通信原理

谢 逸
中山大学・计算机学院
2024年・春季

作业

- 习题:**3.1, 3.6, 3.8, 3.19, 3.20**

3.1 设一个载波的表示式为:$c(t)=5\cos(1000\pi t)$,基带调制信号的表示式为:$m(t)=1+\cos(200\pi t)$。试求出振幅调制时此已调信号的频谱,并画出此频谱图。

3.6 设一基带调制信号为正弦波,其频率等于10 kHz,振幅等于1 V。它对频率为10 MHz的载波进行相位调制,最大调制相移为10 rad。试计算此相位调制信号的近似带宽。若现在调制信号的频率变为5 kHz,试求其带宽。

3.8 设一个角度调制信号的表示式为:

$$s(t)=10\cos(2\times10^6\pi t+10\cos2000\pi t)$$

试求:(1) 已调信号的最大频移;(2) 已调信号的最大相移;(3) 已调信号的带宽。

3.19 已知某单频调频波的振幅是 10 V，瞬时频率为

$$10^6+10^4\cos(2\pi\times10^3 t) \quad (\text{Hz})$$

试求：(1) 此调频波的表达式；

(2) 此调频波的频率偏移、调频指数和频带宽度；

(3) 若调制信号频率提高到 2×10^3 Hz，则调频波的频偏、调频指数和频带宽度如何变化？

3.20 已知调制信号是 8 MHz 的单频余弦信号，且设信道噪声单边功率谱密度 $n_0=5\times10^{-15}$ W/Hz，信道损耗为 60 dB。若要求输出信噪比为 40 dB，试求：

(1) 100%调制时 AM 信号的带宽和发射功率；

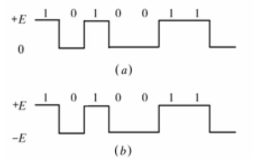
(2) 调频指数为 5 时，FM 信号的带宽和发射功率。

作业

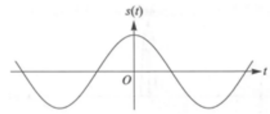
- 思考题:
  - 调制的目的是什么? 模拟调制有哪些方案?
  - 线性调制有哪些?非线性调制有哪些?分别说明它们的基本原理及表示式。
  - 角度调制的优点有哪些？

3.1 概述

- 模拟调制：用来自信源的基带模拟信号去调制某载波



  - 什么是基带信号？
    - 信源发出的没有经过调制（进行频谱搬移和变换）的原始电信号
    - 即：信源发出的、直接表达了要传输的信息的信号，比如我们说话的声波就是基带信号。
  - 基带信号的特点：
    - 频率较低，信号频谱从零频附近开始，具有低通形式。
    - 基带信号可分为数字基带信号和模拟基带信号
    - 近距离范围内基带信号的衰减不大



  - 主要应用场合：
    - 计算机网络都采用基带传输方式
      - 如从计算机到监视器、打印机等外设的信号。
      - 大多数的局域网使用基带传输，如以太网、令牌环网。常见的网络设计标准**10BaseT**使用的就是基带信号

第3章 模拟调制系统

3.1 概述

- 模拟调制：用来自信源的基带模拟信号***m(t)***去调制某载波***c(t)*** 。
- 载波：确知的周期性波形 — 余弦波：

$$c(t) = A\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

式中，A为振幅；

ω_0为载波角频率；

φ_0为初始相位。

图3.1.1 调制器

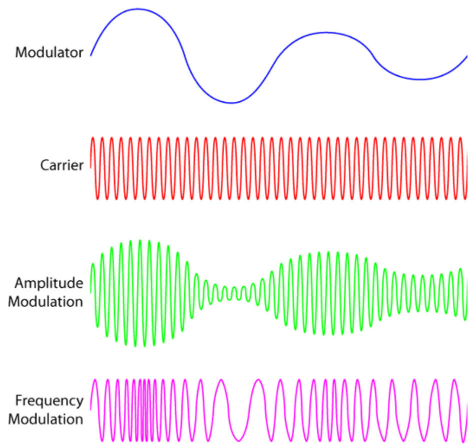
- 定义：
  - 调制信号***m(t)*** —自信源来的信号
  - 已调信号***s(t)*** — 调制后的载波称为已调信号
  - 调制器 —进行调制的部件

■ 调制的目的：

- ◆在通信系统中将基带信号的低通频谱搬移到载波频率上，使得所发送的频带信号的频谱匹配于频带信道的带通特性。
- ◆通过调制技术还可在一个信道内同时传送多个信源的消息。
- ◆通过采用不同的调制方式兼顾通信的有效性及可靠性。
- ◆提高抗干扰性

例如： 一般天线高度为所传信号波长1/4，如果把语音（0.3~3.4kHz）直接通过天线发送，天线高度为22km；如果把信号搬移到900kHz，则高度约88m

$$l=\frac{\lambda}{4}=\frac{c}{4f}=\frac{3\times10^{8}}{4\times3.4\times10^{3}}\approx 25 \quad km$$



