

第四章 连续波模拟调制

前言

连续波调制与解调

■ 幅度调制与解调

□ 载波的幅度跟随消息信号变化而变化。

■ 角度调制与解调

□ 载波的瞬时频率或瞬时相位跟随消息信号变化而变化。

补充内容

■ 正交幅度调制, 等效基带模型

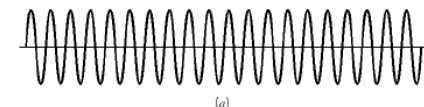
前言

■ 基带(baseband)

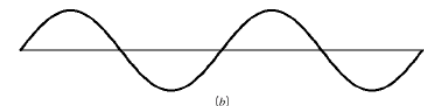
- 通常指信息源产生的信号频率宽度
- 语音基带信号0~3.5kHz
- 电视基带信号0~5MHz
- 基带信号本身不适合在无线链路中传输
- 可以在双绞线, 同轴电缆, 光纤中传输

前言

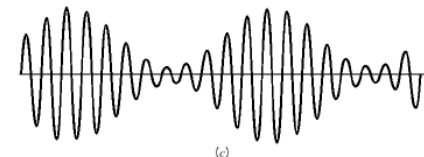
Unmodulated carrier frequency



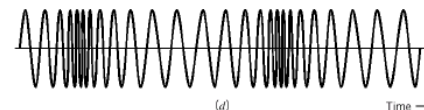
Message signal



Amplitude-modulated signal



Angle-modulated signal (frequency-modulated)



4.1 幅度调制

- There are 4 types of linear modulation that are frequently used. They are:
 - DSB-LC, Double sideband large carrier (AM)
 - DSB-SC, Double sideband suppressed carrier
 - SSB, Single sideband
 - VSB, Vestigial sideband
- Each type of linear modulation has advantages in particular applications
 - DSB-LC is used in broadcast radio
 - VSB in Television
 - SSB in telecommunication systems

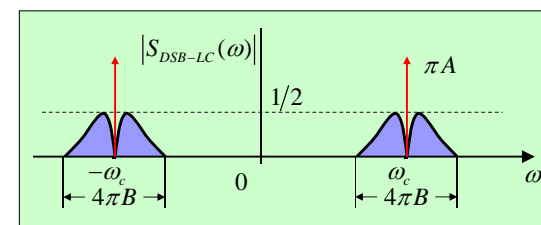
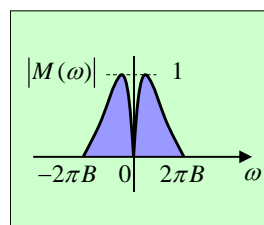
4.1.1 常规双边带调幅 DSB-LC (AM)

- Double sideband large carrier (DSB-LC)

$$s(t) = [A + m(t)] \cos(\omega_c t) = \text{Re} \{ [A + m(t)] e^{j\omega_c t} \}$$

$$S_{DSB-LC}(\omega) = \pi A [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]$$

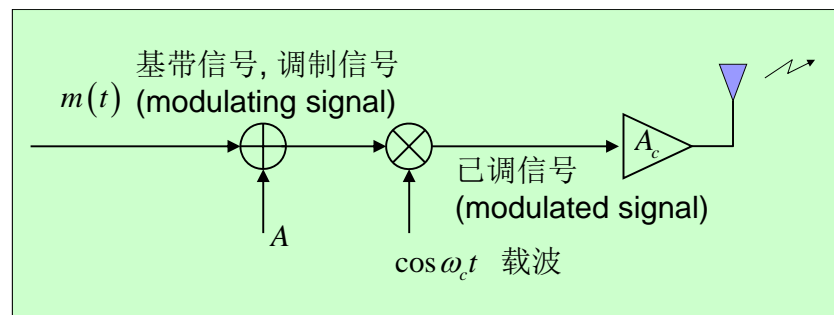
$$+ \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$



DSB-LC信号的调制

CP 4.1.1

- DSB-LC系统调制示意图



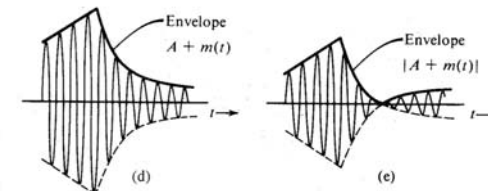
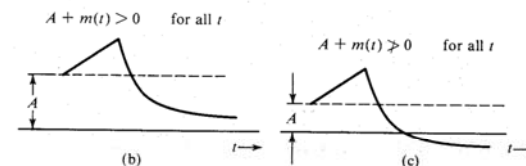
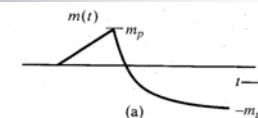
DSB-LC的包络检测原理

CP 4.1.1

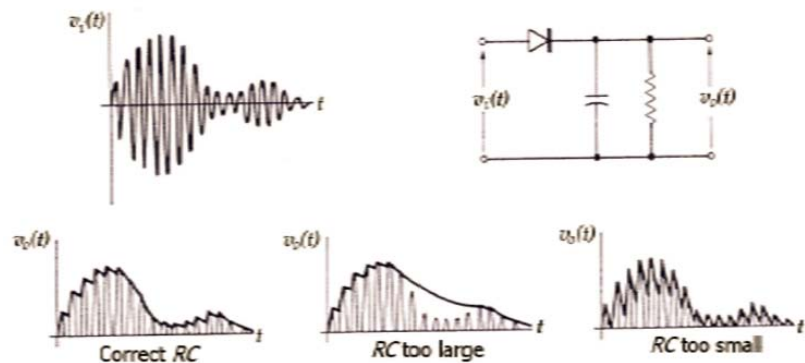
- 可以采用包络检测的条件

$$A + m(t) > 0$$

$m(t)$ 的变化要慢于 $\cos(\omega_c t)$



■ 包络检测器



- 调制与解调的实现简单
 - 特别是可以采用包络检测
- 发送效率低, 载波消耗功率

$$A + m(t) > 0$$

$$\text{调制效率 } \eta = \frac{P_m}{P_c + P_m}$$

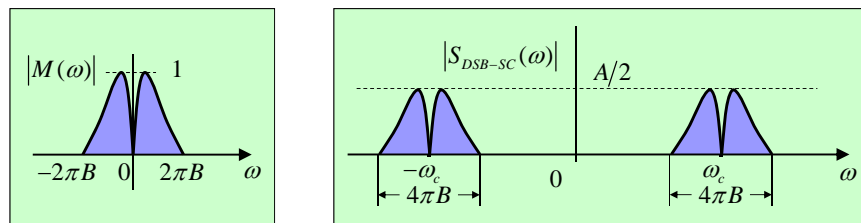
- 带宽比基带信号增加一倍

4.1.2 抑制载波双边带调幅 DSB-SC

- Double sideband suppressed carrier modulation

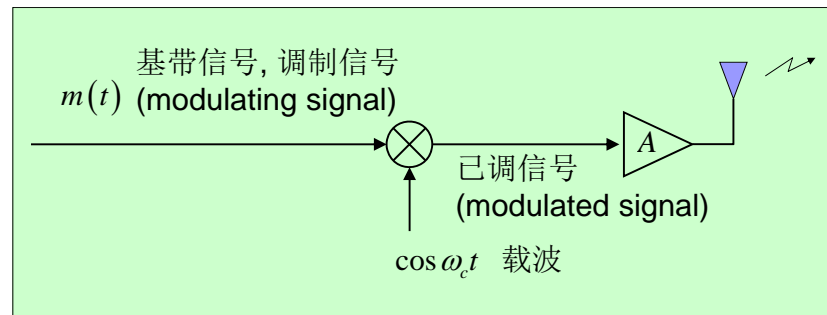
$$s(t) = Am(t)\cos(\omega_c t) = \text{Re}\{Am(t)e^{j\omega_c t}\}$$

$$S_{DSB-SC}(\omega) = \frac{A}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$



DSB-SC信号的调制

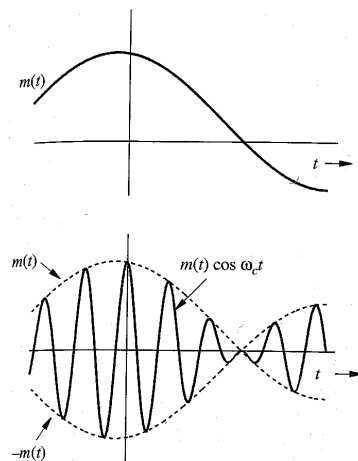
- DSB-SC系统调制示意图



DSB-SC时域信号的特点

CP 4.1.2

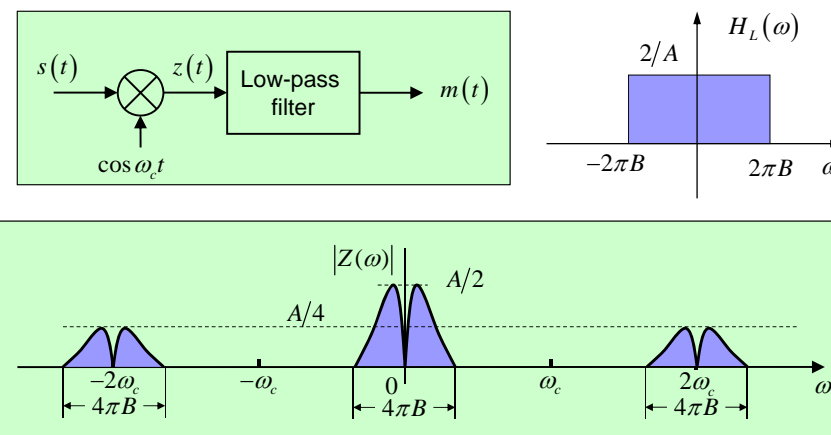
- 当原始信号过零点时，载波发生相位翻转
- 不能采用包络检测



DSB-SC相关解调的原理

CP 4.1.2

■ 相干解调(coherent demodulation)



DSB-SC中的频率与相位同步

CP 4.1.2

- 接收机与发送机的任何频率和相位的不一致都会带来严重的失真

$$s(t) = Am(t)\cos(\omega_c t)$$

$$\begin{aligned} z(t) &= 2m(t)\cos\omega_c t \cos((\omega_c + \Delta\omega)t + \delta) \\ &= m(t)\{\cos((\Delta\omega)t + \delta) + \cos((2\omega_c + \Delta\omega)t + \delta)\} \end{aligned}$$

经过低通滤波器后

$$e(t) = m(t)\cos[(\Delta\omega)t + \delta] = \text{Re}\{m(t)e^{j[(\Delta\omega)t + \delta]}\}$$

DSB-SC中频率与相位失真的影响

CP 4.1.2

■ 观察两种特例

- 若 $\Delta\omega = 0$

$$e(t) = m(t)\cos\delta$$

但实际系统中 δ 会随时间缓慢变化。

- 若假设 $\delta = 0$

$$e(t) = m(t)\cos(\Delta\omega)t$$

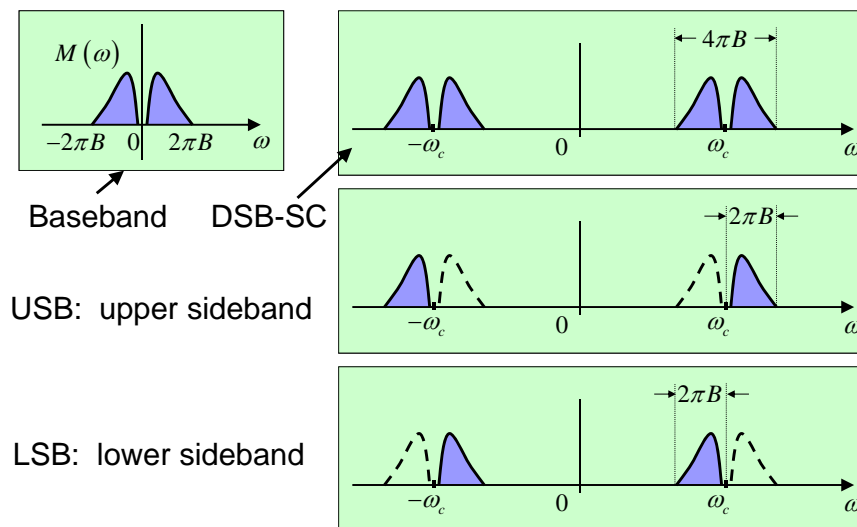
即使 $\Delta\omega$ 较小(例如几 Hz), 带来的影响是不可忍受的, 信号的强度会以 $2\Delta\omega$ 的频率从最大值到0.

