

# 《通信原理》

(09 模拟系统-加重 性能 同步 FDM)

蔡志岗

光学与光学工程系

中山大学理工学院

[lasers@netease.com](mailto:lasers@netease.com)

**13316105077**

光信息实验室: **84110909**

中大光信息

$$G_{FM} = 3m_f^2 (m_f + 1)$$

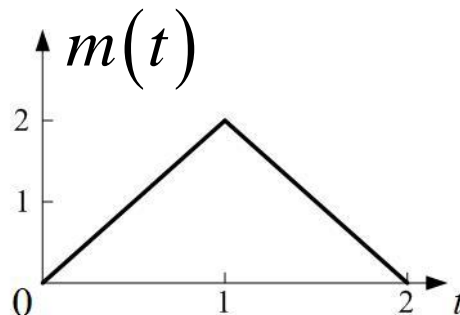
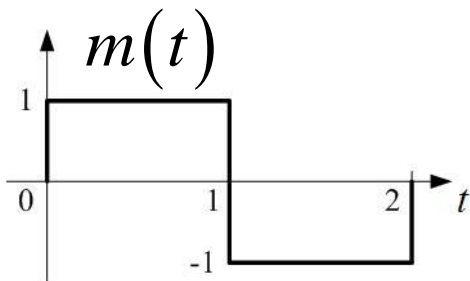
上式表明，大信噪比时宽带调频系统的信噪比增益是很高的，它与**调频指数**的**立方**成正比。

$$m_f = 5$$

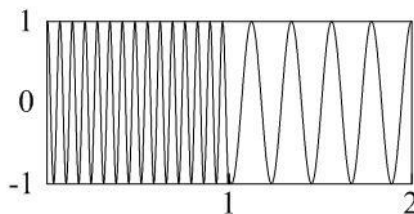
例如调频广播中常取，则信噪比增益 $G=450$ 。

可见，加大调频指数 $m_f$ ，可使调频系统的抗噪声性能迅速改善。

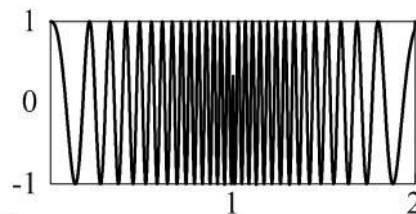
# 图示方波与锯齿波信号的调相与调频信号波形。



$$f_{FM}(t) = f_c \pm k_{FM} m(t)$$



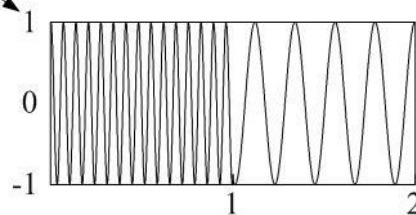
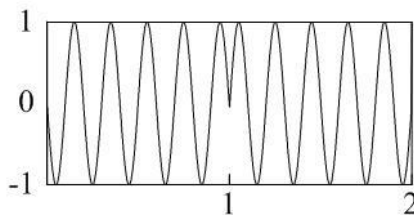
等效于



$$f_i(t) = f_c + k_{FM} m(t)$$

$$f_i(t) = f_c$$

PM  
信号



$$f_i(t) = f_c \pm \frac{k_{PM}}{\pi}$$

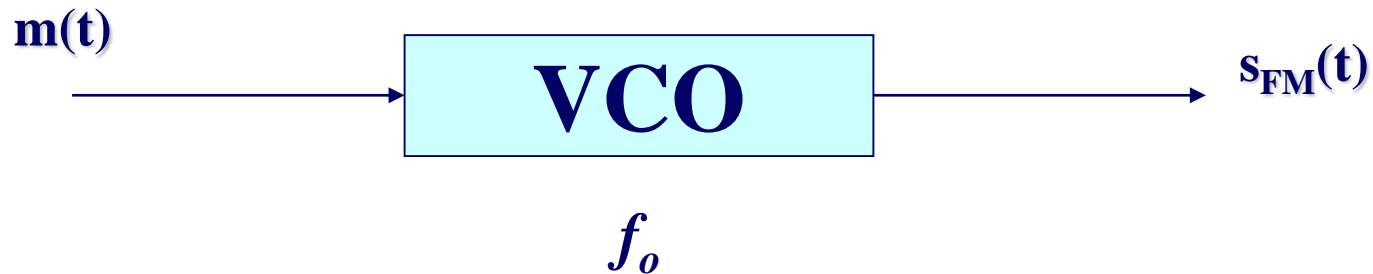
$$f_{FM}(t) = f_c + k_{FM} m(t)$$

$$\theta_{FM}(t) = 2\pi k_{FM} \int m(t) dt$$

$$f_{PM}(t) = f_c + \frac{k_{PM}}{2\pi} \frac{d}{dt} m(t)$$

$$\theta_{PM}(t) = k_{PM} m(t)$$

中大光信息

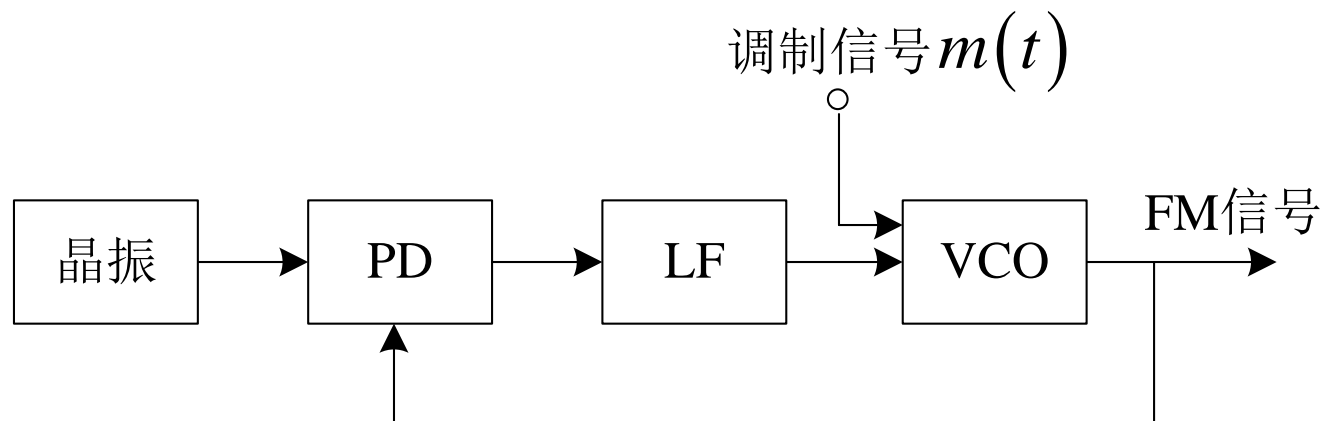


直接法的主要优点是在实现线性调频的要求下，可以获得较大的频偏。缺点是**频率稳定度不高**，往往需要附加稳频电路来稳定中心频率。

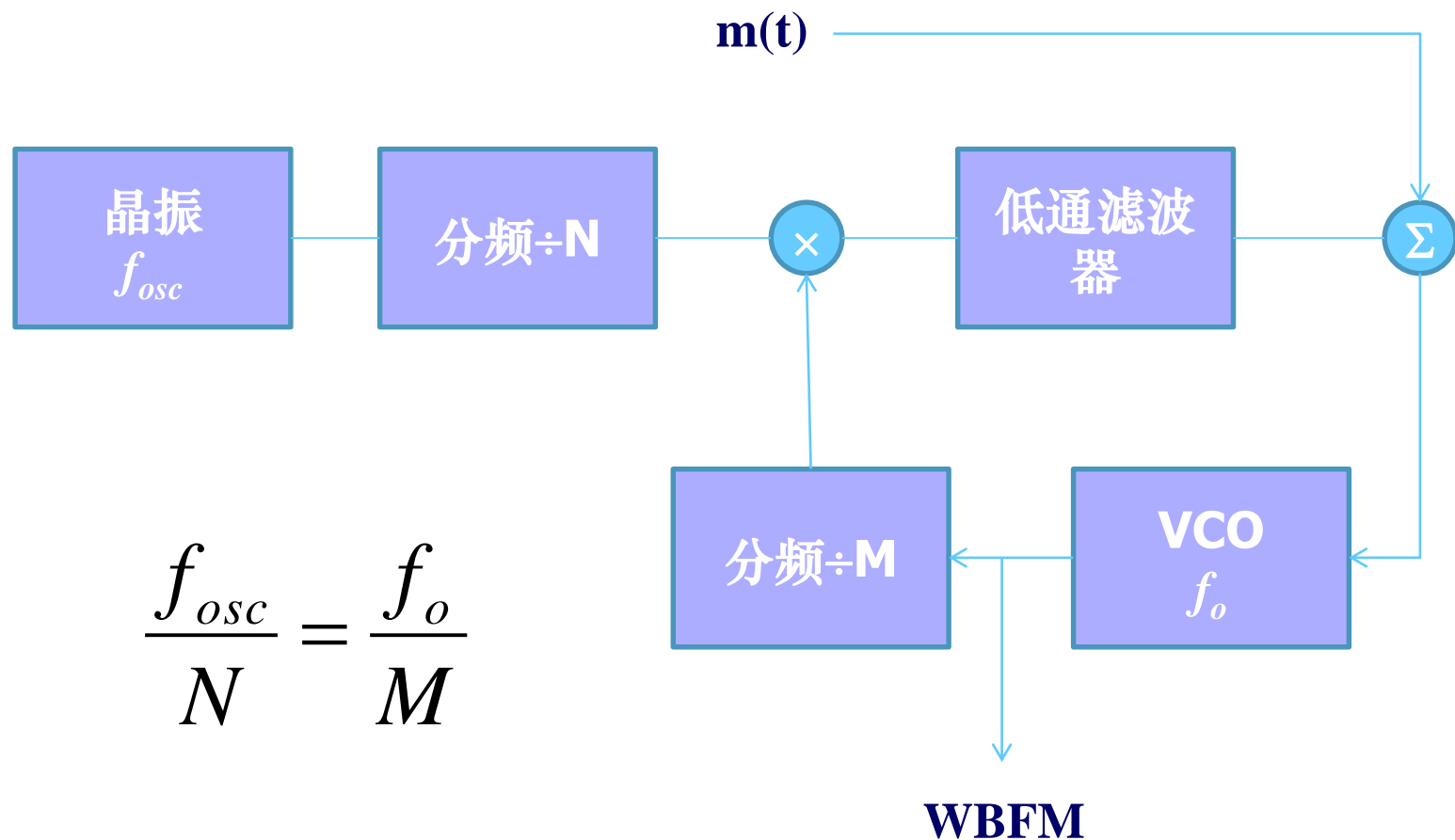
$$s_{FM}(t) = A_c \cos \left[ 2\pi f_c t + 2\pi k_{FM} \int m(t) dt \right]$$

# 锁相环

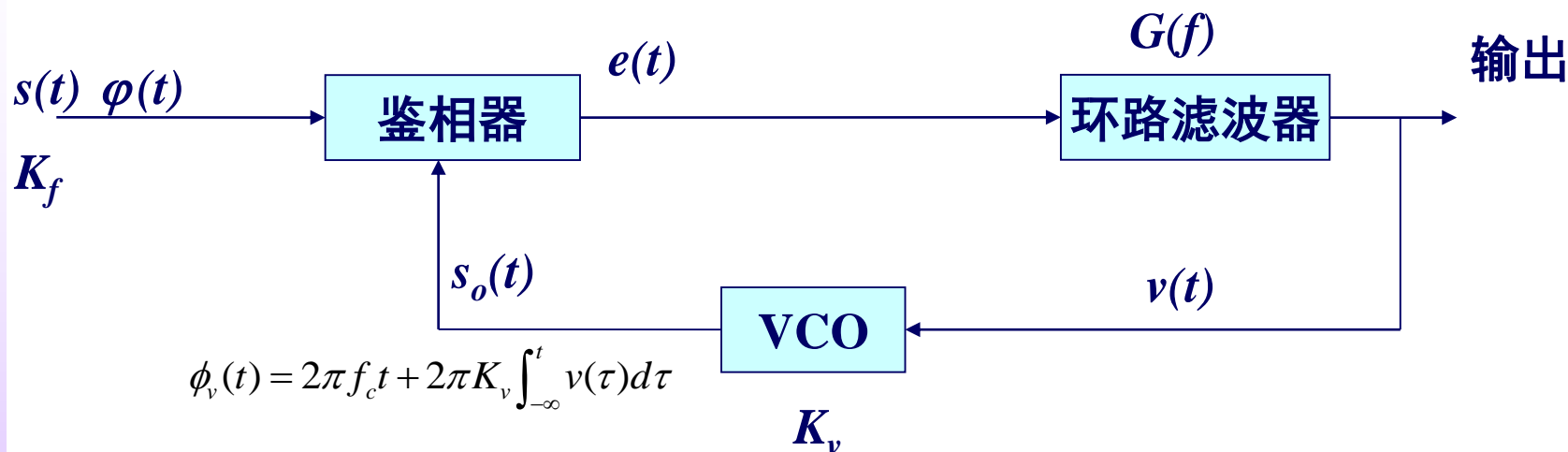
- 直接调频法的主要优缺点：
  - 优点：可以获得较大的频偏。
  - 缺点：频率稳定度不高
- 改进途径：采用如下锁相环（PLL）调制器



