a(t)\cos 2\omega_c t + b(t)\sin 2\omega_c t)$$

调制与解调功能框图



$$x(t)\sin \omega_c t = \frac{1}{2}b(t) + \frac{1}{2}(a(t)\sin 2\omega_c t - b(t)\cos 2\omega_c t)$$



调制与解调

- 6.1 幅度调制
 - 标准幅度调制
 - 双边带幅度调制
 - 单边带幅度调制
 - 残留边带幅度调制
 - 正交幅度调制
 - 正交结构收发信机讨论
- 6.2 角度调制
- 6.3 数字调制



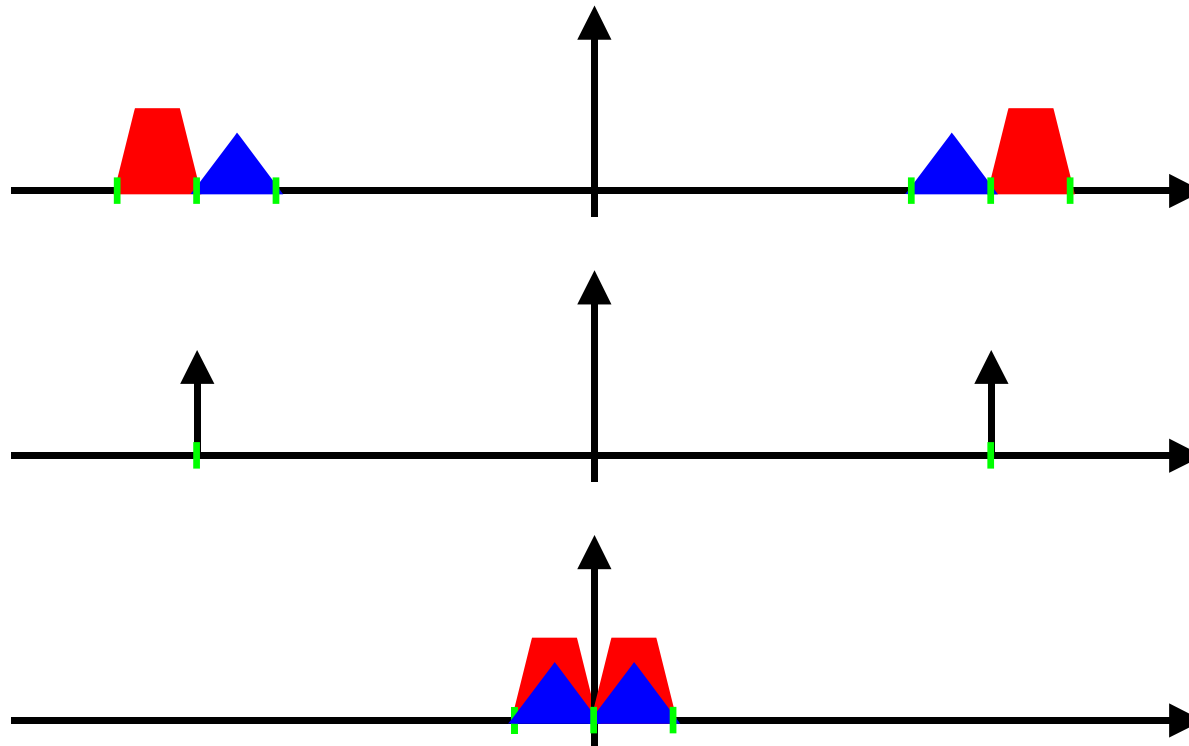
现代收发信机结构

- 从射频前端功能及其结构讨论中，理解射频前端系统中的信号处理方法与技术
 - 射频前端系统的功能
 - 射频前端系统的基本结构
 - 镜像干扰的抑制
 - 复数信号
 - 正交信号

外差式接收机的缺点和改进

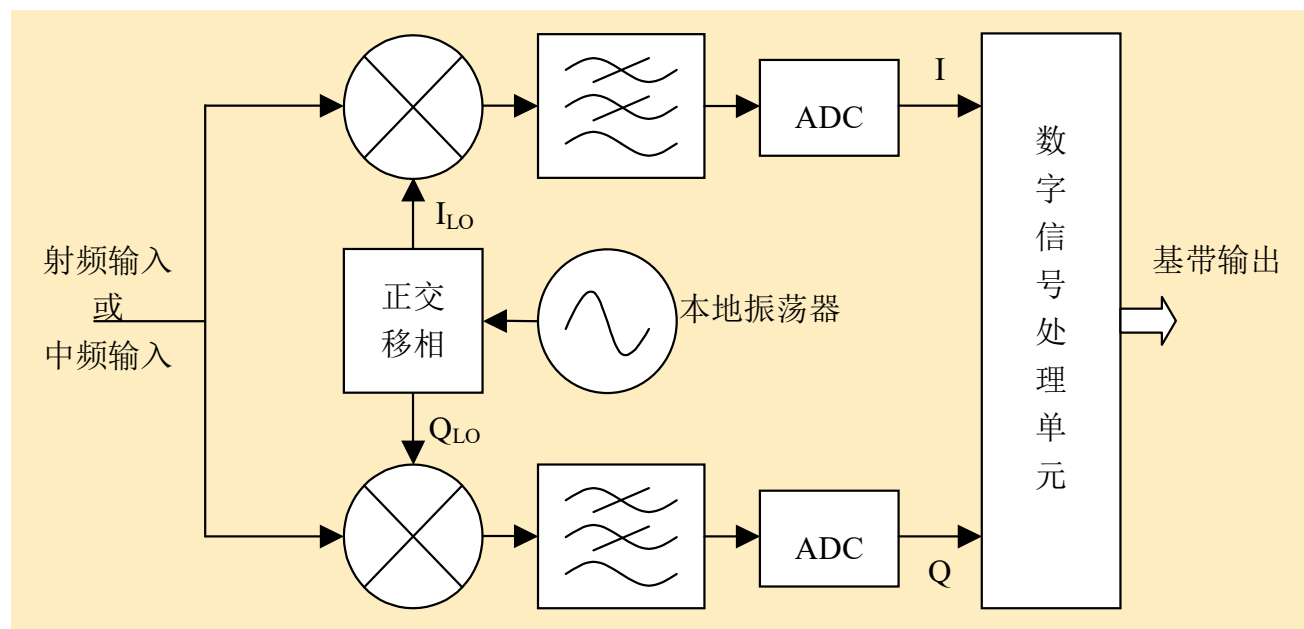
- 外差式接收机最大的缺点是组合干扰频率点多，如三阶交调干扰；在寄生通道中，镜频干扰现象最为严重
 - 消除镜频干扰，最为直接的方法是不让它进入变频器，这全靠变频器之前的镜像抑制滤波器来实现
 - 高中频方案：增大中频频率，可以抑制镜频，但相同Q值的中频滤波器，高中频对相邻信道的抑制能力降低
 - 二次变频方案：两次变频，第一次混频采用高中频，以提高对镜像频率的抗干扰能力，第二次混频采用低中频，以抑制相邻信道的干扰
 - 零中频方案：中频为零，则没有镜像频率干扰
 - 应用正交幅度解调
 - 采用镜频抑制接收方案
 - Hartley结构，Weaver结构

例：零中频方案---直接下变频



正交结构

- 为了区分上下边带，零中频接收机需要采用正交结构

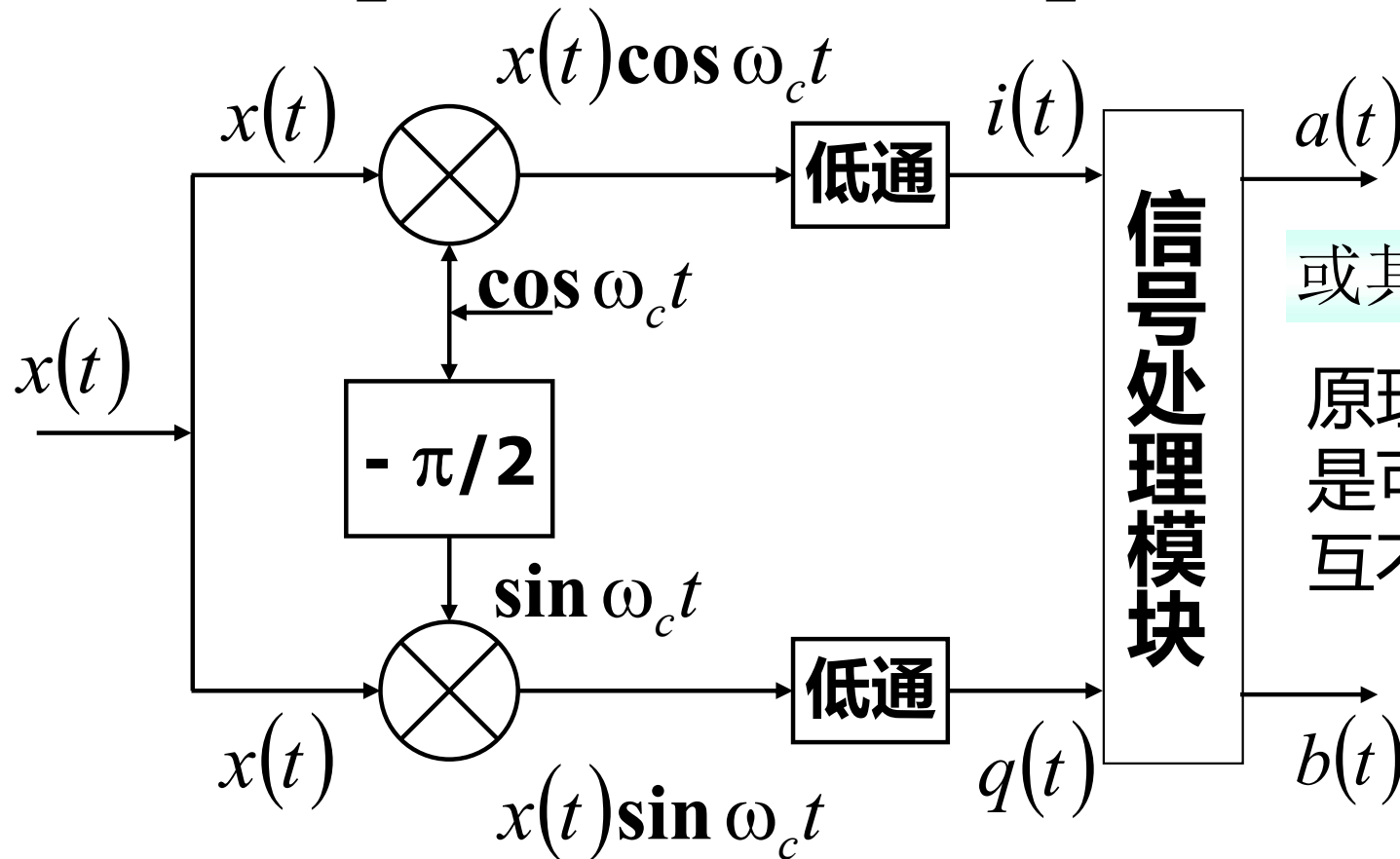


假设:
$$x(t) = \left[\frac{1}{2} a(t) \cos \omega_c t + \frac{1}{2} a'(t) \sin \omega_c t \right] + \left[\frac{1}{2} b(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} b'(t) \sin \omega_c t \right]$$