■ 模拟调制的分类：

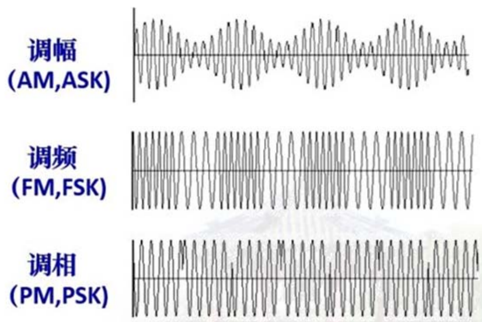
- ◆ 线性调制：正弦载波的幅度是随模拟基带信号**m(t)**的变化规律成正比地变化
  - ➢ 调幅、单边带、双边带、残留边带…
- ◆ 非线性调制（角度调制）：频率调制、相位调制

$$f(t)=A(t)\cos\left[\omega_c t+\phi(t)\right]$$

$$m(t)\propto A(t):\text{调幅}$$

$$m(t)\propto \varphi(t):\text{调相}$$

$$m(t)\propto \frac{d\varphi(t)}{dt}=\Delta\omega(t):\text{调频}$$



3.2 线性调制

3.2.0 基本概念

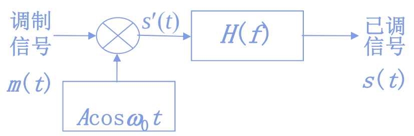
设载波为：$c(t) = A\cos\omega_0 t = A\cos 2\pi f_0 t$

