



第九章

多载波传输技术



主讲人: 牛 凯

niukai@bupt.edu.cn



- 系统的通信能力实际上受制于信道的传播特性。对于高速数据业务，发送符号的周期可以与时延扩展相比拟，甚至小于时延扩展，此时将引入严重的码间干扰，导致系统性能的急剧下降。
- 信道均衡是经典的抗码间干扰技术，在许多移动通信系统中都采用了均衡技术消除码间干扰。但是如果数据速率非常高，采用单载波传输数据，往往要设计几十甚至上百个抽头的均衡器，这不啻是硬件设计的噩梦。
- OFDM系统既可以维持发送符号周期远远大于多径时延，又能够支持高速的数据业务，并且不需要复杂的信道均衡。

§ 9.1 OFDM基本原理



- OFDM的基本原理是将高速的数据流分解为多路并行的低速数据流，在多个载波上同时进行传输。对于低速并行的子载波而言，由于符号周期展宽，多径效应造成的时延扩展相对变小。当每个OFDM符号中插入一定的保护时间后，码间干扰几乎就可以忽略。
- OFDM系统设计关键参数：
 - 1、子载波的数目
 - 2、保护时间
 - 3、符号周期
 - 4、载波间隔
 - 5、载波的调制方式
 - 6、前向纠错编码的选择



- 9.1.1 OFDM信号的生成

OFDM符号通带信号可以表示为:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left[j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) t \right] \right\}$$

- OFDM信号的基带形式为:

$$x(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} t \right) = \mathbf{d} \mathbf{w}^T$$

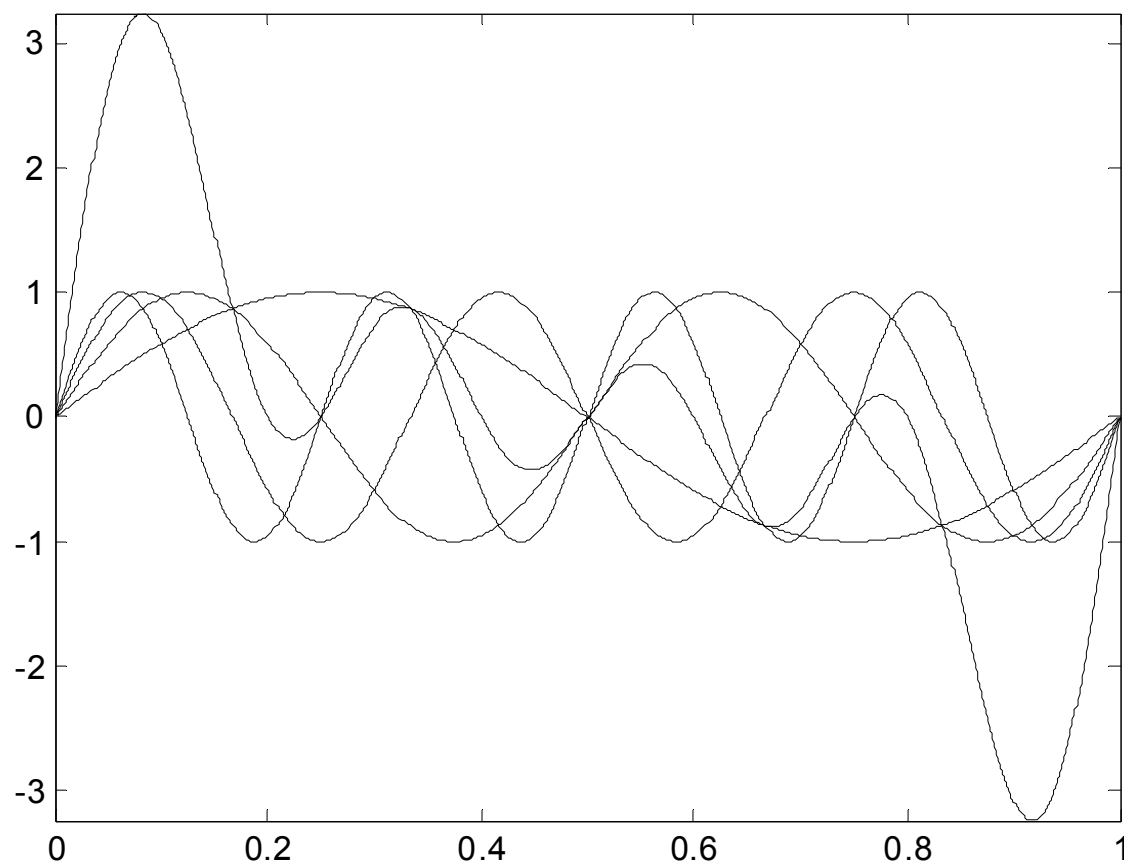


- 由于子载波的正交特性，可以采用一路子载波信号进行解调，从而提取出这一路的数据。例如对第 k 路子载波进行解调可以得到(具体参照课本):

$$\int_{\tau}^{\tau+T} \exp\left(-j2\pi\frac{k}{T}t\right) \left[\sum_{i=\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \exp\left(j2\pi\frac{i}{T}t\right) \right] dt = d_{k+\frac{N}{2}} T$$



- 子载波数目 $N = 4$ 时，承载的数据为 $\mathbf{d} = (1, 1, 1, 1)$ ，四个载波独立的波形和迭加后的信号



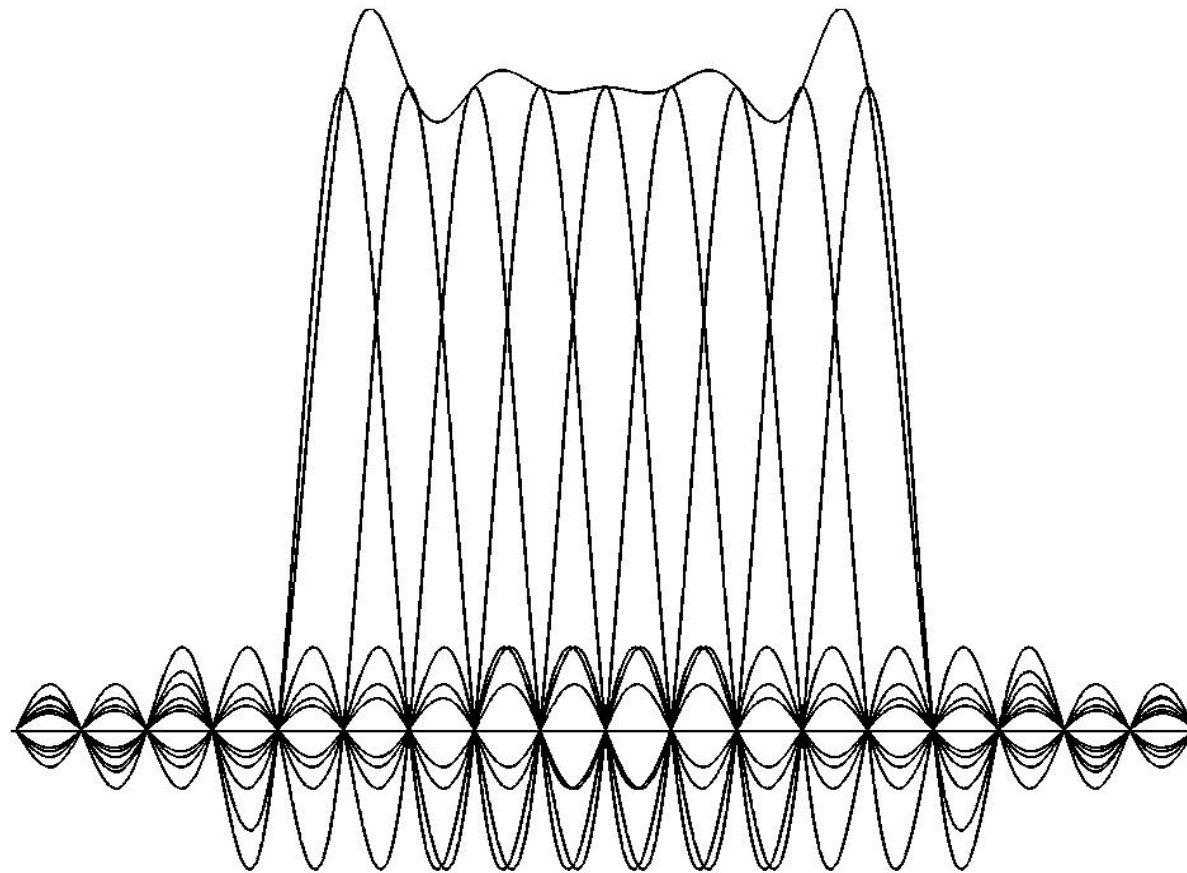


- 虽然四个子载波的幅度范围恒为 $[-1,1]$ ，但迭加之后的OFDM符号的幅度范围却变化很大，这也就是OFDM系统具有高峰均比的现象。
- 由于OFDM子载波之间满足正交性，因此可以采用离散傅立叶变换(DFT)表示信号。直接进行IDFT/DFT变换，算法复杂度为 $O(N^2)$ 计算量非常大，但如果采用IFFT/FFT来实现，则算法复杂度降低为(基2算法), $O\left(\frac{N}{2}\log_2(N)\right)$ 极大降低

了OFDM系统的实现难度。



OFDM符号频谱结构





- OFDM系统满足Nyquist无码间干扰准则。但此时的符号成型不象通常的系统，不是在时域进行脉冲成型，而是在频域实现的。因此时频对偶关系，通常系统中的码间干扰(ISI)变成了OFDM系统中的子载波间干扰(ICI)。为了消除ICI，要求OFDM系统在频域采样点无失真。



- 9.1.2 保护时间和循环前缀
- 多径衰落信道：

$$h(t) = \sum_{l=1}^L A_l(t) e^{j\theta_l(t)} \delta(t - \tau_l)$$

- OFDM接收机收到的信号为：

$$r(t) = x(t) * h(t) + n(t)$$

$$= \sum_{l=1}^L \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} A_l(t) \exp j \left[2\pi \frac{i}{T} (t - \tau_l) + \theta_l(t) \right] + n(t)$$



- 对第 k 路子载波进行解调可以得到:

$$y(t) = d_{k+\frac{N}{2}} \sum_{l=1}^L H_l(t) + \sum_{\substack{i=-\frac{N}{2} \\ i \neq k}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} H_l^i(t) + z(t)$$

- 第 k 个子载波的解调信号中包括了有用信号、噪声信号以及码间干扰。其中输出噪声的方差是

$$E(z(t)z^*(s)) = \sigma^2 \delta(t-s)$$



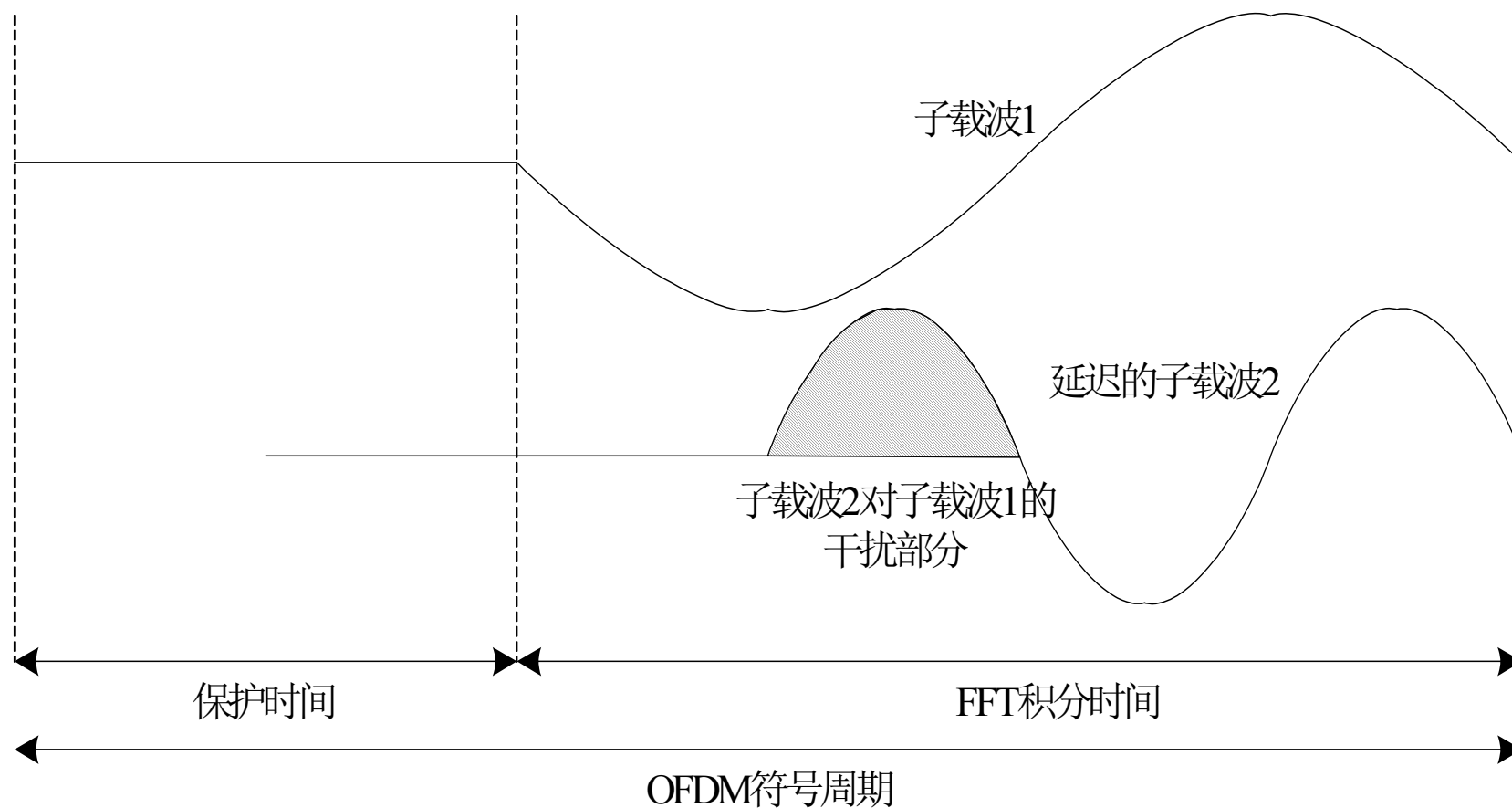
- 多径效应造成的码间干扰 (ICI)为:

$$I(t) = \sum_{\substack{i=-\frac{N}{2} \\ i \neq k}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} H_l^i(t)$$