# PLL锁相环的宽带调制器



# 利用锁相环作调频解调器



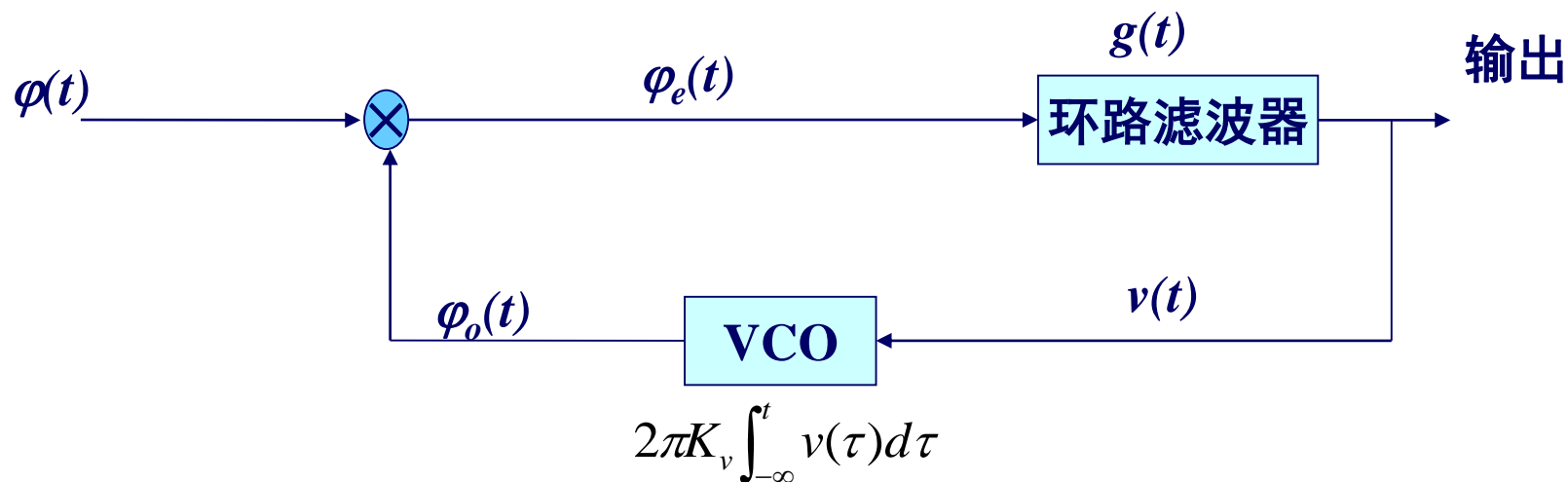
鉴相器是由一乘法器和低通滤波器组成

$$e(t) = \frac{1}{2} A_c A_o \sin [\varphi(t) - \varphi_o(t)]$$

$$\sin [\varphi(t) - \varphi_o(t)] \approx \underline{\varphi(t) - \varphi_o(t) = \varphi_e(t)} \quad \text{线性化模型}$$

$$\varphi_e(t) = \varphi(t) - \varphi_o(t) = \varphi(t) - 2\pi K_v \int_{-\infty}^t v(\tau) d\tau$$

# 利用锁相环作调频解调器



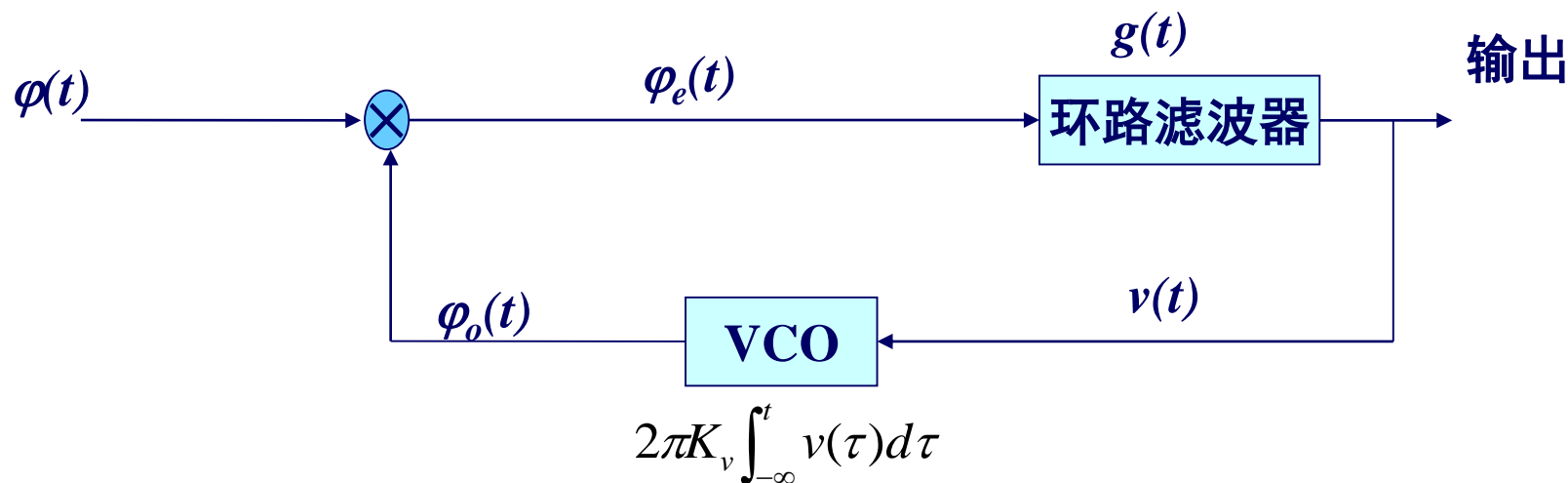
$$\frac{d\varphi_e(t)}{dt} + 2\pi K_v \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_e(\tau) g(t-\tau) d\tau = \frac{d\varphi(t)}{dt} \Leftrightarrow \Phi_e(f) = \frac{1}{1 + \left( \frac{K_v}{jf} \right) G(f)} \Phi(f)$$

$$V(f) = \Phi_e(f) \cdot G(f) = \frac{G(f)}{1 + \left( \frac{K_v}{jf} \right) G(f)} \Phi(f)$$

$$\left| K_v \frac{G(f)}{jf} \right| \gg 1 \quad |f| < W$$



# 利用锁相环作调频解调器



$$\left| K_v \frac{G(f)}{jf} \right| \gg 1 \quad |f| < W$$

$$V(f) = \frac{j2\pi f}{2\pi K_v} \Phi(f) \quad \Leftrightarrow \quad v(t) = \frac{1}{2\pi K_v} \frac{d}{dt} \varphi(t) = \frac{K_f}{K_v} m(t)$$

## 微分电路（非相干解调）

$$n_d(t) = K_d \frac{d\psi(t)}{dt} = \frac{K_d}{A} \frac{dn_s(t)}{dt}$$

由于 $dn_s(t)/dt$ 实际上就是 $n_s(t)$ 通过理想微分电路的输出，故它的功率谱密度应等于 $n_s(t)$ 的功率谱密度乘以理想微分电路的功率传输函数。

设 $n_s(t)$ 的功率谱密度为 $P_i(f) = n_0$ ，理想微分电路的功率传输函数为

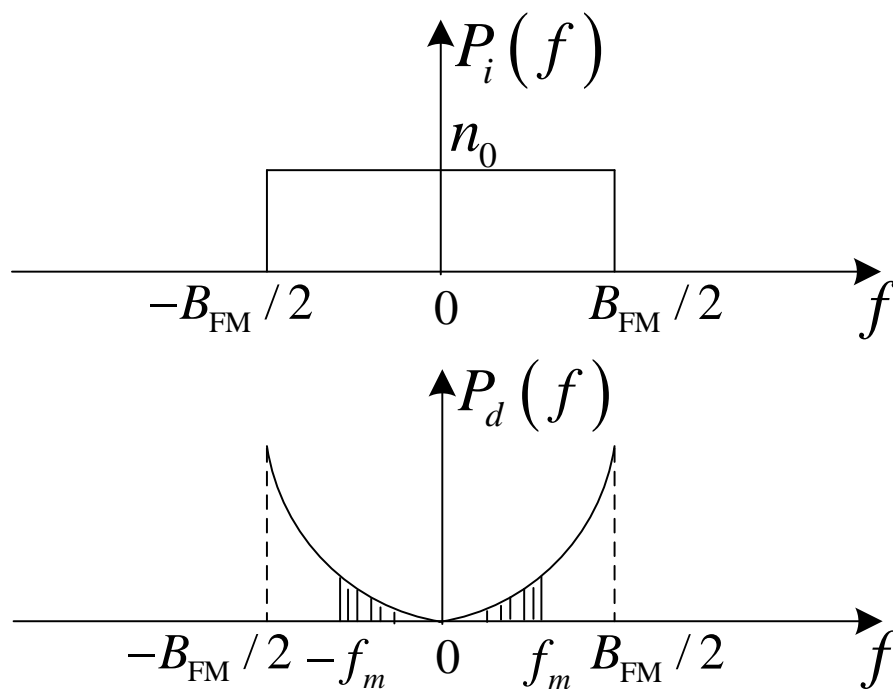
$$|H(f)|^2 = |j2\pi f|^2 = (2\pi)^2 f^2$$

则鉴频器输出噪声 $n_d(t)$ 的功率谱密度为

$$P_d(f) = \left(\frac{K_d}{A}\right)^2 |H(f)|^2 P_i(f) = \left(\frac{K_d}{A}\right)^2 (2\pi)^2 f^2 n_0, \quad |f| < \frac{B_{\text{FM}}}{2}$$

## 鉴频器的输出特性:

$$P_d(f) = \left( \frac{K_d}{A} \right)^2 (2\pi)^2 f^2 n_0, \quad |f| < \frac{B_{\text{FM}}}{2}$$



### 3.5.5 调频系统的加重技术

- 线性调制系统输出信噪比的增加只能靠**输入信噪比**的增加而增加（如增加发送信号功率或降低噪声电平）。

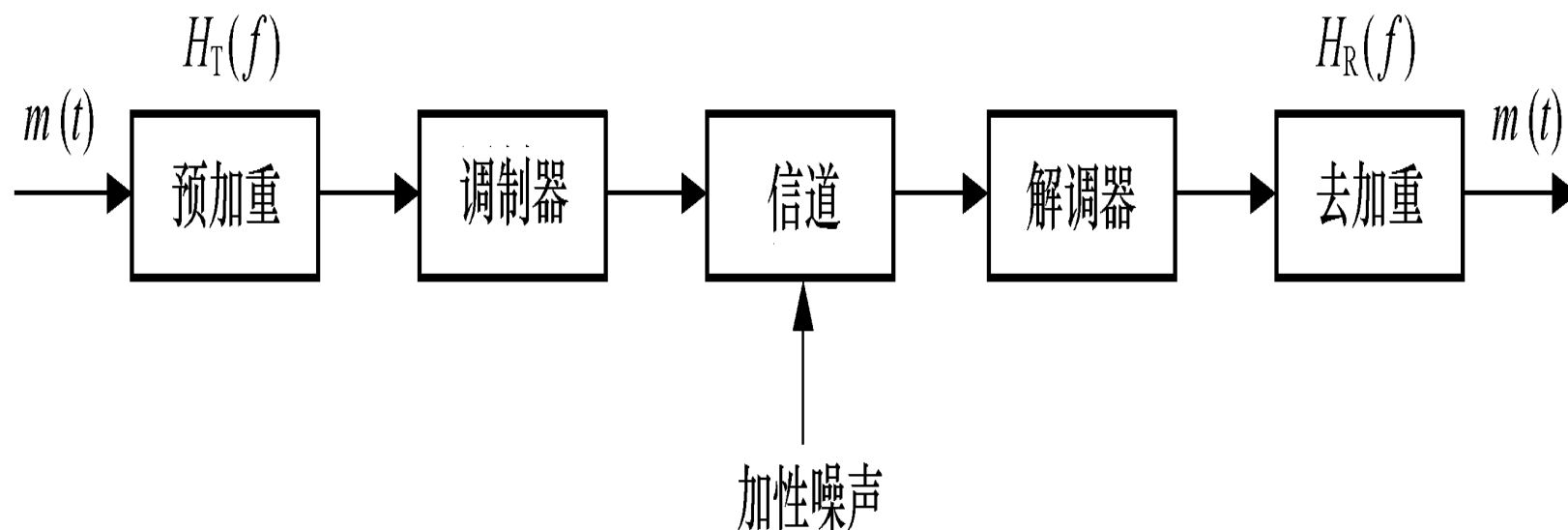
- 非线性调制系统可以用增加<sup>①</sup>**输入信噪比**或者用增加<sup>②</sup>**调频指数**的方法增加输出信噪比。除此之外，它们还可采用<sup>③</sup>**降低输出噪声功率**的方法提高输出信噪比。总之，只要能保持输出信号不变的任何降低输出噪声的措施都是有用的。

**预加重/去加重技术**就是采用保持输出信号功率不变而**降低输出噪声**的方法来提高输出信噪比。

其基本思想是，在接收端解调器输出端接入**去加重滤波器**和在发送端调制器输入端接入**预加重滤波器**。预加重滤波器的特性和去加重滤波器的特性应是**互补关系**。