调制信号为能量信号$m(t)$，其频谱为$M(f)$

载　　波：$c(t)$

相乘结果：$s'(t)$

滤波输出：$s(t)$

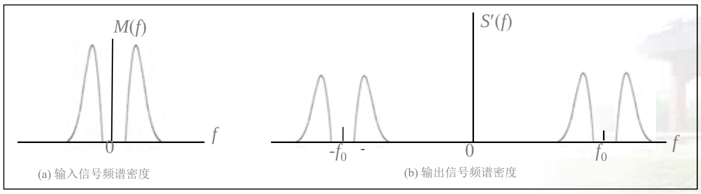


用"⇔"表示傅里叶变换：

$$m(t) \Leftrightarrow M(f)$$

$$m(t)A\cos\omega_0 t \Leftrightarrow S'(f)$$

式中，$S'(f) = \frac{A}{2}[M(f-f_0) + M(f+f_0)]$



3.2.1 振幅调制（AM）

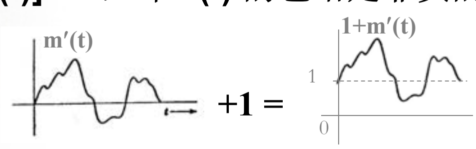
把基带信号叠加
在载波幅度上

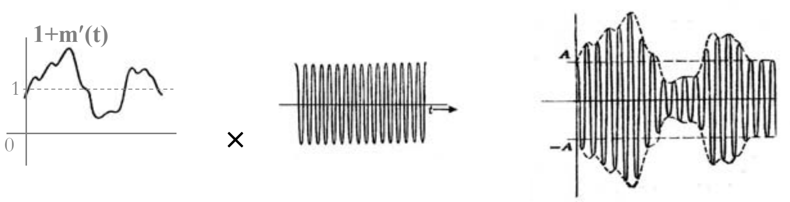
- 基本原理

设: $m(t) = [1+m'(t)]$， $|m'(t)| \le 1$， $m'(t)|_{max} = m$ — 调幅度，

则有调幅信号： $s'(t) = [1+m'(t)]A\cos\omega_0 t$，

式中， $[1+m'(t)] \ge 0$，即$s'(t)$ 的包络是非负的。



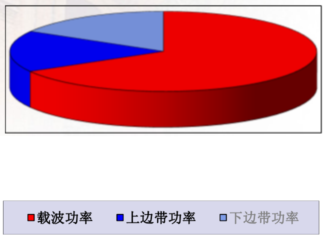


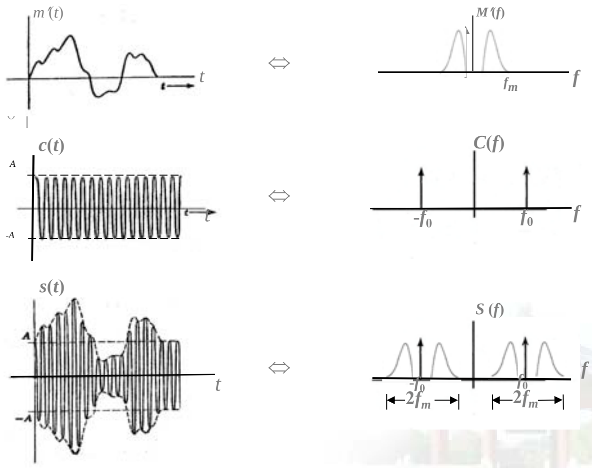
AM的包络完全反映了调制信号m'(t)的变化规律

■ 频谱密度

◆ 含离散载频分量

◆当$m'(t)$为余弦波，且m＝100％时，两边带功率之和 ＝ 载波功率之半。





通过 AM 信号的频谱图可以得出一下结果：

（1） 调制前后信号的频谱的形状没有变化，仅仅是信号频谱的位置发生了变化。

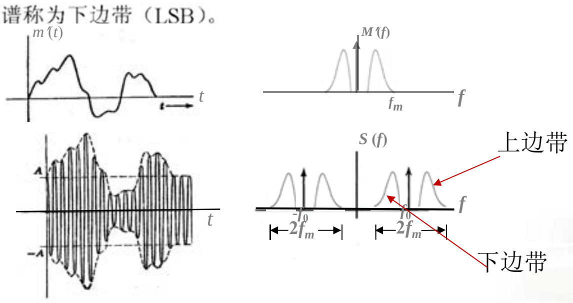
（2） AM 信号的频谱由位于$\pm f_c$处的冲激函数和分布在$\pm f_c$处两边的边带频谱组成。

（3） 调制前的基带信号的频带宽度为 f_m，调制后，AM 信号 AM 信号的频带宽度变为为

$$B_{AM} = f_H - f_L = (f_c + f_m) - (f_c - f_m) = 2f_m \qquad (4.2.8)$$

信号的频带宽度是通信中研究信号与系统时一个非常重要的参数指标，应记住各种信号的频带宽度。

（4）一般我们把频率的绝对值大于载波频率的信号频谱称为上边带（USB），把频率的绝对值小于载波频率的信号频谱称为下边带（LSB）。



■ **AM信号的接收：(1) 包络检波(非相干解调)**

◆原理：

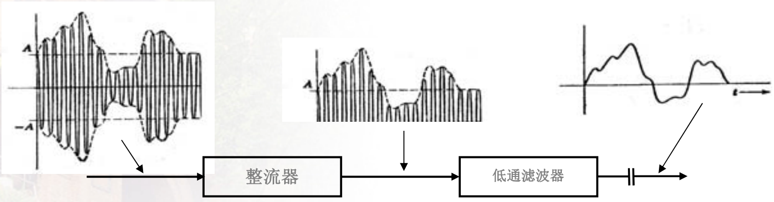


图3.2.4 包络检波器解调调幅信号

◆性能：设输入电压为

$$y(t)=\{[1+m'(t)]A+n_c(t)\}\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t$$

式中， $n_c(t)\cos\omega_0 t-n_s(t)\sin\omega_0 t$

为检波器输入噪声电压

通信系统内部噪声可以视为窄带高斯噪声

$$X(t)=X_c(t)\cos\omega_0 t-X_s(t)\sin\omega_0 t$$

y(t)的包络： $V_y(t)=\sqrt{\{[1+m'(t)]A+n_c(t)\}^2+n_s^2(t)}$

在大信噪比下： $V_y(t)\approx[1+m'(t)]A+n_c(t)$

检波后（已滤除直流分量）：

$$v(t)=m'(t)A+n_c(t)$$

输出信号噪声功率比：

$$r_0=E[m'^2(t)A^2/n_c^2(t)]$$

∵在检波前的信号噪声功率比等于

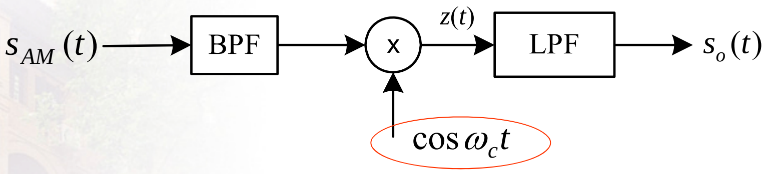
$$r_i=E\left\{\frac{1}{2}[1+m'(t)]^2A^2/n^2(t)\right\}$$

∴检波前后信噪功率比之比为

$$\frac{r_0}{r_i}=E\left\{\frac{m'^2(t)A^2/n_c^2(t)}{\frac{1}{2}[1+m'(t)]^2A^2/n^2(t)}\right\}=E\left[\frac{2m'^2(t)}{[1+m'(t)]^2}\right]$$

由于$m'(t)\le 1$，显然上式比值r_0/r_i小于1，即检波后信噪比下降了。原因：载波占用大部分功率

AM信号的接收: (2) 相干解调



$$z(t) = s_{AM}(t)\cdot\cos\omega_c t = [A_0 + m(t)]\cos^2\omega_c t$$

$$= \boxed{\frac{1}{2}[A_0 + m(t)]} + \cancel{\frac{1}{2}[A_0 + m(t)]\cos 2\omega_c t}$$

$$\Downarrow$$

$$s_o(t) = \frac{1}{2}[A_0 + m(t)]$$

3.2.2 双边带（DSB）调制

目的: 减少载波消耗的能量

- 原理：调制信号***m(t)***没有直流分量时，得到DSB信号 。

  s(t) = m(t)A**cos*****ω_0t*** AM: <u>***s′(t) = [1+m′(t)]A*****cos*****ω_0t***</u>