正交解调

$$q'(t) = \frac{1}{2} (-a(t) + b(t))$$

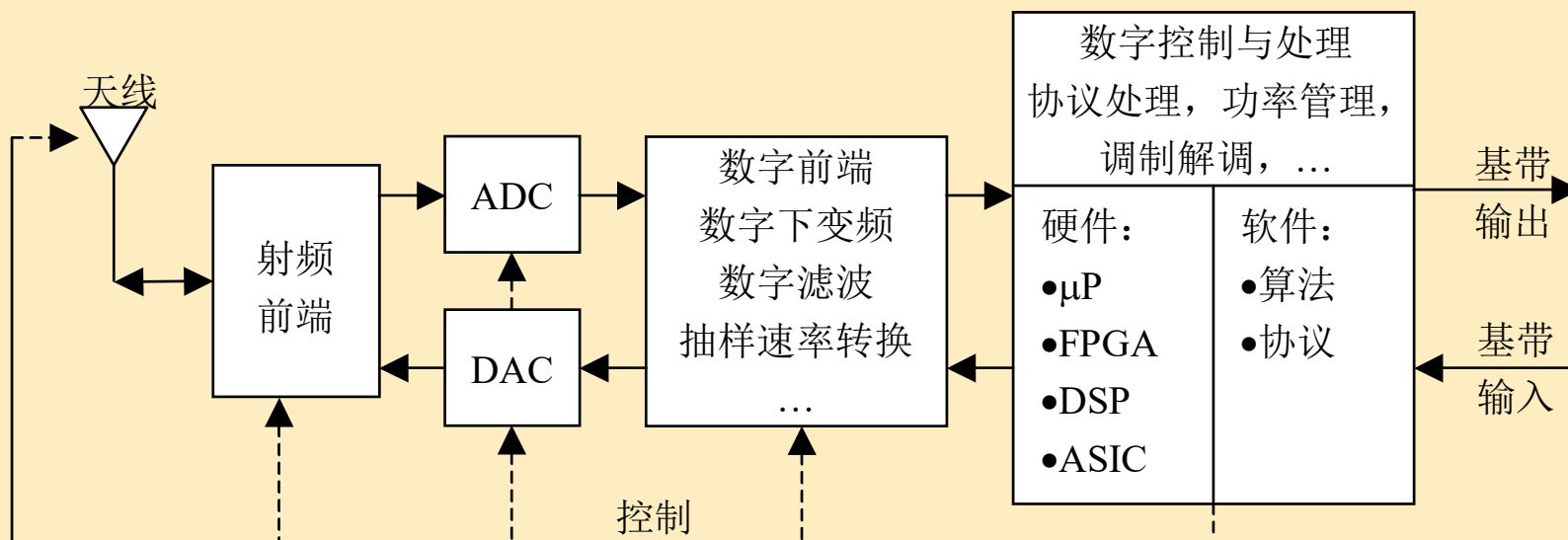
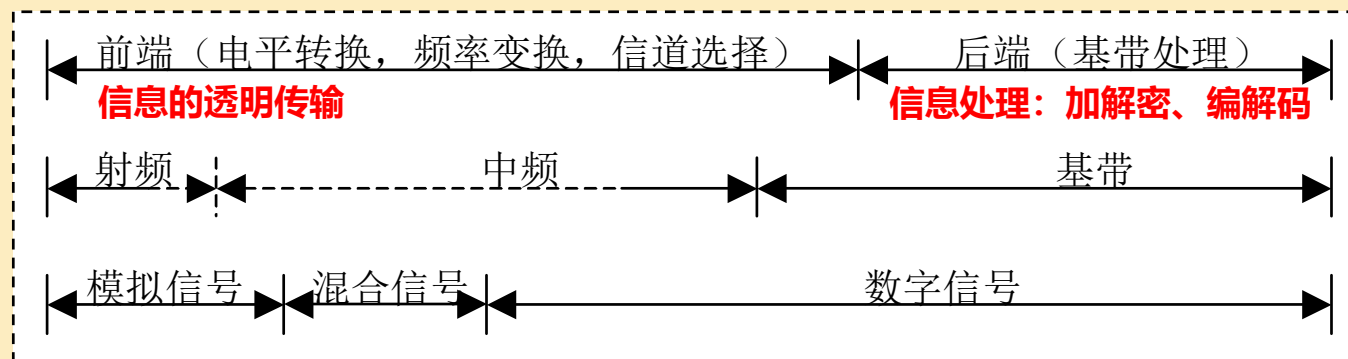
$$i(t) = \frac{1}{2} (a(t) + b(t)) \quad q(t) = \frac{1}{2} (a'(t) - b'(t))$$