DSB-SC特点

CP 4.1.2

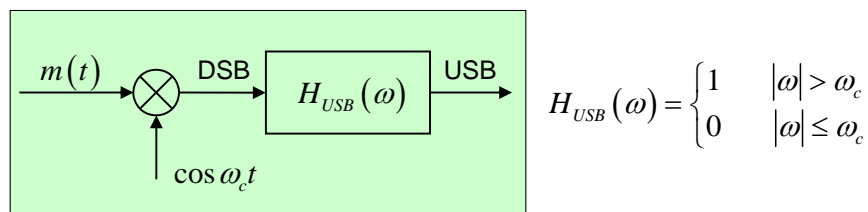
- 调制简单
- 需要采用相干解调
- 接收机的成本相对较高
- 带宽比基带信号增加一倍

4.1.3 SSB

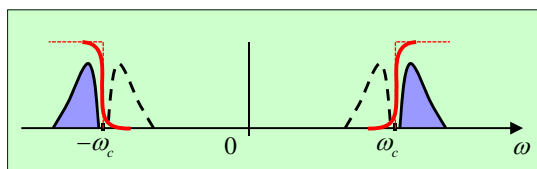


采用滤波法实现SSB(例如USB)

CP 4.1.3



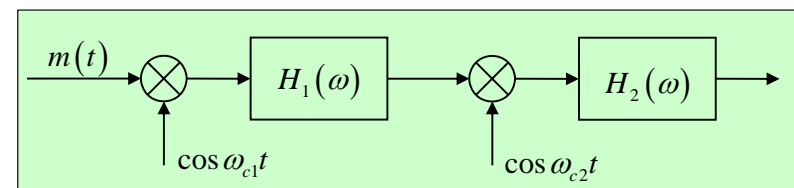
幸运的是, 对于语音信号, 通常频带为300Hz ~ 3.4kHz, 允许过渡带为600Hz.

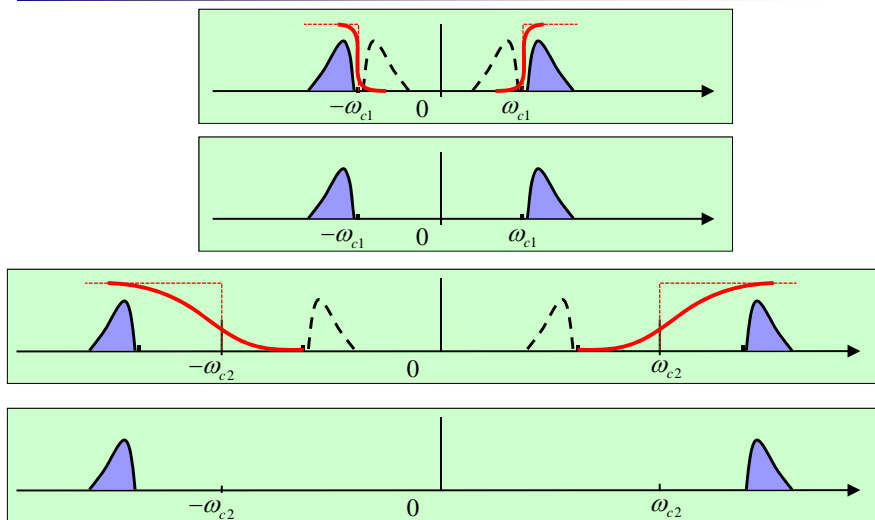


多级调制及滤波实现SSB调制

CP 4.1.3

- 例: 某USB信号要求载频为10MHz, 调制信号带宽为300~3400Hz, 试用两级调制实现。
若采用一级调制方案, 由于调制信号最低频率为300Hz, 因而过渡带相对于载频的归一化值为 6×10^{-5} , 单边带滤波器无法实现。





- 先看一个特例, 考虑基带信号为一单音

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t$$

- 与载波 $c(t) = \cos \omega_c t$ 进行相乘, 得到DSB信号

$$s_{DSB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t + \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t$$

- 保留上边带有

$$s_{USB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t$$

$$= \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t - \frac{1}{2} A_m \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$

- 类似地, 保留下边带, 有

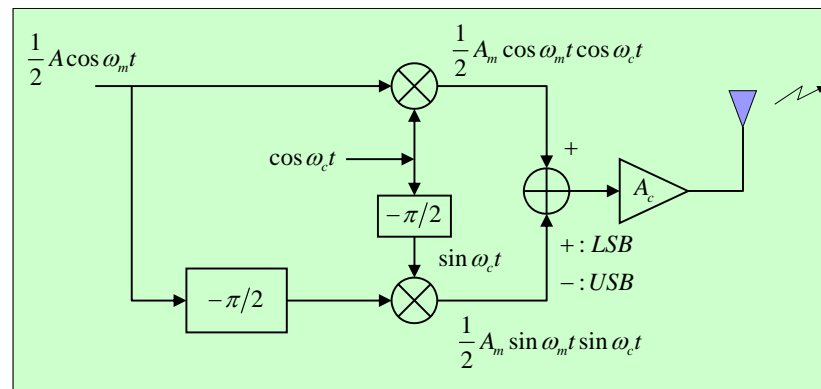
$$s_{LSB}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t$$

$$= \frac{1}{2} A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t + \frac{1}{2} A_m \sin \omega_m t \sin \omega_c t$$

- 所以对于单音信号, 其SSB调制信号的形式

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

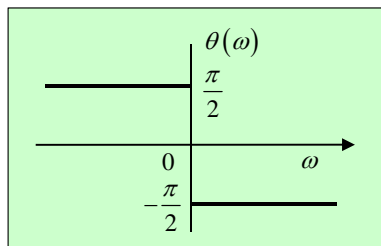
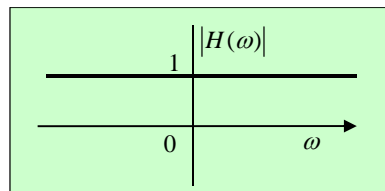
$$\sin \omega_m t = \cos\left(\omega_m t - \frac{\pi}{2}\right) \quad 90^\circ \text{ 相移器, 希尔伯特变换}$$



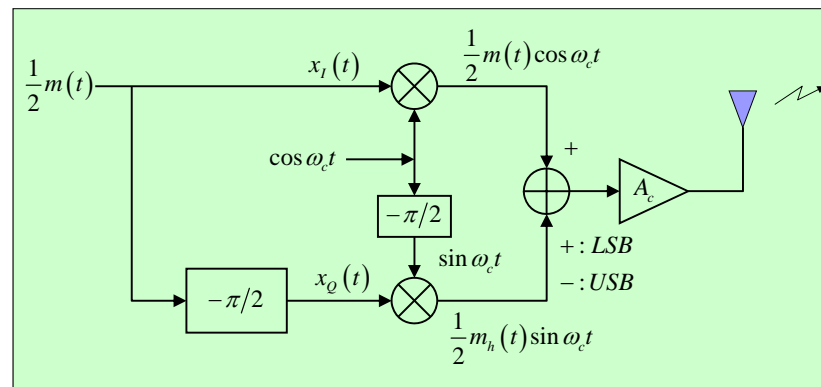
$$H(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega)$$

$$= \begin{cases} -j = 1e^{-j\pi/2} & \omega > 0 \\ +j = 1e^{j\pi/2} & \omega < 0 \end{cases}$$

$$\mathcal{F}\left(\frac{1}{\pi t}\right) = -j \operatorname{sgn}(\omega)$$



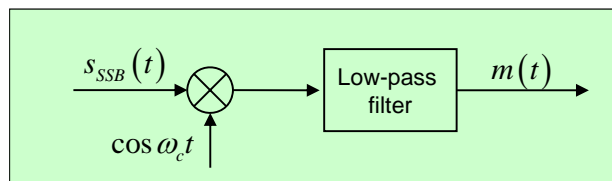
希尔伯特滤波器(90度移相器)是宽带移相全通网络, 每个正频率分量都移相 $-\pi/2$.



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

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

$$= \frac{1}{4} m(t) + \frac{1}{4} [m(t) \cos 2\omega_c t \mp m_h(t) \sin 2\omega_c t]$$



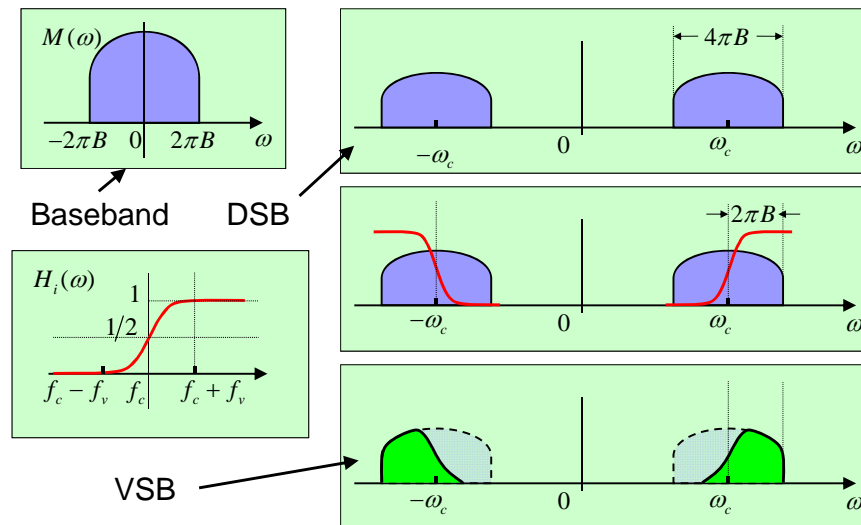
- 带宽与基带信号相同
- 需要相干解调
- 发送机与接收机均较复杂
 - 在调制滤波生成方法中, 需要基带信号的低频分量很小;
 - 在用希尔伯特变换生产方法中, 希尔伯特滤波器的冲击响应无限长, 只能近似实现.

4.1.4 VSB

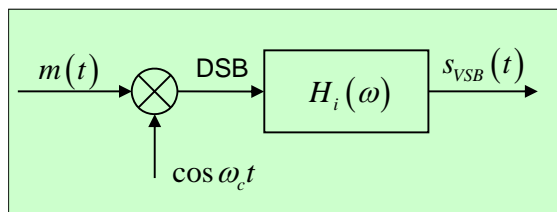
■ 残留边带调制 vestigial sideband

- SSB中调制非常复杂
- 可以看成是DSB与SSB的折衷
- 在付出不大的代价基础上, 继承了DSB与SSB的优点
- 通常VSB的带宽比SSB大25%
- 在传送电视信号中采用
 - 视频信号中低频成分丰富
- 与SSB中完全滤除另一半频带不同, VSB采用逐渐滤除的方式.