- 为了消除码间干扰，需要在OFDM的每个符号中插入保护时间，只要保护时间大于多径时延扩展，则一个符号的多径分量不会干扰相邻符号。保护时间内可以完全不发送信号。但此时由于多径效应的影响，子载波可能不能保持相互正交，从而引入了子载波间干扰。



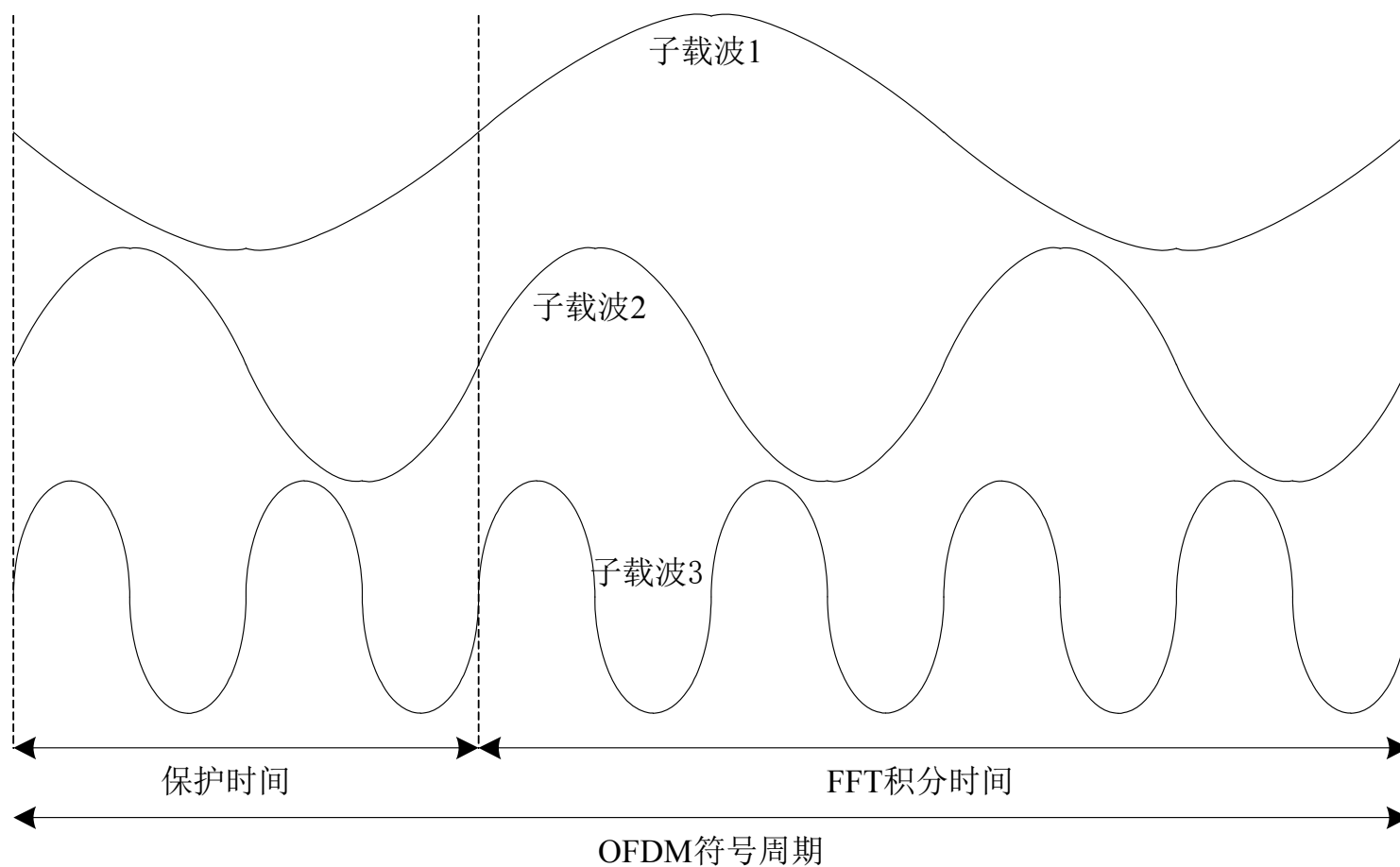
- 保护时间内发送全零信号由于多径效应造成的子载波间干扰 (ICI)





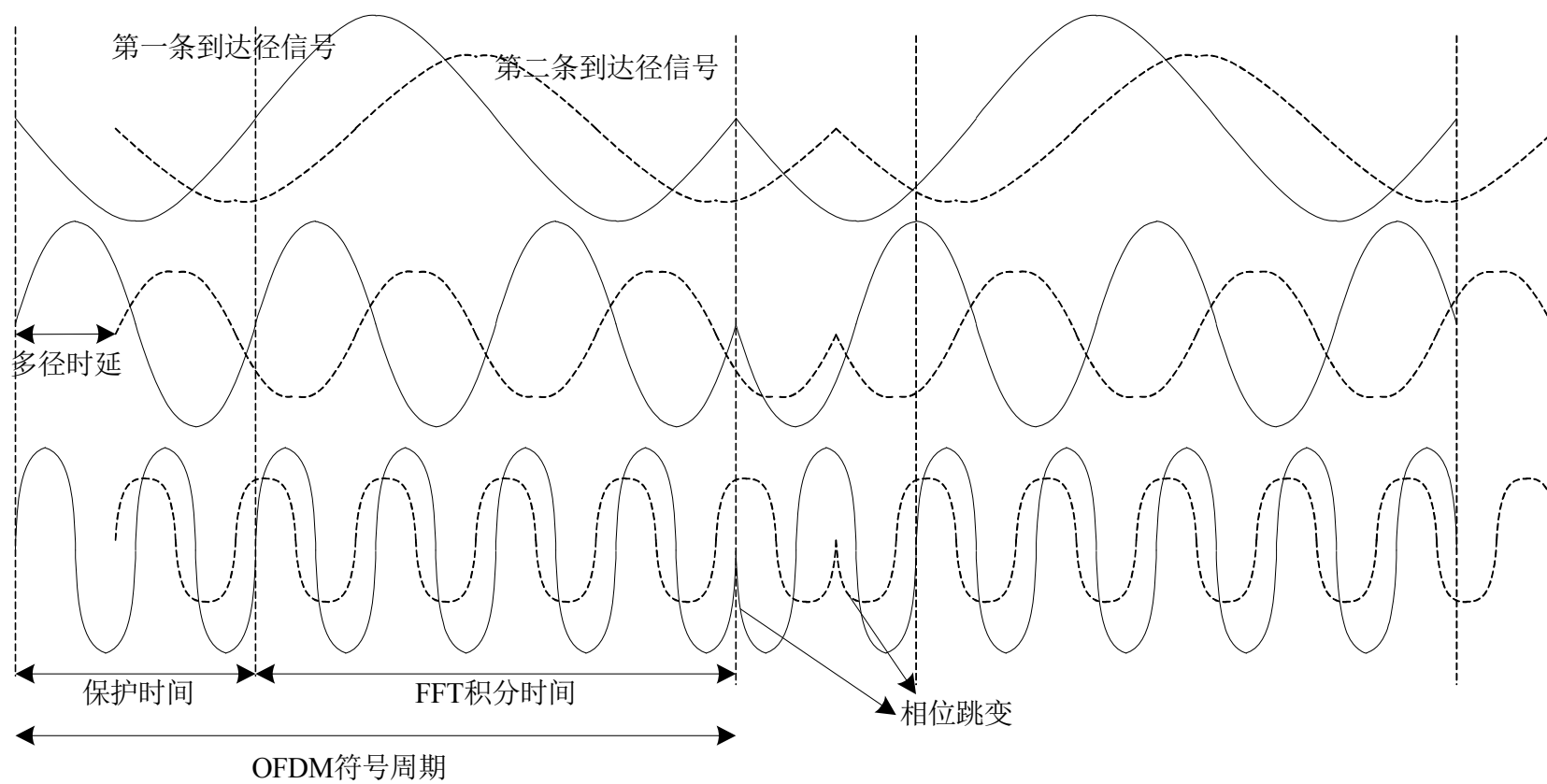
- 当OFDM接收机解调子载波1的信号时，会引入子载波2对它的干扰，同理亦然。这主要是由于在FFT积分时间内两个子载波的周期不再是整倍数，从而不能保证正交性。
- 为了减小ICI，OFDM符号可以在保护时间内发送循环扩展信号，称为循环前缀(CP)。循环前缀是将OFDM符号尾部的信号搬移到头部构成的。这样可以保证有时延的OFDM信号在FFT积分周期内总是具有整倍数周期。因此只要多径延时小于保护时间，就不会造成载波间干扰。

OFDM符号的循环前缀结构





两径信道中OFDM符号的传输

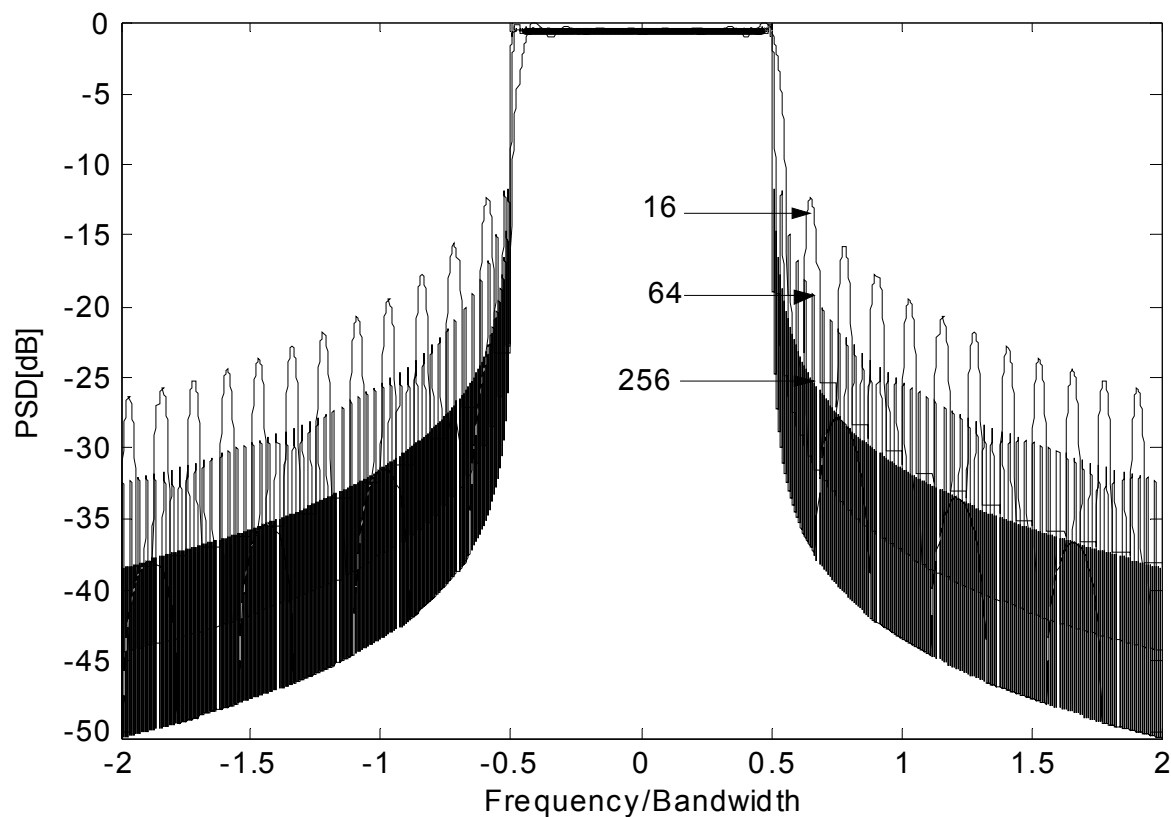




- 图中的保护时间大于多径时延，因此第二条径的相位跳变点正好位于保护时间内，因此接收机收到的是满足正交特性的多载波信号，不会造成性能损失。如果保护时间小于多径时延，则相位跳变点位于积分时间内，则多载波信号不再保持正交性，从而会引入子载波干扰。