  （双边带调制全称为双边带抑制载波调制 **– SSB-SC**）
- 频谱：两个边带包含相同的信息 。

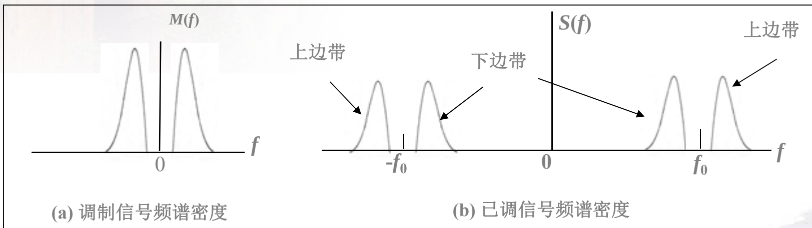
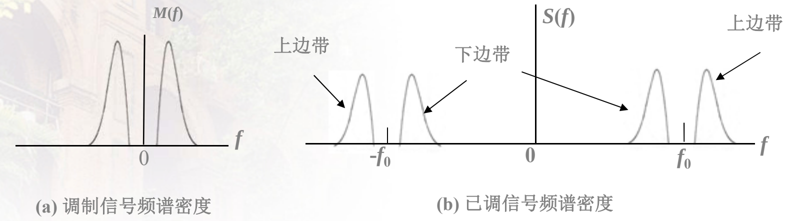


图3.2.5 双边带调制信号的频谱

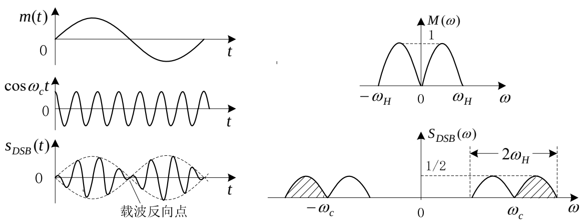
■ 频谱：两个边带包含相同的信息 。

$$S_{DSB}(\omega)=\frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)]$$ $$B_{DSB}=B_{AM}=2B_m=2f_H$$

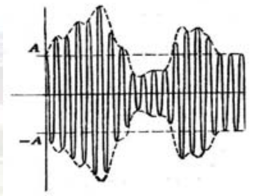


(a) 调制信号频谱密度 (b) 已调信号频谱密度

图3.2.5 双边带调制信号的频谱



AM



■ 解调：需要本地载波

◆设接收的**DSB**信号为 $m'(t)\cos\ \omega_0 t$

接收端的本地载波为 $\cos[(\omega_0+\Delta\omega)t+\varphi]$

两者相乘后，得到

$$r'(t)=m'(t)\cos\omega_0 t\cos[(\omega_0+\Delta\omega)t+\varphi]$$

$$=\frac{1}{2}m'(t)\{\cos(\Delta\omega t+\varphi)+\cos[\cancel{(2\omega_0+\Delta\omega)t+\varphi]}\}$$

低通滤波后，得到 $\frac{1}{2}m'(t)\cos(\Delta\omega t+\varphi)$

仅当本地载波没有频率和相位误差时，输出信号才等于$m'(t)/2$。[和调制信号仅差一个常数因子]

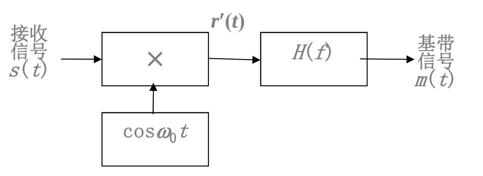


图3.2.6 双边带信号解调器原理方框图

■ 优缺点：**DSB-SC**信号可以节省发送功率，但接收电路较为复杂，所以较少直接用于通信。

3.2.3 单边带(SSB)调制

目的: 节省通信频带

- 原理:
  - ◆两个边带包含相同的信息
  - ◆只需传输一个边带:
    上边带或下边带
  - ◆要求$m(t)$中无太低频率

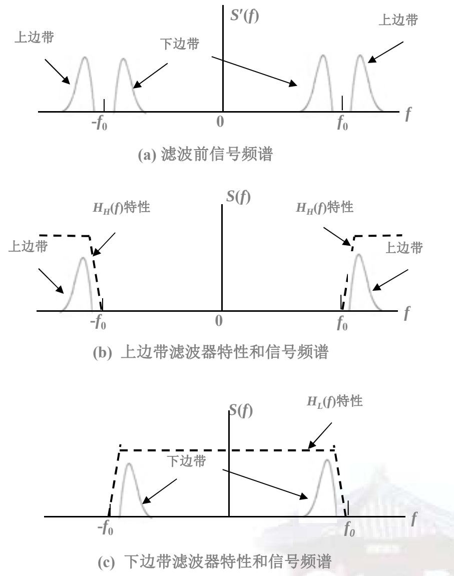
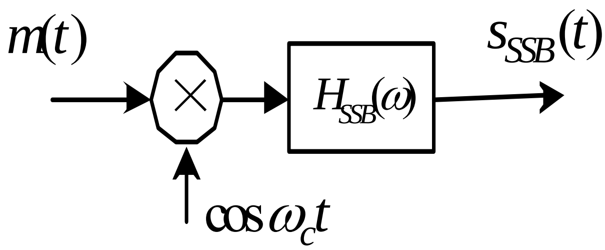