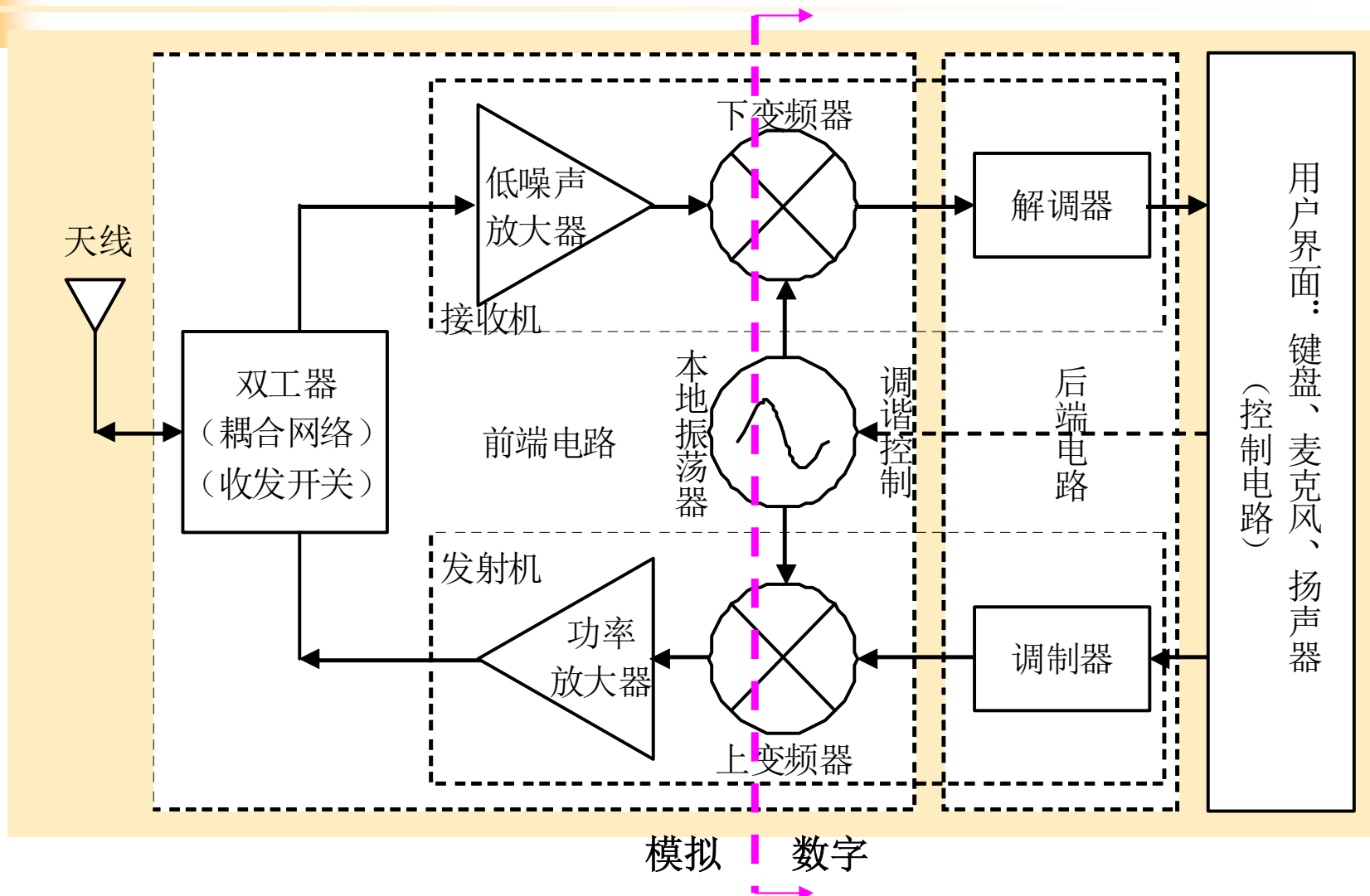
或其他组合信号

原理上, 上下边带
是可以完全区分,
互不干扰

通信系统中的前端电路系统



发射机和接收机构成模块



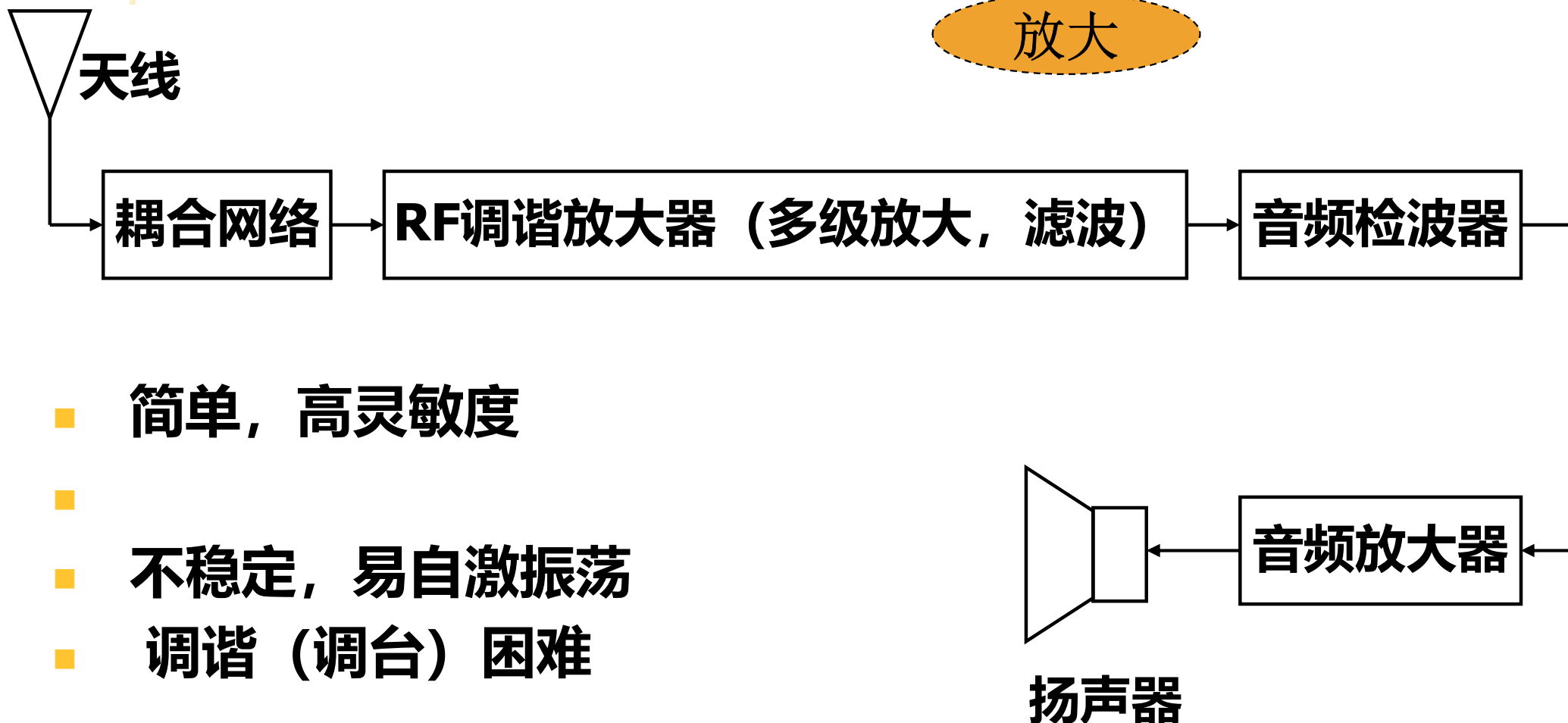


射频前端电路系统的基本功能

信息的透明传输

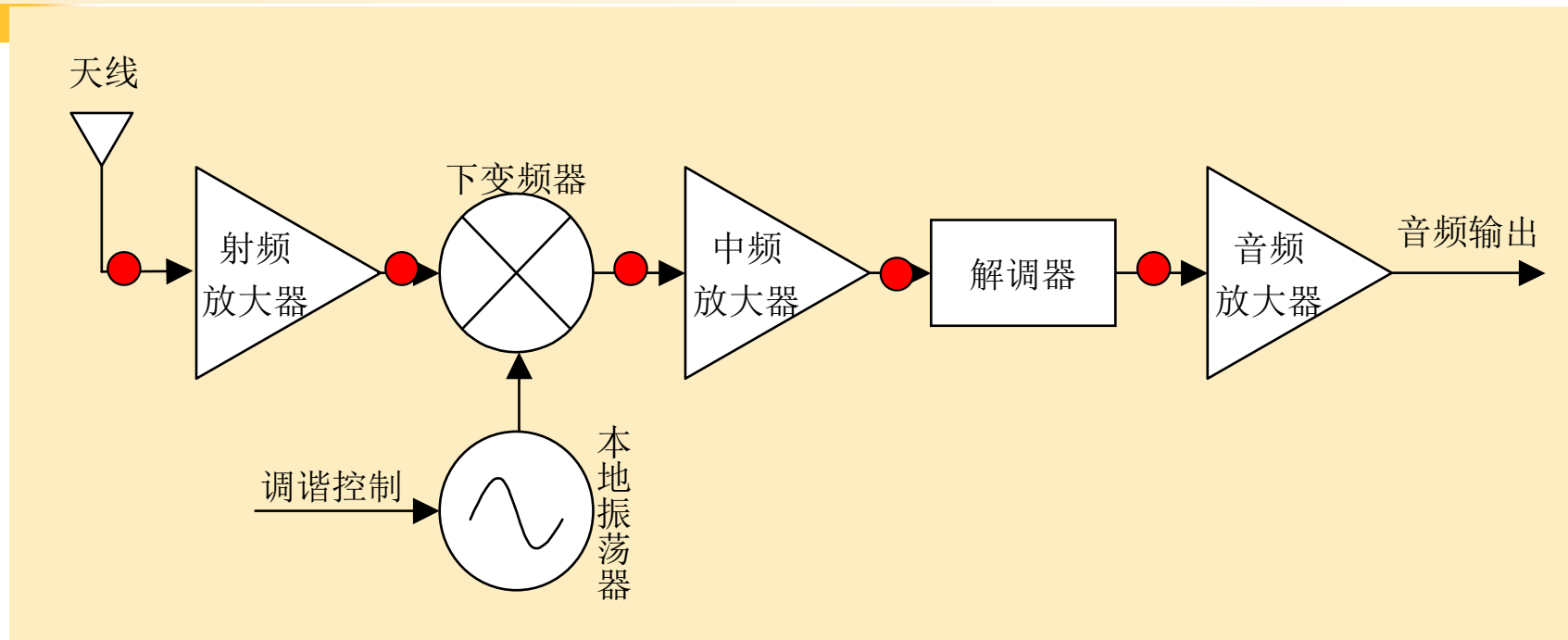
- **完成射频信号的线性处理**
 - **放大：电平转换**
 - 放大器：只能是模拟电路
 - 接收机：低噪声放大、中频放大、基带放大
 - 发射机：功率放大、...
 - **变频：频率变换，频谱搬移**
 - 混频器：上/下变频器
 - 为了实现变频，需要本地振荡器
 - **滤波：频率选择**
 - 滤波器
 - 频率选择，频率分量调整

直接调谐接收机



- 简单, 高灵敏度
- 不稳定, 易自激振荡
- 调谐 (调台) 困难

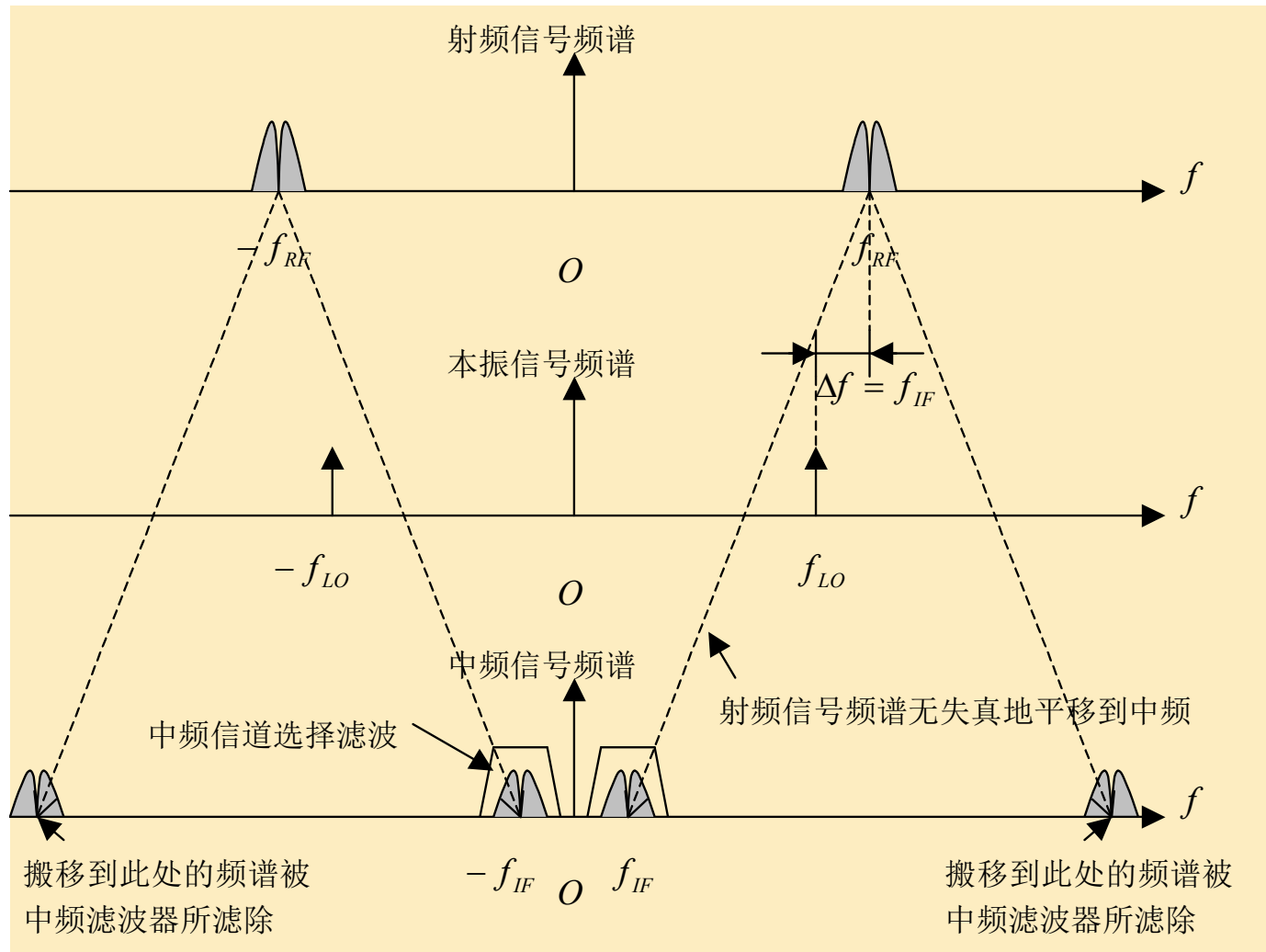
超外差式接收机



- 超外差式接收机几乎完全主导了现代接收机的基本结构
- 特点：在固定中频上解调
 - 使用方便：接收机信道选择只需一个调谐控制
 - 中频频率固定：因而可以实现大增益的稳定的中频放大器、良好选择性的中频滤波器、以及性能优良的解调器，可以把大部分的放大能力分配到稳定的中频级，从而确保系统具有高的稳定性、好的信道选择性和极佳的解调效果

$$2 \cos \omega_{LO} t \cos \omega_{RF} t = \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t$$