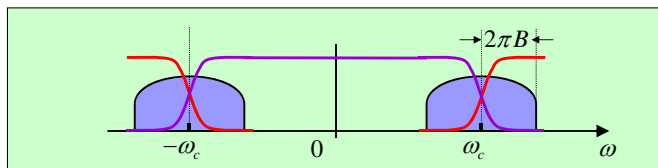
VSB原理



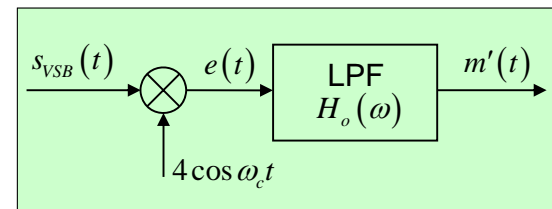
VSB的调制



$$S_{VSB}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] H_i(\omega)$$



VSB的解调



$$e(t) = 4s_{VSB}(t) \cos \omega_c t$$

$$\mathcal{F}(e(t)) = 2S_{VSB}(\omega + \omega_c) + 2S_{VSB}(\omega - \omega_c)$$

$$M'(\omega) = M(\omega) [H_i(\omega + \omega_c) + H_i(\omega - \omega_c)] H_o(\omega)$$

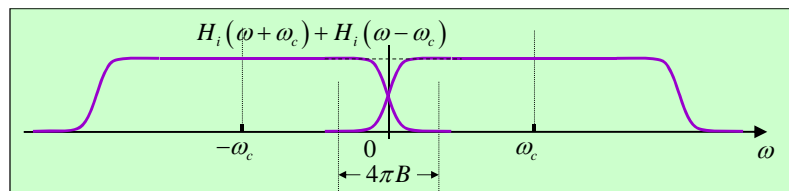
$$H_o(\omega) = \frac{1}{H_i(\omega + \omega_c) + H_i(\omega - \omega_c)} \quad |\omega| \leq 2\pi B$$

特别的, 如果有

$$H_i(\omega + \omega_c) + H_i(\omega - \omega_c) = 1 \quad |\omega| \leq 2\pi B$$

则 $H_o(\omega)$ 为低通滤波器, 即

$$H_o(\omega) = 1 \quad |\omega| \leq 2\pi B$$



- 是DSB与SSB的折衷
 - 带宽介于DSB与SSB之间
 - 复杂度介于DSB与SSB之间
- 在付出不大的代价基础上, 继承了DSB与SSB的优点
- 在传送电视信号中采用
 - 视频信号中低频成分丰富

补充内容

■ 4.A: 正交幅度调制

- B. P. Lathi and Zhi Ding, Modern Digital and Analog Communication System, 4th Edition, OXFORD University Press. 2009. – *Chapter 4.4.2.*

■ 4.B: 带通信号的等效基带模型

- R. E. Ziemer and W. H. Tranter, Principles of Communications: Systems, Modulation, and Noise, Wiley, 5th Edition, 2002. – *Chapter 2.9.3-2.9.5.*
- J. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 4th Edition, 2001, – *Chapter 4.*

4.A 正交幅度调制

正交调制: Quadrature amplitude modulation

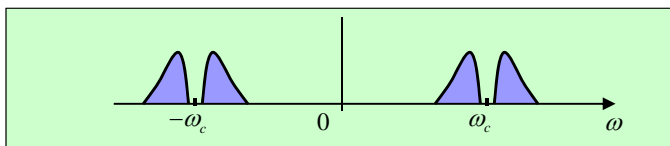
- DSB-SC的带宽为基带信号带宽的两倍
 - 频谱在载波 f_c 的两侧共轭对称, 带宽浪费
- SSB通过对DSB-SC进行滤波可以增加对带宽的利用率
- SSB也可以理解成两路DSB-SC信号,
 - 一路基带信号为 $m(t)$, 调制在 $\cos \omega_c t$
 - 另一路基带信号为 $m_h(t)$, 调制在 $\sin \omega_c t$

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

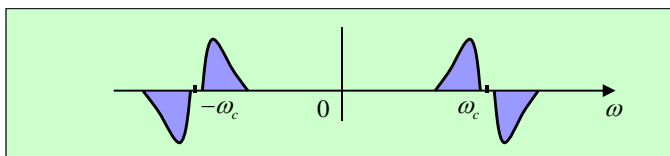
SSB的正交幅度调制解释

CP 4.A

- 在 $\cos \omega_c t$ 支路调制后信号的频谱



- 在 $\sin \omega_c t$ 支路调制后信号的频谱



正交幅度调制的出发点

CP 4.A

- $\sin \omega_c t$ 支路的基带信号是 $\cos \omega_c t$ 支路基带信号的希尔伯特, 这种**巧妙设计**使得两个调制支路输出合并后的信号**恰好**为 SSB 信号。

若两路基带信号之间**没有任何联系**呢?

- 相干解调过程实际上完成了对 $\cos \omega_c t$ 支路基带信号的单独分离

并没有受到来自与 $\sin \omega_c t$ 支路的**干扰**, ?

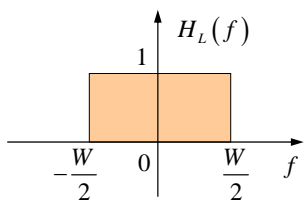
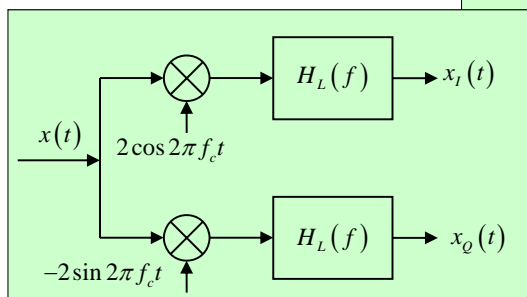
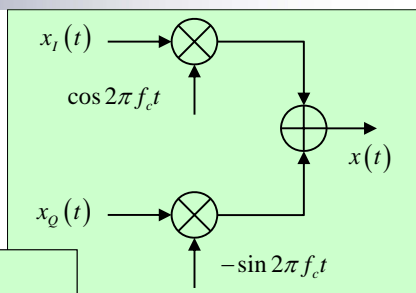
如果想要**解调出** $\sin \omega_c t$ 支路的基带信号,



正交幅度调制与解调

CP 4.A

$$x(t) = x_I(t) \cos 2\pi f_c t - x_Q(t) \sin 2\pi f_c t$$



正交幅度调制的特点

CP 4.A

- 两个带宽为 B 的基带信号可以同时传输在以 f_c 为中心的带宽为 $2B$ 的频带上。
- 两路信号正交, 在接收端可以完全分离
- 正交幅度调制的信号包含两路正交的DSB-SC分量, 一路称为同相分量(in-phase component), 另一路称为正交分量(quadrature component)。
- 正交幅度调制后输出的频谱在 f_c 两侧通常不具备共轭对称性。

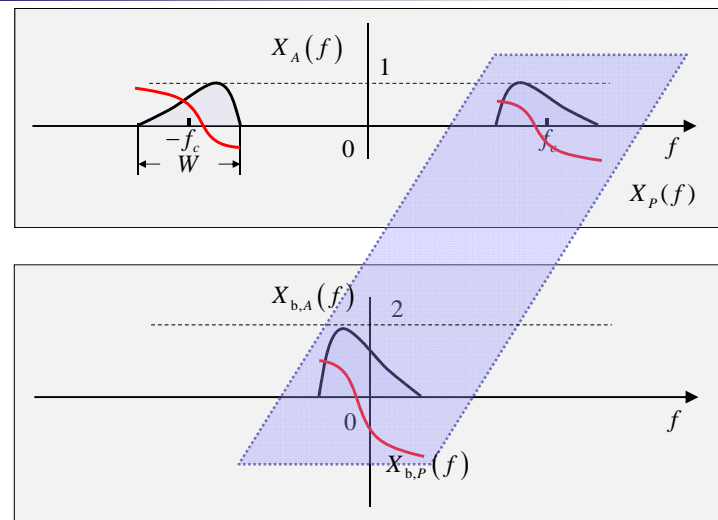
正交调制的特点

CP 4.A

- 需要精准同步, 相位与频率误差不仅会带来信号的畸变, 还会产生两路信道间的干扰.

$$\begin{aligned}
 x_{I,Rx}(t) &= 2x(t)\cos(\omega_c t + \varphi) \\
 &= (x_I(t)\cos\omega_c t - x_Q(t)\sin\omega_c t)\cos(\omega_c t + \varphi) \\
 &= x_I(t)\cos\varphi - x_Q(t)\sin\varphi \\
 &\quad + x_I(t)\cos(2\omega_c t + \varphi) + x_Q(t)\sin(2\omega_c t + \varphi)
 \end{aligned}$$

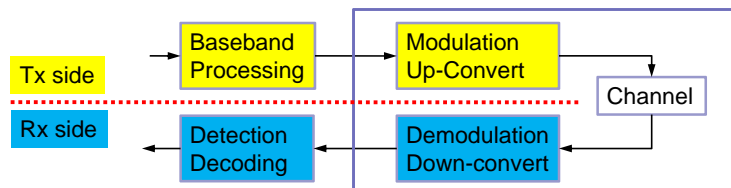
4.B 带通信号的等效基带表示



复基带等效信号

CP 4.B

- 本质上发送信息蕴含在基带信号里, 而非载波, 这些信息与载波无关.
- 复基带等效信号的模与相位对应于调制后信号的包络和相位.
- 复基带等效信号有利于调制解调和基带信号处理技术的设计, 仿真和实现.



带通信号与其等效基带信号关系

CP 4.B

- 在频域上

$$X(f) = \frac{1}{2} [X_b(f - f_c) + X_b^*(-f - f_c)]$$

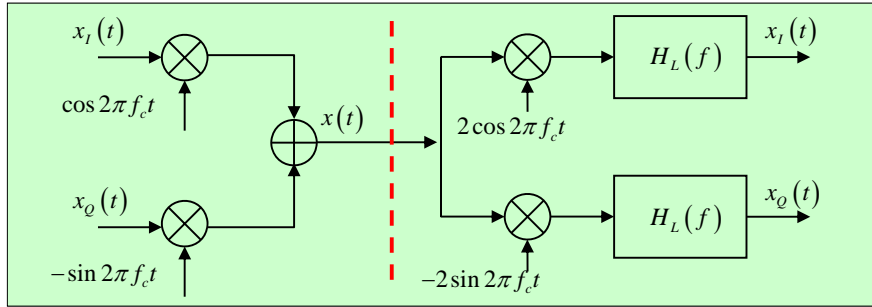
- 进行傅立叶反变换

$$x(t) = \text{Re} \{ x_b(t) e^{j2\pi f_c t} \}$$

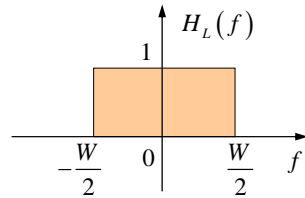
其中 $x_b(t) = x_I(t) + jx_Q(t)$

- 在时域上的关系

$$x(t) = x_I(t)\cos 2\pi f_c t - x_Q(t)\sin 2\pi f_c t$$



$$x(t) = x_I(t) \cos 2\pi f_c t - x_Q(t) \sin 2\pi f_c t$$



- 对于带通信号

$$x(t) = \text{Re}\{x_b(t) e^{j2\pi f_c t}\}$$

- 等效基带复信号为

$$x_b(t) = x_I(t) + jx_Q(t) = x_{b,A}(t) e^{jx_{b,P}(t)}$$

- 同相(In-phase), 正交 (quadrature) 分量, 幅度(amplitude), 相位(phase)之间的关系

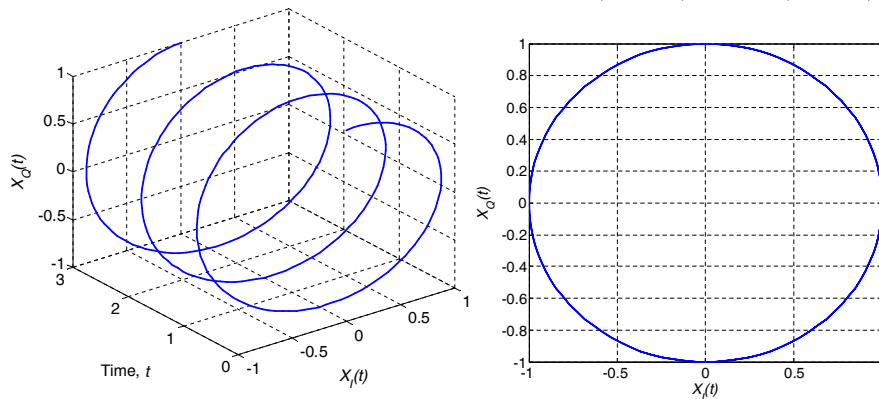
$$x_{b,A}(t) = \sqrt{x_I^2(t) + x_Q^2(t)}$$

$$x_{b,P}(t) = \tan^{-1}[x_Q(t), x_I(t)], \quad x_{b,P}(t) \in [-\pi, \pi]$$

$$x_I(t) = x_{b,A}(t) \cos(x_{b,P}(t)), \quad x_Q(t) = x_{b,A}(t) \sin(x_{b,P}(t))$$