图3.2.7 单边带信号的频谱

可以证明，SSB信号的时域表示式为：

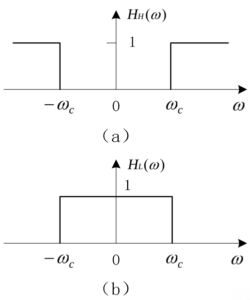
$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t \mp \frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin\omega_c t$$

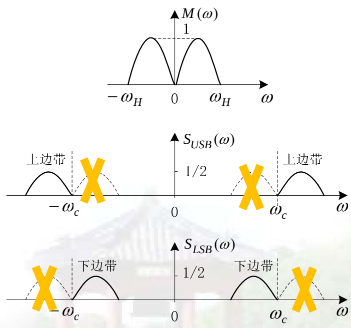
"—"对应上边带信号，"+"对应下边带信号；



$\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 的希尔伯特变换

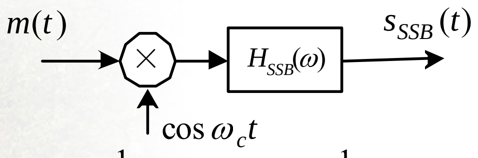
$$\begin{cases} \hat{f}(t) = H[f(t)] = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{f(\tau)}{t-\tau}d\tau = f(t) * \frac{1}{\pi t} \\ f(t) = H^{-1}[\hat{f}(t)] = -\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{\hat{f}(\tau)}{t-\tau}d\tau = -\hat{f}(t) * \frac{1}{\pi t} \end{cases}$$



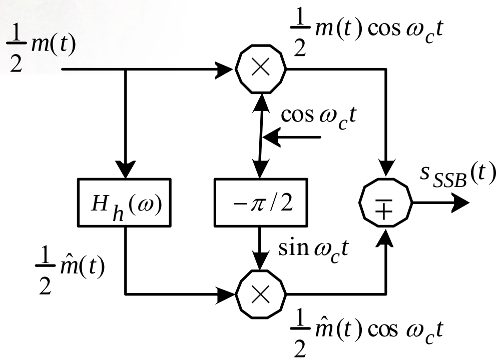


SSB信号的产生：

- 滤波法：



- 相移法：$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t \mp \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin \omega_c t$



3.2.3 单边带(SSB)调制

- ■ 解调：需要本地载波
  - ◆由于

若 $z(t) = x(t)\ y(t)$，

则有

$Z(\omega) = X(\omega) * Y(\omega)$

单边带信号解调时，用载波$\cos\omega_0 t$和接收信号相乘，相当于在频域中载波频谱和信号频谱相卷积。

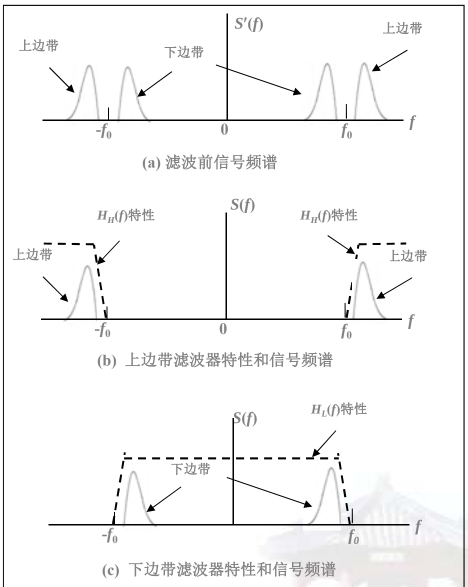
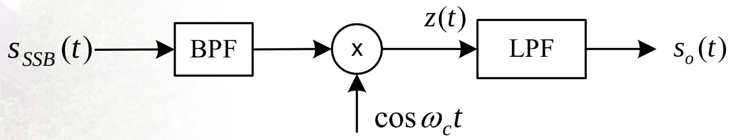


图3.2.7 单边带信号的频谱

SSB信号的解调



乘法器输出为：

$$z(t)=s_{SSB}(t)\cdot\cos\omega_c t=\frac{1}{2}[m(t)\cos\omega_c t\mp\hat{m}(t)\sin\omega_c t]\cos\omega_c t$$

$$=\frac{1}{2}m(t)\cos^2\omega_c t\mp\frac{1}{2}\hat{m}(t)\cos\omega_c t\sin\omega_c t$$

$$=\frac{1}{4}m(t)\cancel{+\frac{1}{4}m(t)\cos 2\omega_c t\mp\frac{1}{4}\hat{m}(t)\sin 2\omega_c t}$$