该过程的方框图如图3-31所示。

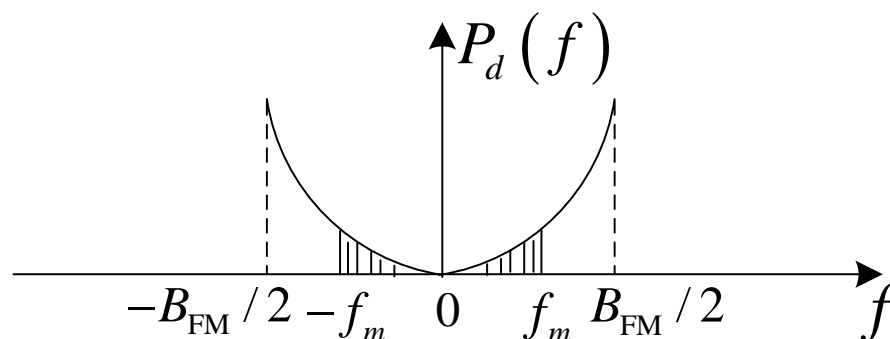
$$H_T(f) H_R(f) = ?$$



**图3-31 具有预加重和去加重滤波器的调频系统**

可以证明，调频信号用鉴频器解调时，解调器的输出噪声功率谱密度按频率的平方规律增加。即  $P_{n_0}(f) \propto f^2 \quad |f| < f_m$

现在如果在解调器输出端接一个输出特性随 $f$ 的增加而滚降的线性网络，将高端的噪声衰减，则总的噪声功率可以进一步减小，这个网络称为去加重网络。



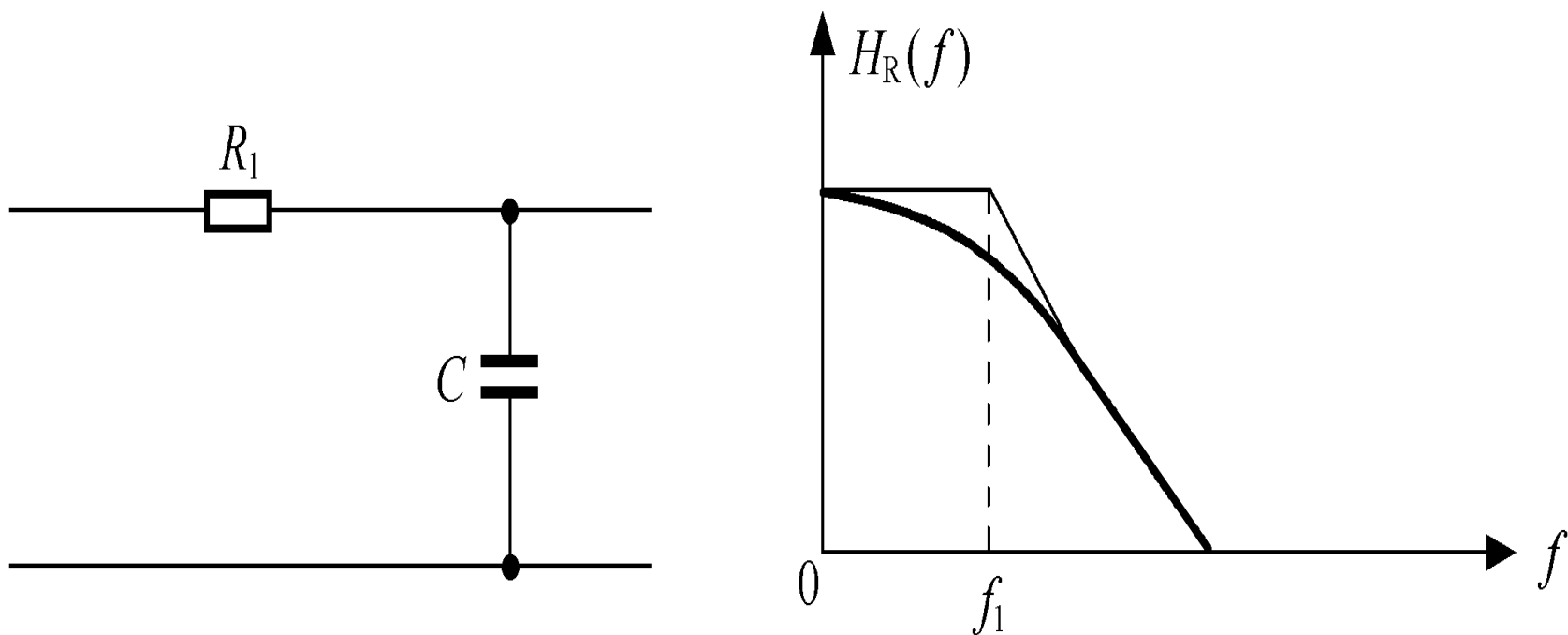


图3-32 简单去加重电路



在接收端接入**去加重**网络后，将会对输出信号带来频率失真。因此，在调制器前加一个**预加重**网络来抵消去加重网络的影响，其简单电路如图3-33所示。

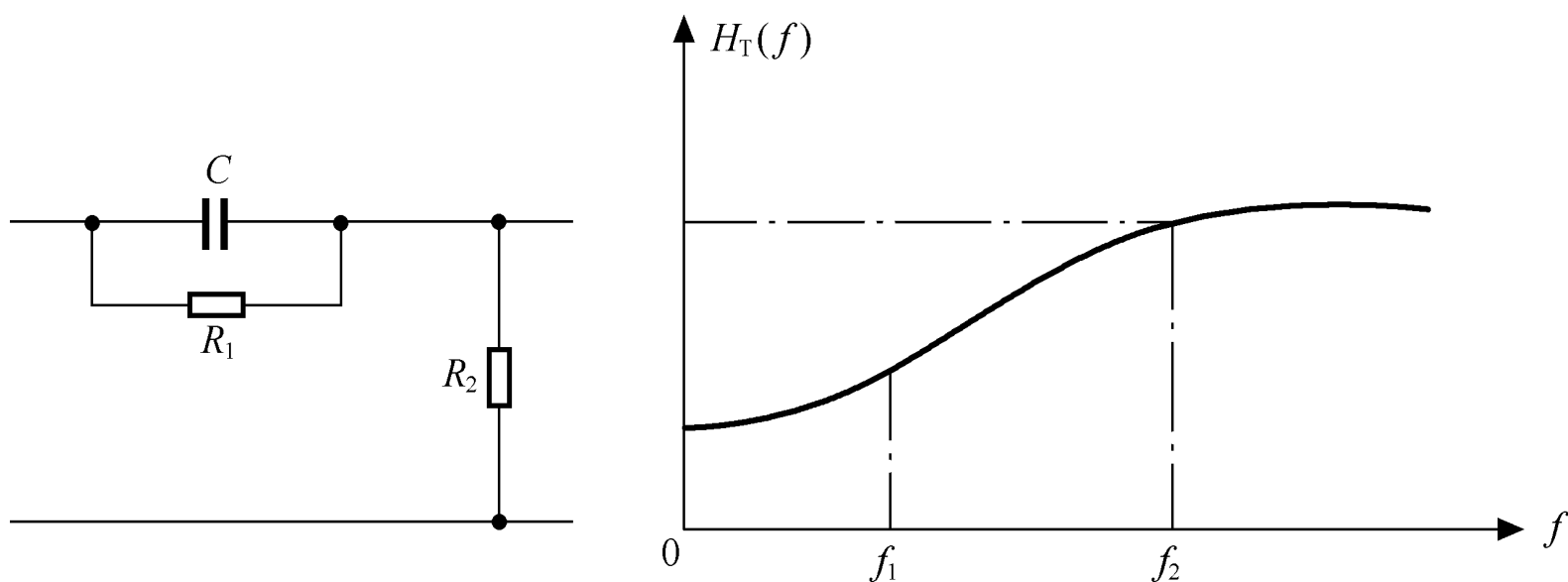


图3-33 简单预加重电路

为使传输信号不失真，应该有

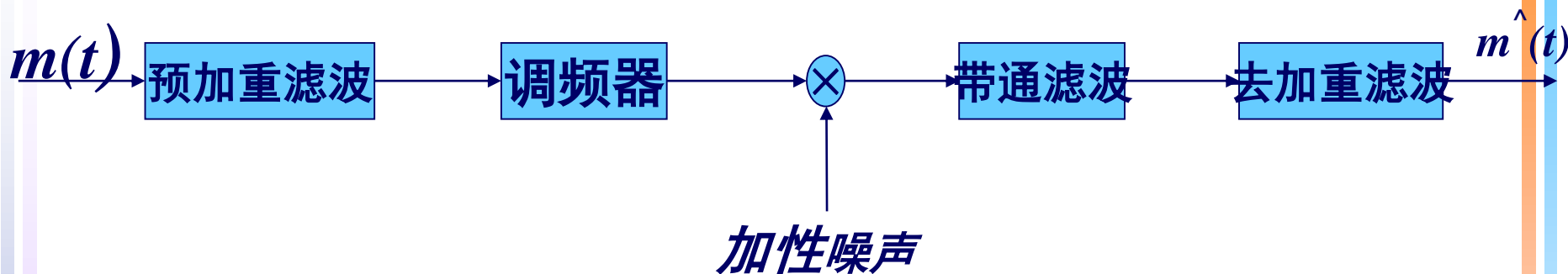
$$H_T(f) H_R(f) = 1 \quad \text{或} \quad H_T(f) = \frac{1}{H_R(f)} \quad (3.119)$$

当满足（3.119）条件后，对于传输信号来说，接与不接预加重和去加重网络的情况是一样，即保证了输出信号不变的要求，而输出噪声得到了降低，从而提高了输出信噪比。

由于加重前和加重后的信号是不变的，所以加重前的信噪功率比和加重后的信噪功率比相比较的话，只要用加重前后的输出噪声功率来比较就可以了。即

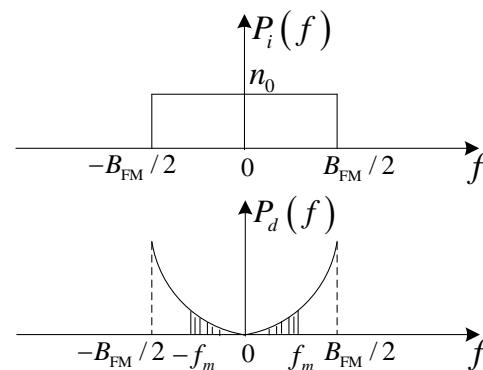
$$R = \frac{\int_{-f_m}^{f_m} P_{n_0}(f) df}{\int_{-f_m}^{f_m} P_{n_0}(f) |H_R(f)|^2 df} \quad (3.120)$$

# 预加重与去加重



## 基频信号（预加重）

- 低频：恒定增益
- 高频：加重 ( $k|f|$  微分器)



## 接收信号（低频滤波）

- 低频：恒定增益
- 高频：去加重（积分器）

去加重

# 使用加重技术对信噪比的改善

参考

$$\begin{aligned}\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{o_{PD}}}{\left(\frac{S}{N}\right)_o} &= \frac{P_{n_o}}{P_{n_{PD}}} = \frac{\frac{2N_o W^3}{3A_c}}{\frac{2N_o f_o^3}{A_c} \left( \frac{W}{f_o} - \arctan \frac{W}{f_o} \right)} \\ &= \frac{1}{3} \frac{\left(\frac{W}{f_o}\right)^3}{\frac{W}{f_o} - \arctan \frac{W}{f_o}}\end{aligned}$$

在采用图3-32和图3-33所示的简单去加重预加重电路后，且保持信号传输带宽不变的条件，经过分析计算，可以使输出信噪比**提高6dB左右**。

# 小复习

## FM的抗噪声性能:

- 大信噪比  $G_{FM} = 3m_f^2 (m_f + 1)$
- 小信噪比——门限效应
- FM与AM比较  $\frac{(S_0 / N_0)_{FM}}{(S_0 / N_0)_{AM}} \approx 4.5m_f^2$

## 加重技术

- FM的三种提高信噪比方法
- 鉴频器的噪声输出
- 预加重/去加重技术

提高输入信噪比  
增大调频指数  
降低输出噪声

中大光信息

## 3.6 各种模拟调制系统的比较

本节将对前面所讨论的各种模拟调制系统进行总结、比较，以便在实际中合理选用。

### 1、各种模拟调制方式总结

假定所有调制系统在接收机输入端具有相同的信号功率，



且加性噪声都是均值为0、双边功率谱密度为 $n_0/2$ 的高斯白噪声，基带信号 $m(t)$ 带宽为 $f_m$ ，在所有系统中都满足：

$$\begin{cases} \overline{m(t)} = 0 \\ \overline{m^2(t)} = \frac{1}{2} \\ |m(t)|_{\max} = 1 \end{cases} \quad (3.121)$$

综合前面的分析，可总结各种调制方式的传输带宽、信噪比增益、设备复杂程度、主要应用等如表3-1所示，表中还进一步假设了AM为100%调制。

表 3.1

各种模拟调制方式总结

调制方式	传输带宽	信噪比增益	设备复杂度	主要应用
DSB	$2f_m$	2	中等：要求相干解调，常与 DSB 信号一起传输一个小导频	点对点的专用通信，低带宽信号多路复用系统
SSB	$f_m$	1	较大：要求相干解调，调制器也较复杂	短波无线电广播，话音频分多路通信
AM	$2f_m$	2/3	较小：调制与解调（包络检波）简单	中短波无线电广播
VSB	略大于 $f_m$	近似 SSB	较大：要求相干解调，调制器需要对称滤波	数据传输，商用电视广播
FM	$2(m_f + 1)f_m$	$3m_f^2(m_f + 1)$	中等：调制器稍复杂，解调器较简单	数据传输，无线电广播，微波中继

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

## 2、各种模拟调制方式性能比较

就抗噪性能而言，WBFM最好，DSB、SSB、VSB次之，AM最差。NBFM与AM接近。图3-34示出了各种模拟调制系统的性能曲线，图中的圆点表示门限点。门限点以下，曲线迅速下跌；门限点以上，DSB、SSB的信噪比比AM高4.7dB以上，而FM( $m_f=6$ )的信噪比比AM高22dB。