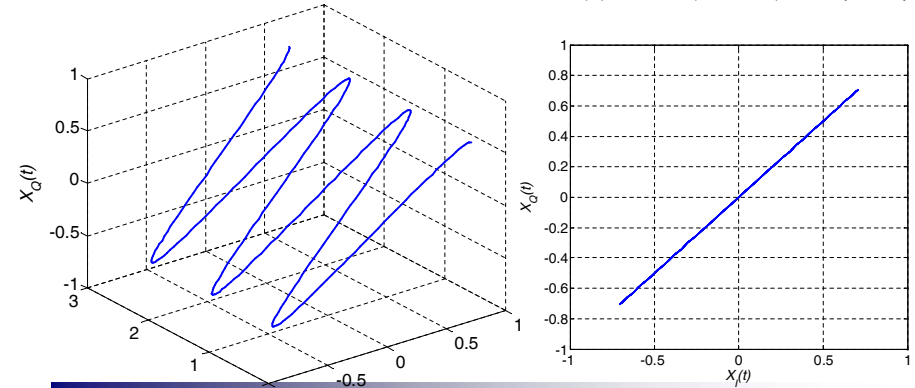
举例1

- 假设基带复信号为 $x_b(t) = \exp\{j2\pi f_m t\} = \cos(2\pi f_m t) + j \sin(2\pi f_m t)$



举例2

- 假设基带复信号为 $x_b(t) = \cos(2\pi f_m t) + j \cdot 0$
- 解调后存在 $\Delta\phi = \pi/4$ 相偏
- 在接收端的 I, Q 路输出为? $\tilde{x}_b(t) = \cos(2\pi f_m t) \exp\{j\Delta\phi\}$



小结

- 幅度调制
 - DSB-LC, DSB-SC, SSB, VSB
 - 相互之间的比较, 优缺点
- 非理想同步的影响
 - 频偏, 相偏的影响
- 正交幅度调制原理
- 带通信号的等效复基带信号



4.2 幅度调制方法的抗噪声性能

- 信噪比定义
- 基带传输系统的抗噪声性能
- DSB, SSB相干解调的抗噪声性能
- DSB-LC包络检测的抗噪声性能

4.2 相关定义

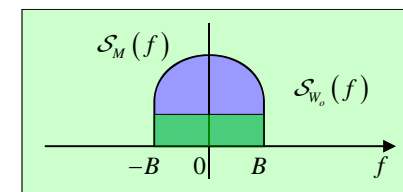
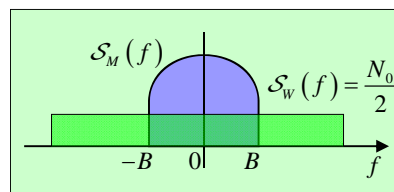
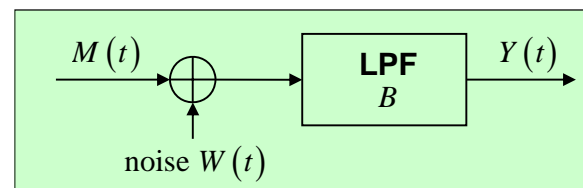
- 各种通信系统受到噪声的影响
- 接收信号为发送信号叠加噪声
- 定义接收信噪比为

$$SNR = \frac{\text{received signal power}}{\text{noise power}} = \frac{P_r}{P_N}$$

- 为分析方便, 不考虑信号传输过程中的功率损耗
- 对于某种模拟调制方式, 定义**输出信噪比**

$$SNR_o = \frac{\text{output signal power}}{\text{output noise power}}$$

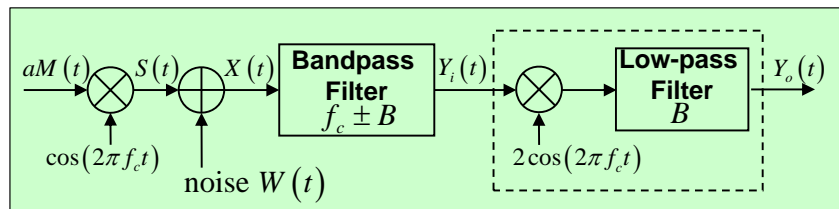
4.2.1 基带传输系统的性能



$$P_N = \int_{-B}^B \mathcal{S}_W(f) df = N_0 B$$

$$SNR_{\text{base}} = \frac{P_T}{P_N} = \frac{\overline{M^2(t)}}{N_0 B}$$

4.2.2 DSB-SC系统的性能



$$X(t) = aM(t)\cos(2\pi f_c t) + W(t)$$

$$Y_i(t) = aM(t)\cos(2\pi f_c t) + W_I(t)\cos(2\pi f_c t) - W_Q(t)\sin(2\pi f_c t)$$

几点说明 — (1)

- 关于调制信号 $M(t)$ ，这里认为其是平稳随机过程，定义其平均功率为

$$\overline{M^2} = E(M^2(t))$$

- 实际调制过程中还存在载波随机相位
 $S(t) = aM(t)\cos(2\pi f_c t + \Theta)$, $\Theta \sim \mathcal{U}(0, 2\pi)$
- 此时，发送信号功率为

$$P_s = E[S^2(t)] = \frac{1}{2}a^2 E[M^2(t)] + \frac{1}{2}a^2 E[M^2(t)] \underbrace{E[\cos(4\pi f_c t + 2\Theta)]}_0 = \frac{1}{2}a^2 \overline{M^2}$$

几点说明 — (2)

- 为便于分析，有时调制信号也可以是确定信号，记为 $m(t)$ ，此时信号功率为

$$P_m \triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} m^2(t) dt$$

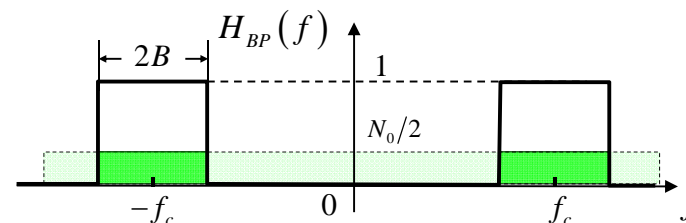
- 比如单音 $m(t) = \cos 2\pi f_m t$ ，其功率为 $P_m = 1/2$
- 此时，调制后信号为

$$s(t) = am(t)\cos 2\pi f_c t$$

- 可以算得，调制后信号的功率为

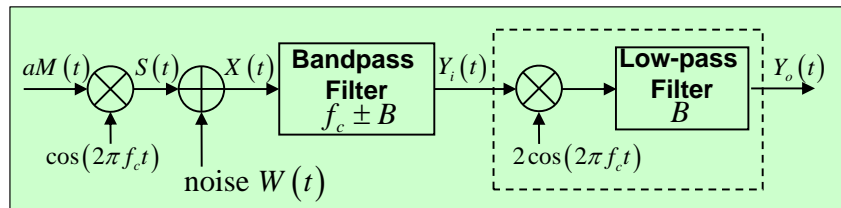
$$P_s = a^2 P_m / 2 = a^2 / 4$$

相干解调前的带通滤波器



- 滤除带外噪声，在实际系统中，带外噪声的滤除可以减少因过载而产生的非线性失真。
- 窄带噪声随机过程
 $W_c(t) = W_I(t)\cos(2\pi f_c t) - W_Q(t)\sin(2\pi f_c t)$
- 总功率 $R_c(0) = R_I(0) = R_Q(0) = 2N_0B$

解调器输入信噪比



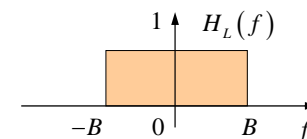
$$Y_i(t) = aM(t)\cos(2\pi f_c t) + W_I(t)\cos(2\pi f_c t) - W_Q(t)\sin(2\pi f_c t)$$

$$SNR_i = \frac{P_{s,i}}{P_{n,i}} = \frac{a^2 \overline{M^2}/2}{2 \cdot (N_0/2) \cdot 2B} = \frac{a^2 \overline{M^2}}{4N_0B}$$

信号解调

- 当低通滤波器频率响应为

$$H_L(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq B \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$



- 解调信号表达式为

$$Y_o(t) = aM(t) + W_I(t)$$

- 由随机过程一章可知, $W_I(t)$ 的方差(总功率)

$$R_c(0) = R_I(0) = R_Q(0) = 2N_0B$$

DSB-SC相干解调的输出SNR

CP 4.2.2

- 输出SNR为

$$SNR_o = \frac{a^2 \overline{M^2}}{2N_0B} \quad SNR_i = \frac{a^2 \overline{M^2}}{4N_0B}$$

- 制度增益为

$$\frac{SNR_o}{SNR_i} = \frac{a^2 \overline{M^2}}{2N_0B} \cdot \frac{4N_0B}{a^2 \overline{M^2}} = 2$$

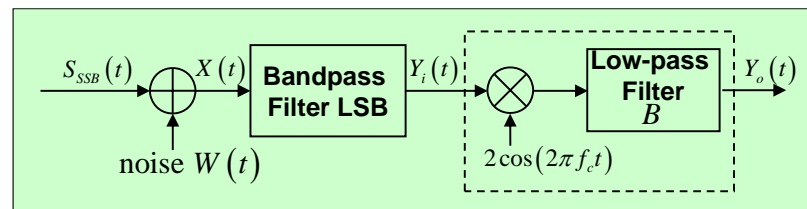
DSB-SC的输出SNR相对于输入SNR的3dB增益是由于去掉噪声中的正交分量。

- DSB-SC发射功率为 $P_i = a^2 \overline{M^2}/2$, 当 $a = \sqrt{2}$, 发射功率与基带信号功率相同, 此时

$$\frac{SNR_o}{SNR_{\text{base}}} = \frac{a^2 \overline{M^2}}{2N_0B} \cdot \frac{N_0B}{\overline{M^2}} = 1$$