经低通滤波后的解调输出为 $s_o(t)=\frac{1}{4}m(t)$

下图以上边带为例，示出用低通滤波器滤出解调后的信号。

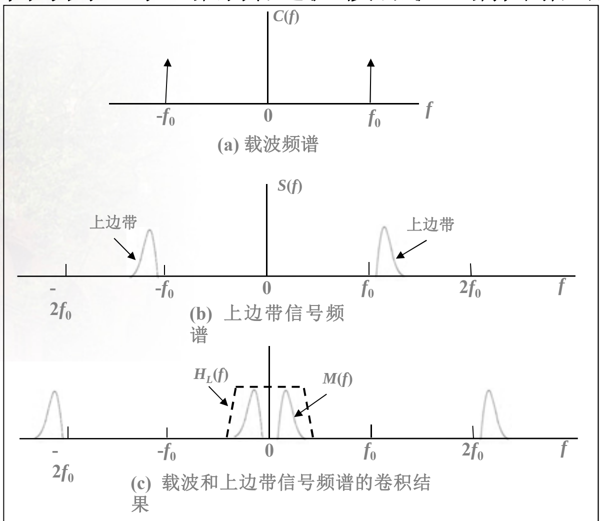


图3.2.8 单边带信号的解调

$z(t)=s_{SSB}(t)\cdot\cos\omega_c t$

$Z(f)=S_{SSB}(f)*C(f)$

- **SSB**优点：比**DSB**信号进一步节省发送功率和占用带宽，所以广泛应用于频谱资源有限的模拟通信系统中。

3.3 非线性调制

3.3.1 基本原理

■ 频率的概念：严格地说，只有无限长的恒定振幅和恒定相位的正弦波形才具有单一频率。载波被调制后，不再仅有单一频率。

■ “瞬时频率”的概念：设一个载波可以表示为

$$c(t) = A\cos\varphi(t) = A\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

式中，φ_0为载波的初始相位；

$\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_0$ 为载波的瞬时相位；

$\omega_0 = d\varphi(t)/dt$ 为载波的角频率。

现定义瞬时频率：$\omega_i(t) = \dfrac{d\varphi(t)}{dt}$

上式可以改写为：$\varphi(t) = \int \omega_i(t)dt + \varphi_0$

■ 角度调制的定义：

由下式可见，$c(t) = A\cos\varphi(t) = A\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$

$\varphi(t)$是载波的相位。使它随调制信号$m(t)$以某种方式变化，则称为角度调制。

◆相位调制的定义：若使相位$\varphi(t)$随$m(t)$线性变化，即令

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + k_p m(t)$$

则称为相位调制。这时，已调信号的表示式为

$$s_p(t) = A\cos[\omega_0 t + \varphi_0 + k_p m(t)]$$

此已调载波的瞬时频率为：

$$\omega_i(t) = \omega_0 + k_p \frac{d}{dt} m(t)$$

上式表示，在相位调制中，瞬时频率随调制信号的**导函数**线性地变化。

◆频率调制的定义：若使瞬时频率直接随调制信号线性地变化，则称为频率调制。

这时，瞬时角频率为 $\omega_i(t)=\omega_0+k_f m(t)$

及瞬时相位为 $\varphi(t)=\int\omega_i(t)dt+\varphi_0=\omega_0 t+k_f\int m(t)dt+\varphi_0$

这时，已调信号的表示式为：$s_f(t)=A\cos[\omega_0 t+\phi_0+k_f\int m(t)dt]$

上式表明，在频率调制中，载波相位随调制信号的积分线性地变化 。

窄带角度调制：窄带调频与宽带调频。 $|\varphi(t)|_{\max}\le\dfrac{\pi}{6}$

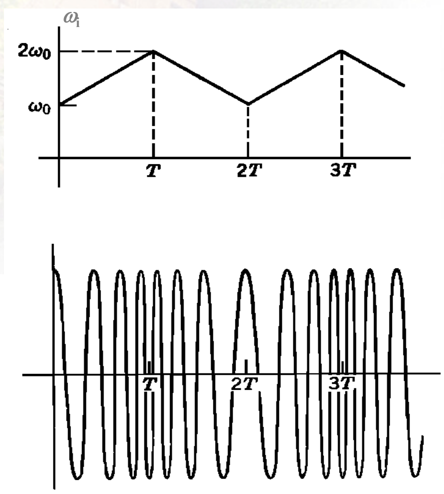
$$s_p(t)=A\cos[\omega_0 t+\varphi_0+k_p m(t)]$$

$$s_f(t)=A\cos[\omega_0 t+\phi_0+k_f\int m(t)dt]$$

◆相位调制和频率调制的比较：

- 在相位调制中载波相位 $\varphi(t)$ 随调制信号 $m(t)$ 线性地变化，而在频率调制中载波相位 $\varphi(t)$ 随调制信号 $m(t)$ 的积分线性地变化。
- 若将 $m(t)$ 先积分，再对载波进行相位调制，即得到频率调制信号。类似地，若将 $m(t)$ 先微分，再对载波进行频率调制，就得到相位调制信号。
- 仅从已调信号波形上看无法区分二者。