• 9.2.3 加窗技术

未加窗的OFDM功率谱





- 图中可以看到在符号边界有尖锐的相位跳变。由此可知，OFDMA的带外衰减是比较慢的。随着载波数目增大，OFDM信号的带外衰减也增加了。
- 为了使OFDM信号的带外衰减更快，可以采用对单个OFDM符号加窗的办法。OFDM的窗函数可以使信号的幅度在符号边界更平滑的过渡到0。

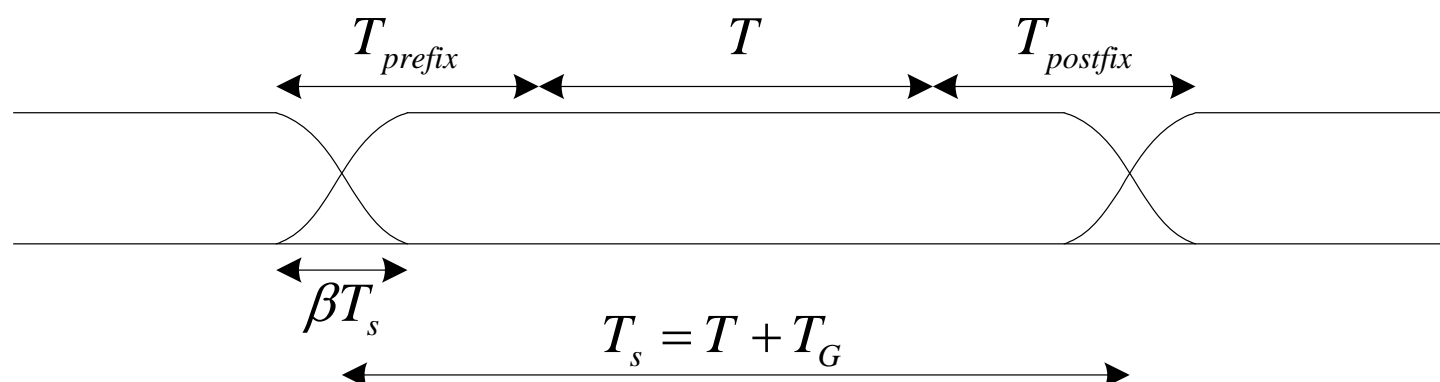


- 常用的窗函数是升余弦滚降窗，定义如下：

$$w(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos \frac{(t - T_s) \pi}{\beta T_s} \right] & , 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1.0 & , \beta T_s \leq t \leq T_s \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \frac{(t + \beta T_s) \pi}{\beta T_s} \right] & , T_s \leq t \leq (1 + \beta) T_s \end{cases}$$

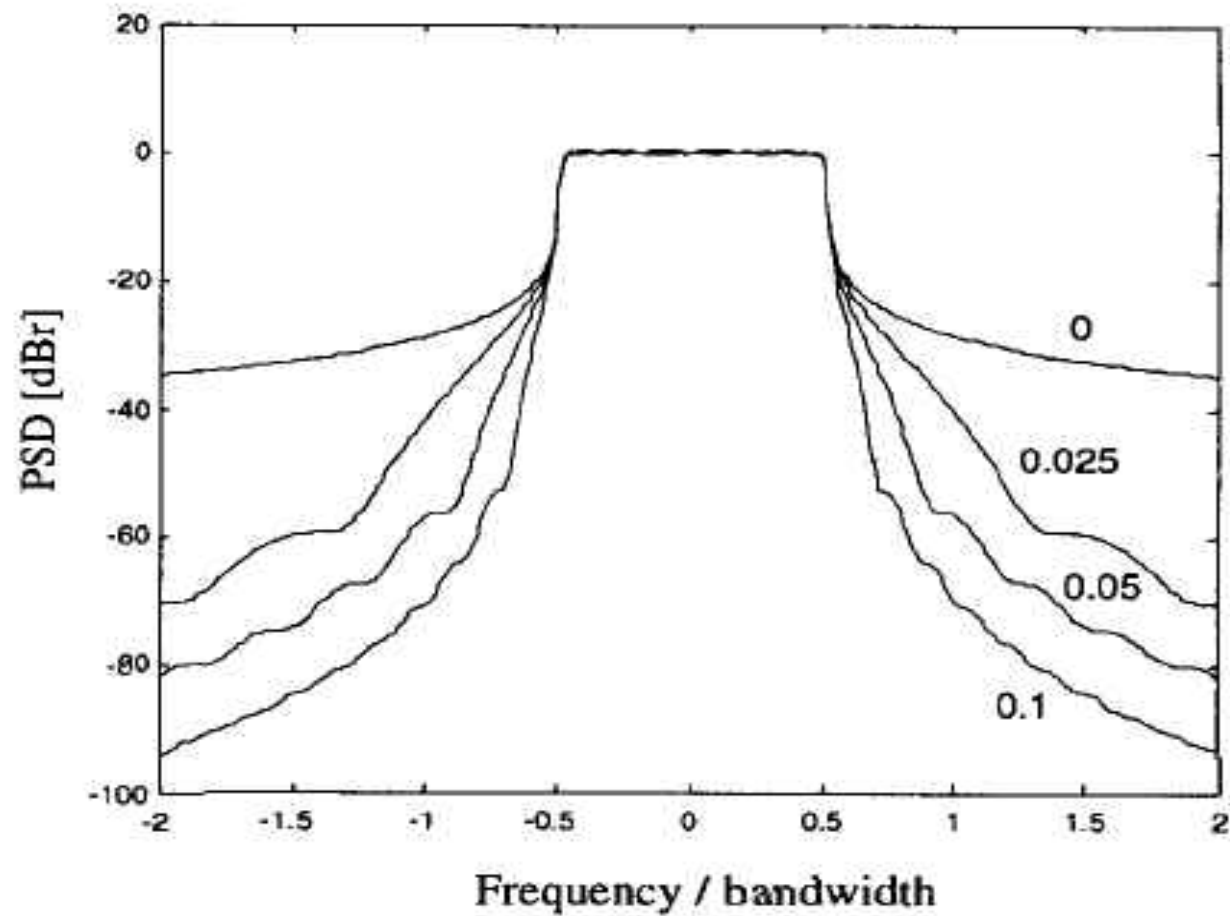


OFDM加窗后的时序结构



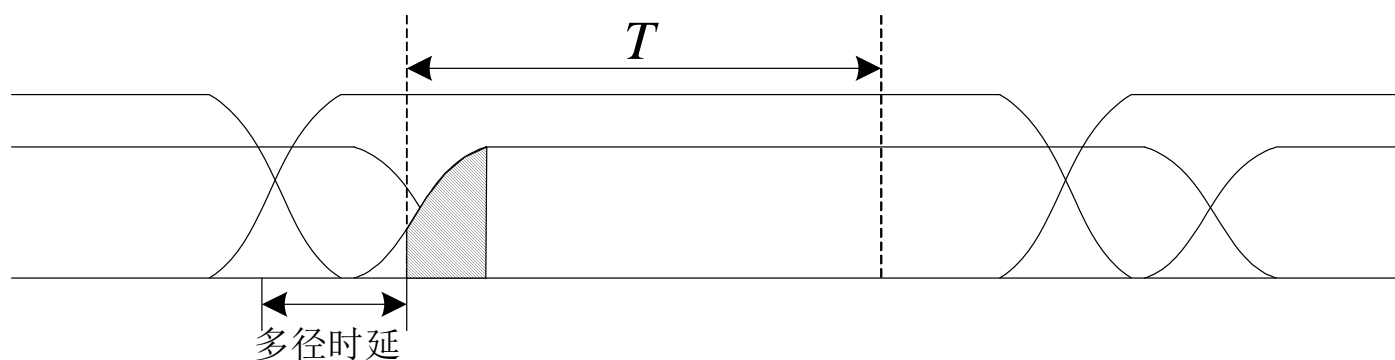
- OFDM加窗的处理过程如下：首先 N_c 个QAM符号添0得到个符号进行IFFT运算。然后将IFFT输出的尾部的 T_{prefix} 个样值插入OFDM符号的头部，将OFDMA符号头部的 $T_{postfix}$ 个样值插入OFDM符号的尾部。最后乘以升余弦滚降窗函数，与前一个OFDM符号 βT_s 区域内的样值迭加，形成最终的信号形式。

加窗的OFDM功率谱





- 增大滚降因子，虽然能够使带外衰减更快，但降低OFDMA系统对于多径时延的容忍能力。在两径信道中，虽然相对时延小于保护时间，但由于加窗造成阴影部分幅度的变换，从而引入了码间干扰(ISI)和子载波间干扰(ICI)。因此在实际系统设计中，应当选择较小的滚降因子。

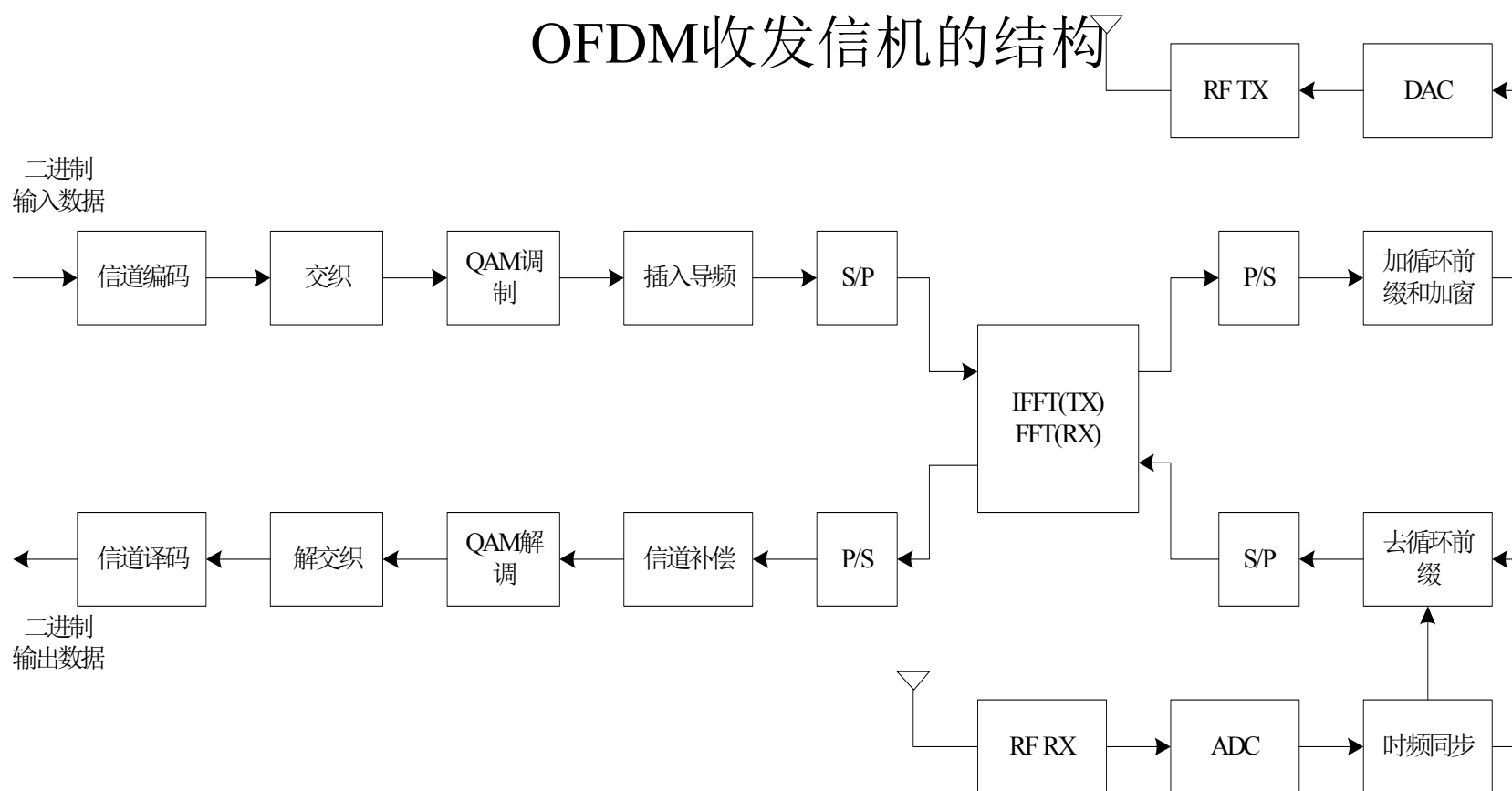


- 两径信道中，不适当的加窗导致OFDM符号引入了ISI和ICI



• 9.1.4 OFDM系统设计

OFDM收发信机的结构





- 三个主要的系统要求：系统带宽、业务数据速率以及多径时延扩展，包括时延扩展的均方根和最大值。
- 按照这三个系统参数，设计步骤可以分为三步：
 - 1、确定保护时间 T_G
 - 2、确定了符号周期
 - 3、在3dB系统带宽范围内，决定子载波的数目。