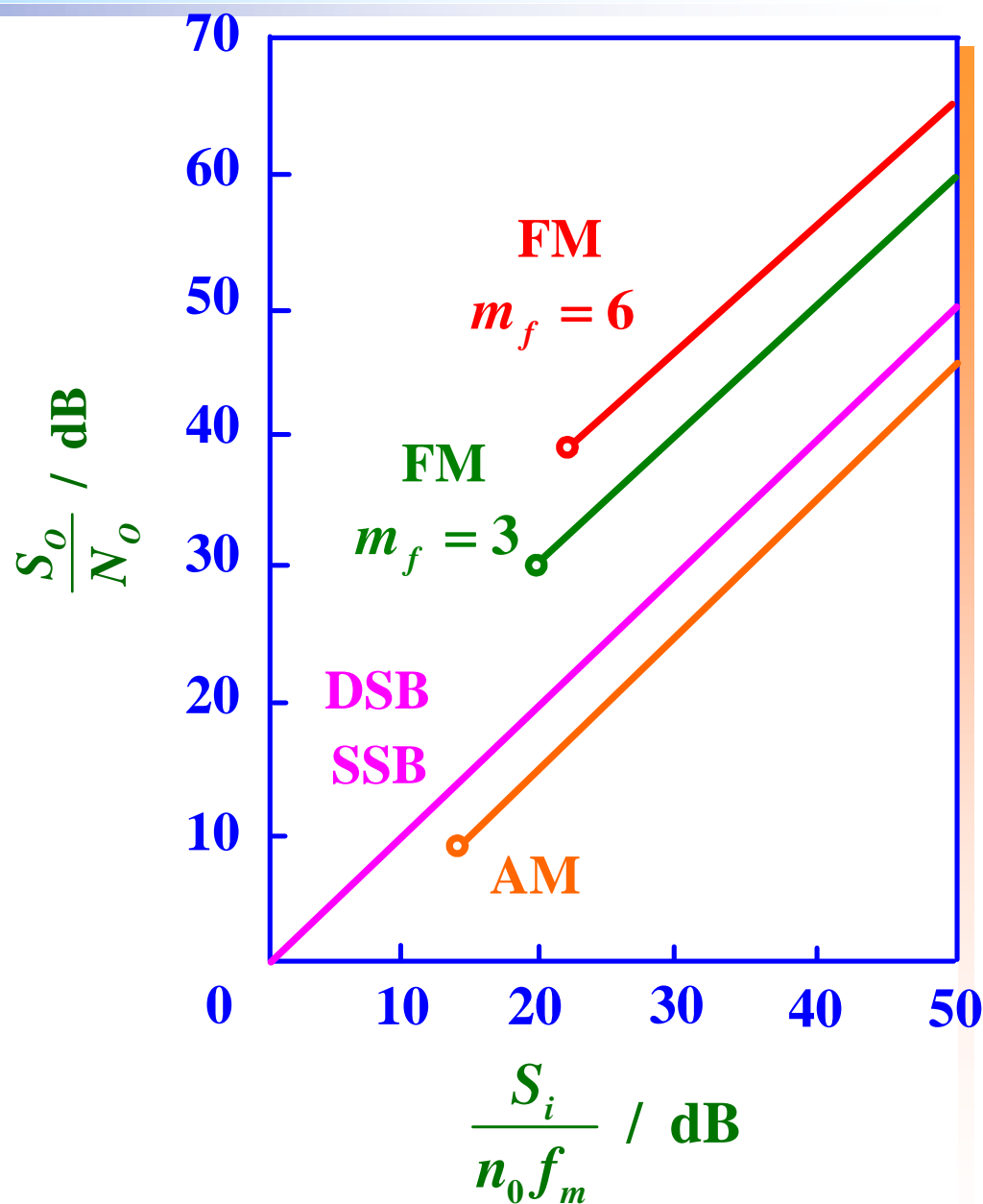
圆点表示门限点，  
门限点以下，曲线迅速下跌。

门限点以上 **DSB**、  
**SSB**的信噪比比AM  
高 4.7dB 以上；

而**FM** ( $m_f = 6$ ) 的信  
噪比 比AM 高 22dB 。

FM 的调频指数  $m_f$   
越大，**抗噪声性能**越  
好，但**占据的带宽**越  
宽，频带利用率低。

**SSB**的带宽最窄，  
其频带利用率高。



各种模拟调制系统的性能曲线

# 各种模拟调制系统的性能比较

## 一、性能比较

**WBFM** 抗噪声性能 最好，DSB、SSB、VSB 抗噪声性能 次之，AM 抗噪声性能 最差。

FM 的 **调频指数** 越大，抗噪声性能 越好，但占据的带宽越宽，频带利用率 低。

**SSB** 的 **带宽** 最窄，其频带利用率高。

# 各种模拟调制系统的性能比较

## 二、特点与应用

AM调制的**优点**是接收设备简单。

**缺点**是**功率利用率低**；**抗干扰能力差**，传输中如果载波受到信道的选择性衰落，则在包检时会出现过调失真；信号频带较宽，**频带利用率不高**。

因此 AM制式 用于通信质量要求不高的场合，目前主要用在中波和短波的**调幅广播**中。

# 各种模拟调制系统的性能比较

DSB调制的**优点**是**功率利用率高**。

**缺点**是**带宽与AM相同**，**频带利用率不高**；**接收要求**同步解调，**设备较复杂**。

只用于点对点的专用通信，**运用不太广泛**。

SSB调制的**优点**是**功率利用率**和**频带利用率**都较高，**带宽只有AM的一半**；抗干扰能力和抗选择性衰落能力均优于AM。

**缺点**是发送和接收设备都复杂。

鉴于这些特点，它普遍用在频带较拥挤的场合，如**短波波段的无线电广播**和**频分多路复用系统**中

# 各种模拟调制系统的性能比较

VSB 的诀窍在于部分抑制了发送边带，同时又利用 平缓滚降滤波器 补偿了被抑制部分。

VSB 的性能 与 SSB 相当。

VSB 解调原则上也需同步解调，但在某些 VSB 系统中，附加一个足够大的载波，就可用 包络检波法 解调 合成信号 ( $VSB + C$ )。

这种 ( $VSB + C$ ) 方式 综合了 AM、SSB 和 DSB 三者的优点。

所有这些特点，使 VSB 对 商用电视广播系统 特别具有吸引力。



# 各种模拟调制系统的性能比较

FM波的幅度 恒定不变，这使它对非线性器件不甚敏感，给FM带来了抗快衰落能力。这些特点使得窄带FM对微波中继系统颇具吸引力。

宽带FM的抗干扰能力强，可以实现带宽与信噪比的互换，因而宽带FM广泛应用于长距离、高质量的通信系统中，如空间和卫星通信、调频立体声广播、超短波电台等。

宽带FM的缺点是频带利用率低，存在门限效应因此接收信号弱，干扰大的情况下宜采用窄带FM，这就是小型通信机常采用窄带调频的原因。

注意，窄带FM采用相干解调时不存在门限效应

# 各种模拟调制系统的性能比较

综合前面的分析，各种模拟调制方式的性能如后表所示。

表中  $S_o/N_o$  是在 相同的 解调器 输入信号功率  $S_i$ 、相同 噪声功率谱密度  $n_0$ 、相同 基带信号带宽  $f_m$  的条件下，的输出信噪比。

其中 AM 为 100% 调制，调制信号 为 单音正弦。

# 各种模拟调制系统的性能比较

调制方式	信号带宽	制度增益	$\frac{S_o}{N_o}$	设备复杂度	主要应用
DSB	$2f_m$	2	$\frac{S_i}{n_0 f_m}$	中等	立体声广播
SSB	$f_m$	1	$\frac{S_i}{n_0 f_m}$	复杂	短波无线电广播 话音频分多路
VSB	略大于 $f_m$	近似 SSB	近似 SSB	复杂	商用电视广播
AM	$2f_m$	2/3	$\frac{1}{3} \frac{S_i}{n_0 f_m}$	简单	中短波无线电广播
FM	$2f_m \cdot (m_f + 1)$	$3m_f^2 \cdot (m_f + 1)$	$\frac{3}{2} m_f^2 \frac{S_i}{n_0 f_m}$	中等	超短波小功率电台 NBFM 微波 中继 调频立体声广播 WBFM

# 常见的调制方式

调制方式			主要用途
连续波调制	✓ 线性调制	常规双边带调制AM	广播
		单边带调制SSB	载波通信、短波无线电通信
		双边带调制DSB	立体声广播
		残留边带调制VSB	电视广播、传真
	✓ 非线性调制	频率调制	微波中继、卫星通信、广播
		相位调制	中间调制方式
	数字调制	振幅键控ASK	数据传输
		频移键控FSK	数据传输
		相移键控PSK	数字传输
		最小频移键控MSK等	数字微波、空间通信
数字调制	脉冲模拟调制	脉幅调制PAM	中间调制方式、遥测
		脉宽调制PWM	中间调制方式
		脉位调制PPM	遥测、光纤传输
	脉冲数字调制	脉码调制PCM	市话中继线、卫星、空间通信
		增量调制DM	军用、民用数字电话
		差分脉码调制DPCM	电视电话、图象编码
		矢量编码调制VCM	语音、图象压缩编码

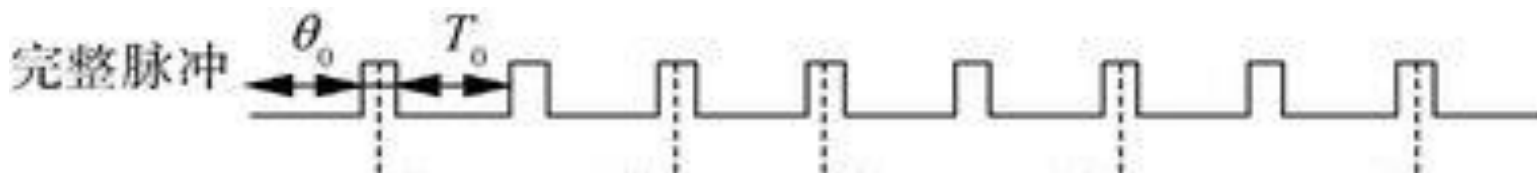
第3章中讨论的模拟调制是以正弦信号作为载波。然而，**正弦信号**并非唯一的载波形式，时间上离散的**脉冲串同样可以作为载波**。**脉冲调制**就是以时间上离散的脉冲串作为载波，用基带信号 $m(t)$ 去控制脉冲串的某个参量，使其按 $m(t)$ 的规律变化变化的调制方式。