◆角度调制的波形



角度调制波形

- 若 $m(t)$ 随t作直线变化，则已调信号就是频率调制信号。 $\omega_i(t)=\omega_0+k_f m(t)$
- 若 $m(t)$ 是随 t^2 变化，则已调信号就是相位调制信号。

$$\begin{cases}\varphi(t)=\omega_0 t+\varphi_0+k_p m(t)\\ \omega_i(t)=\omega_0+k_p\dfrac{d}{dt}m(t)\\ m(t)=\dfrac{1}{k_p}\int[\omega_i(t)-\omega_0]dt\end{cases}$$

3.3.2 已调信号的频谱和带宽

设：调制信号***m(t)***是一个余弦波， $m(t)=\cos\omega_m t$

用其对载波作频率调制，则载波的瞬时角频率为

$$\omega_i(t)=\omega_0+k_f m(t)=\omega_0+k_f\cos\omega_m t$$

上式中，$k_f = \Delta\omega$ 一为最大频移

◆已调信号表示式： $s_f(t)=A\cos[\omega_0 t+k_f\int\cos\omega_m t dt]=A\cos[\omega_0 t+(\Delta\omega/\omega_m)\sin\omega_m t]$

式中，$\Delta\omega/\omega_m=\Delta f/f_m$为最大频率偏移和基带信号频率之比，称为调制指数$m_f$，即有：

$$m_f=\frac{\Delta f}{f_m}=\frac{\Delta\omega}{\omega_m}=\frac{k_f}{\omega_m}$$

◆频谱特点：

- 边频成对
- 大部分功率集中在有限带宽内
- 当调制指数m_f<<1 时带宽***B***基本等于$2\omega_m$ — 称为窄带调频：

$$B\approx 2\omega_m$$

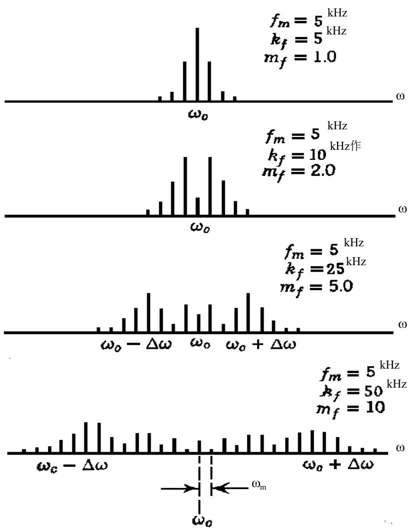
- 当$m_f>1$ 时，带宽***B***：$B\approx 2(\Delta\omega+\omega_m)$

$$\approx 2(\Delta f+f_m)$$

式中，

Δf — 调制频移，

f_m — 调制信号频率。



3.3.3 角度调制信号的接收

3.3.4 角度调制由于具有上述抗干扰性强的优点，所以在许多领域得到应用。例如，目前各国工作在甚高频（**VHF**）频段的广播，普遍采用调频调制。我国规定的调频广播工作频率范围是**87 - 108MHz**，最大调制频偏为**75kHz**。调频通信电台也在军用通信和专业通信中得到普遍应用。

窄带调频（NBFM） $k_f \left| \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau \right|_{\max} \le \frac{\pi}{6}$

$$s_{FM}(t) = A_0 \cos[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau]$$

$$= A_0 \cos \omega_c t \underbrace{\cos[k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau]}_{\approx 1} - A_0 \sin \omega_c t \underbrace{\sin[k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau]}_{\approx k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau]}$$

$$s_{NBFM}(t) \approx A_0 \cos \omega_c t - A_0 [k_f \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau] \sin \omega_c t$$

窄带调相（NBPM） $|\varphi(t)|_{\max} = |k_P m(t)|_{\max} \le \frac{\pi}{6}$

$$s_{NBPM}(t) \approx A_0 \cos \omega_c t - A_0 k_p m(t) \sin \omega_c t$$

5、窄带调频的频谱和带宽

经推导可得NBFM信号的频域表达式

$$S_{NBFM}(\omega) = \pi[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)] + \frac{k_f}{2}\left[\frac{M(\omega-\omega_c)}{\omega-\omega_c} - \frac{M(\omega+\omega_c)}{\omega+\omega_c}\right]$$

将上式与AM信号的频谱比较很相似

$$S_{AM}(\omega) = \pi[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)) + \frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)]$$

进行比较，它们的带宽相同，即

$$B_{NBFM} = B_{AM} = 2f_m$$

6、宽带调频（WBFM）的频谱和带宽

为使问题简化，我们先研究单音调制的情况，然后把分析的结果推广到多音情况。

单频调制时的频谱和带宽

设单频调制信号为 $m(t) = \cos\omega_m t$

则单音调频信号的时域表达式为：

$$s_{FM}(t) = A_0\cos[\omega_c t + k_f\int_{-\infty}^{t} m(\tau)d\tau] = A_0\cos[\omega_c t + m_f\sin\omega_m t]$$