§ 9.2 OFDM中的信道估计



- **9.2.1 信道估计模型**
- 信道估计算法分为盲估计和非盲算法两类。盲算法基于信道的统计特性，需要大量数据才能够获得好的性能，快衰落信道中收敛性会急剧恶化，系统性能很差。
- 非盲算法又可以划分为两大类：数据辅助和判决指导算法。数据辅助模式，OFDM符号的整体或部分用于训练数据，利用训练数据进行信道响应估计。但增加了系统开销，降低了频谱效率。
- 判决指导模式，类似于判决反馈均衡，可以降低系统开销，提高频谱效率。当信道状态剧烈变化时，会导致估计质量下降，需要周期性发送训练符号，采用信道编码与交织提升性能。

§ 9.2 OFDM中的信道估计



- OFDM接收信号可以表示为:

$$y[n, m] = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} X[n, k] h^m[n, l] W_N^{-(m-l)k} + w[n, m]$$

当循环前缀长度大于最大多径时延时, 得到如下公式

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{X} + \mathbf{w}$$

在接收端进行DFT变换, 得到频域信号为

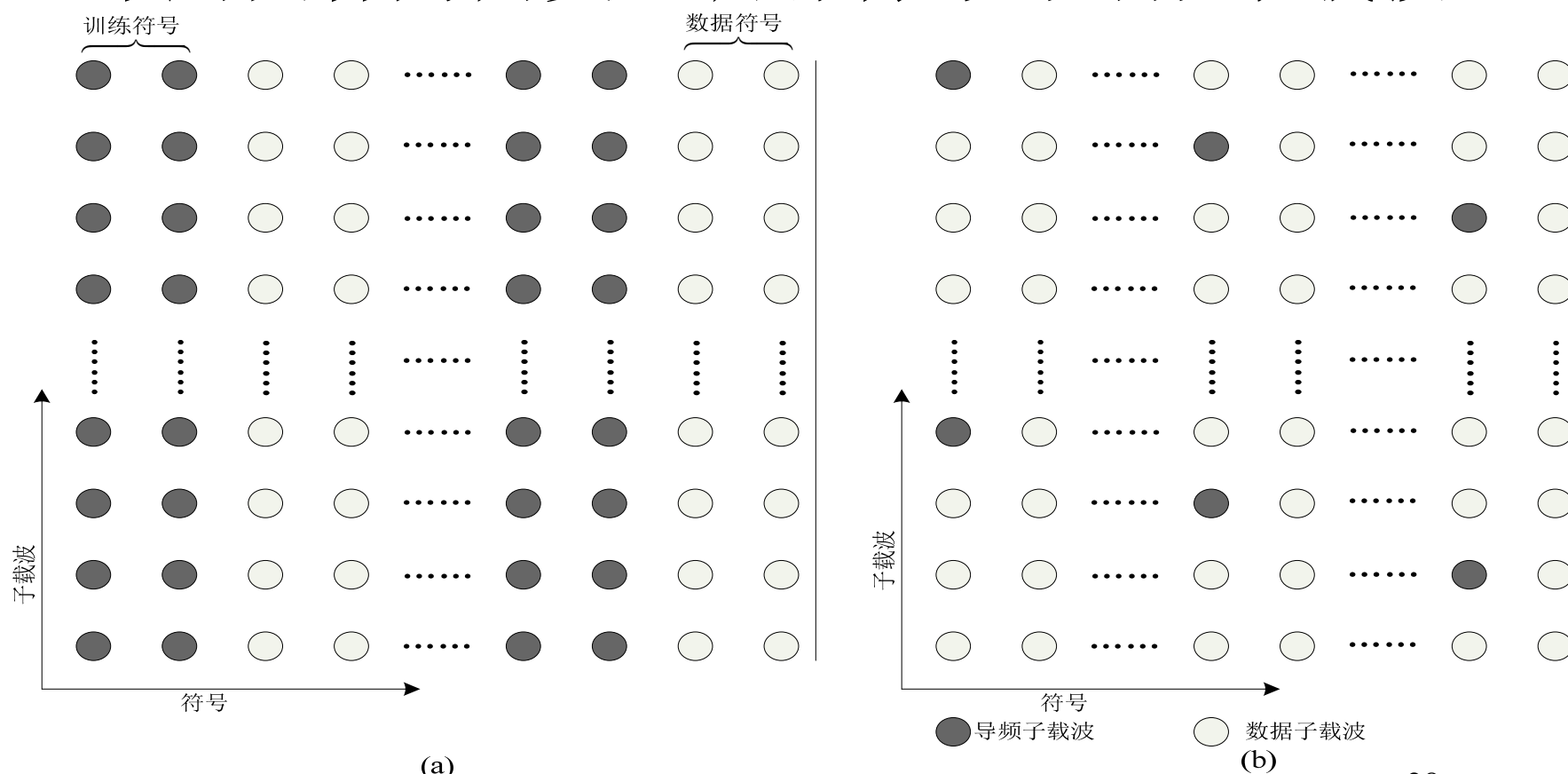
$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}\mathbf{E}\mathbf{F}^H \mathbf{X} + \mathbf{W} = \mathbf{\Psi}\mathbf{X} + \mathbf{W}$$

$$Y[n, k] = H[n, k] X[n, k] + W[n, k]$$

§ 9.2 OFDM中的信道估计



- 9.2.2 导频图样
- 常用图样为两类：训练符号与导频子载波



(a)

(a)训练符号, (b)导频子载波

(b)

§ 9.2 OFDM中的信道估计



- 导频插入需满足2维Nyquist采样定理，设时域导频插入间隔为 D_t (单位：OFDM符号)，频域导频插入间隔为 D_p (单位：子载波)

$$\begin{cases} D_p \leq \frac{1}{\tau_{\max} \Delta f} \\ D_t \leq \frac{1}{2 f_d T_{\text{sym}}} \end{cases}$$

导频序列的功率和时频域位置的优化，是影响信道估计的重要因素，一般遵循如下原则。

§ 9.2 OFDM中的信道估计



- 理论分析证明，当总功率一定的条件下，导频与数据等功率分配，所获得的信道估计MSE性能较好。
- 导频子载波数目不小于CIR长度，在系统信号有效分布的时频范围内，最好在频域等间隔分配导频，并且在时域上进行交错配置，从而获得频率分集增益。如图9.11(b)所示。
- 除均方误差MSE准则外，其它系统指标，如PAPR峰平比也是导频设计需要考虑的重要指标。为了降低峰平比，一般要求导频具有恒包络性能，即具有CAZAC特性的序列(例如Zadoff-Chu序列)。
- LTE、WiMax等宽带移动通信系统就是按照这些设计原则进行导频图样分配的。

§ 9.2 OFDM中的信道估计



- 9.2.3 数据辅助算法
- DA信道估计算法主要包括LS估计、LMMSE与变换域估计算法，一般的，LS估计可以作为其它算法的初始值，是信道估计的基础。
- 1.LS估计算法
- 基于频域LS算法得到的信道响应估计为

$$\hat{H}_{LS}[n, k] = \frac{Y[n, k]}{X[n, k]} = H[n, k] + \frac{W[n, k]}{X[n, k]} \quad MSE_{LS} = \frac{K}{E_H \cdot SNR}$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \text{diag}(\mathbf{X})^{-1} \mathbf{Y} + \text{diag}(\mathbf{X})^{-1} \mathbf{W}$$

§ 9.2 OFDM中的信道估计



- 若已知CIR的长度，则接收信号模型变换为：

$$\mathbf{Y} = \text{diag}(\mathbf{X})\mathbf{F}\mathbf{h} + \mathbf{W}$$

因此可以得到时域版本的LS估计

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS-T} = \left(\mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{X})^H \text{diag}(\mathbf{X}) \mathbf{F} \right)^{-1} \mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{X})^H \mathbf{Y}$$

2.插值方法

线性插值是以增大导频开销提高估计性能。而采用多项式插值，则有可能减少导频开销。2D插值也可以应用。所有这些插值方法可以等效为不同的低通滤波。

§ 9.2 OFDM中的信道估计



- 3.变换域算法
- 信道频域响应CFR具有高度相关性。采用正交变换，将CFR变换到其它域，则对应变换域响应具有稀疏性，只有少数重要分量取值较大，而其它分量很小，可以置为0，从而有效降低估计噪声。这就是变换域算法的主要思想。
- 采用DFT变换的估计公式如下

$$\hat{\mathbf{H}}_{FT1} = \sqrt{N / N_p} \mathbf{F} \mathbf{D}_{FT} \mathbf{F}_p^H \hat{\mathbf{H}}_{LS}$$

§ 9.2 OFDM中的信道估计



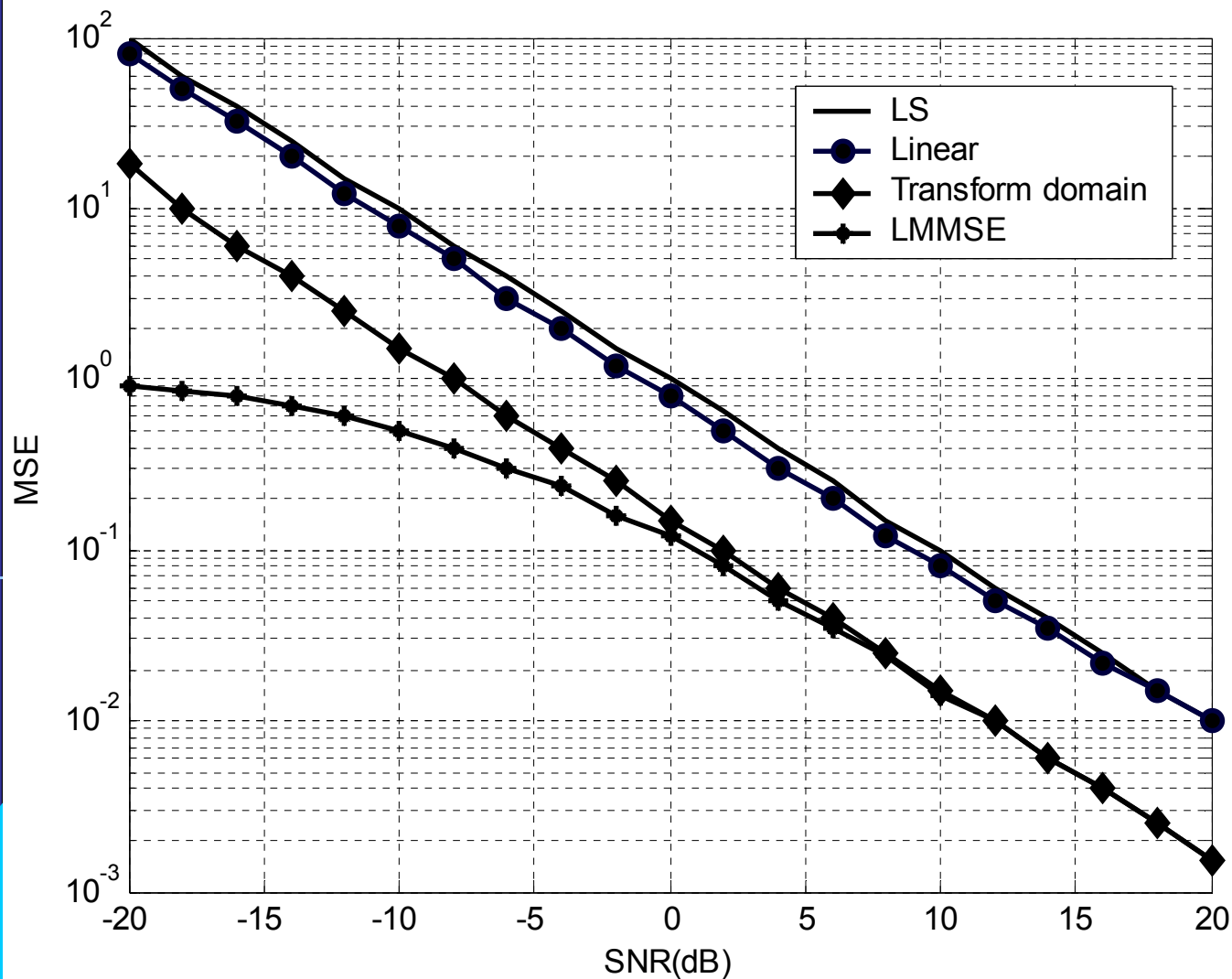
- 4.LMMSE算法
- LMMSE由于利用了接收信噪比SNR和其它信道统计特性，因此其性能好于其它算法。LMMSE具有平滑/插值/外推的算法结构，因此非常适合于导频子载波模式的OFDM系统。但LMMSE估计算法复杂度非常高，需要简化，才能够工程应用。
- 一般的，LMMSE信道估计可以用下述公式表示

$$\mathbf{H}_{LMMSE} = \mathbf{R}_{HH_p} \left(\mathbf{R}_{H_p H_p} + \sigma_w^2 \left(\text{diag}(\mathbf{X}) \text{diag}(\mathbf{X})^H \right)^{-1} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{LS}$$