理想下变频

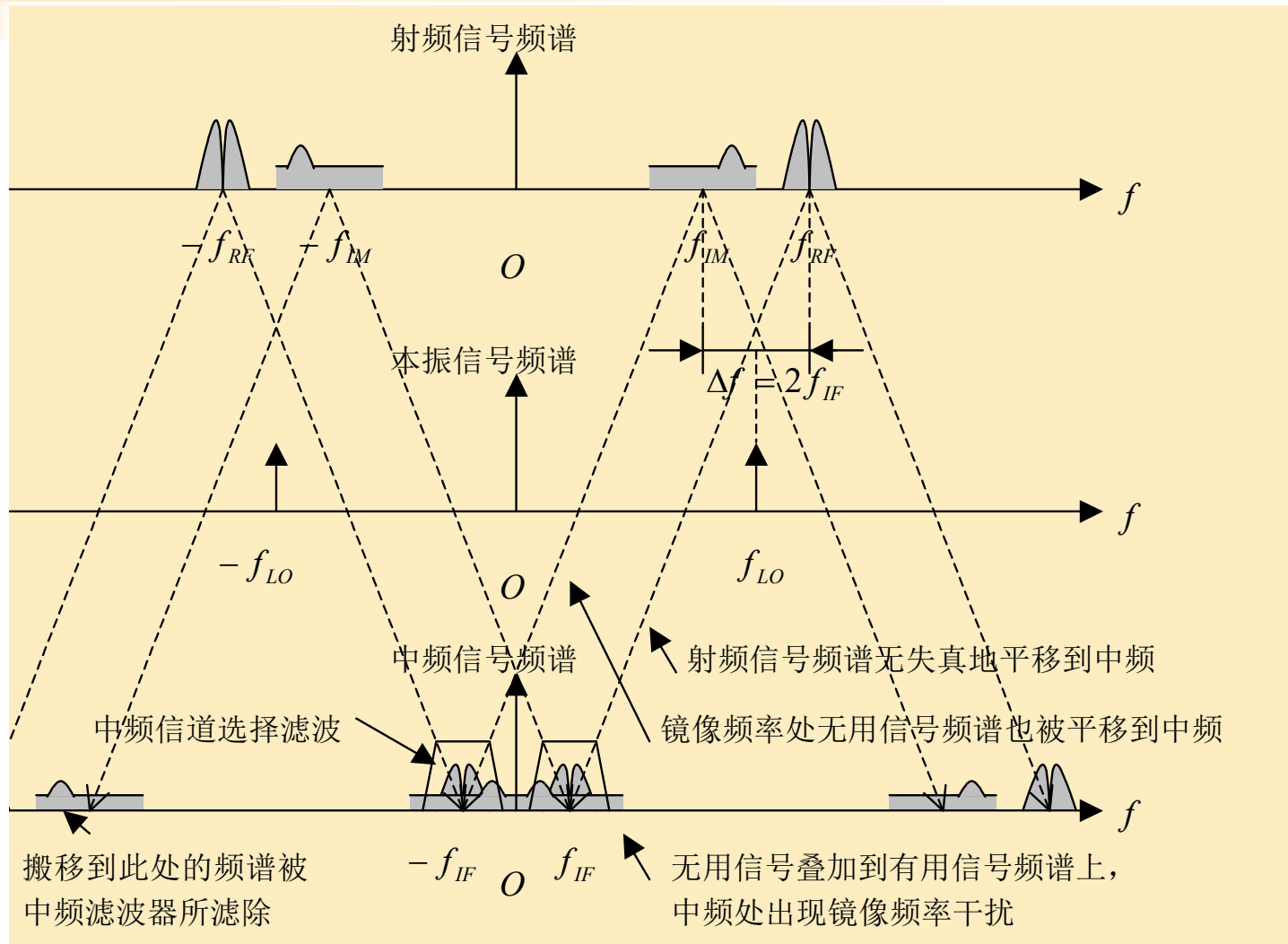


$$2 \cos \omega_{LO} t \cos \omega_{RF} t = \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t$$

$$2 \cos \omega_{LO} t \cos \omega_{IM} t = \cos(\omega_{IM} + \omega_{LO})t + \cos(\omega_{IM} - \omega_{LO})t$$

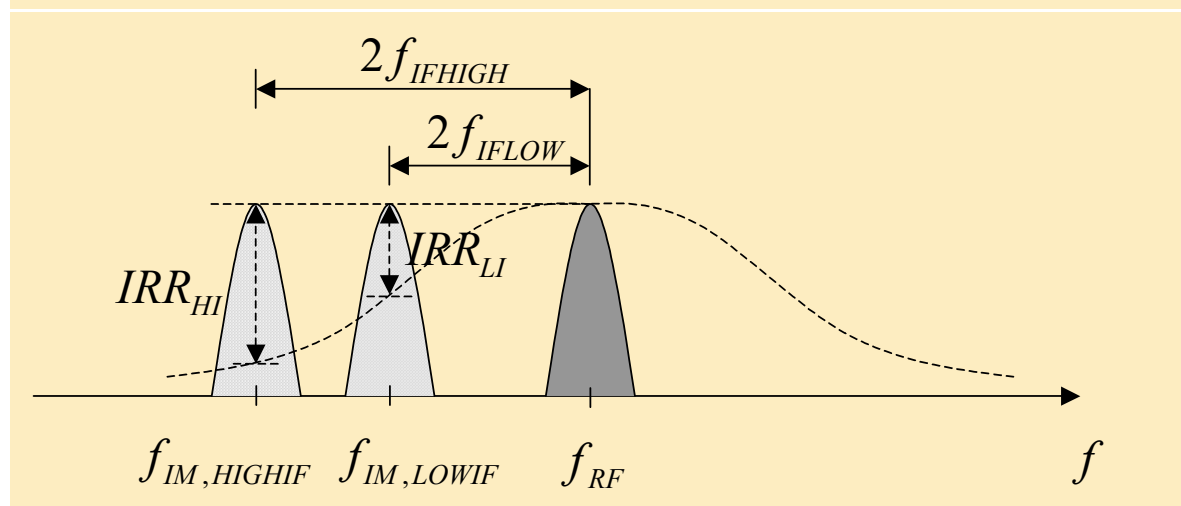
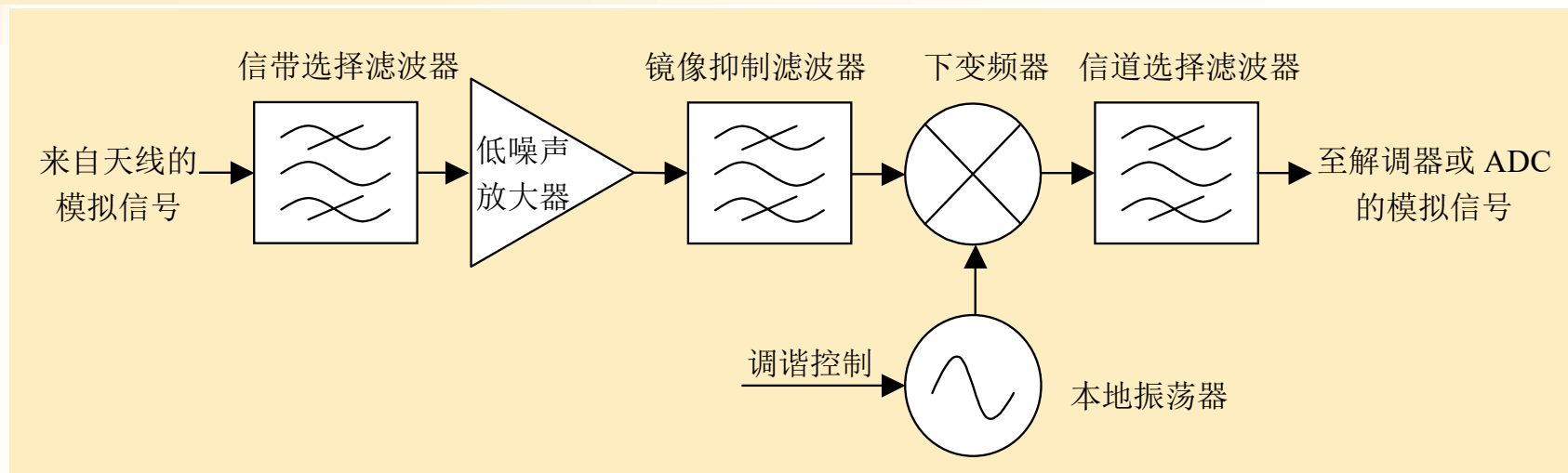
镜像频率干扰

$$\omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{LO} - \omega_{IM} = \omega_{IF}$$