调频指数为： $m_f = \dfrac{k_f}{\omega_m}$

傅氏变换即为频谱：

$$S_{FM}(\omega)=\pi A_0\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(m_f)[\delta(\omega-\omega_c-n\omega_m)+\delta(\omega+\omega_c+n\omega_m)]$$

从上式可以看到调频信号的频谱中含有无穷多个频率分量。一个广泛用来计算调频波频带宽度的公式为：

$$B_{FM}=2(m_f+1)f_m=2(\Delta f+f_m)$$

周期信号调制时的频谱和带宽

$$B_{FM}=2(D+1)f_m$$

频偏比 $D=\Delta f/f_m$ ； 最大频率偏移 $\Delta f=k_f|m(t)|_{\max}$

7、调频信号的平均功率：

$$P_{FM}=\frac{A_0^2}{2}$$

3.4.2 调频信号的产生

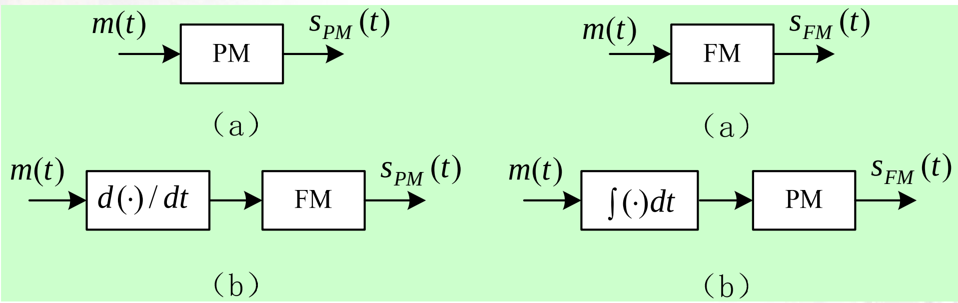
1、调频信号与调相信号的关系

$$s_p(t)=A\cos[\omega_0 t+\varphi_0+k_p m(t)]$$

$$s_f(t)=A\cos[\omega_0 t+\varphi_0+k_f\int m(t)dt]$$

如果将调制信号先积分，再进行调相，则可得到间接调频信号。

如果将调制信号先微分，再进行调频，则可得到间接调相信号；

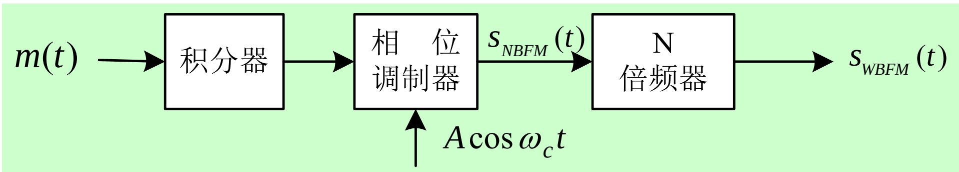


2、调频信号的产生

直接法

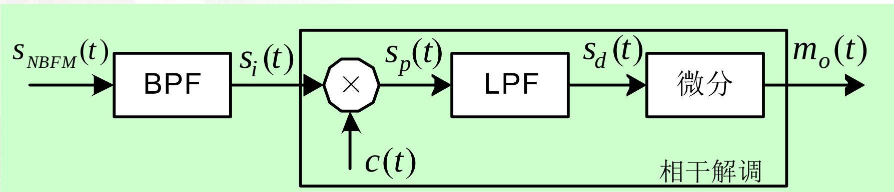
利用调制信号直接控制振荡器的频率，使其按调制信号的规律线性变化。

间接法 $s_f(t)=A\cos[\omega_0 t+\varphi_0+k_f\int m(t)dt]$



经N次倍频后可以使调频信号的载频和调制指数增为N倍。

3、相干解调



设窄带调频信号为： $s_{NBFM}(t) = A_0\cos\omega_c t - A[k_f\int_{-\infty}^{t}m(\tau)d\tau]\sin\omega_c t$

相干载波：$c(t)=-\sin\omega_c t$

则乘法器输出为：$s_p(t) = \cancel{-\frac{A_0}{2}\sin 2\omega_c t} + [\frac{A_0}{2}k_f\int_{-\infty}^{t}m(\tau)d\tau](1\cancel{-\cos 2\omega_c t})$

经低通滤波器滤除高频分量，得 $s_d(t) = \frac{A_0}{2}k_f\int_{-\infty}^{t}m(\tau)d\tau$

再经微分，得输出信号 $m_o(t) = \frac{A_o}{2}k_f m(t)$

- 相位调制和频率调制的比较：
  - 在相位调制中载波相位$\varphi(t)$随调制信号$m(t)$线性地变化，而在频率调制中载波相位$\varphi(t)$随调制信号$m(t)$的积分线性地变化。
  - 若将$m(t)$先积分，再对载波进行相位调制，即得到频率调制信号。类似地，若将$m(t)$先微分，再对载波进行频率调制，就得到相位调制信号。
  - 仅从已调信号波形上看无法区分二者。

谢 谢

Q & A

Email: xieyi5@mail.sysu.edu.cn
https://cse.sysu.edu.cn/content/2462