DSB-SC与不加调制的基带传输相比, 输出SNR一样。

4.2.3 SSB 系统的性能



- 发送信号为

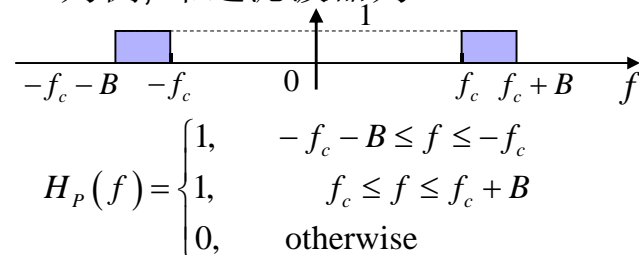
$$S_{SSB}(t) = aM(t)\cos(2\pi f_c t) \mp aM_h(t)\sin(2\pi f_c t)$$

- $M(t)$ 为同相分量, $M_h(t)$ 为正交分量, 是 $M(t)$ 通过希尔伯特变换后的输出信号。

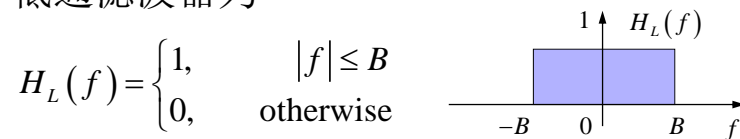
- 考虑载波随机相位

$$\begin{aligned}
 P_T &= a^2 E \left[\left(M(t) \cos(2\pi f_c t + \Theta) \mp M_h(t) \sin(2\pi f_c t + \Theta) \right)^2 \right] \\
 &= \frac{a^2}{2} E \left[M^2(t) (1 + \cos(4\pi f_c t + 2\Theta)) \right] \\
 &\quad + \frac{a^2}{2} E \left[M_h^2(t) (1 - \cos(4\pi f_c t + 2\Theta)) \right] \\
 &\quad \mp a^2 E \left[M(t) M_h(t) \sin(4\pi f_c t + 2\Theta) \right] \\
 &= a^2 \frac{\overline{M^2} + \overline{M_h^2}}{2} = a^2 \overline{M^2} \quad \text{为公平比较, 取 } a=1, \\
 &\quad \text{与基带系统发送功率相同}
 \end{aligned}$$

- 以USB为例, 带通滤波器为



- 低通滤波器为

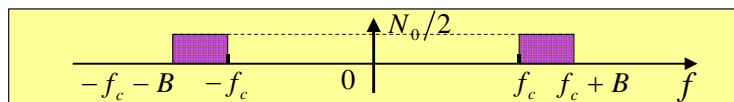


$$\begin{aligned}
 Y_i(t) &= \left[M(t) \cos(2\pi f_c t) \mp M_h(t) \sin(2\pi f_c t) \right] \\
 &\quad + W_I(t) \cos(2\pi f_c t) - W_Q(t) \sin(2\pi f_c t)
 \end{aligned}$$

- 有用信号平均功率 $P_{si} = \overline{M^2}$
- 窄带噪声随机过程

$$W_c(t) = W_I(t) \cos(2\pi f_c t) - W_Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

- 噪声功率: $R_c(0) = R_I(0) = R_Q(0) = N_0 B$



- 输入信号比 $SNR_i = \overline{M^2} / (N_0 B)$

- 相干解调输出信号 $Y_o(t) = M(t) + W_I(t)$

- 解调后噪声功率 $R_I(0) = R_c(0) = N_0 B$

- 输出信噪比 $SNR_o = \frac{\overline{M^2}}{N_0 B}$

$$\frac{SNR_o}{SNR_i} = \frac{\overline{M^2}}{N_0 B} \cdot \frac{N_0 B}{\overline{M^2}} = 1$$

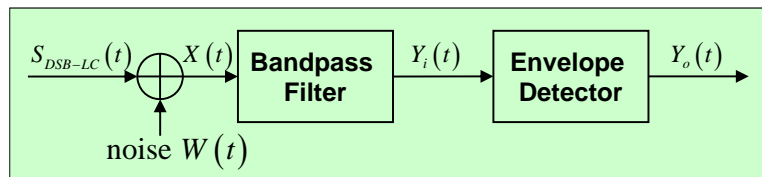
SSB的输出SNR与输入SNR相同。

$$\frac{SNR_o}{SNR_{base}} = \frac{\overline{M^2}}{N_0 B} \cdot \frac{N_0 B}{\overline{M^2}} = 1$$

SSB与不加调制的基带传输相比, 输出SNR一样。

DSB-SC与SSB的抗噪声能力相同。

4.2.4 DSB-LC中包络检波的性能



$$X(t) = [A_c + M(t)] \cos(2\pi f_c t) + W(t)$$

$$\begin{aligned} Y_i(t) &= [A_c + M(t)] \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad + W_I(t) \cos(2\pi f_c t) - W_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \\ &= [A_c + M(t) + W_I(t)] \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad - W_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned}$$

大信噪比下的DSB-LC性能

$$G(t) = \sqrt{[A_c + M(t) + W_I(t)]^2 + W_Q^2(t)}$$

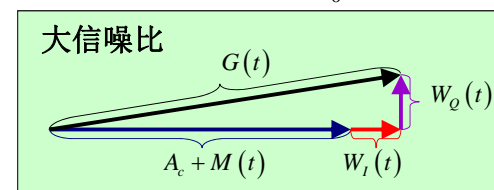
$$A_c + M(t) \gg W(t) \quad \text{for almost all } t$$

$$A_c + M(t) \gg W_Q(t), W_I(t) \quad \text{for almost all } t$$

$$G(t) \approx A_c + M(t) + W_I(t) \quad SNR_o = \frac{\overline{M^2}}{2N_0B}$$

$$SNR_i = \frac{A_c^2 + \overline{M^2}}{4N_0B}$$

$$SNR_o = \frac{2\overline{M^2}}{A_c^2 + \overline{M^2}}$$



小信噪比下的DSB-LC性能

$$G(t) = \sqrt{[A_c + M(t) + W_I(t)]^2 + W_Q^2(t)}$$

$$A_c + M(t) \ll W(t) \quad \text{for almost all } t$$

$$A_c + M(t) \ll W_Q(t), W_I(t) \quad \text{for almost all } t$$

$$G(t) \approx \sqrt{W_I^2(t) + W_Q^2(t) + 2W_I(t)[A_c + M(t)]}$$

$$= G_w(t) \sqrt{1 + \frac{2[A_c + M(t)]}{G_w(t)} \cos(\Phi_w(t))}$$

$$G_w(t) = \sqrt{W_I^2(t) + W_Q^2(t)} \quad \Phi_w(t) = \tan^{-1}[W_Q(t)/W_I(t)]$$

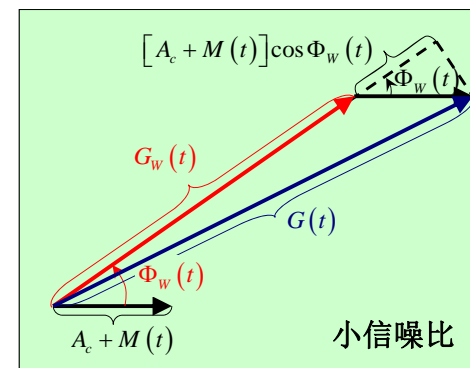
小信噪比下包络检测的门限效应

$$G(t) \approx G_w(t) + [A_c + M(t)] \cos \Phi_w(t)$$

包络检测的输出信号中，
包含原始信息部分

$$M(t) \cos \Phi_w(t)$$

受到噪声的严重干扰，
输出信噪比急剧下降，
这种现象称为门限效应。



4.3 角度调制(angle mod.)

- 载波的瞬时频率或瞬时相位跟随消息信号变化而变化
- 非线性变换
- 频率调制(frequency modulation, FM)
- 相位调制(phase modulation, PM)
- 研究背景, 历史

4.3.1 瞬时频率(instantaneous frequency)

- 在角度调制中, 载波相位随调制信号变化

$$\varphi(t) = A \cos \theta(t)$$

在 $t_1 < t < t_2$ 的小区间内

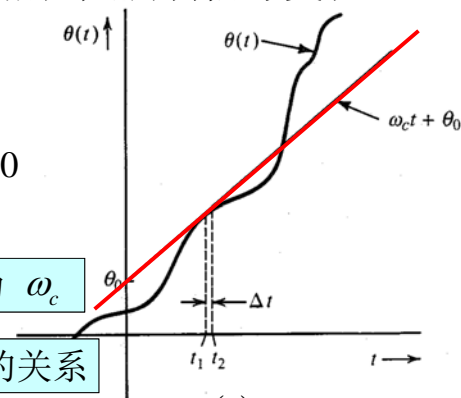
where $t_2 = t_1 + \Delta t$, $\Delta t \rightarrow 0$

$$\theta(t) = \omega_c t + \theta_0$$

此刻的瞬时频率(即斜率)为 ω_c

瞬时频率与相位时间函数的关系

$$\theta(t) = \int_{-\infty}^t \omega_i(\alpha) d\alpha \quad \omega_i(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$$



PM与FM的瞬时频率与瞬时相位

CP 4.3.1

- 对于PM

□ 瞬时相位为 $\theta(t) = \omega_c t + k_p m(t)$

□ 瞬时频率为 $\omega_i(t) = \omega_c + k_p m'(t)$

□ 发送信号为 $s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + k_p m(t)]$

- 对于FM

□ 瞬时频率为 $\omega_i(t) = \omega_c + k_f m(t)$

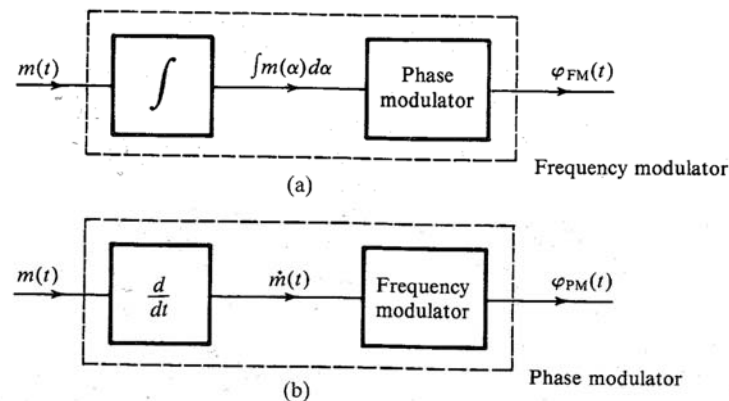
□ 瞬时相位为 $\theta(t) = \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha$

□ 发送信号为 $s_{FM}(t) = A \cos\left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha\right]$

调频与调相的联系

CP 4.3.1

- 间接调频与直接调相
- 间接调相与直接调频



4.3.2 窄带调频与宽带调频

■ 角度调制信号的带宽

$$a(t) = \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha$$

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + k_f a(t)] = \text{Re}\{A e^{jk_f a(t)} e^{j\omega_c t}\}$$

$$e^{jk_f a(t)} = 1 + jk_f a(t) - \frac{k_f^2}{2!} a^2(t) + \dots + j^n \frac{k_f^n}{N!} a^n(t) + \dots$$

$$s_{FM}(t) = A \left[\cos \omega_c t - k_f a(t) \sin \omega_c t - \frac{k_f^2}{2!} a^2(t) \cos \omega_c t + \dots \right]$$

若信号 $m(t)$ 的带宽为 B , 可以发现 $a(t)$ 的带宽为 B , $a^2(t)$ 的带宽为 $2B, \dots$, 调制后的信号带宽为无穷.