镜像抑制滤波器

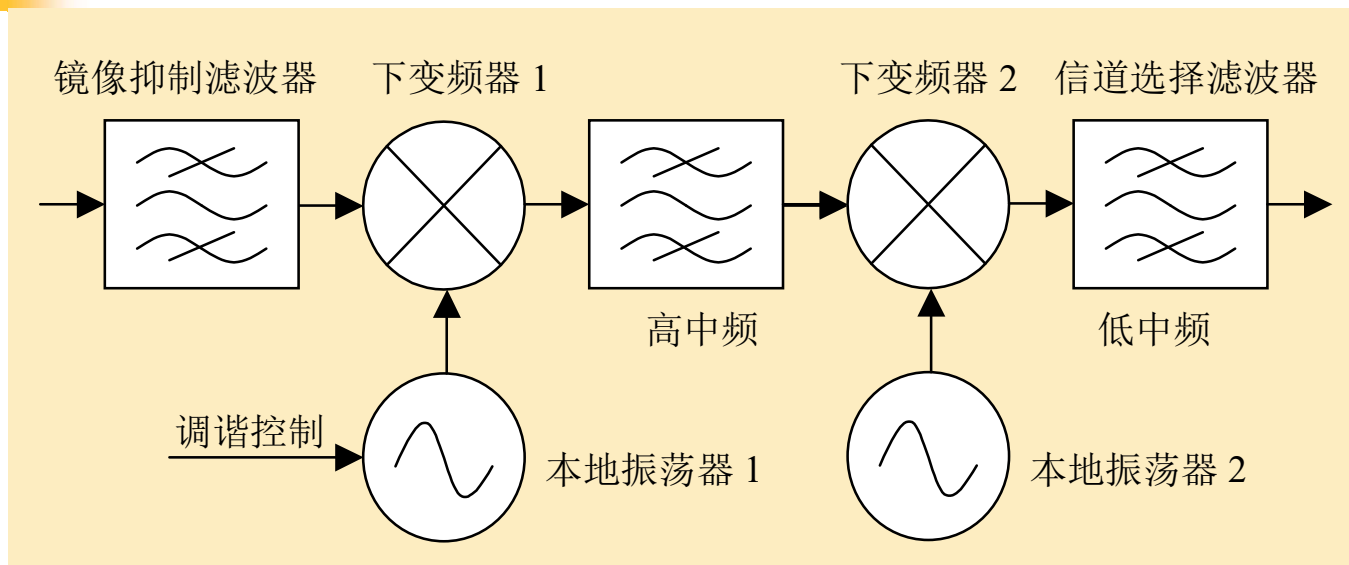
IRR: Image-Rejection Ratio



- **中频频率越大，镜像抑制效果越好**
- **高中频：信道选择滤波器实现难度增加**

- (1) 系统的高集成度难以实现
- (2) 片外分立组件，系统可靠性差，易受外部干扰
- (3) 片外滤波器的成本无法降下来

二次变频方案



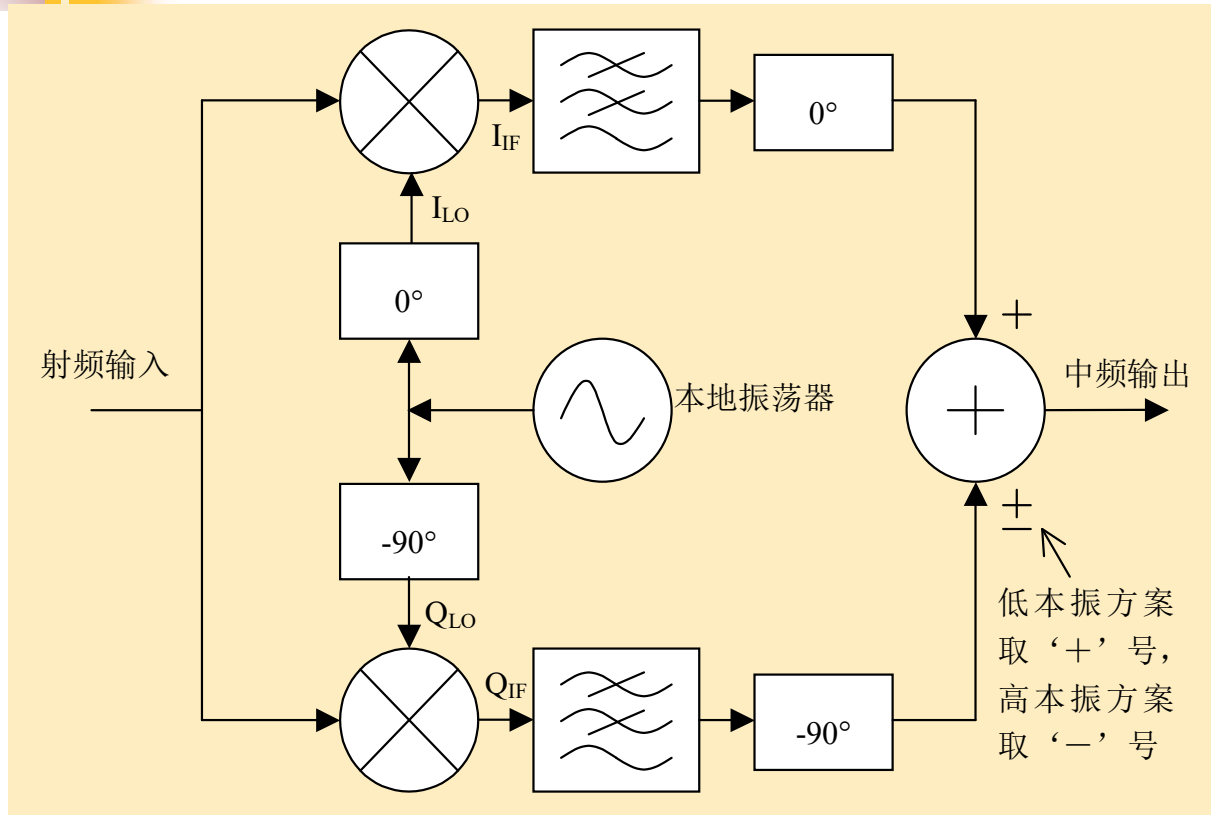
无需射频/中频滤波器的接收机结构，实现完全的片上集成？！！

- 高中频有利于镜像抑制滤波器的实现，在低中频上可以较容易地实现信道选择
- 高中频滤波器因为中频频率较高，无法有效完成信道选择，但它作为第二个变频器的镜像抑制滤波器而言，因其多采用固体谐振滤波器形式（如晶体滤波器），它对二次变频的镜像抑制是足够有效的

$$v_{IF,I}(t) = \frac{1}{2} A_{LO} A_{RF} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{1}{2} A_{LO} A_{IM} \cos(\omega_{LO} - \omega_{IM})t$$

$$= \frac{1}{2} A_{LO} (A_{RF} \cos \omega_{IF}t + A_{IM} \cos \omega_{IF}t) = \frac{1}{2} A_{LO} (A_{RF} + A_{IM}) \cos \omega_{IF}t$$

Hartley镜像抑制方案



$$v_{in}(t) = A_{RF} \cos \omega_{RF}t + A_{IM} \cos \omega_{IM}t$$

$$v_{LO,I}(t) = A_{LO} \cos \omega_{LO}t$$

$$v_{LO,Q}(t) = A_{LO} \sin \omega_{LO}t$$

$$v_{IF}(t) = v'_{IF,I}(t) + v'_{IF,Q}(t)$$

$$= A_{LO} A_{RF} \cos \omega_{IF}t$$

$$v_{IF,Q}(t) = \frac{1}{2} A_{LO} A_{RF} \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{1}{2} A_{LO} A_{IM} \sin(\omega_{LO} - \omega_{IM})t$$

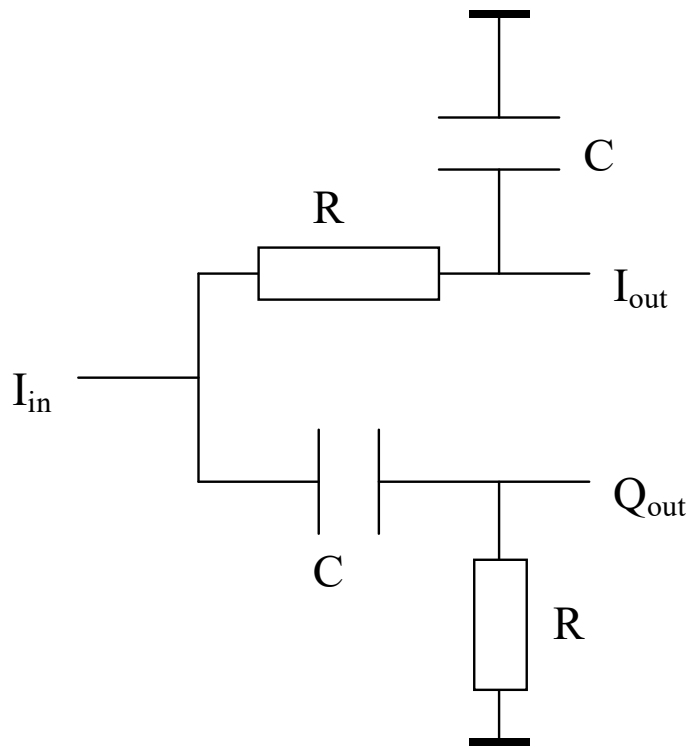
$$v'_{IF,Q}(t) = \frac{1}{2} A_{LO} (A_{RF} - A_{IM}) \cos \omega_{IF}t$$

$$= -\frac{1}{2} A_{LO} (A_{RF} \sin \omega_{IF}t - A_{IM} \sin \omega_{IF}t) = -\frac{1}{2} A_{LO} (A_{RF} - A_{IM}) \sin \omega_{IF}t$$