# 脉冲调制

时间上离散的**脉冲串**同样可以作为载波

信号 $m(t)$ 调制可其**振幅**、**宽度**、**位置**



通常，按基带信号改变脉冲参量（幅度、宽度和位置）的不同，脉冲调制分为**脉幅调制 (PAM)**、**脉宽调制 (PDM)**和**脉位调制 (PPM)**。

如果用模拟信号去改变脉冲参量，虽然在时间上是离散的，但是仍然是**模拟调制**，因为其代表信息的参量仍然是连续变化的。三种模拟脉冲调制信号波形如图4-9所示。

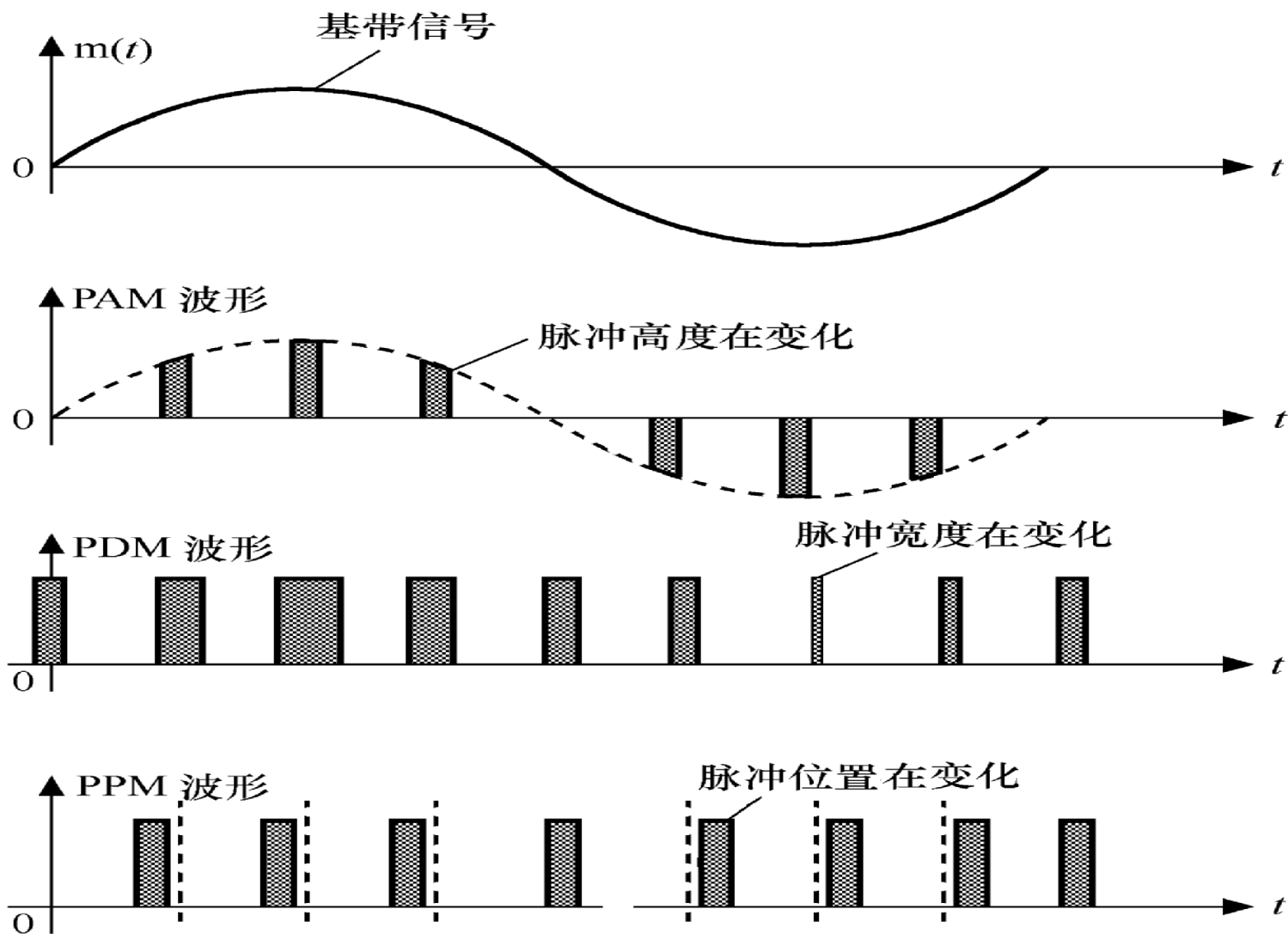


图4-9 PAM、PDM、PPM信号波形



# 常见的调制方式

调制方式			主要用途
连续波调制	线性调制	常规双边带调制AM	广播
		单边带调制SSB	载波通信、短波无线电电话通信
		双边带调制DSB	立体声广播
		残留边带调制VSB	电视广播、传真
	非线性调制	频率调制	微波中继、卫星通信、广播
		相位调制	中间调制方式
	数字调制	振幅键控ASK	数据传输
		频移键控FSK	数据传输
		相移键控PSK	数字传输
		最小频移键控MSK等	数字微波、空间通信
数字调制	脉冲模拟调制	脉幅调制PAM	中间调制方式、遥测
		脉宽调制PWM	中间调制方式
		脉位调制PPM	遥测、光纤传输
	脉冲数字调制	脉码调制PCM	市话中继线、卫星、空间通信
		增量调制DM	军用、民用数字电话
		差分脉码调制DPCM	电视电话、图象编码
		矢量编码调制VCM	语音、图象压缩编码

# 3.7 载波同步

## 概述

数字通信系统中的同步种类：**载波同步**、**码元同步**、**群同步**和**网同步**。

**载波同步**：又称**载波恢复**。

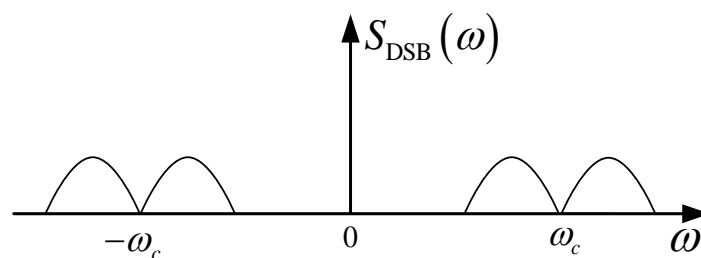
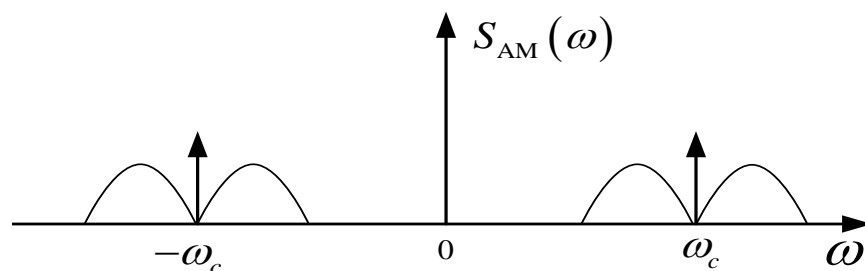
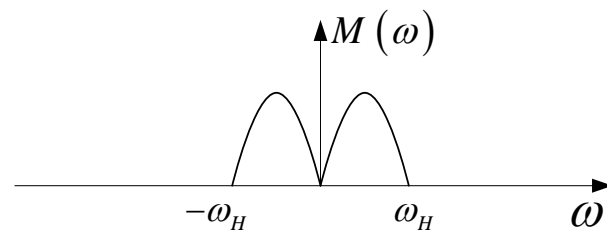
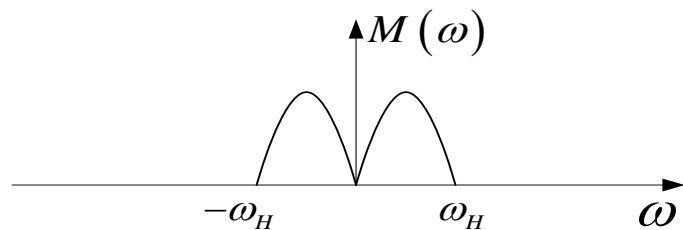
- 目的：在接收设备中产生一个和接收信号的载波**同频**、**同相**的本地振荡，用于**相干解调**。

### ■ 方法：

接收信号中有载频分量时：需要调整其相位。

接收信号中无载频分量时：需从信号中提取载波，或插入辅助同步信息。

# 信号中的载频分量



**AM**

**DSB**

# 1. 直接法（自同步法）

① **a.平方变换法； b.平方环法**

②**科斯塔环法（同相正交环法；边环法）**

# 无辅助导频时的载波提取——①平方环法

## • 平方变换法：设信号

$$s(t) = m(t) \cos(\omega_c t + \theta)$$

式中， $m(t) = \pm 1$

当 $m(t)$ 取+1和-1的概率相等时，此信号的频谱中无角频率 $\omega_c$ 的离散分量。将上式平方，得到

$$s^2(t) = m^2(t) \cos^2(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2} [1 + \cos 2(\omega_c t + \theta)]$$

由上式可见，其中包含2倍载频的频率分量。将此2倍频分量用窄带滤波器滤出后再作2分频，即可得出所需载频。



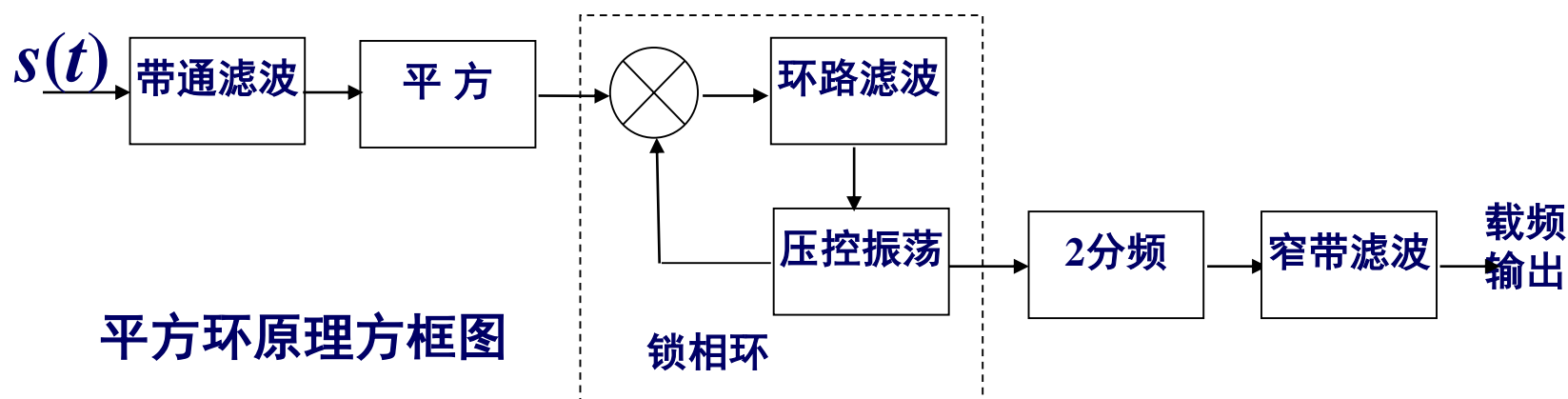
$$s(t) = m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \quad s^2(t) = \frac{1}{2} [1 + \cos 2(\omega_c t + \theta)]$$