4.3.2.1 窄带调频(narrow-band FM)

■ FM是非线性调制

$$A \cos\{\omega_c t + k_f [a_1(t) + a_2(t)]\}$$

$$\neq A \cos\{\omega_c t + k_f a_1(t)\} + A \cos\{\omega_c t + k_f a_2(t)\}$$

■ NBFM

□ 当有 $|k_f a(t)| \ll \pi/6$ 时, 调频信号近似为

$$s_{FM}(t) \approx A [\cos \omega_c t - k_f a(t) \sin \omega_c t]$$

□ 信号部分线性调制, 与DSB-LC类似, 占用 $2B$ 带宽

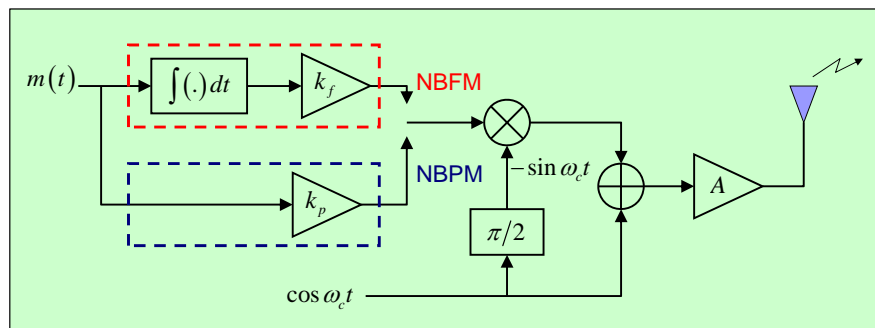
窄带调频、调相信号的产生

CP 4.3.2.1

■ 信号产生方法

$$s_{NBFM}(t) \approx A \left[\cos \omega_c t - \left(k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha \right) \sin \omega_c t \right]$$

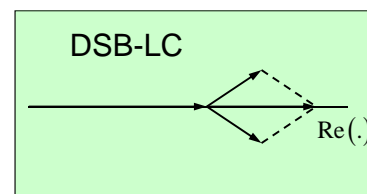
$$s_{NBPM}(t) \approx A \left[\cos \omega_c t - k_p m(t) \sin \omega_c t \right]$$



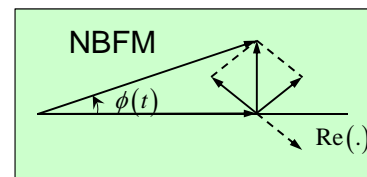
窄带角度调制对比DSB-LC

CP 4.3.2.1

■ 假设 $m(t) = \cos \omega_m t$



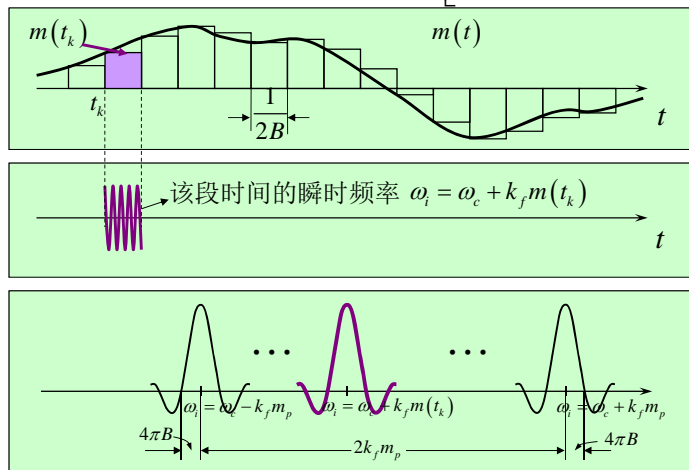
$$s_{DSB-LC}(t) = [A + m(t)] \cos(\omega_c t) = \text{Re} \left\{ \left(A + \frac{e^{j\omega_m t} + e^{-j\omega_m t}}{2} \right) e^{j\omega_c t} \right\}$$



$$s_{NBFM}(t) \approx A \left[\cos \omega_c t - \frac{k_f}{\omega_m} \sin \omega_m t \sin \omega_c t \right] = \text{Re} \left\{ \left[A + c \left(e^{j\omega_m t} - e^{-j\omega_m t} \right) \right] e^{j\omega_c t} \right\}$$

4.3.2.2 宽带调频(wide-band FM)

■ FM带宽的估计 $s_{FM}(t) = A \cos \left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\alpha) d\alpha \right]$



WBFM带宽的估计

□ 定义 $\Delta f = \frac{k_f m_p}{2\pi}$, 上图中WBFM的带宽估算为

$$\tilde{B}_{FM} = \frac{1}{2\pi} (2k_f m_p + 8\pi B) = 2(\Delta f + 2B)$$

□ 经过修正, WBFM的带宽为(Carson's rule)

$$B_{FM} = 2(\Delta f + B) = 2 \left(\frac{k_f m_p}{2\pi} + B \right)$$

□ 当有 $\Delta f \gg B$ 时, WBFM带宽近似为

$$B_{FM} \approx 2\Delta f$$

□ 定义 $\beta = \frac{\Delta f}{B}$ 为调制系数, 则 $B_{FM} = 2B(\beta + 1)$

单音信号的WBFM调制

■ 考虑一个特殊情况, 当 $m(t)$ 为单音

$$m(t) = \alpha \cos \omega_m t \quad a(t) = \frac{\alpha}{\omega_m} \sin \omega_m t$$

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

$$s_{FM}(t) = A \cos \left[\omega_c t + k_f a(t) \right] = \text{Re} \left\{ A e^{j\beta \sin \omega_m t} e^{j\omega_c t} \right\}$$

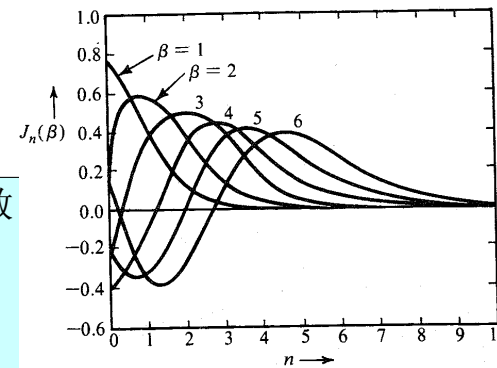
$$e^{j\beta \sin \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{jn\omega_m t} \quad \text{傅里叶级数展开}$$

$$s_{FM}(t) = \text{Re} \left\{ A e^{j\beta \sin \omega_m t} e^{j\omega_c t} \right\} = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t$$

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

Appendix 第一类 n 阶Bessel函数

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin x - nx)} dx$$



第一类 n 阶Bessel函数的一些性质

■ $J_n(\beta)$ 为实数

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1$$

$$J_{-n}(\beta) = \begin{cases} J_n(\beta); & n \text{ 为偶数} \\ -J_n(\beta); & n \text{ 为奇数} \end{cases}$$

n	β = 0.05	β = 0.1	β = 0.2	β = 0.3	β = 0.5	β = 0.7	β = 1.0	β = 2.0	β = 3.0	β = 5.0	β = 7.0	β = 8.0	β = 10.0
0	0.999	0.998	0.990	0.978	0.938	0.881	0.765	0.224	-0.260	-0.178	0.300	0.172	-0.246
1	0.025	0.050	0.100	0.148	0.242	0.329	0.440	0.577	0.339	-0.328	-0.005	0.235	0.043
2		0.001	0.005	0.011	0.031	0.059	0.115	0.353	0.486	0.047	-0.301	-0.113	0.255
3				0.001	0.003	0.007	0.020	0.129	0.309	0.365	-0.168	-0.291	0.058
4					0.001	0.002	0.034	0.132	0.391	0.158	-0.105	-0.220	
5							0.007	0.043	0.261	0.348	0.186	-0.234	
6							0.001	-0.011	0.131	0.339	0.338	-0.014	
7								0.003	0.053	0.234	0.321	0.217	
8									0.018	0.128	0.223	0.318	
9									0.006	-0.059	0.126	0.292	
10									0.001	0.024	0.061	0.207	
11										0.008	0.026	0.123	
12										0.003	0.010	0.063	
13										0.001	0.003	0.029	
14											0.001	0.012	
15												0.005	
16												0.002	
17												0.001	

可以看出 98% 的功率集中在 $n \leq \beta + 1$ 内, 所以认为单音信号FM调制后的带宽为

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

- Born in New York City.
- Studied at Columbia University, later became a professor there.
- Inventor of frequency modulation (FM) radio.
- He invented the regenerative circuit while he was an undergraduate (patented 1914)
- the super-regenerative circuit (patented 1922)
- the superheterodyne receiver (patented 1918).
- In 1917 Armstrong was the first recipient of the IRE's, now IEEE Medal of Honor



EDWIN H. ARMSTRONG
1890 - 1954

4.3.3 调频信号的生成与解调

4.3.3.1 调频信号的产生

■ 直接产生法

$$\omega_c(t) = \omega_c + k_f m(t)$$

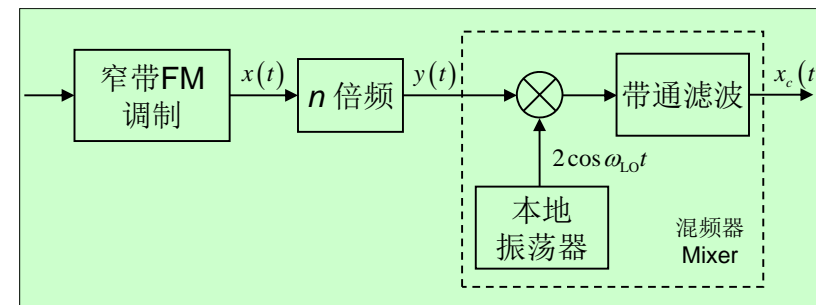
- 改变振荡器谐振回路的电抗元件 L, C , $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$$C = C_0 - km(t)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0 \left[1 - \frac{km(t)}{C_0} \right]}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \left[1 + \frac{km(t)}{2C_0} \right] \quad \frac{km(t)}{C_0} \ll 1$$

- 频率稳定性不高

FM信号间接产生法—Armstrong' method CP 4.3.3.1



$$x(t) = A \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad y(t) = A \cos[n\omega_0 t + n\phi(t)]$$

$$x_c(t) = A \cos[\omega_c t + n\phi(t)] \quad \begin{aligned} \omega_c &= n\omega_0 + \omega_{Lo} \\ \text{或 } \omega_c &= n\omega_0 - \omega_{Lo} \end{aligned}$$

4.3.3.2 调频信号的解调

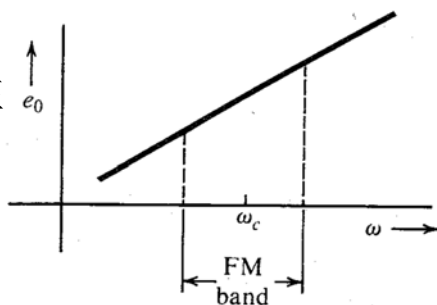
- 窄带调频的相干解调
- 其它非相干解调方法

鉴频器(discriminator)

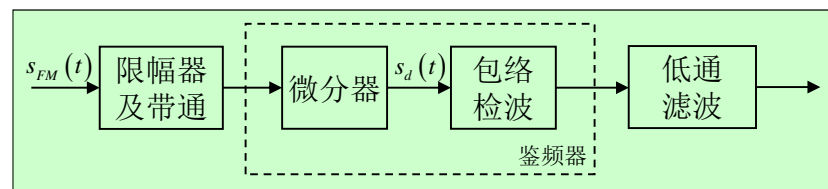
输出电压与频率的偏移成正比, 频率转换成电压

$$\omega_i(t) = \omega_c + k_f m(t)$$

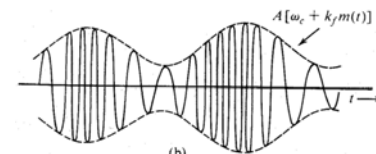
$$|H(\omega)| = a\omega + b$$



采用微分器加包络检波的鉴频器原理



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



$$s_d(t) = -A \left[\omega_c + k_f m(t) \right] \sin \left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right]$$