§ 9.2 OFDM中的信道估计



• 5. 算法性能比较

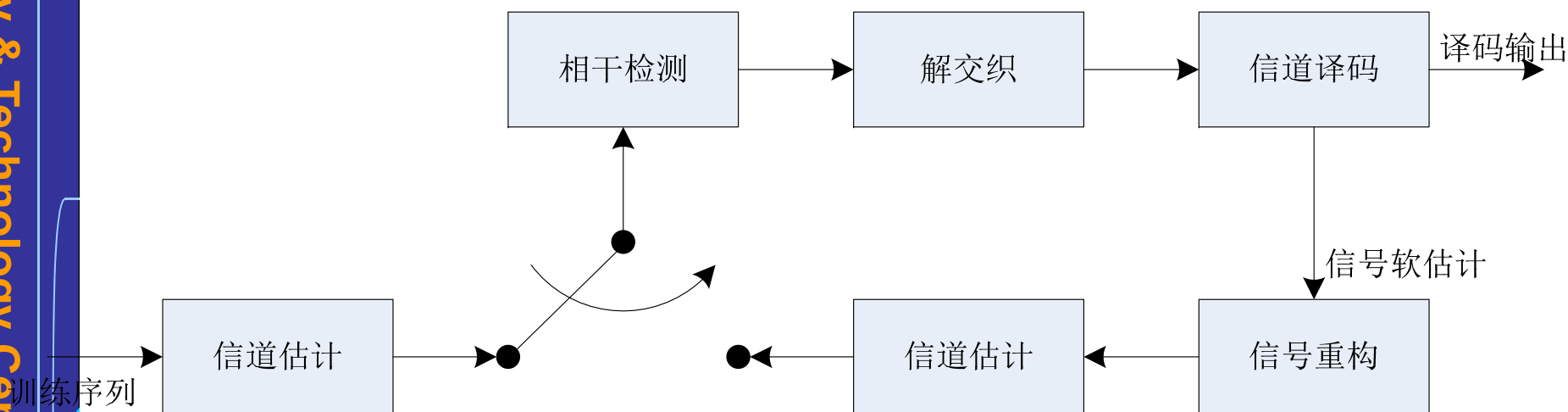


信道估计的MSE性能比较

§ 9.2 OFDM中的信道估计



- 9.2.4 判决指导算法
- 判决指导算法(DDCE)是另一大类OFDM信道估计算法。接收端的工作分为两个阶段：估计阶段与跟踪阶段。



§ 9.2 OFDM中的信道估计

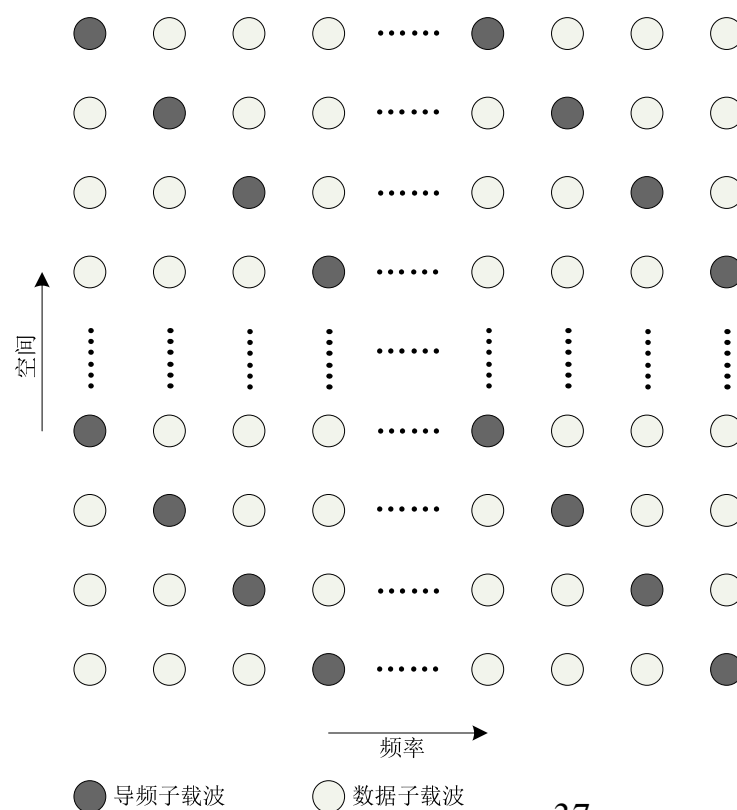


- 9.2.5 MIMO-OFDM信道估计
- 在MIMO-OFDM系统框架下，信道估计是更具有挑战性的任务。

$$\mathbf{Y}_j = \sum_{i=1}^{N_t} \text{diag}(\mathbf{X})_i \mathbf{H}_{ji} + \mathbf{W}_j, j = 1, 2, \dots, N_r$$

导频图样需要满足采样定理，而且要求各天线导频互不干扰。

$$N_t \leq D_p \leq N / L$$



§ 9.3 OFDM中的同步技术

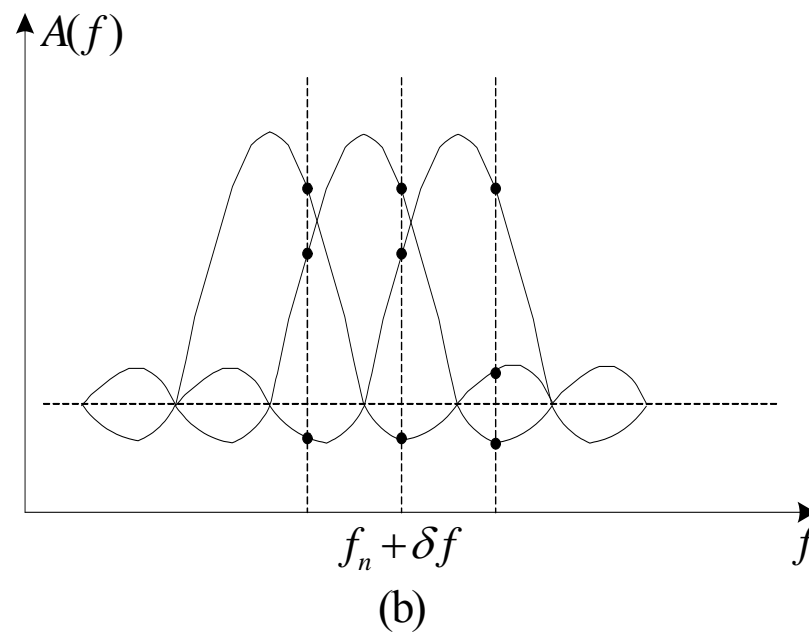
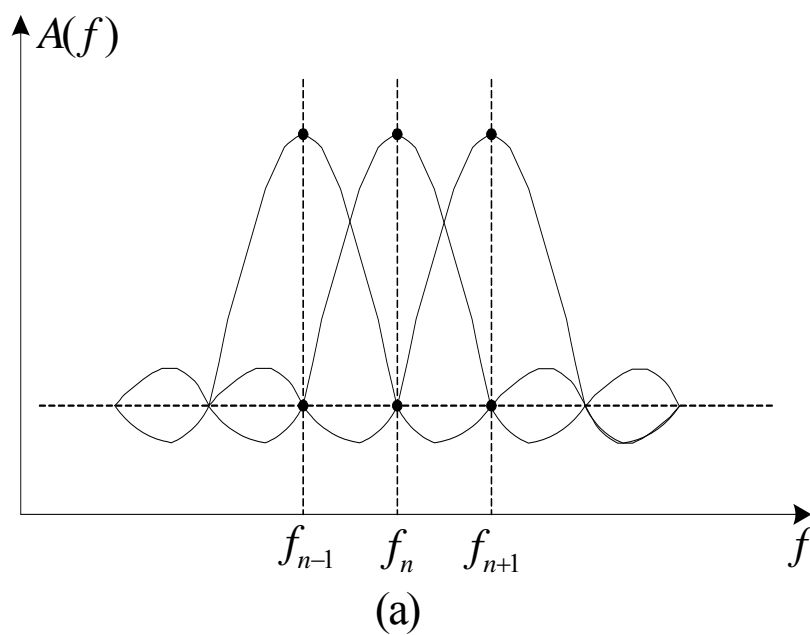


- 接收机正常工作以前，OFDM系统至少要完成两类同步任务：
 - 1、时域同步，要求OFDM系统确定符号边界，并且提取出最佳的采样时钟，从而减小载波干扰(ICI)和码间干扰(ISI)造成的影响。
 - 2、频域同步，要求系统估计和校正接收信号的载波偏移。



- 9.3.1 频率同步误差的影响
- 载波频率同步误差造成接收信号在频域的偏移。如果频率误差是子载波间隔 Δf 的整数倍，则接收到的承载QAM信号的子载波频谱将平移 n 个载波位置。子载波之间还是相互正交的，但OFDM信号的频谱结构错位，从而导致误码率 $P_b = 0.5$ 的严重错误。
- 如果频率误差不是载波间隔的整数倍，则一个子载波的信号能量将分散到相邻的两个载波中，导致子载波丧失了正交性，引入了ICI，也会造成系统性能的下降。

频率误差造成OFDM系统产生载波间干扰





- 在OFDM系统中，只有发送和接收的子载波完全一致，才能保证载波间的正交性，从而可以正确接收信号。任何频率偏移必然导致ICI。实际系统中，由于本地时钟源(如晶体振荡器)不能精确的产生载波频率，总要附着一些随机相位调制信号。结果接收机产生的频率不可能与发送端的频率完全一致。对于单载波系统，相位噪声和频率偏移只是导致信噪比损失，而不会引入干扰。但对于多载波系统，却会造成子载波间干扰(ICI)，因此OFDM系统对于载波偏移比单载波系统要敏感，必须采取措施消除频率偏移。



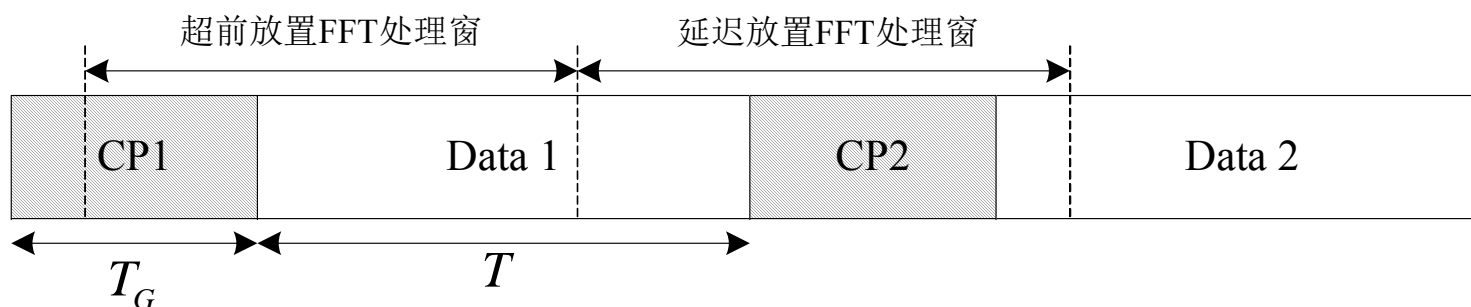
- 9.3.2 时间同步误差的影响
- 与频率误差不同，时间同步误差不会引起子载波间干扰(ICI)。但时间同步误差将导致FFT处理窗包含连续的两个OFDM符号，从而引入了OFDM符号间干扰(ISI)。并且即使FFT处理窗位置略有偏移，也会导致OFDM信号频域的偏移，从而造成信噪比损失，BER性能下降。