平方变换法原理  
中大光信息

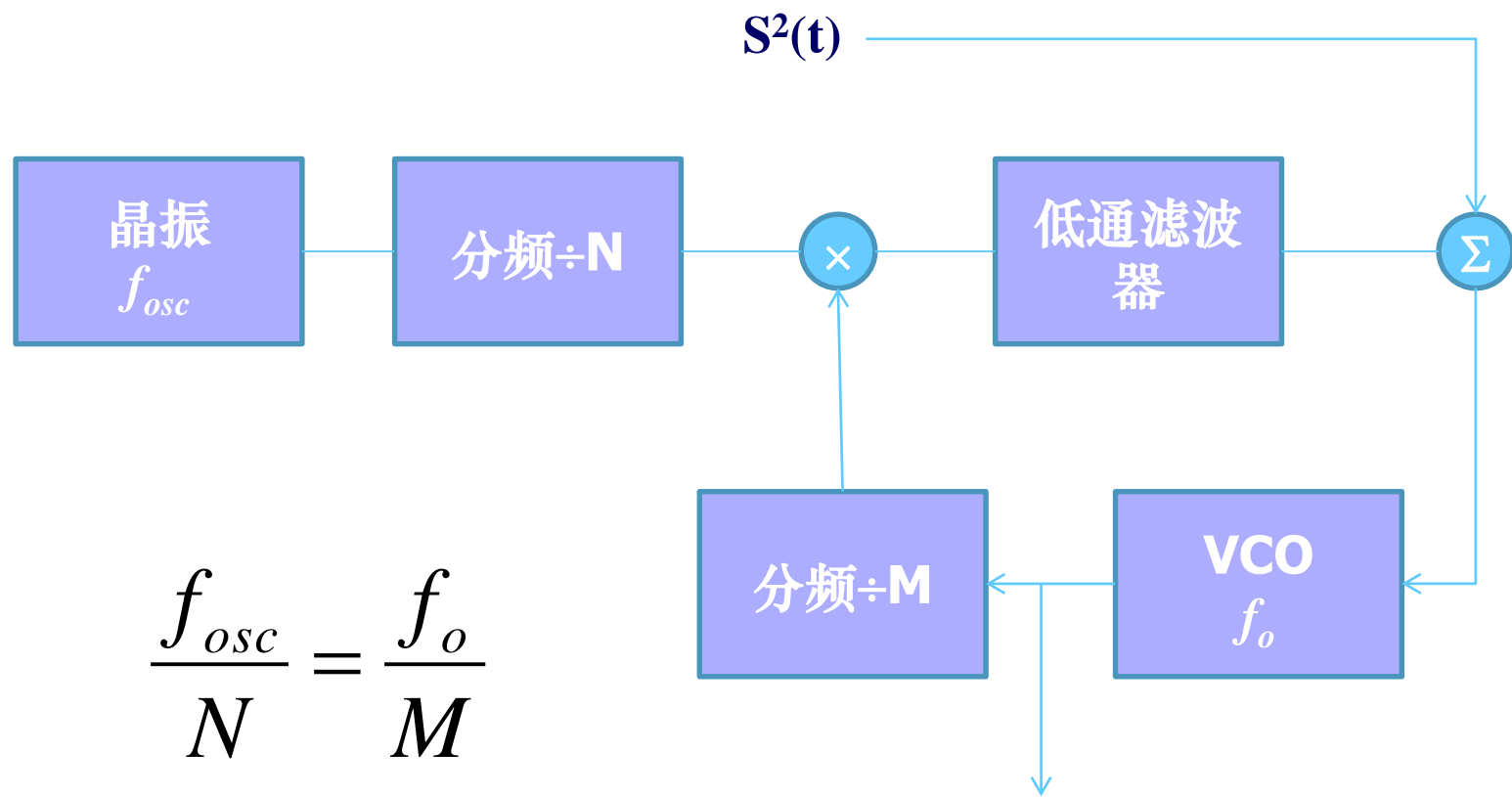
# 无辅助导频时的载波提取——①平方环法

- 平方环法：

- 为了改善窄带滤波器的性能的不稳定，可采用锁相环替代一般的窄带滤波器。方框图如下：



# PLL锁相环的宽带调制器



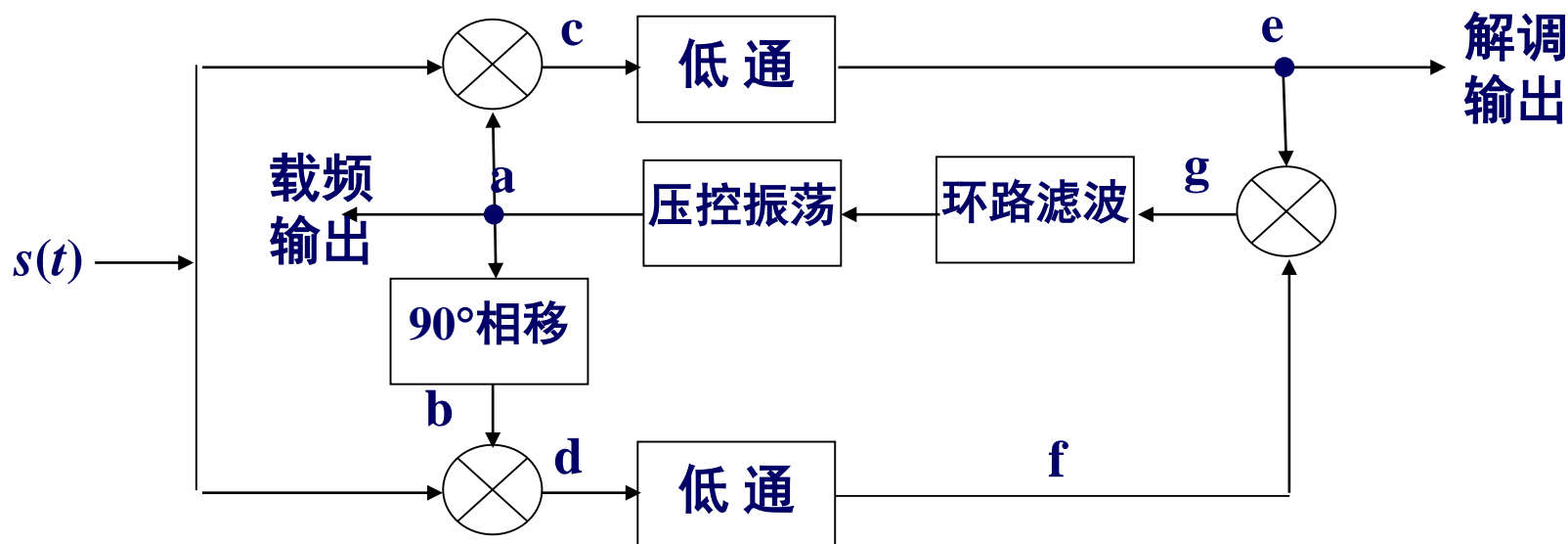
$$\frac{f_{osc}}{N} = \frac{f_o}{M}$$

$$s^2(t) = \frac{1}{2} [1 + \cos 2(\omega_c t + \theta)]$$

## 无辅助导频时的载波提取——②COSTAS环法

### ■ 科斯塔斯环法：又称同相正交环法或边环法。

#### • 原理方框图：

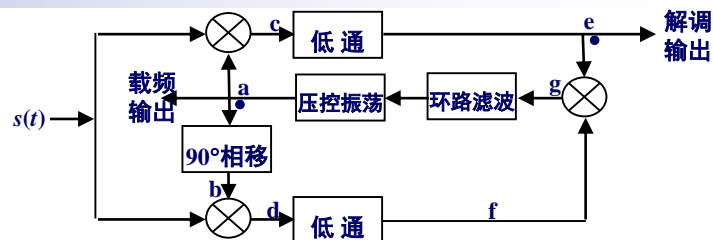


科斯塔斯环法原理方框图



# COSTAS环法的在个点的电压

## ■ 工作原理



科斯塔斯环法原理方框图

**a点的压控振荡电压为：**  $v_a = \cos(\omega_c t + \varphi)$

**b点的压控振荡电压为：**  $v_b = \sin(\omega_c t + \varphi)$

**c点的电压：**

$$v_c = m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \cos(\omega_c t + \varphi) = \frac{1}{2} m(t) [\cos(\varphi - \theta) + \cos(2\omega_c t + \varphi + \theta)]$$

**d点的电压：**

$$v_d = m(t) \cos(\omega_c t + \theta) \sin(\omega_c t + \varphi) = \frac{1}{2} m(t) [\sin(\varphi - \theta) + \sin(2\omega_c t + \varphi + \theta)]$$

**e点的电压：**

$$v_e = \frac{1}{2} m(t) \cos(\varphi - \theta)$$

**f点的电压：**

$$v_f = \frac{1}{2} m(t) \sin(\varphi - \theta)$$

**g点的电压：**

$$v_g = v_e v_f = \frac{1}{8} m^2(t) \sin 2(\varphi - \theta)$$

上式中的 $(\varphi - \theta)$ 是压控振荡电压和接收载波相位之差。

$$v_g = v_e v_f = \frac{1}{8} m^2(t) \sin 2(\varphi - \theta)$$

将  $m(t) = \pm 1$  代入上式, 并考虑到当  $(\varphi - \theta)$  很小时,  
 $\sin(\varphi - \theta) \approx (\varphi - \theta)$ , 则上式变为

$$v_g \approx \frac{1}{4} (\varphi - \theta)$$

电压  $v_g$  通过环路滤波器, 控制压控振荡器的振荡频率。

这个电压控制压控振荡器的输出电压相位, 使  $(\varphi - \theta)$  尽可能地小。当  $\varphi = \theta$  时,  $v_g = 0$ 。

压控振荡器的输出电压  $v_a$  就是科斯塔斯环提取出的载波。

$$v_a = \cos(\omega_c t + \varphi)$$

$$v_e = \frac{1}{2} m(t) \cos(\varphi - \theta)$$

由上式可见，当 $(\varphi - \theta)$ 很小时，除了差一个常数因子外，电压 $v_e$ 就近似等于解调输出电压 $m(t)$ 。所以科斯塔斯环本身就同时兼有提取相干载波和相干解调的功能。

- 优缺点：

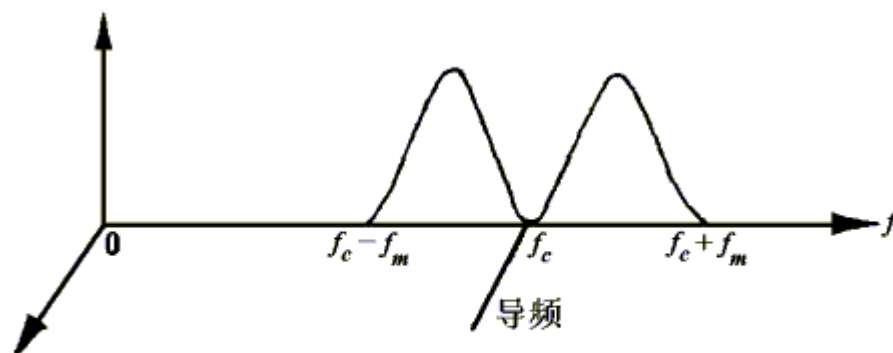
- 1、不需要对接收信号作平方运算，工作频率较低。
- 2、为了得到科斯塔斯环法在理论上给出的性能，要求两路低通滤波器的性能完全相同。
- 3、由锁相环原理可知，锁相环在 $(\varphi - \theta)$ 值接近0的稳定点有两个，在 $(\varphi - \theta)$ 等于0和 $\pi$ 处。所以，科斯塔斯环法提取出的载频也存在相位含糊性。

## 2. 插入导频法（正交载波）

在抑制载波系统中无法从接收信号中直接提取载波。例如：**DSB**、**VSB**、**SSB**和**2PSK**本身都不含有载波分量或含有一定的载波分量的。

导频的插入位置应该在信号频谱为零的位置，否则导频与信号频谱成分重叠，接收时不易提取。

插入导频法提取载波要使用**窄带滤波器**。

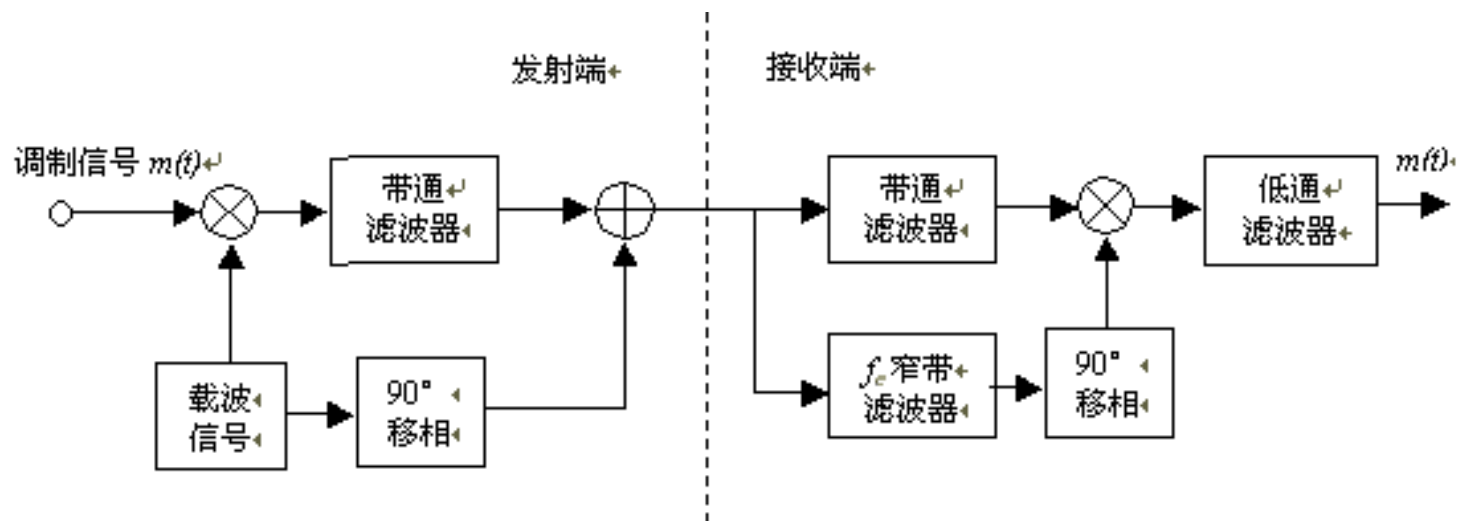


正交载波

$$s(t) = a \cdot m(t) \sin \omega_c t - a \cos \omega_c t$$

插入的导频并不是加入调制器的载波，而是将该载波移相 $90^\circ$ 后的“正交载波”。

# 导频法

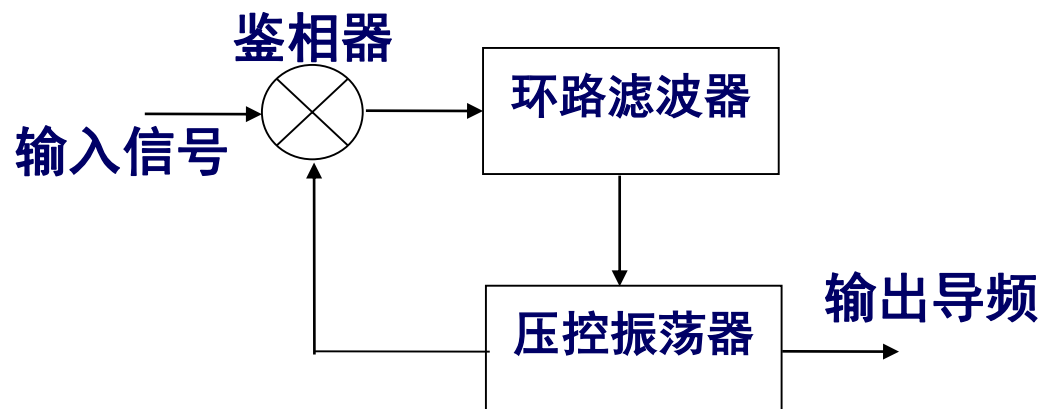


## 通过窄带提取导频

$$\begin{aligned}v(t) &= s(t) \cdot a \sin \omega_c t \\&= [a \cdot m(t) \sin \omega_c t - a \cos \omega_c t] a \sin \omega_c t \\&= \frac{1}{2} a^2 m(t) - \frac{1}{2} a^2 m(t) \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2} a^2 \sin 2\omega_c t\end{aligned}$$

# 插入导频法（锁相环锁定导频）

- 利用锁相环，辅助**导频**的载频提取
  - 用于不包含载频分量的信号。
  - 在发送信号中另外加入一个或几个导频信号。
  - 多采用锁相环（**PLL**）提取载波。
  - 锁相环原理方框图：



锁相环原理方框图

## 环路滤波器的设计

- **对环路滤波器的要求**：通带越窄，能够通过的噪声越少，但是对导频相位漂移的限制越大。
  - 数字化接收机中锁相环的实现方法：
    - 窄带滤波器：改用数字滤波器
    - 压控振荡器：用只读存储器代替
    - 鉴相器：可以是一组匹配滤波器

# 载波同步的性能

参考

- 相位误差

- 相位误差的种类

- 恒定误差：由电路参量引起的
    - 随机误差：由噪声引起的

- 恒定误差分析：

- 当提取载波电路中存在窄带滤波器时，若其**中心频率** $f_q$ 和**载波频率** $f_0$ 不相等，存在频率偏差 $\Delta f$ ，则载波通过它时会有附加相移。设此窄带滤波器由一个单谐振电路组成，则由其引起的附加相移等于

$$\Delta\varphi \approx 2Q \frac{\Delta f}{f_q}$$

由上式可见，电路的 **$Q$** 值越大，附加相移也成比例地增大。



- 当提取载频的电路中采用锁相环时，若锁相环工作在稳态，压控振荡电压的频率 $f_0$ 应当和信号载频 $f_c$ 相同，并且其相位误差应当很小。设锁相环压控振荡电压的稳态相位误差为 $\Delta\varphi$ ，则有