小结

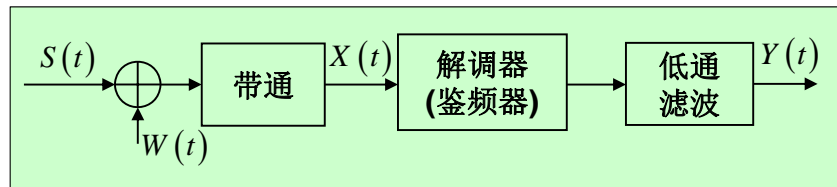
- 角度调制与解调
 - 非线性调制
 - 已调信号的带宽
 - 窄带与宽带角度调制
- 角度调制的生成方法
 - FM与PM相互联系
 - 直接法与间接法
- 角度调制的解调方法
 - 鉴频原理



4.4 角度调制的抗噪声性能

- 角度调制的非相干解调性能(大信噪比)
- 非相干解调的门限效应(小信噪比)

4.4.1 角度调制的非相干解调性能



$$S(t) = A \cos[2\pi f_c t + \Phi(t)]$$

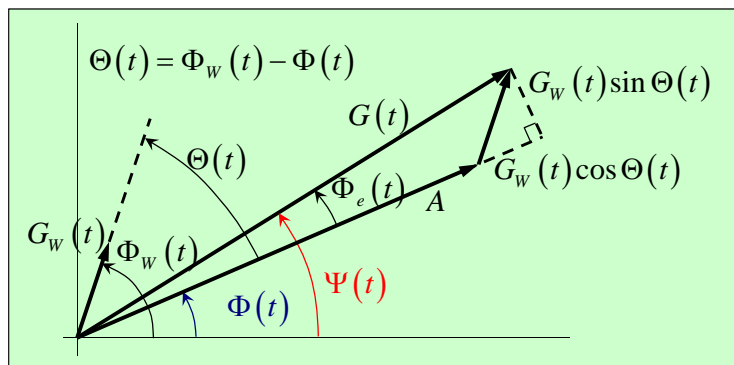
$$\Phi(t) = \begin{cases} k_p M(t) & \text{for PM} \\ k_f \int_{-\infty}^t M(\alpha) d\alpha & \text{for FM} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} X(t) &= S(t) + W_I(t) \cos(2\pi f_c t) - W_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \\ &= S(t) + G_W(t) \cos[2\pi f_c t + \Phi_W(t)] \end{aligned}$$

受噪声影响的角度调制信号

$$\begin{aligned} X(t) &= A \cos[2\pi f_c t + \Phi(t)] \\ &\quad + G_W(t) \cos[(2\pi f_c t + \Phi(t)) + (\Phi_W(t) - \Phi(t))] \\ &= \{A + G_W(t) \cos[\Phi_W(t) - \Phi(t)]\} \cos[2\pi f_c t + \Phi(t)] \\ &\quad - G_W(t) \sin[\Phi_W(t) - \Phi(t)] \sin[2\pi f_c t + \Phi(t)] \\ &= G(t) \cos[2\pi f_c t + \Phi(t) + \Phi_e(t)] \\ \Phi_e(t) &= \tan^{-1} \frac{G_W(t) \sin[\Phi_W(t) - \Phi(t)]}{A + G_W(t) \cos[\Phi_W(t) - \Phi(t)]} \end{aligned}$$

大信噪比之下的接收信号矢量图



$$\Psi(t) = \Phi(t) + \Phi_e(t) \quad A \gg G_W(t)$$

$$\approx \Phi(t) + \frac{G_W(t)}{A} \sin[\Phi_W(t) - \Phi(t)]$$

大信噪比之下的非相干解调器输出 — PM CP 4.4.1

- 对于PM, 其调制后信号表达式为

$$\begin{aligned} S(t) &= A \cos[2\pi f_c t + \Phi(t)] \\ &= A \cos[2\pi f_c t + k_p M(t)] \end{aligned}$$

- 解调输出信号为

$$Y(t) = K_D \Psi(t) = K_D \Phi(t) + K_D \underbrace{\frac{G_W(t)}{A} \sin[\Phi_W(t) - \Phi(t)]}_{N_{PM}(t)}$$

- 其中有用信号功率为

$$P_s = K_D^2 k_p^2 \overline{M^2}$$

■ 对于PM解调

$$N_{PM}(t) = K_D \frac{G_w(t)}{A} \sin[\Phi_w(t) - \Phi(t)]$$

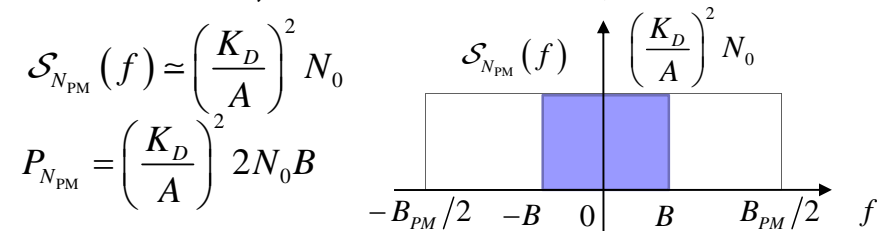
- 因为 $\Phi_w(t)$ 的变化比 $\Phi(t)$ 快得多, 可以认为相对于 $\Phi_w(t)$ 而言, $\Phi(t)$ 近似不随 t 变化

$$N_{PM}(t) \approx K_D \frac{G_w(t)}{A} \sin[\Phi_w(t) - \Phi]$$

- $G_w(t) \sin[\Phi_w(t) - \Phi]$ 的功率谱密度与 $W_Q(t) = G_w(t) \sin \Phi_w(t)$ 的功率谱密度相同

- 噪声中正交分量 $W_Q(t) = G_w(t) \sin \Phi_w(t)$ 的功率谱密度为 $S(f) = N_0$, $|f| \leq B_{PM}/2$

- 低通滤波后, PM解调噪声的功率谱密度



B: 基带信号 $M(t)$ 带宽. **B_{PM}** : PM调制后信号带宽.

- 输出信噪比表达式 $SNR_o = \frac{P_s}{P_{N_{PM}}} = \frac{A^2 k_p^2 \overline{M^2}}{2N_0 B}$

- 将其与基带传输系统的抗噪声性能做对比
 - 为公平起见, 规定基带系统的发送功率与PM系统相同 $P_T = A^2/2$
 - 基带系统的噪声平均功率为 $N_0 B$
 - 基带系统的输出信噪比为 $SNR_b = \frac{A^2}{2N_0 B}$
- 因此, PM输出信噪比可以表示为

$$SNR_o = k_p^2 \overline{M^2} SNR_b$$

$$SNR_o = \frac{A^2 k_p^2 \overline{M^2}}{2N_0 B} = k_p^2 \overline{M^2} SNR_b$$

- 定义角瞬时频率的最大值 $\Delta\omega = k_p M'_p$, where $M'_p = \left[\frac{dM(t)}{dt} \right]_{\max}$
- 输出信噪比表示为 $SNR_o = k_p^2 \overline{M^2} SNR_b = (\Delta\omega)^2 \left(\frac{\overline{M^2}}{M_p'^2} \right) SNR_b$

SNR与带宽间的trade-off: 在大信噪比条件下, 带宽每增加1倍, 输出SNR提高6dB.

- 对于FM, 其调制后信号表达式为

$$S(t) = A \cos[2\pi f_c t + \Phi(t)]$$

$$= A \cos\left[2\pi f_c t + k_f \int_{-\infty}^t M(\alpha) d\alpha\right]$$

- 解调输出信号为

$$Y(t) = K_D \frac{d\Psi(t)}{dt} = K_D \frac{d\Phi(t)}{dt} + K_D \underbrace{\frac{d}{dt} \left\{ \frac{G_w(t)}{A} \sin[\Phi_w(t) - \Phi(t)] \right\}}_{N_{FM}(t)}$$

- 其中有用信号功率为

$$P_s = K_D^2 k_f^2 \overline{M^2}$$

- 对于FM解调

$$N_{FM}(t) = K_D \frac{d}{dt} \left\{ \frac{G_w(t)}{A} \sin[\Phi_w(t) - \Phi(t)] \right\}$$

- 因为 $\Phi_w(t)$ 的变化比 $\Phi(t)$ 快得多, 可以认为相对于 $\Phi_w(t)$ 而言, $\Phi(t)$ 近似不随 t 变化

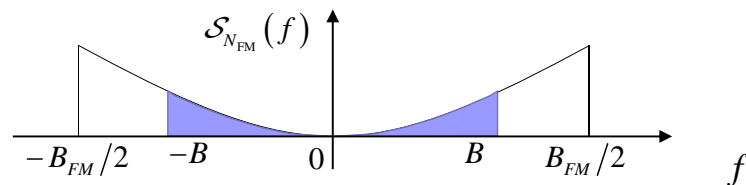
$$N_{FM}(t) \approx K_D \frac{d}{dt} \left\{ \frac{G_w(t)}{A} \sin[\Phi_w(t) - \Phi] \right\}$$

- $G_w(t) \sin[\Phi_w(t) - \Phi]$ 的功率谱密度与 $W_Q(t) = G_w(t) \sin \Phi_w(t)$ 的功率谱密度相同

- 噪声中正交分量 $W_Q(t) = G_w(t) \sin \Phi_w(t)$ 的导数的功率谱密度为

$$\mathcal{S}(f) = N_0 (2\pi f)^2, \quad |f| \leq B_{FM}/2$$

- 低通滤波后, FM解调噪声的功率谱密度



$$\mathcal{S}_{N_{FM}}(f) \approx \left(\frac{K_D}{A} \right)^2 N_0 (2\pi f)^2, \quad |f| \leq B$$

- 噪声总功率为

$$P_{N_{FM}} = 2 \int_0^B \left(\frac{K_D}{A} \right)^2 N_0 (2\pi f)^2 df = \frac{8\pi^2 N_0 K_D^2 B^3}{3A^2}$$

- 其中有用信号功率为

$$P_s = K_D^2 k_f^2 \overline{M^2}$$

- 输出信噪比为

$$SNR_o = \frac{P_s}{P_{N_{FM}}} = \frac{3A^2 k_f^2 \overline{M^2}}{8\pi^2 N_0 B^3}$$

B: 基带信号 $M(t)$ 带宽. **B_{FM}** : FM调制后信号带宽.