- OFDM信号的频谱引入了相位偏移。时域偏移误差 τ 在相邻子载波间引入的相位误差为 $2\pi\Delta f\tau/T_s$ 。
- 如果时域偏移误差是采样时间间隔 T_s 的整数倍，即 $\tau = mT_s$ ，则对应的相位偏移为 $\delta\phi = 2\pi m/N$ ，其中 N 是FFT数据处理的长度。这种相位误差对OFDM系统性能有显著影响。在时域扩散信道中，时域同步误差造成的相位误差与信道频域传递函数迭加在一起，严重影响系统正常工作。如果采用差分编码和检测，可以减小这种不利因素。
- 如果时域同步误差较大，FFT处理窗已超出了当前OFDM符号的数据区域和保护时间区域，包括了相邻的OFDM符号，则引入码间干扰，严重恶化了系统性能。



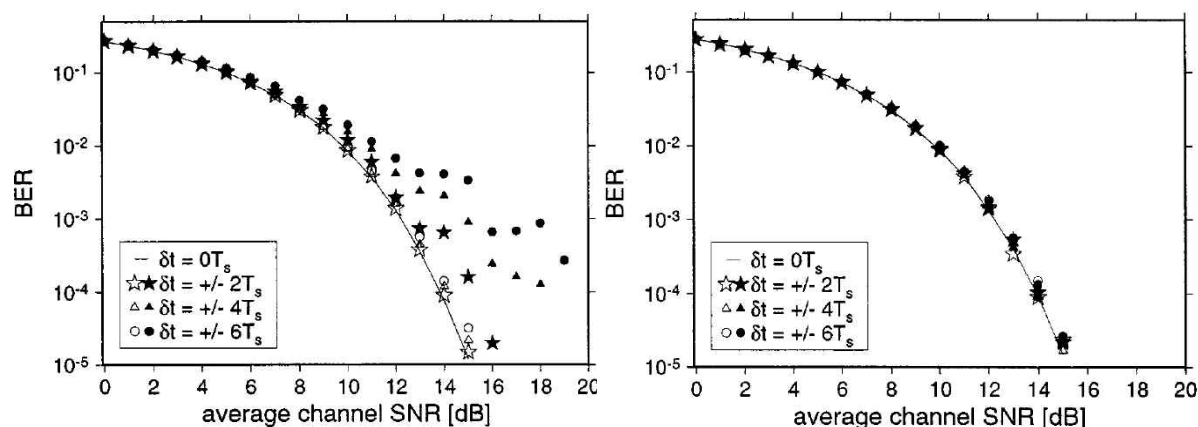
- FFT处理窗位置与OFDM符号的相对关系



- 一个OFDM符号由保护间隔和有效数据采样构成，保护间隔在前，有效数据在后。如果FFT处理窗延迟放置，则FFT积分处理包含了当前符号的样值与下一个符号的样值。而如果FFT处理窗超前放置，则FFT积分处理包含了当前符号的数据部分和保护时间部分。后者不会引入码间干扰，而前者却可能严重影响系统性能。



时域同步误差对OFDM系统性能的影响



- 图中采用的是512个子载波的OFDM系统，在白噪声信道下仿真，子载波体制方式为差分QPSK(DQPSK)。不用信道均衡，超前放置FFT处理窗最多达六个样值，几乎不影响系统性能，但如果延迟放置FFT处理窗，如图中的实心图标所示，由于存在码间干扰，将会严重影响系统性能。对于较小的时域同步误差，如果增加一个短循环后缀，可以减轻ISI的影响。



- 9.3.3 OFDM同步算法分类
- OFDM系统的时频同步处理分为捕获和跟踪两个阶段：
- 在捕获阶段，系统使用比较复杂的同步算法，对较长时段的同步信息进行处理，获得初步的系统同步。
- 在跟踪阶段，可以采用比较简单的同步算法，对于小尺度的变化进行校正。
- OFDM同步算法分类
 - 1、OFDM数据帧和符号的粗同步算法
 - 2、OFDM符号的精细同步算法
 - 3、OFDM频域捕获算法
 - 4、OFDM频域跟踪算法

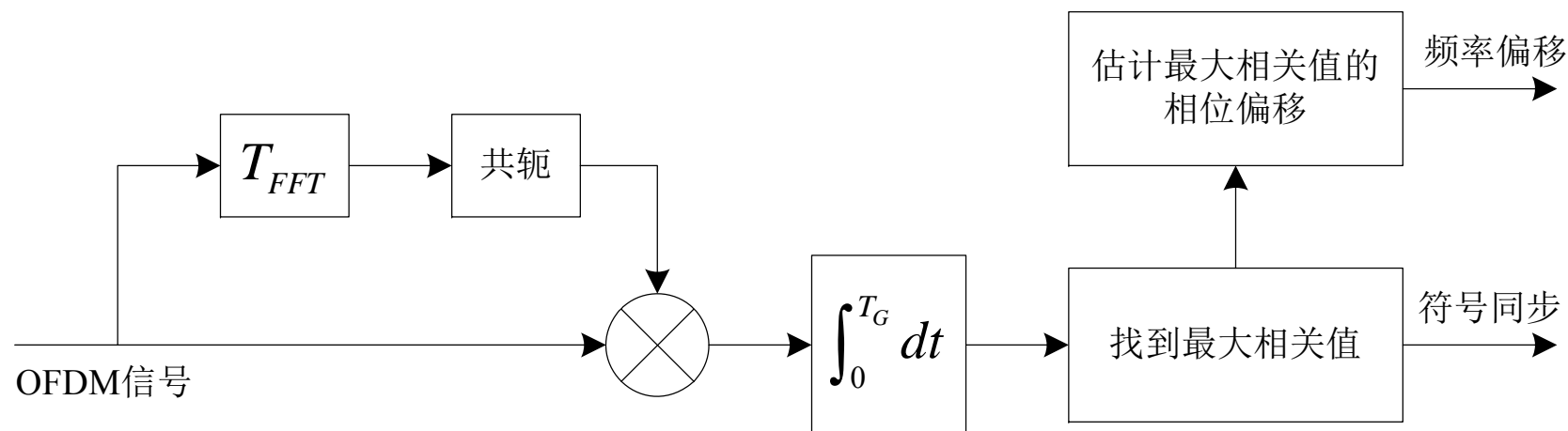


• 9.3.4 常用OFDM同步算法

常用的OFDM同步算法主要分为两类：

- 1、利用循环前缀
- 2、插入专门的训练序列

采用循环前缀实现OFDM的同步





- 由于OFDM符号中含有循环前缀，因此每个符号的前个样值实际上是最后个样值的拷贝。利用这种信号结构的冗余特性可以实现下图所示的时频同步结构。
- 接收信号的前端信号与经过 T_{FFT} 时延，与后端信号进行 时间的相关运算，可以表示为：

$$R(t) = \int_0^{T_G} y(t - \tau) y^*(t - \tau - T_{FFT}) d\tau$$

- 则OFDM符号边界的估计为：

$$\hat{t} = \arg \max_t R(t)$$
- 一旦得到符号同步后，相关器的输出也可以用于频偏校正。相关器的输出相位等于相距时间的数据采样之间的相位偏移。因此频率偏移的估计为：

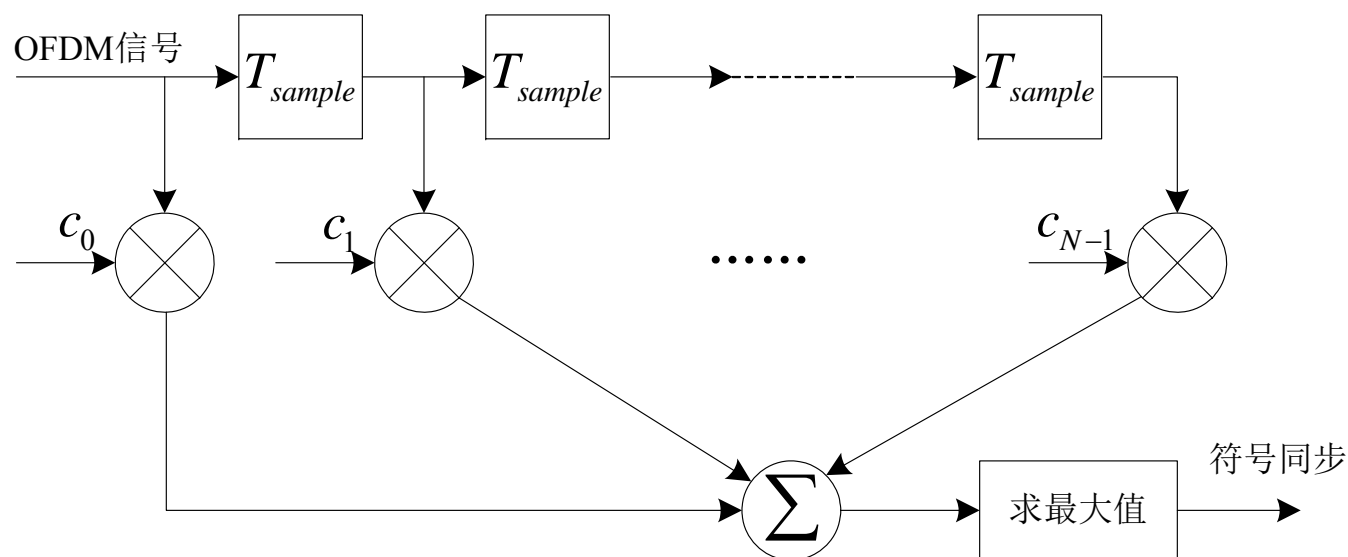
$$\hat{f} = \frac{R(\hat{t})}{2\pi T_{FFT}}$$



- 基于循环前缀的同步技术，其估计精度与同步时间相互制约。如果要获得较高的估计精度，则需要耗费很长的同步时间。因此在没有特定训练序列的盲搜索环境中或者系统跟踪条件下比较适用。而对于分组传输，同步精度要求比较高，同步时间尽可能短。为了完成这种条件下的同步，一般采用发送特殊的OFDM训练序列。此时整个OFDM接收信号都可以用于同步处理。



- 采用训练序列进行OFDM同步



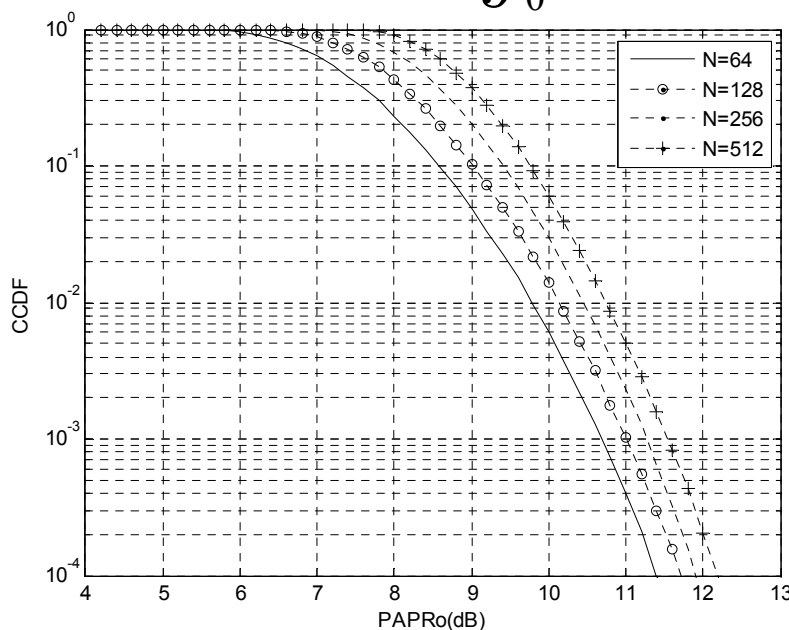
- 在匹配滤波器输出的相关峰值处，可以同时进行符号同步和频偏校正。注意上述的匹配滤波器操作是在接收信号进行FFT变换之前进行的。因此这一同步技术与DS-CDMA接收机中的同步非常类似。



§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制

- 9.4.1 概述
- OFDM信号的峰均功率比(PAPR)定义为

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t < NT_{sym}} |x(t)|^2}{1 / NT_{sym} \cdot \int_0^{NT_{sym}} |x(t)|^2 dt} \quad PAPR = \frac{\max_{0 \leq k \leq Nm-1} |x_k|^2}{E[|x_k|^2]}$$