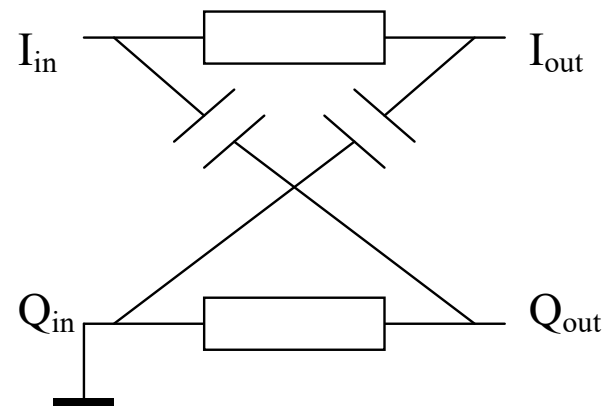
窄帶90°移相器

$$H_I(s) = \frac{1}{1 + s\tau} = \frac{\omega_0}{s + \omega_0}$$

$$H_Q(s) = \frac{s\tau}{1 + s\tau} = \frac{s}{s + \omega_0}$$



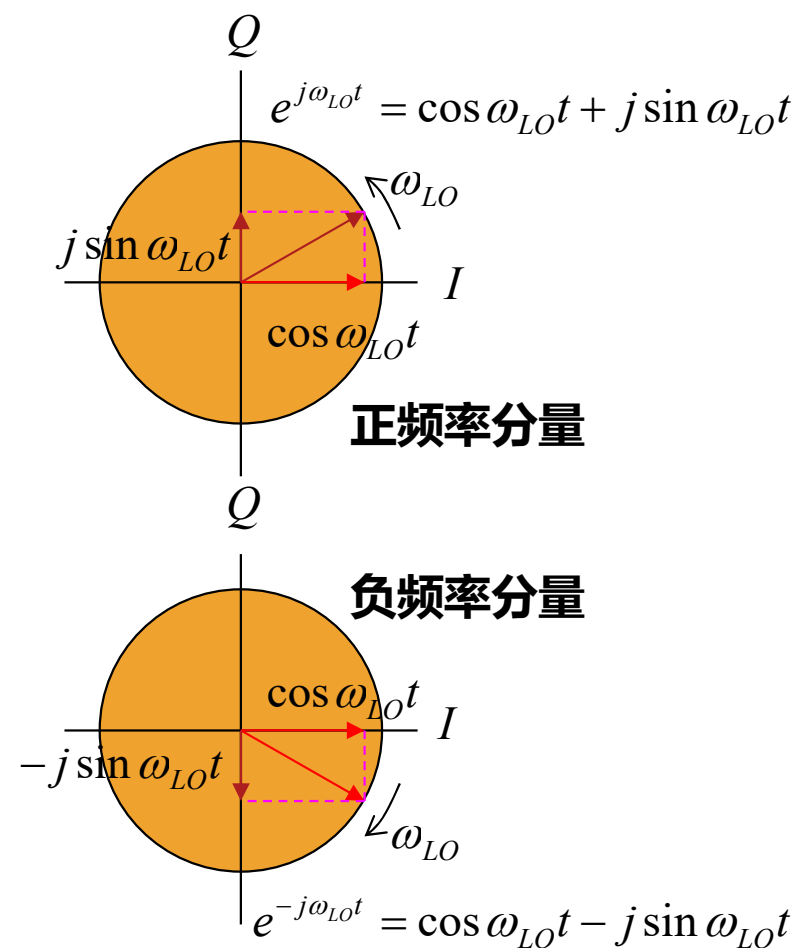
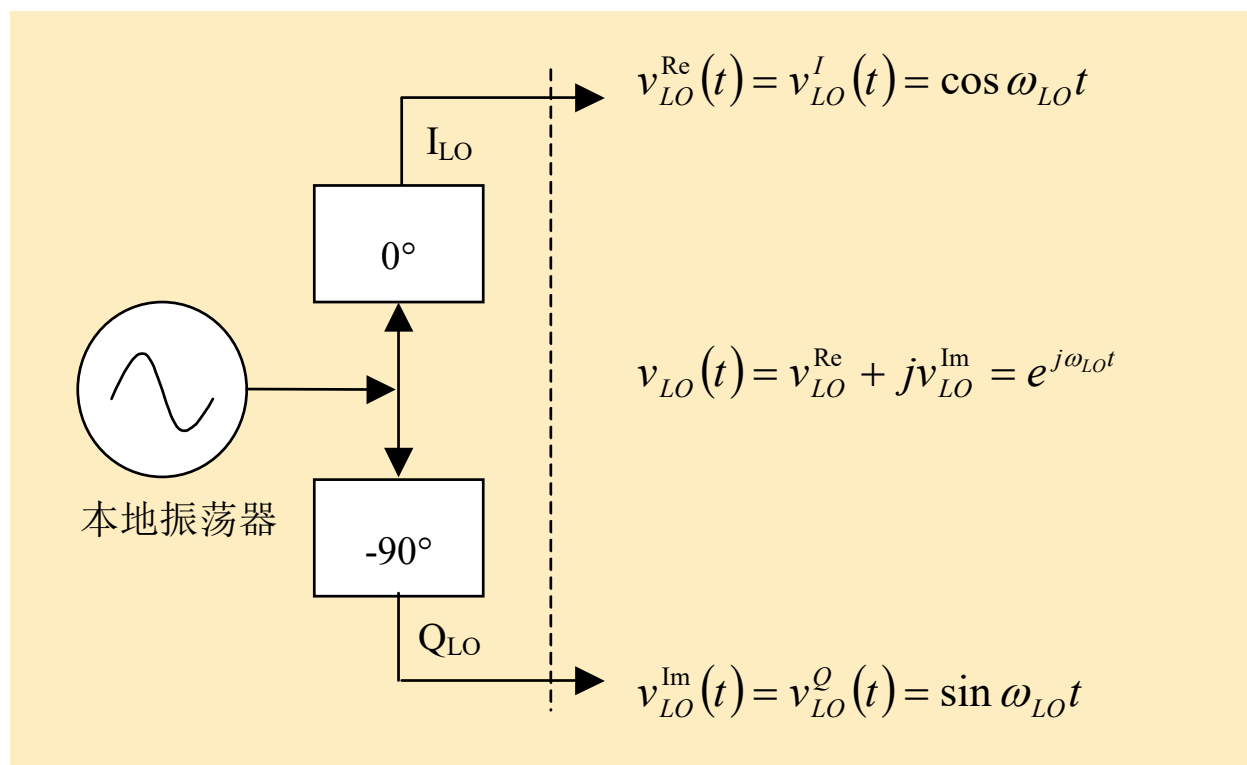
$$\tau = RC$$

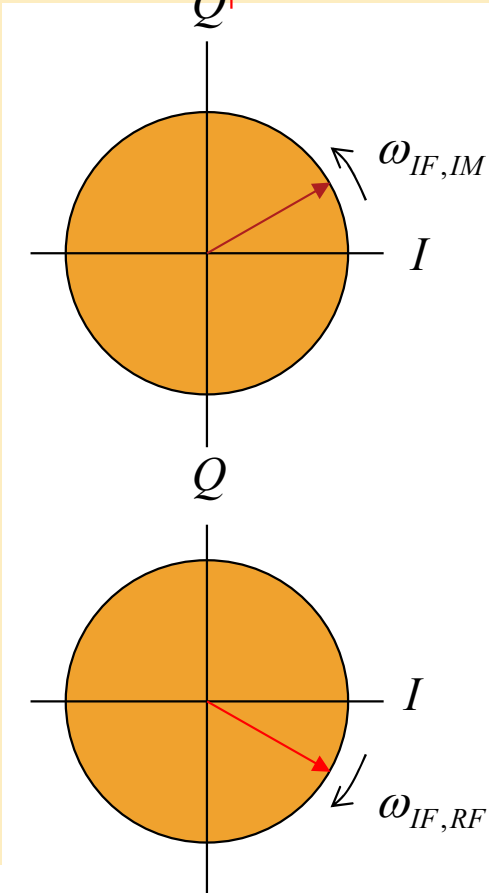
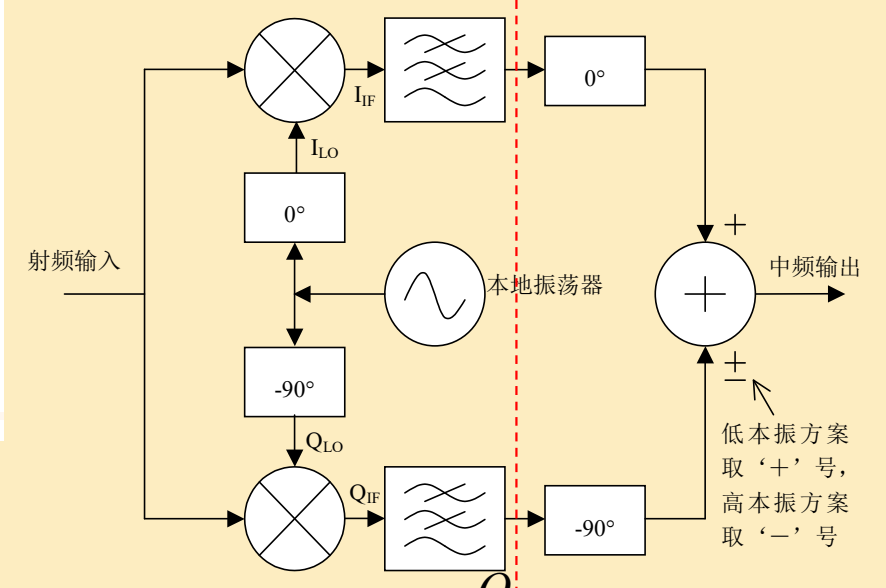
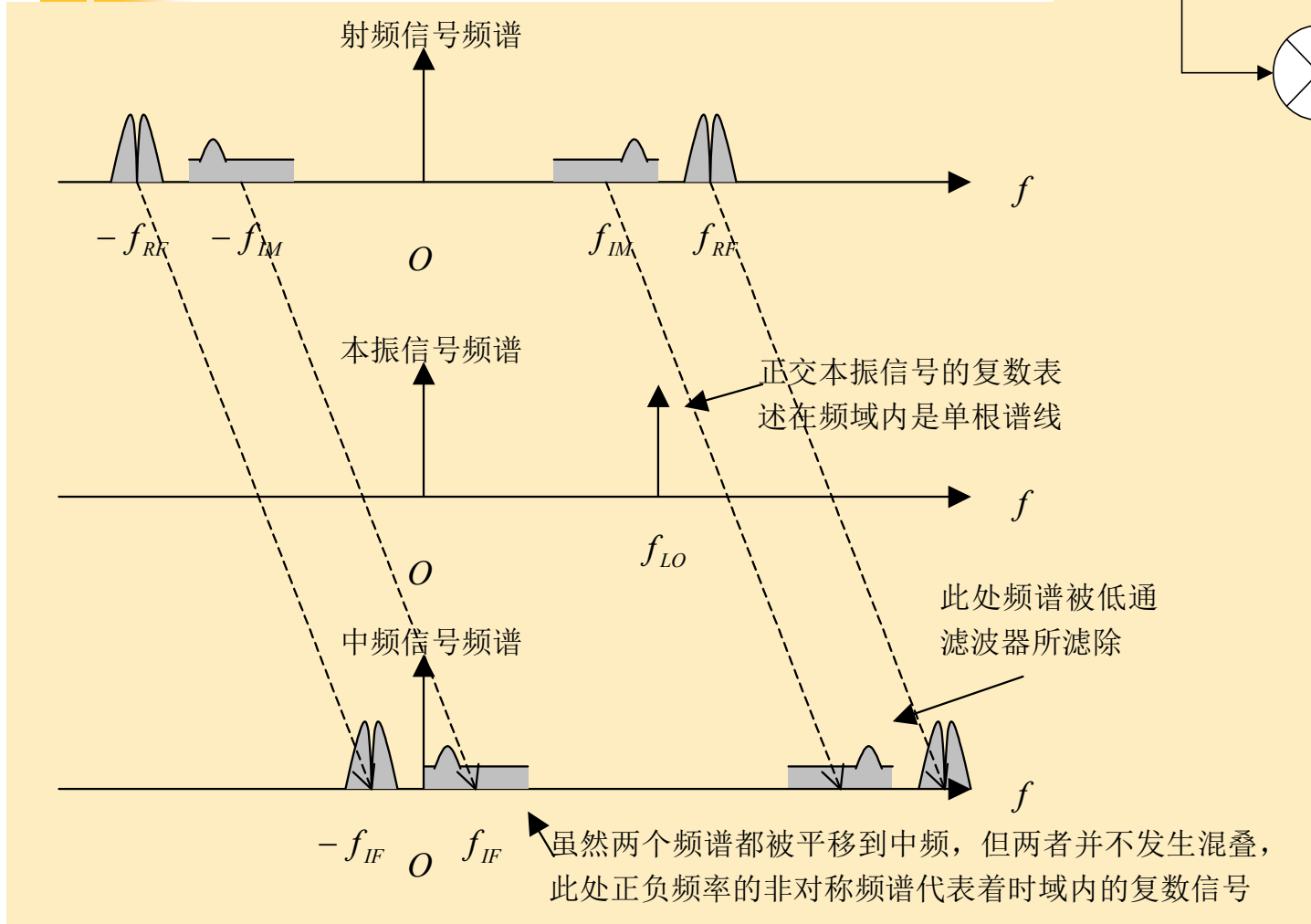