■ 输出信噪比表达式 $SNR_o = \frac{P_s}{P_{N_{FM}}} = \frac{3A^2 k_f^2 \overline{M^2}}{8\pi^2 N_0 B^3}$

■ 将其与基带传输系统做对比, 与之前相似, 基带传输系统输出信噪比为

$$SNR_b = \frac{A^2}{2N_0 B}$$

■ 因此, FM输出信噪比可以表示为

$$SNR_o = \frac{3k_f^2 \overline{M^2}}{4\pi^2 B^2} SNR_b$$

$$SNR_o = \frac{3k_f^2 \overline{M^2}}{4\pi^2 B^2} SNR_b$$

■ 再定义瞬时频率的最大值

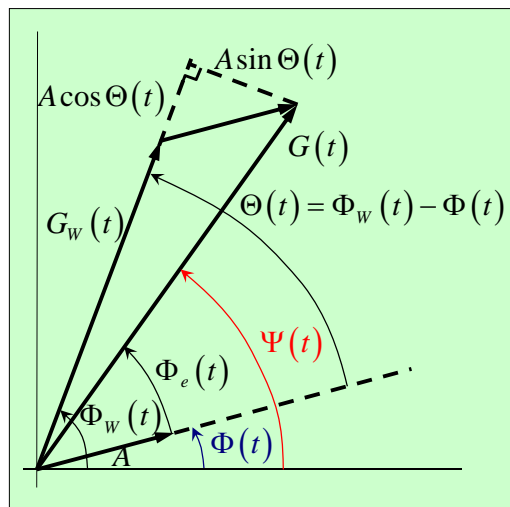
$$\Delta f = k_f M_p / (2\pi), \text{ where } M_p = [M(t)]_{\max}$$

■ 输出信噪比表示为

$$SNR_o = 3(\Delta f / B)^2 \left(\frac{\overline{M^2}}{M_p^2} \right) SNR_b = 3\beta^2 \left(\frac{\overline{M^2}}{M_p^2} \right) SNR_b$$

SNR与带宽间的trade-off: 在大信噪比条件下, 带宽每增加1倍, 输出SNR提高6dB.

4.4.2 小信噪比下的非相干解调性能



小信噪比下接收信号矢量图

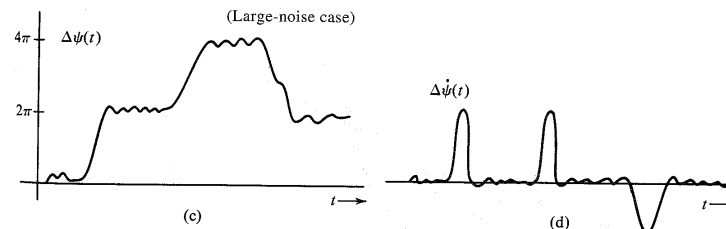
$$\Psi(t) = \Phi(t) + \Phi_e(t)$$

$$G_w(t) [\Phi_w(t) - \Psi(t)] \approx A \sin [\Phi_w(t) - \Phi(t)]$$

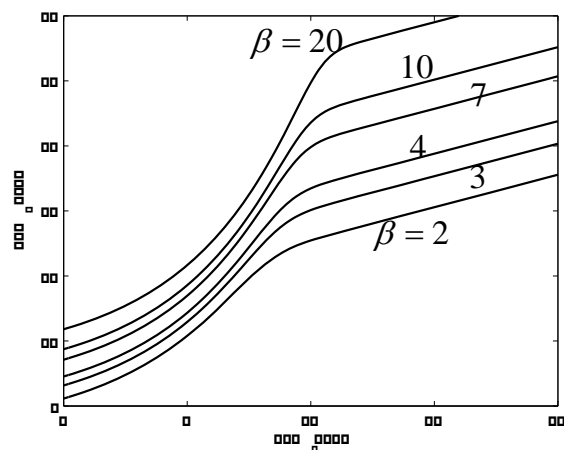
小信噪比之下的门限效应

$$\Psi(t) \approx \Phi_w(t) - [A/G_w(t)] \sin [\Phi_w(t) - \Phi(t)]$$

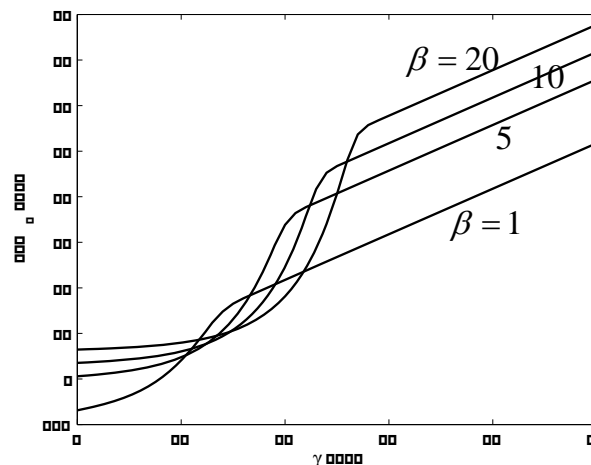
解调器输出中不存在单独的有用信号项, 信号完全被噪声淹没, 输出信噪比严重下降——**门限效应**



当只发载波信号时, 观察鉴频器输出, 发现当输入信噪比下降到某一数值时, 输出噪声波形中会出现尖脉冲, 收听时出现喀喇声.



- 门限效应转折点与调制系数 β 有关
- 高调制系数 β 情况下的门限转折点高



$$\gamma \triangleq \frac{A^2}{N_0 B}$$

小结

■ 幅度调制的性能分析

- DSB-SC, SSB 相干解调
- DSB-LC 包络检测

■ 角度调制的性能分析

- SNR与带宽间的trade-off
- 非相干解调方法的门限效应



几种连续波调制技术比较——单音 $m(t) = \cos 2\pi f_m t$

调制方式	信号带宽	制度增益	SNR_o
DSB-SC	$2f_m$	2	$P_T / (N_0 f_m)$
SSB	f_m	1	$P_T / (N_0 f_m)$
VSB	略大于 f_m	近似SSB	近似SSB
DSB-LC $\eta = \frac{1}{3}$	$2f_m$	$2/3$	$P_T / (3N_0 f_m)$
FM	$2(\beta + 1)f_m$	$3\beta^2(\beta + 1)$	$3\beta^2 P_T / (2N_0 f_m)$

几种连续波调制技术比较——续

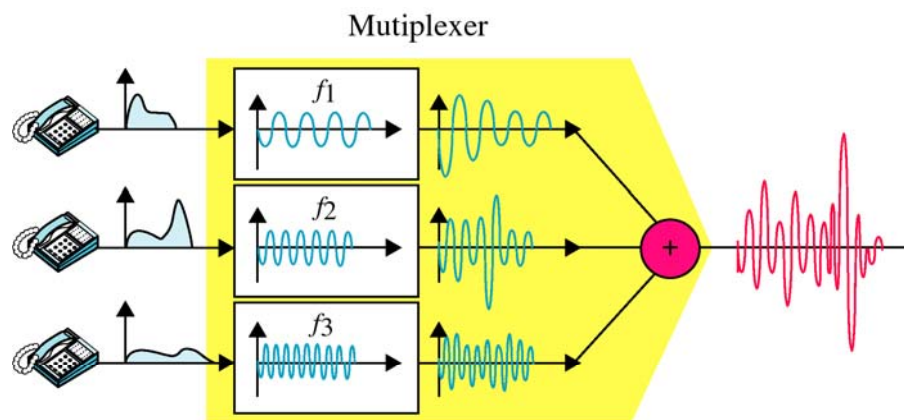
调制方式	信号带宽	复杂度	主要应用
DSB-SC	$2B$	中等	较少应用
SSB	B	复杂	短波无线电广播, 话音频分多路
VSB	略大于 B	复杂	商用电视广播
DSB-LC	$2B$	简单	中短波无线电广播
FM	$2(\beta+1)B$	中等	超短波电台, 微波中继, 调频立体声广播等

4.5 频分复用(Frequency-Division Multiplexing)

- 复用技术(multiplexing)
 - 将多路信号在同一信道中传输
- FDM是将所给的信道带宽分割成互不重叠的多个小频段区间, 将各路信息信号调制到不同频段区间进行传输
- 接收端通过滤波将多路信号分割开进行解调
- 应用于长途电话、立体声调频、电视广播等

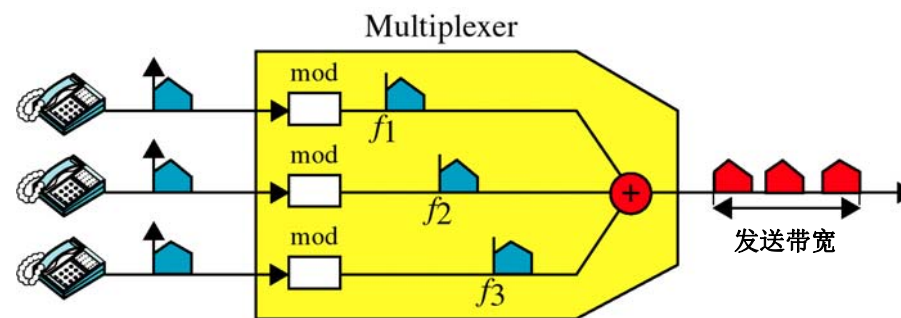
FDM复用过程——时域图

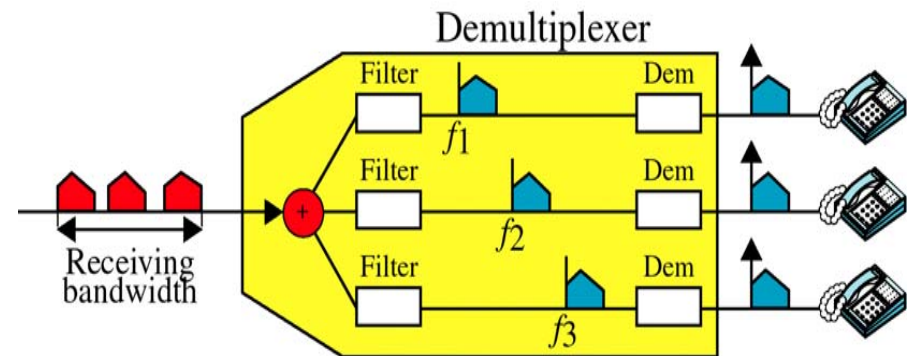
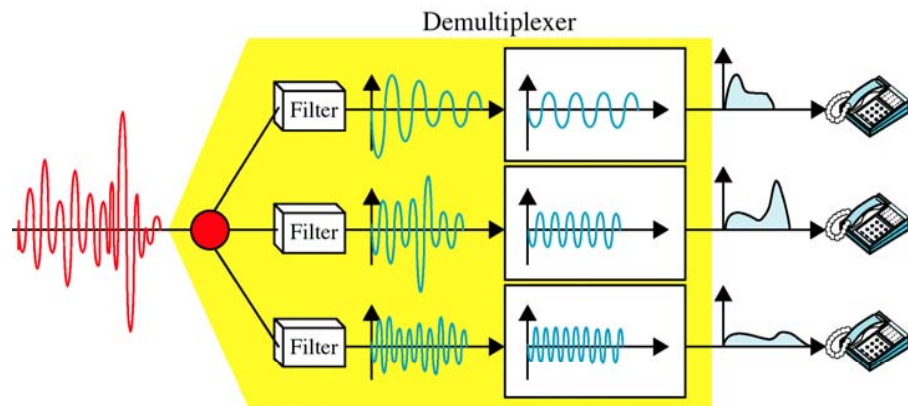
CP 4.5



FDM复用过程——频域图

CP 4.5





FDM小结

- FDM 应用于模拟传输, 诸如广播, 蜂窝, 及 TV 通信等
- 频分复用的目的在于提高频带利用率
- 频分复用系统的最大优点是信道复用率高, 容许复用的路数多, 分路也很方便
- 模拟通信中最主要的一种复用方式, 特别是在有线和微波通信系统中应用十分广泛
- 频分复用系统的主要缺点是设备生产比较复杂, 会因滤波器件特性不够理想和信道内存在非线性而产生路间干扰

参考文献

- S. Haykin, Communications Systems, Wiley, 4th Edition, 2001. – *Chapter 2*
- R. E. Ziemer and W. H. Tranter, Principles of Communications: Systems, Modulation, and Noise, Wiley, 5th Edition, 2002. – *Chapter 3 and Chapter 6*
- 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理 – *Chapter 3 and Chapter 4*