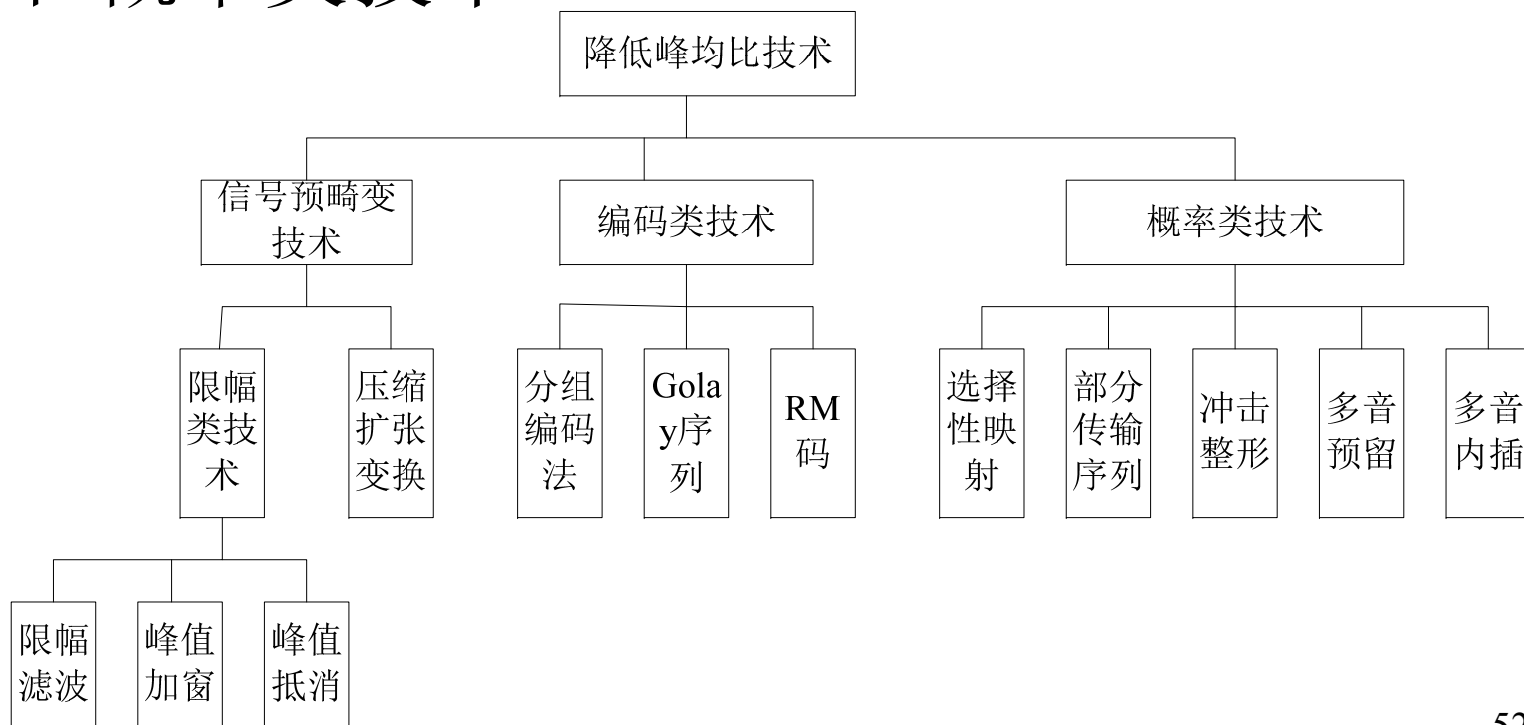


不同子载波数目的CCDF



§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制

- 9.4.2 PAPR抑制算法
- 降低OFDM信号PAPR的方法很多，大体可以分成三大类：信号预畸变技术、编码类技术和概率类技术。



§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



- 1.信号预畸变技术
- 包括限幅类技术和压缩扩张变换。
- (1)限幅技术(Clipping)
- 限幅是最简单的方法，它直接在OFDM信号幅度峰值或附近采用非线性操作来降低信号的PAPR值，能适用于任何数目的子载波构成的系统。限幅相当于对原始信号加矩形窗，如果OFDM信号幅值小于预定门限，该矩形窗函数的幅值就为1，否则幅值小于1。限幅会不可避免地产生信号畸变，由于信号失真引入自干扰，从而造成系统性能下降。

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



- 1.信号预畸变技术
- (2)压缩扩张变换(Companding)
 - 它是借鉴了PCM A律对数压扩的原理，实现简单，计算复杂度不随子载波数目增加而增加。
- 2.编码类技术
 - 编码类技术主要是对原始数据进行冗余编码，选择PAPR较小的码组作为OFDM符号发送，从而避免了信号峰值。

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



2. 编码类技术

数据分组X	PAPR(dB)	数据分组X	PAPR(dB)
[1, 1, 1, 1]	6.0	[-1, 1, 1, 1]	2.3
[1, 1, 1, -1]	2.3	[-1, 1, 1, -1]	3.7
[1, 1, -1, 1]	2.3	[-1, 1, -1, 1]	6.0
[1, 1, -1, -1]	3.7	[-1, 1, -1, -1]	2.3
[1, -1, 1, 1]	2.3	[-1, -1, 1, 1]	3.7
[1, -1, 1, -1]	6.0	[-1, -1, 1, -1]	2.3
[1, -1, -1, 1]	3.7	[-1, -1, -1, 1]	2.3
[1, -1, -1, -1]	2.3	[-1, -1, -1, -1]	6.0

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



2. 编码类技术

- 应用编码方法降低PAPR的优点是系统相对简单、稳定，降低PAPR的效果好。但是，它的缺点也非常明显：(1)编码调制方式受限，比如分组编码只适用于PSK的调制方式，而不适用于基于QAM调制方式的OFDM系统；(2)子载波个数受限，随着子载波数的增加，计算复杂度增大，系统的吞吐量严重下降，带宽的利用率显著降低；(3)数据有效速率减小，这是因为大部分的编码方法都要引入一定的冗余信息。

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



- 3.概率类技术
- 概率类技术不是着眼于降低信号幅度的最大值，而是降低峰值出现的概率，一般而言，该类技术会带来信息冗余，缺点是计算复杂度太大，要进行多次IFFT运算，并且需要可靠传送边信息。
- (1)相位优化
- 利用不同的加扰相位序列来对OFDM符号进行加权处理以改变其统计特性，主要包括选择映射法(Selected Mapping, 即SLM)、部分传输序列(Partial Transmit Sequences, 即PTS)等。

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



- **3.概率类技术**
- **(2)交织技术(Interleaving)**
- 交织技术的原理和选择映射类似。选择性映射中通过使用随机相位序列来降低多载波信号的峰均比，在交织技术中，通过使用一组交织器来达到相同的效果，交织器的作用是用来对长度为的信号序列进行重排。
- **(3)冲激整形(Pulse Shaping, 即PS)**
- 通过恰当选择OFDM调制中各个子载波的时域冲激波形，可以有效降低PAPR，其效果比前两种方法要好。

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



- (4)多音加法
- 多音加法包括多音预留(Tone Reservation, 即TR)和多音内插(Tone Injection, 即TI)两种方法。它们都是基于为原始信号增加一个独立的时域数据块信号以减小峰值的思想。
- TR是将某些不用承载数据的子载波提取出来, 取而代之以能够降低整个系统PAPR的信号, 使得噪声集中分布在SNR较低的高频区。
- TI把降低PAPR的信号也作为信息符号参与IFFT运算, 其基本思想是扩展QAM星座, 使同一个数据对应星座上多个点, 恰当地选择表示数据的星座点, 可以极大地降低信号的PAPR值。

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



- **(5)ACE动态星座扩展技术**
- 动态星座扩展技术(ACE)同TI原理类似。通过动态调整原始星座中边界信号点的位置达到降低峰均比的目的。
- **9.4.4 算法性能比较**
- **(1)峰均比的降低能力**
- 选择算法首要考虑的因素。但是需要注意有些方法带来了负面效果。比如：限幅技术能够很容易的降低时域信号幅值，但是同样带来了带内失真和带外信号扩散的负面效果；选择性映射能达到很好的峰均比缩减效果，但是计算复杂度很高。

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



- 9.4.4 算法性能比较
- (2)发送信号功率的增加
- 一些降低峰均比技术需要增大发送信号的发送功率。比如TR技术发送端的部分功率被用作传送PRC峰值降低的子载波。如果保持发送端功率不变，则某些信号的功率低于要求的正常功率，可能会带来误比特率的增加。
- (3)接收端误比特率的增加
- 在一些技术的运用中，如果发送端功率等于或者低于要求的正常功率，则会带来误比特率的增加。例如：运用动态星座扩展技术ACE，如果发送信号的功率固定不变，将会导致误比特率的增大。其它一些技术比如SLM、PTS或者交织，如果附加信息的丢失同样会导致整个数据块的译码错误。

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



- (4)码率的降低
- 一些技术的使用要求降低码率，比如分组码，有四分之一的比特信息用来降低峰均比；SLM、PTS和交织也需要传输附加信息用于接收端准确恢复原始信号。这些技术要采用合适的信道编码，否则接收到的附加信息可能出错，因此信道编码的采用使得传输效率进一步的降低。

§ 9.4. 峰平比(PAPR)抑制



- (5)计算复杂度
- 计算复杂度也是选择合适算法需要考虑的问题。例如PTS和SLM为了能找到合适的降低峰均比的随机相位序列，需要多次的迭代运算；对于交织来说，交织器越多，峰均比的减少程度就越大。一般说来，峰均比降低技术越好，那么其复杂度也就相应的越高。

§ 9.5 非正交多载波传输



- 在移动通信中应用OFDM技术，人们发现其存在CP开销大、带外干扰大、同步复杂、峰平比高等诸多局限。
- 为了满足5G移动通信的传输需求，提出了多种新型的非正交多载波方案。其中代表性的方案有三种：
- 滤波器组多载波(FBMC: Filter Bank Multicarrier)、
- 通用滤波多载波(UFMC: Universal Filtered Multicarrier)、
- 广义频分复用(GFDM: Generalized Frequency Division Multiplexing)。
- 这三种多载波技术的基本设计思想，都是放松OFDM载波正交的要求，从而改善了传输性能。



9.5.1 FBMC

- FBMC与OFDM总体结构类似，也是将频谱划分为多个正交子载波，但增加了滤波器组成形，从而抑制带外干扰
- 尽管子载波间不再正交，但可以舍弃循环前缀(CP)，增加了信号处理灵活性，避免OFDM的一些缺点

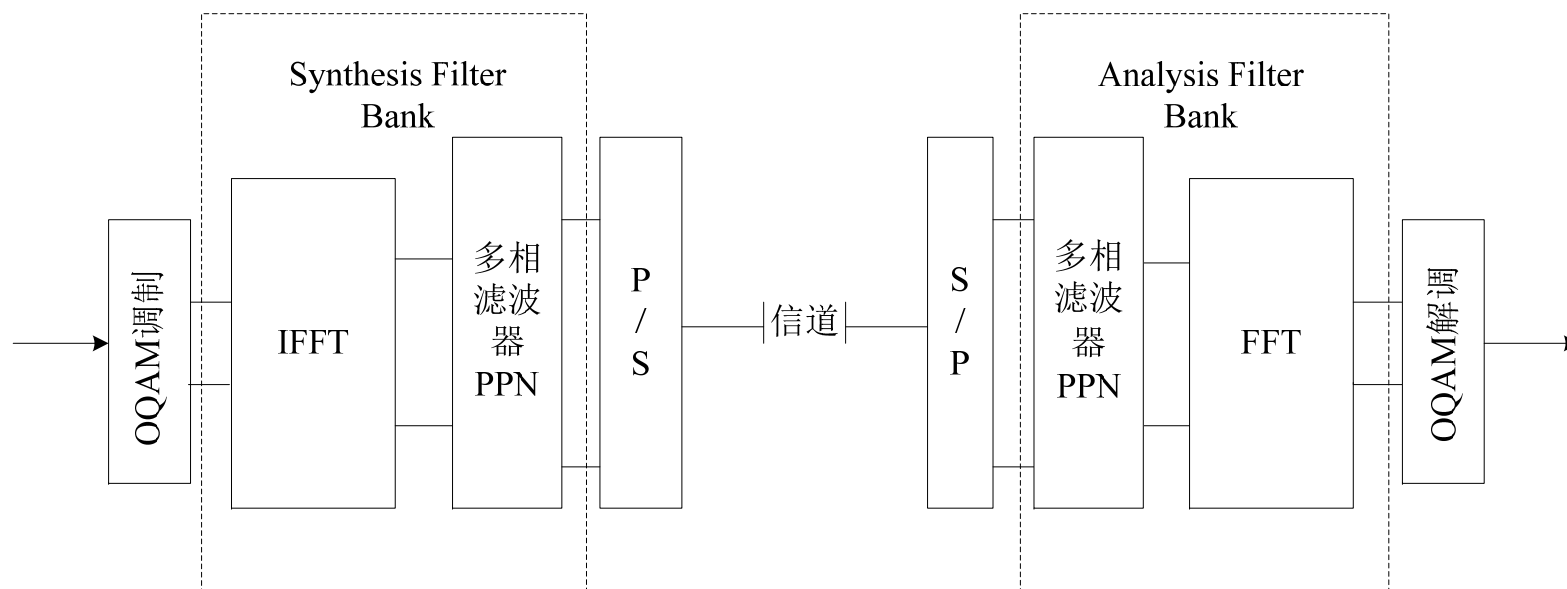
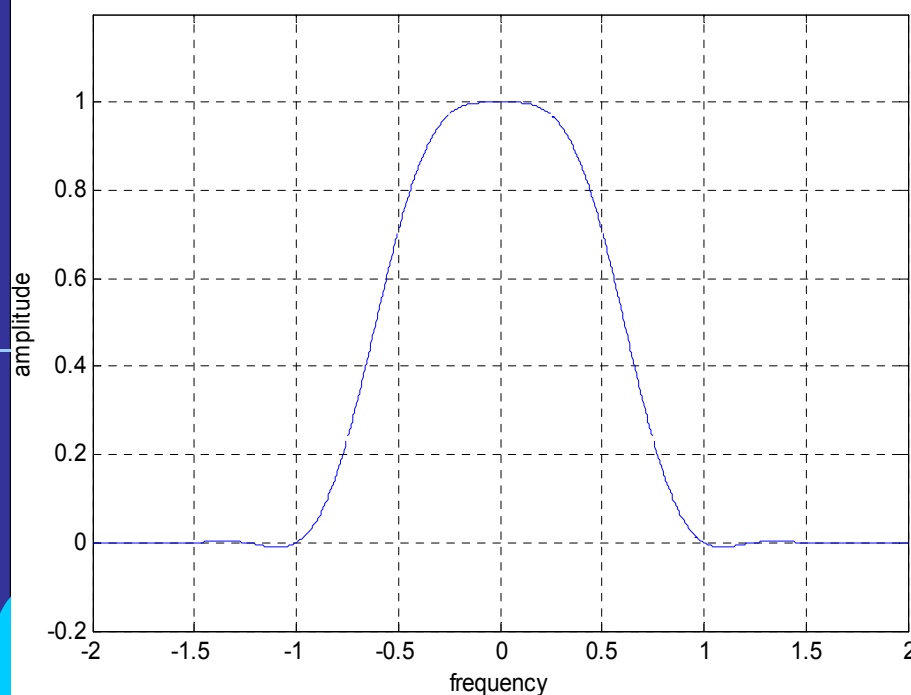