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta f}{K_d}$$

式中， $\Delta f$ 是 $f_c$ 和 $f_0$ 之差，而 $K_d$ 为锁相环路直流增益。

为了减小误差 $\Delta\varphi$ ，由上式可见，应当尽量增大环路的增益 $K_d$ 。

# 随机相位误差

参考

- 随机误差分析

设这种相位误差为 $\theta_n$ ，它是由窄带高斯噪声引起的，所以是一个随机量。当大信噪比时，此随机相位误差 $\theta_n$ 的概率密度函数近似为

$$f(\theta_n) \approx \sqrt{\frac{r}{\pi}} \cos \theta_n \cdot e^{-r \sin^2 \theta_n}, \quad 1 > \cos \theta_n > \frac{2.5}{\sqrt{r}}$$

$$f(\theta_n) \approx 0, \quad \frac{-2.5}{\sqrt{r}} > \cos \theta_n > -1$$

所以，在 $\theta_n = 0$ 附近，对于大的 $r$ ， $f(\theta_n)$ 可以写为

$$f(\theta_n) \approx \sqrt{\frac{r}{\pi}} \cdot e^{-r \theta_n^2}$$

我们知道，均值为0的正态分布的概率密度函数表示式为

# 相位抖动

参考

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

参照上式正态分布概率密度的形式， $f(\theta_n)$ 的公式可以改写为

$$f(\theta_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{2r}}} e^{-\frac{\theta_n^2}{2\left(\frac{1}{2r}\right)}}$$

故此随机相位误差 $\theta_n$ 的方差与信号噪声功率比 $r$ 的关系为

$$\overline{\theta_n^2} = \frac{1}{2r}$$

所以，当大信噪比时，由窄带高斯噪声引起的随机相位误差的方差大小直接和信噪比成反比。我们常将此随机相位误差 $\theta_n$ 的标准偏差称为**相位抖动**，并记为 $\sigma_\varphi$ 。

# 窄带滤波器的选取

- 在提取载频电路中的窄带滤波器对于信噪比有直接的影响。对于给定的噪声功率谱密度，窄带滤波器的通频带越窄，使通过的噪声功率越小，信噪比就越大，这样随机相位误差越小。
- 另一方面，通频带越窄，要求滤波器的  $Q$  值越大，则恒定相位误差  $\Delta\phi$  越大。
- 所以，恒定相位误差和随机相位误差对于  $Q$  值的要求是矛盾的。

# 同步建立时间和保持时间

- **同步建立时间**：从开始接收到信号（或从系统失步状态）到提取出稳定的载频所需要的时间。

显然我们要求此时间越短越好。在同步建立时间内，由于相干载频的相位还没有调整稳定，所以不能正确接收码元。

- **同步保持时间**：从开始提取出稳定的载频到失去载频同步的时间。

显然希望此时间越长越好。长的同步保持时间有可能使信号短暂丢失时，或接收断续信号时，不需要重新建立同步，保持连续提供稳定的本地载频。

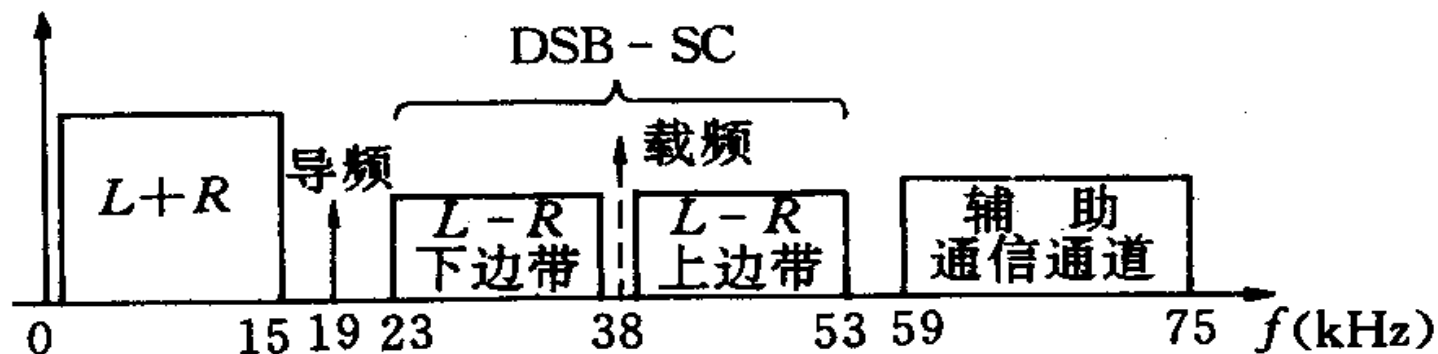
# 同步建立时间和保持时间的关系 参考

在同步电路中的低通滤波器和环路滤波器都是通频带很窄的电路。

- 一个滤波器的通频带越窄，其惰性越大。当在其输入端加入一个正弦振荡时，它输出端振荡的建立时间越长；当输入振荡截止时，输出端振荡的保持时间也越长。

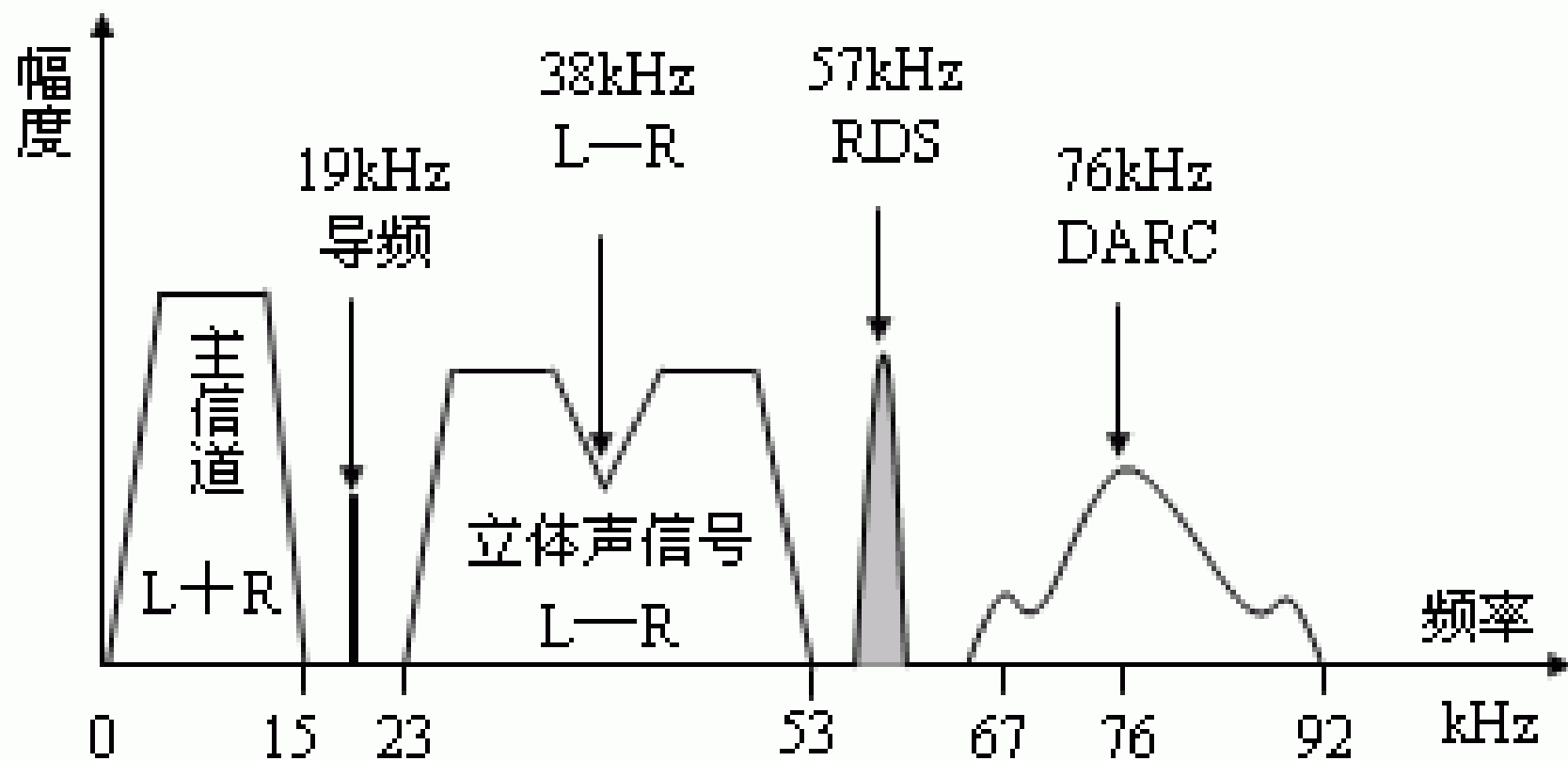
显然，这个特性和我们对于同步性能的要求是相左的，即建立时间短和保持时间长是互相矛盾的要求。在设计同步系统时只能折中处理。

## 例：调频FM广播的频谱结构



- **0~15kHz**用于传送( **$L+R$** )信号
- **23kHz~53kHz**用于传送( **$L-R$** )信号
- **59kHz~75kHz**则用作辅助通道
- ( **$L-R$** )信号的载波频率为**38kHz**
- 在**19kHz**处发送一个单频信号（导频）
- 在普通调频广播中，只发送**0—15kHz**的( **$L+R$** )信号。

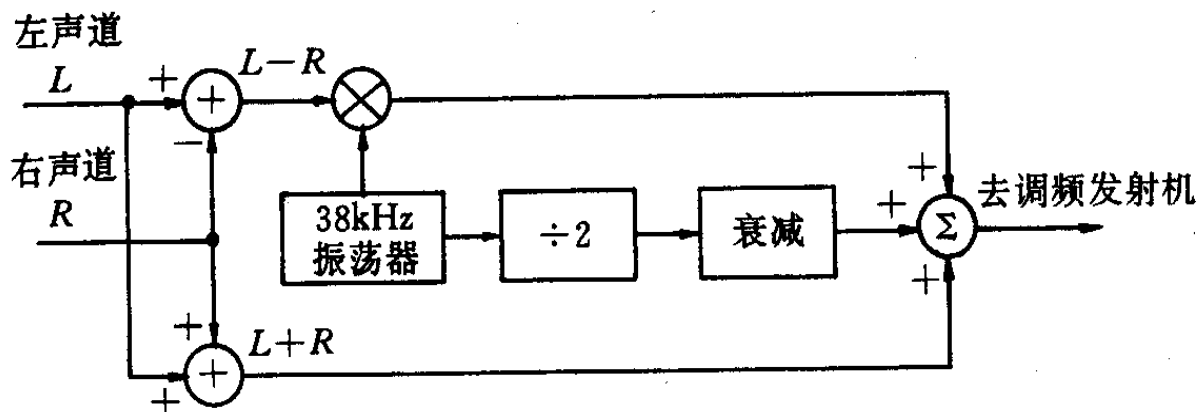
# 在FM广播上附加数字信道DARC





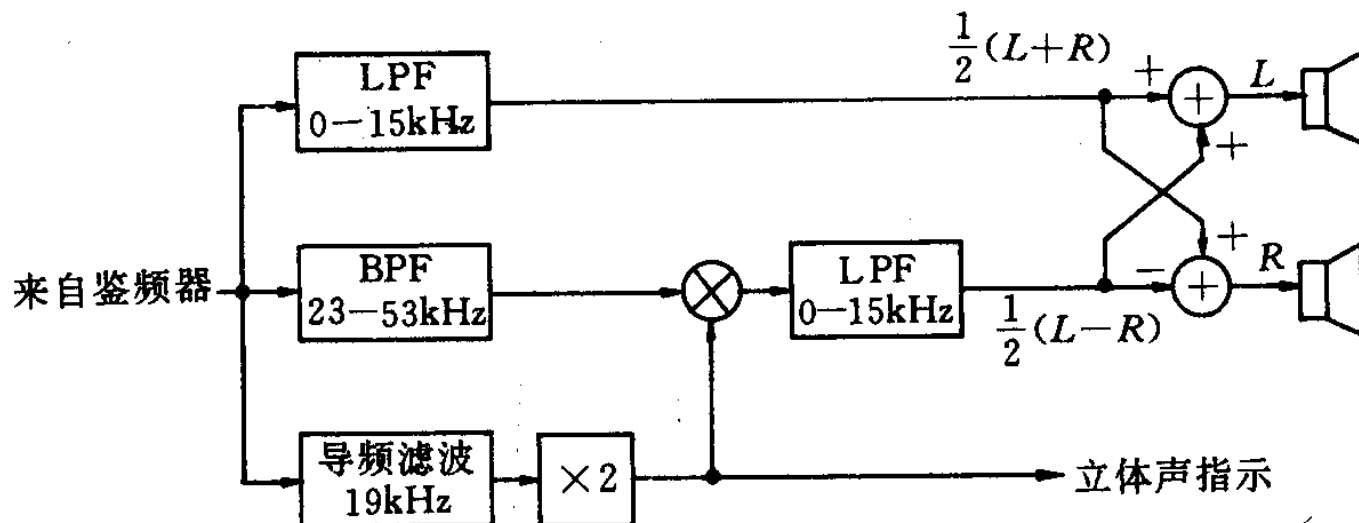
## 调频立体声广播（发送）

- 原理：FM立体声广播中，声音在空间上被分成两路音频信号，一个左声道信号L，一个右声道信号R，频率都在50Hz到15kHz之间。左声道与右声道相加形成和信号(L+R)，相减形成差信号(L-R)。
  - 在调频之前，差信号(L-R)先对38kHz的副载波进行抑制载波双边带 (DSB-SC) 调制，然后与和信号(L+R)进行频分复用后，作为FM立体声广播的基带信号，其形成过程如下图所示：



## 调频立体声广播（接收）

### • 立体声广播信号的解调



- 接收立体声广播后先进行鉴频，得到频分复用信号。对频分复用信号进行相应的分离，以恢复出左声道信号L和右声道信号R。

中大光信息

## 3.8 频分复用 (FDM)

**复用：**在一个信道上传输多路信号。

频分复用 (FDM)