$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

幅度相等
相位差90°

正交本振的复数表述





本振幅度匹配误差和正交相位误差

$$v_{LO,I}(t) = A_{LO}(1 + \delta A)\cos(\omega_{LO}t + \delta\theta)$$

$$v_{LO,Q}(t) = A_{LO}\sin\omega_{LO}t$$

$$v_{IF,I}(t) = \frac{1}{2}A_{LO}(1 + \delta A)(A_{RF}\cos(\omega_{IF}t - \delta\theta) + A_{IM}\cos(\omega_{IF}t + \delta\theta))$$

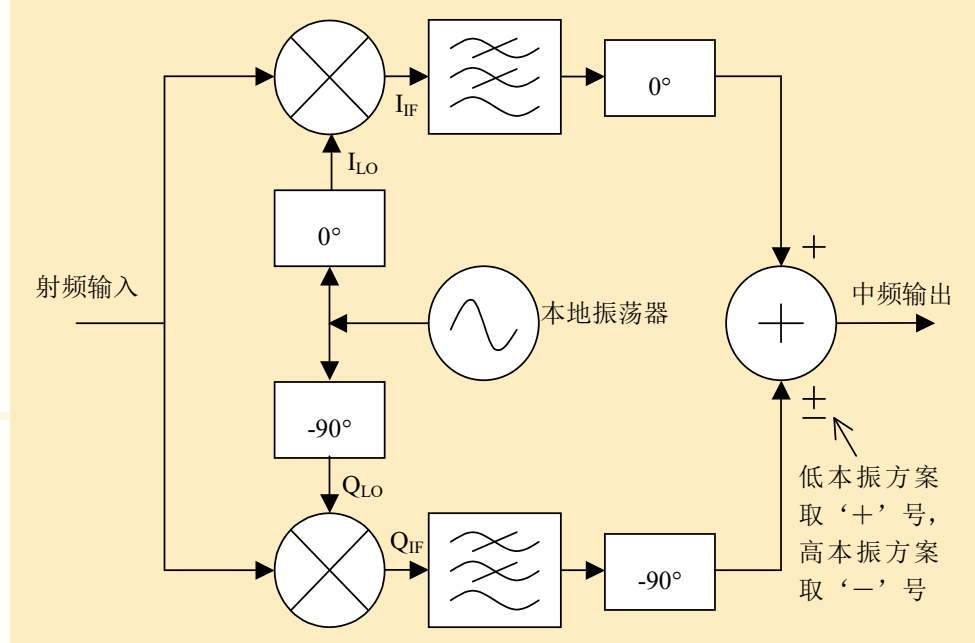
$$v_{IF,Q}(t) = -\frac{1}{2}A_{LO}(A_{RF}\sin\omega_{IF}t - A_{IM}\sin\omega_{IF}t)$$

$$v_{IF}(t) = v'_{IF,I}(t) + v'_{IF,Q}(t)$$

$$= \frac{A_{LO}}{2}A_{RF}[(1 + \delta A)\cos(\omega_{IF}t - \delta\theta) + \cos\omega_{IF}t]$$

$$+ \frac{A_{LO}}{2}A_{IM}[(1 + \delta A)\cos(\omega_{IF}t + \delta\theta) - \cos\omega_{IF}t]$$

$$IRR \approx -10\log_{10}\frac{\delta A^2 + \delta\theta^2}{4}$$



$$v'_{IF,I}(t) = v_{IF,I}(t)$$

$$v'_{IF,Q}(t) = \frac{1}{2}A_{LO}(A_{RF}\cos\omega_{IF}t - A_{IM}\cos\omega_{IF}t)$$

$$\frac{P_{IM}}{P_{RF}} = \frac{A_{IM}^2}{A_{RF}^2} \cdot \frac{(1 + \delta A)^2 - 2(1 + \delta A)\cos\delta\theta + 1}{(1 + \delta A)^2 + 2(1 + \delta A)\cos\delta\theta + 1}$$

$$IRR = -10\log_{10}\frac{(1 + \delta A)^2 - 2(1 + \delta A)\cos\delta\theta + 1}{(1 + \delta A)^2 + 2(1 + \delta A)\cos\delta\theta + 1}$$

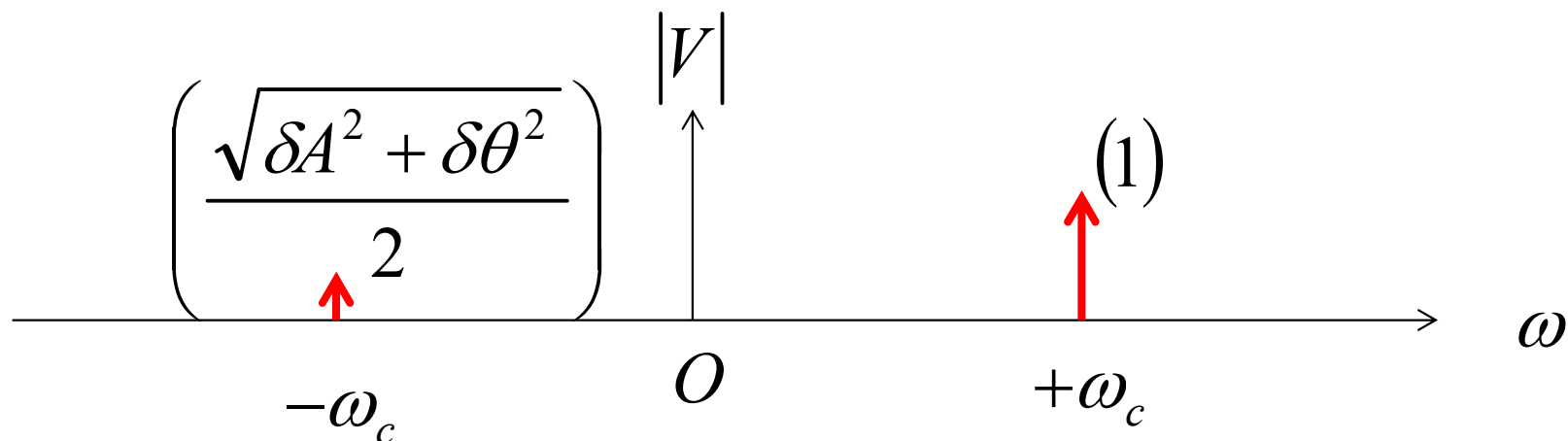
$$\begin{pmatrix} \delta A \ll 1 \\ \delta\theta \ll 1 \end{pmatrix}$$