时分复用 (TDM)

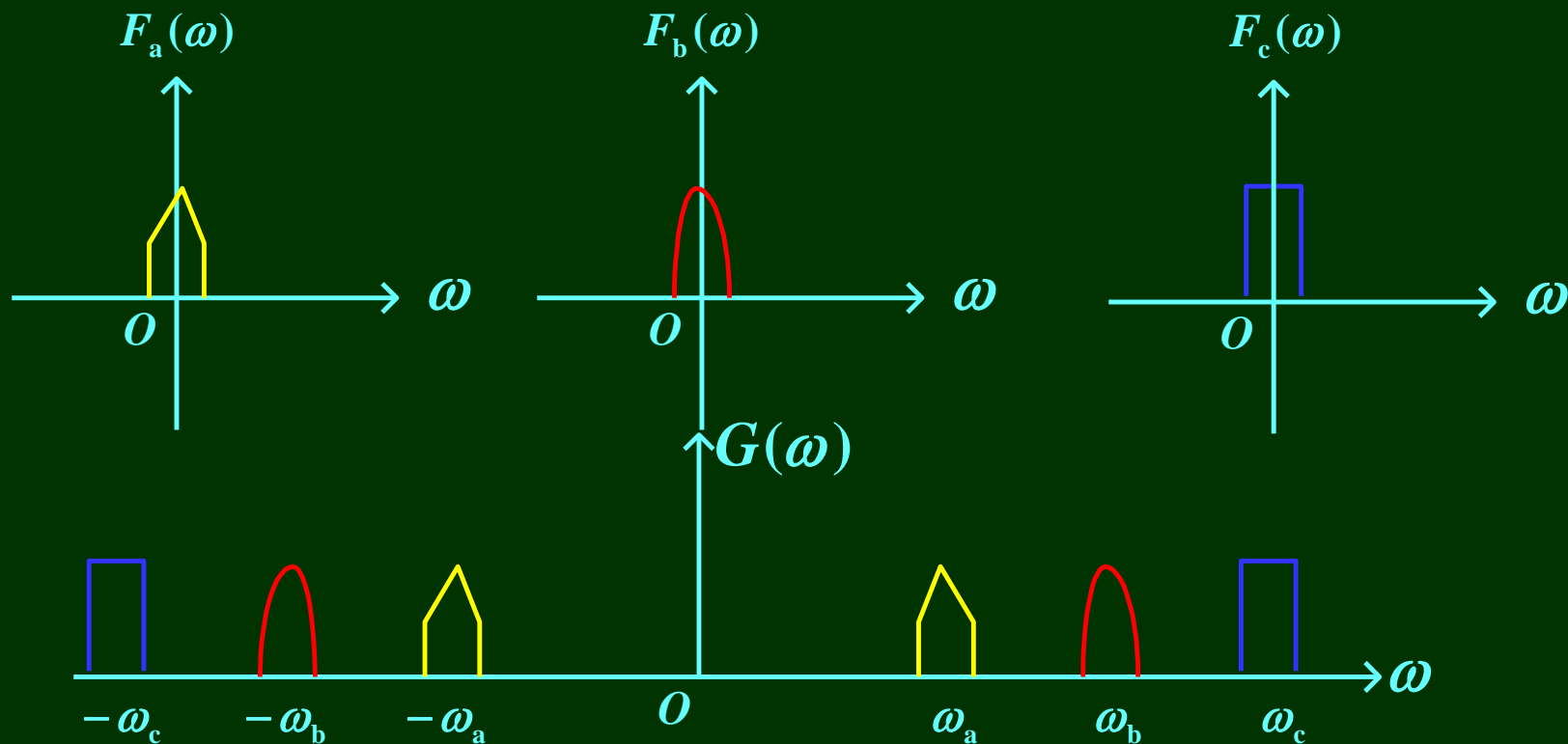
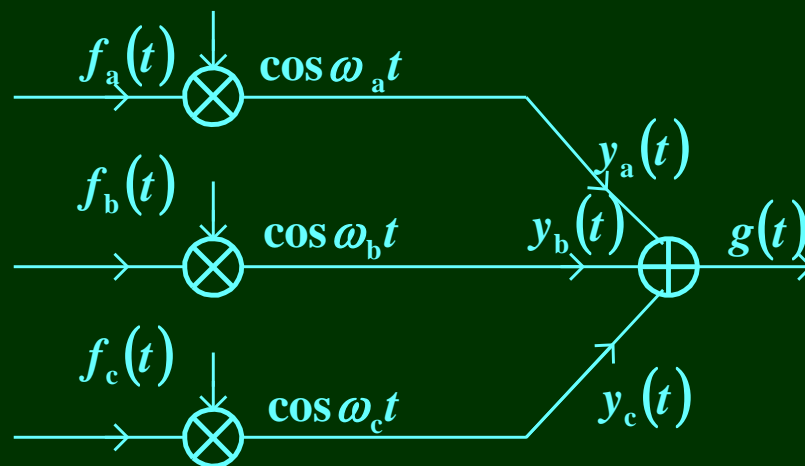
码分复用 (码分多址) (CDM)

波分复用 (WDM)

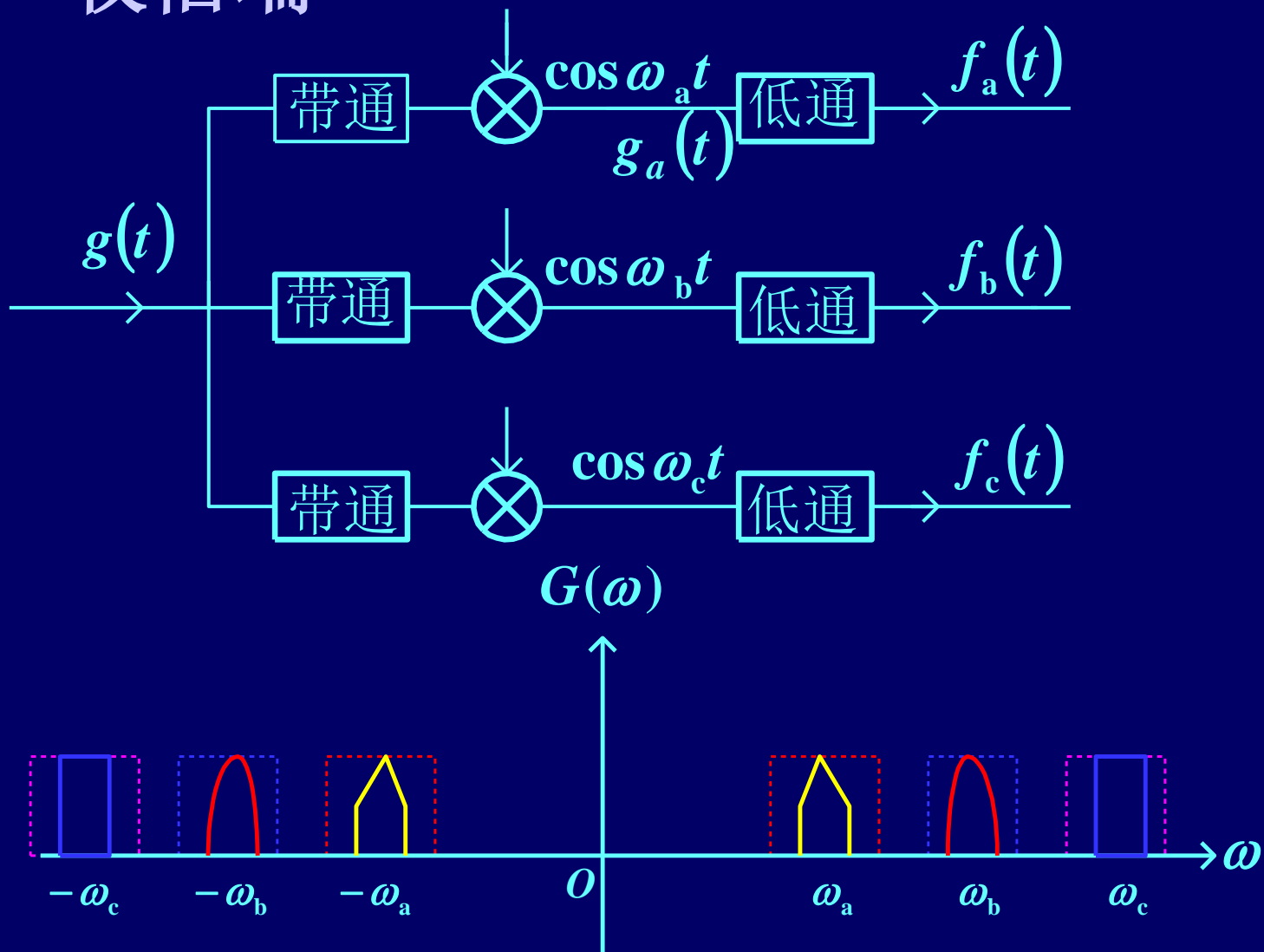
频分复用：就是以**频段分割**的方法在一个信道内实现多路通信的传输体制。  
(frequency division multiply)

# 复用—发信端

调制，将各信号搬移到不同的频率范围。



# 复用—收信端



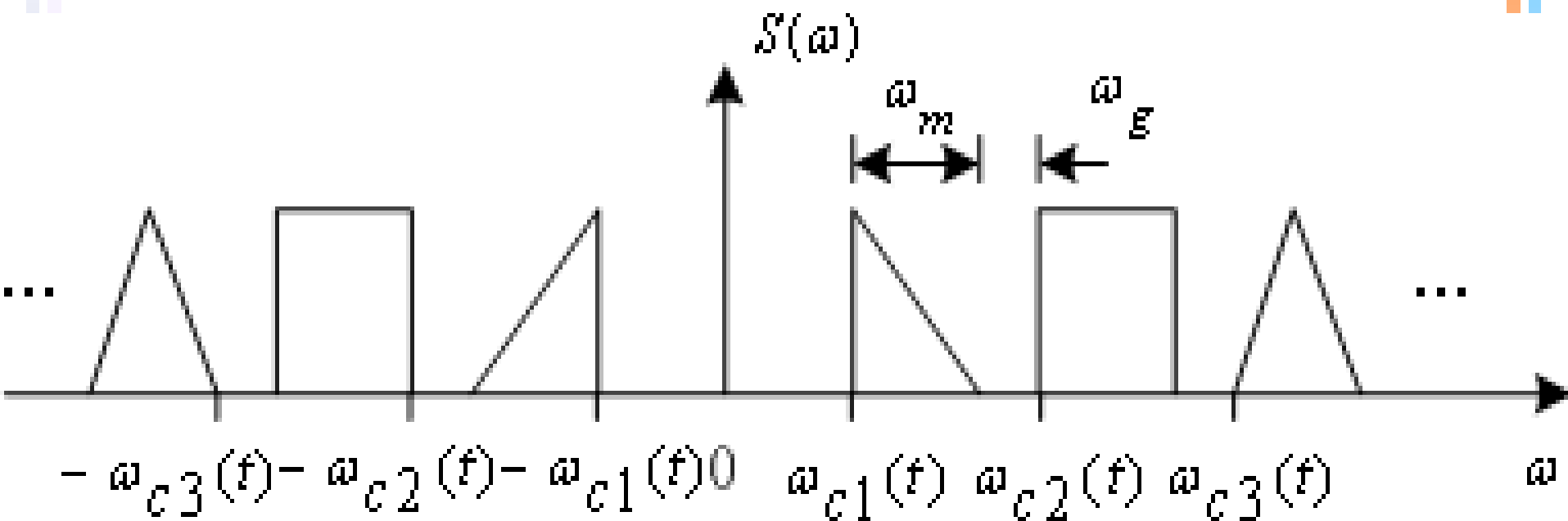
# 频分复用解调分析

先利用一个带通滤波器（带宽  $\omega_a - \omega_m < |\omega| < \omega_a + \omega_m$ ），  
滤出  $\omega_a$  附近的分量，再同步解调

$$\begin{aligned}g_a(t) &= f_a(t) \cos^2(\omega_a t) \\&= \frac{1}{2} f_a(t) [1 + \cos(2\omega_a t)] \\&= \frac{1}{2} f_a(t) + \frac{1}{2} f_a(t) \cos(2\omega_a t) \\G_a(\omega) &= \frac{1}{2} F_a(\omega) + \frac{1}{4} [F_a(\omega + 2\omega_a) + F_a(\omega - 2\omega_a)]\end{aligned}$$

再使用低通滤波器，完成解调。

合理选择载波频率 $f_{c1}$ 、 $f_{c2}$ 、 $\dots$ 、 $f_{cn}$ ，并在各路已调信号频谱之间留有一定的**保护间隔** $f_g$ ，也是减小串扰的有效措施。



$$f_s = f_{c(i+1)} - f_{ci} = f'_m + f_g$$

$$B_n = nf'_m + (n-1)f_g$$

频分复用信号的频谱结构

FDM仍用于广播、电视



# FDM调制方式实现

## 多路载波电话分群等级

分群等级	容量(路数)	带宽(KHz)	基本频带(KHz)
基群	12	48	60—108
超群	60	240	312—552
基本主群	300	1200	812—2044
基本超主群	900	3600	8516—12388

# 小复习

## 载波同步:

- 概念
- 无辅助导频: 平方环法、**COSTAS**环法
- 插入导频法: 正交载波

## 频分复用 (FDM)

- 多路复用的概念与方式
- **FDM**系统、频谱、带宽
- 电话系统的分“群”