$$\cos \theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$$

$$\sin \theta = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j}$$

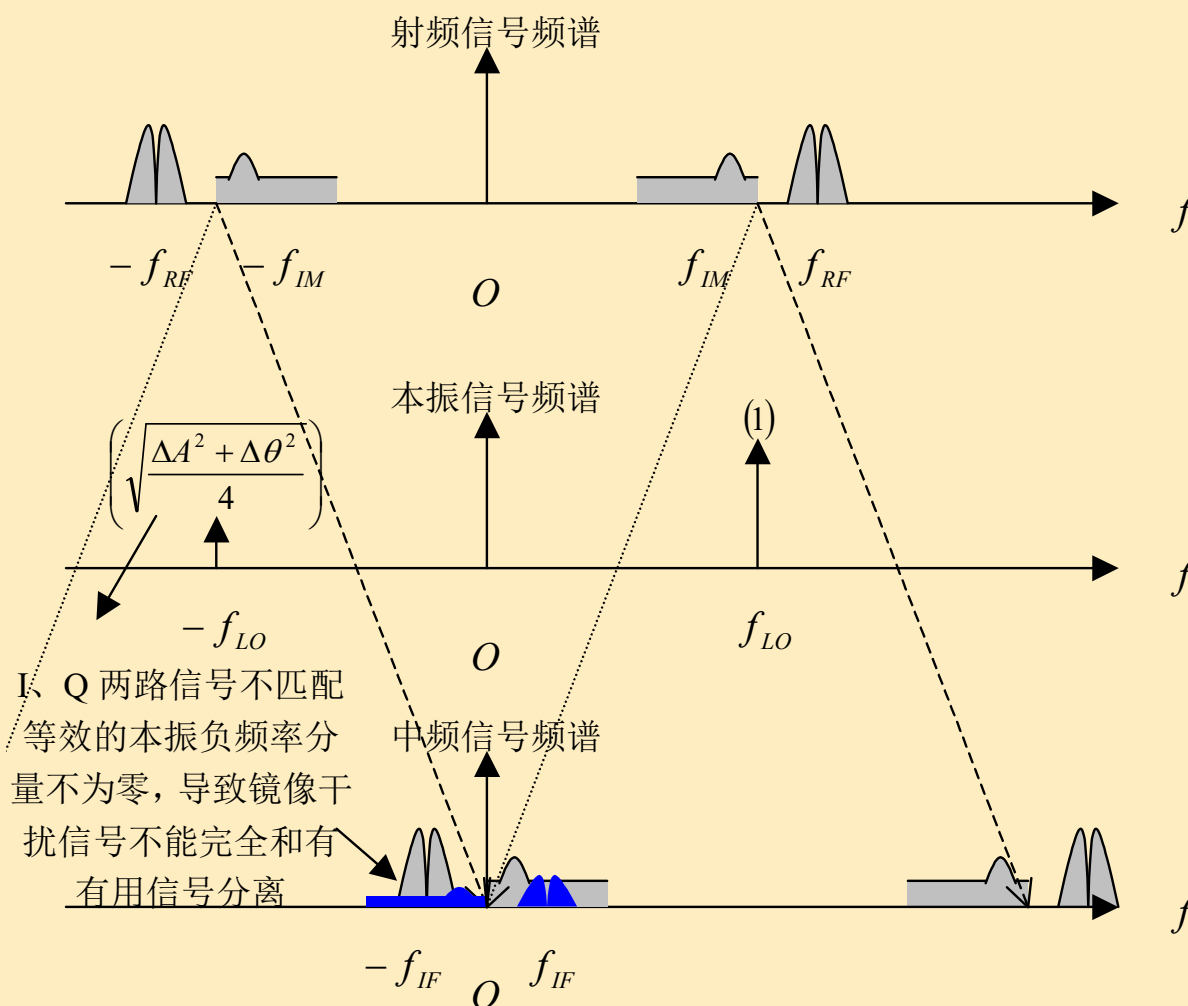
非理想正交本振

$$\begin{aligned} v_{LO}(t) &= A_{LO}(1 + \delta A)\cos(\omega_{LO}t + \delta\theta) + jA_{LO}\sin\omega_{LO}t \\ &= \frac{A_{LO}}{2}((1 + \delta A)e^{j\delta\theta} + 1)e^{j\omega_{LO}t} + \frac{A_{LO}}{2}((1 + \delta A)e^{-j\delta\theta} - 1)e^{-j\omega_{LO}t} \\ &\approx e^{j\omega_{LO}t} + e^{-j\omega_{LO}t}\left(\frac{\delta A}{2} - j\frac{\delta\theta}{2}\right) = e^{j\omega_{LO}t} + \sqrt{\frac{\delta A^2 + \delta\theta^2}{4}}e^{-j\left(\omega_{LO}t + \arctan\frac{\delta\theta}{\delta A}\right)} \end{aligned}$$



$$IRR = -10\log_{10} \frac{\Delta A^2 + \Delta \theta^2}{4}$$

IQ两路失配造成镜像抑制度下降



- 典型的Hartley结构的镜像抑制度一般都落在30-40dB之间，这意味着实际电路难免存在着 $1^\circ \sim 3^\circ$ 的正交相位误差或0.2~0.5dB的幅度匹配误差
- 大多数的接收机都要求具有60-80dB的镜像抑制度
- 往往需要另加射频镜像抑制滤波器，或者采用改进方案

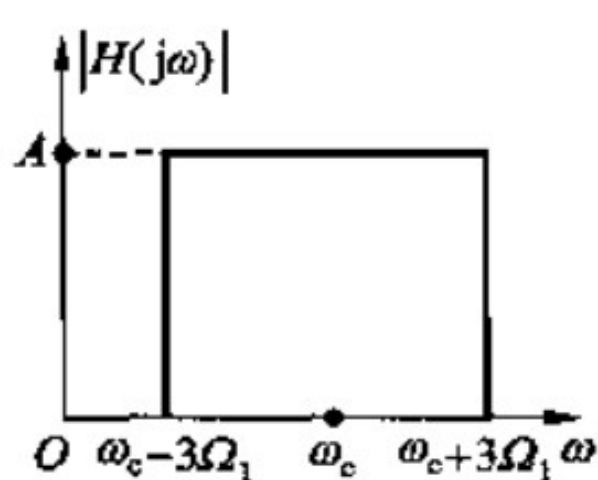
作业1：调幅波类型及其解调

某调幅波的数学表示式为

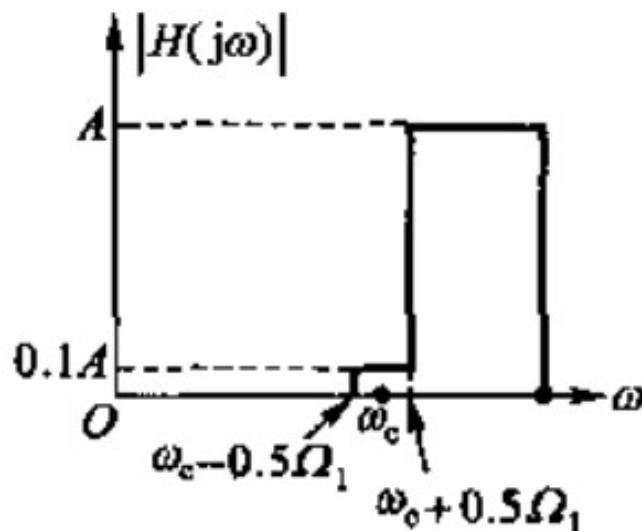
$$v_{AM}(t) = V_{AM}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t + m_2 \cos \Omega_2 t) \cos \omega_c t$$

且 $\Omega_2 = 2\Omega_1$ ，当此调幅波分别通过具有题图所示频率特性的滤波器后，试

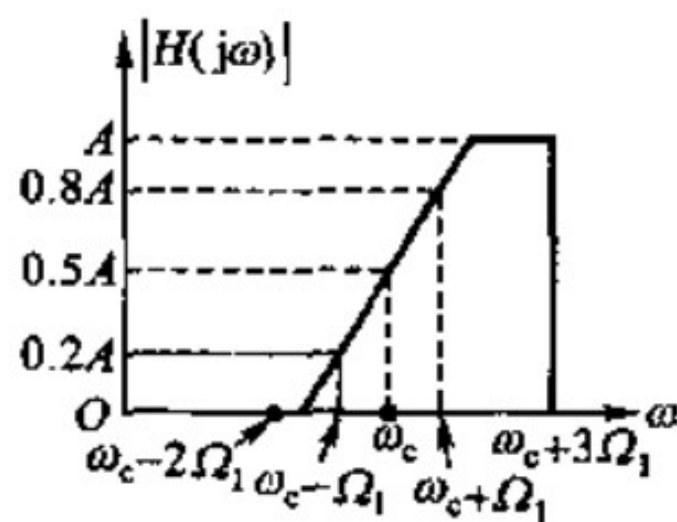
- (1) 分别写出它们输出信号的数学表示式。
- (2) 分别说明它们属于哪种调制形式。
- (3) 若 $\omega_c \gg \Omega_1$ ，分别说明对它们可以采用何种解调方式。



(a)



(b)



(c)



作业2：正交调制与解调

正交、非正交本振

给定正交幅度解调器的输入信号为 $v_i(t) = A_1(t)\cos\omega_i t + A_2(t)\sin\omega_i t$, 本机载波信号分别为 $v_1(t) = \cos(\omega_i t + \varphi)$ 和 $v_1(t) = \sin(\omega_i t + \varphi)$, 求解调输出信号的表示式; 如果本机载波信号不正交, 分别为 $v_1(t) = \cos\omega_i t$ 和 $v_1(t) = \sin(\omega_i t + \beta)$, 求解调输出信号的表示式并分析解调结果。



作业3：正交本振与镜像抑制

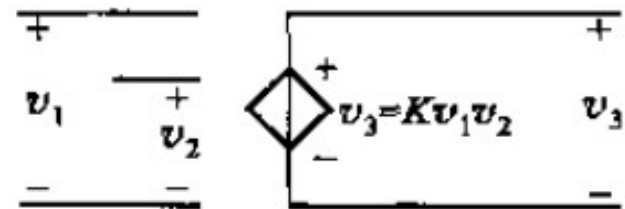
- 证明：正交本振的失配可以表述为

$$v_{LO}(t) \approx e^{j\omega_{LO}t} + e^{-j\omega_{LO}t} \left(\frac{\Delta A}{2} - j \frac{\Delta \theta}{2} \right)$$

- 证明：哈特莱镜像抑制接收机的镜像抑制制度为

$$IRR \approx -10 \log_{10} \frac{\Delta A^2 + \Delta \theta^2}{4}$$

CAD仿真



- 用SPICE工具中的非线性受控源构成如图所示的理想乘法器宏模型 $v_3 = f(v_1, v_2)$
- 设计 90° 移相网络，使得载波信号移相 90° 后，构成正交调制器
- 正交调制仿真：载波10kHz正弦波，I、Q两路信号为1kHz数字循环序列01001100和10100110
 - 仿真输出波形，并正交解调
 - I、Q两路载波信号相位偏离 90° 的 $1/6$ 、 $1/4$ ，调制器输出波形，并正交解调