图9.24 FBMC系统架构



9.5.1 FBMC

- 原型滤波器
- 在FBMC系统中，0号子载波对应的滤波器，称为原型滤波器，其余子载波的滤波器都是它通过频率移位得到



原型滤波器的频率响应

$$H(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k \frac{\sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)MK\right)}{MK \sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)\right)}$$

9.5.1 FBMC



- ***OQAM* 调制**
- 原型滤波导致相邻子载波存在干扰，不相邻的子载波间几乎没有干扰。
- FBMC系统采用了OQAM(Offset QAM)的调制方式，这样保证与OFDM相同的频谱效率。

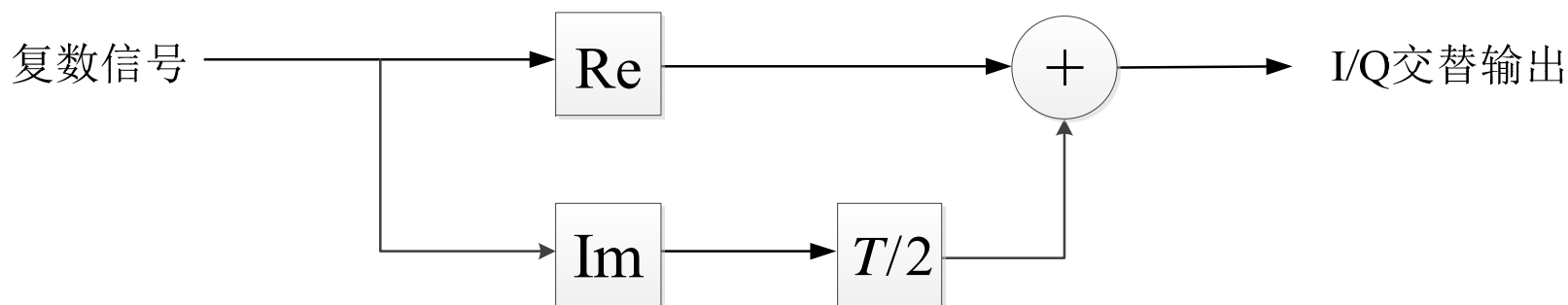
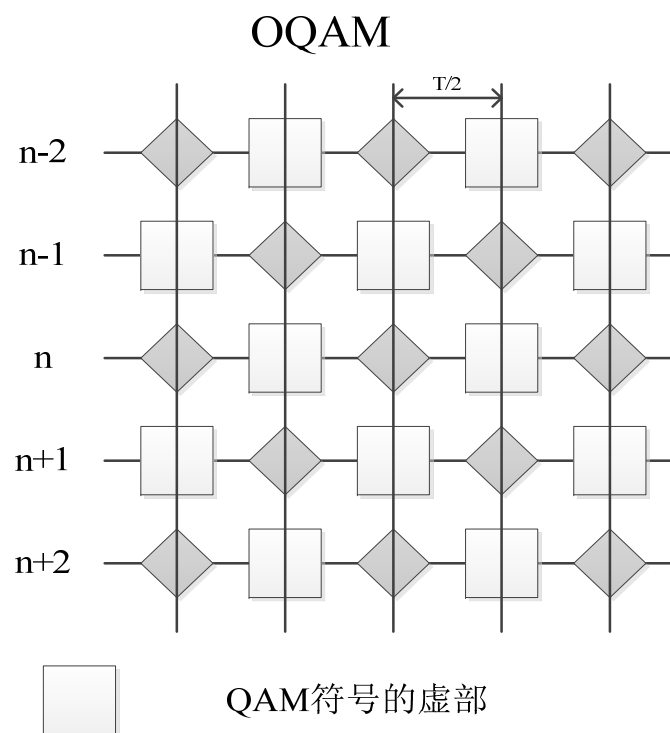
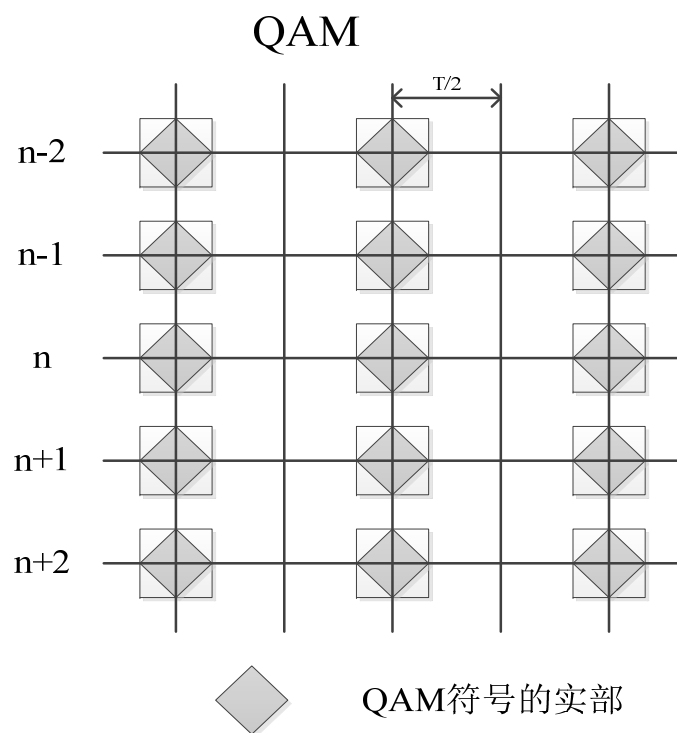


图9.27 OQAM调制框图

9.5.1 FBMC



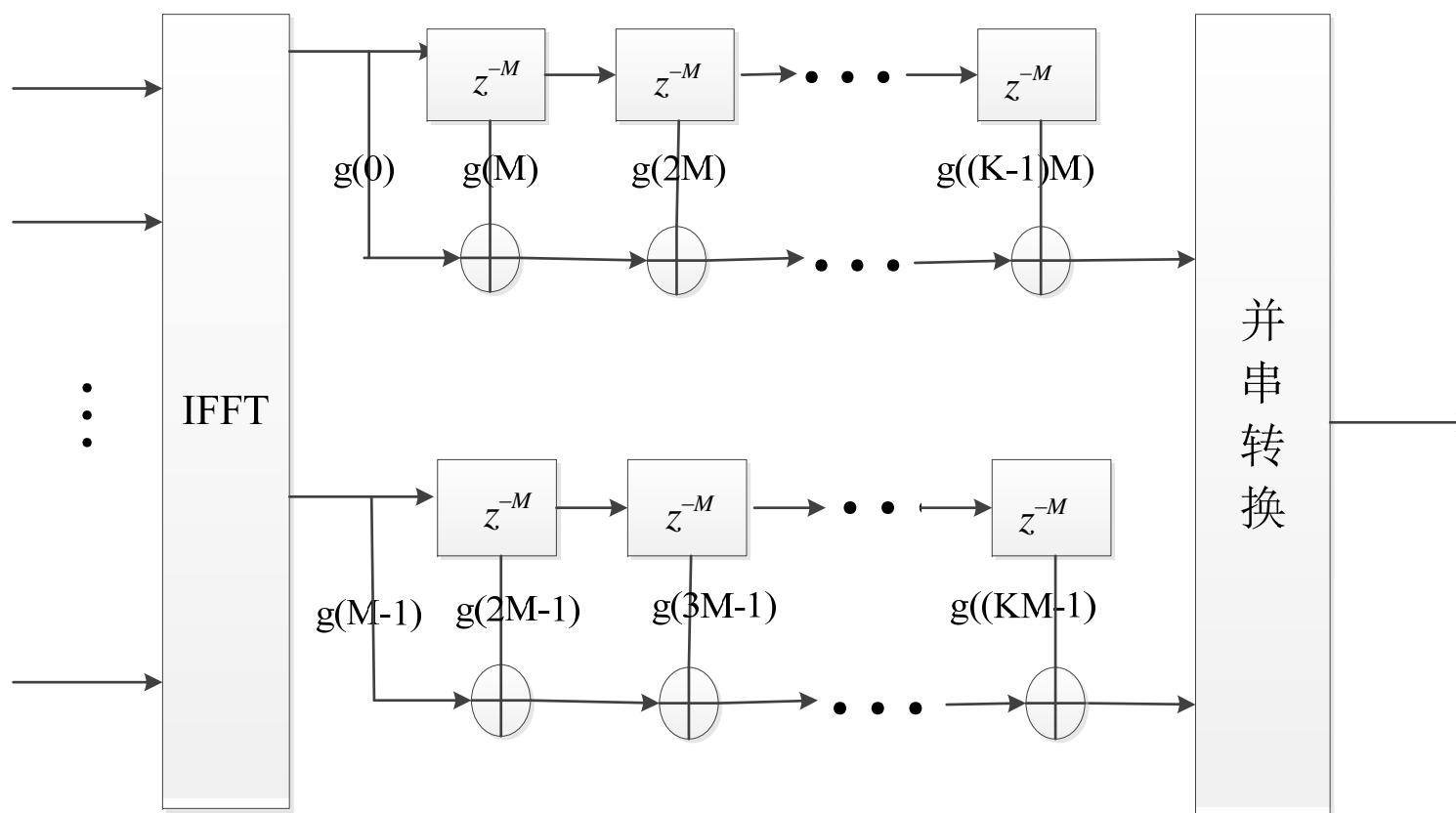
• QAM与OQAM对比



9.5.1 FBMC



• 多相滤波



- 利用多相滤波器结构，可以简化FBMC的发送框架，发送信号首先经过IFFT变换，然后送入多相滤波器。由于滤波器结构的对称性，可以极大降低处理复杂度。

9.5.1 FBMC



- FBMC系统的技术优势总结如下：
- **(1)提高频谱效率**
- 与OFDM相比，FBMC的子载波旁瓣衰减很快，子载波间干扰很小，因此没有必要插入循环前缀或者保护间隔，从而节省带宽提高了频谱效率。
- **(2)增加灵活性**
- 由于子载波间不再需要正交，FBMC可以灵活控制每个子载波的带宽和重叠程度。一方面提高了信号处理的灵活性，便于抑制相邻子载波干扰，同时也进一步提高了频谱效率。
- **(3)降低同步要求**
- 由于FBMC的子载波不再需要严格同步，因此FBMC系统可以放松时频同步要求，从而降低了接收机同步算法的处理复杂度。

9.5.1 FBMC



- **FBMC系统的技术局限性总结如下：**
- **(1)增加信号处理复杂度**
- FBMC的原型滤波器往往采用很长的冲激响应，虽然能够减少带外频谱泄漏，获得提高频谱效率，但是会增加收发信号处理的复杂度。
- **(2)增加信号检测复杂度**
- 由于去除CP，多径信道下FBMC信号将存在码间/子载波间干扰，接收端需要采用复杂的均衡算法消除干扰。并且FBMC与其他信号处理技术，例如MIMO进行组合，会进一步增加信号检测算法的复杂度。

9.5.2 UPMC

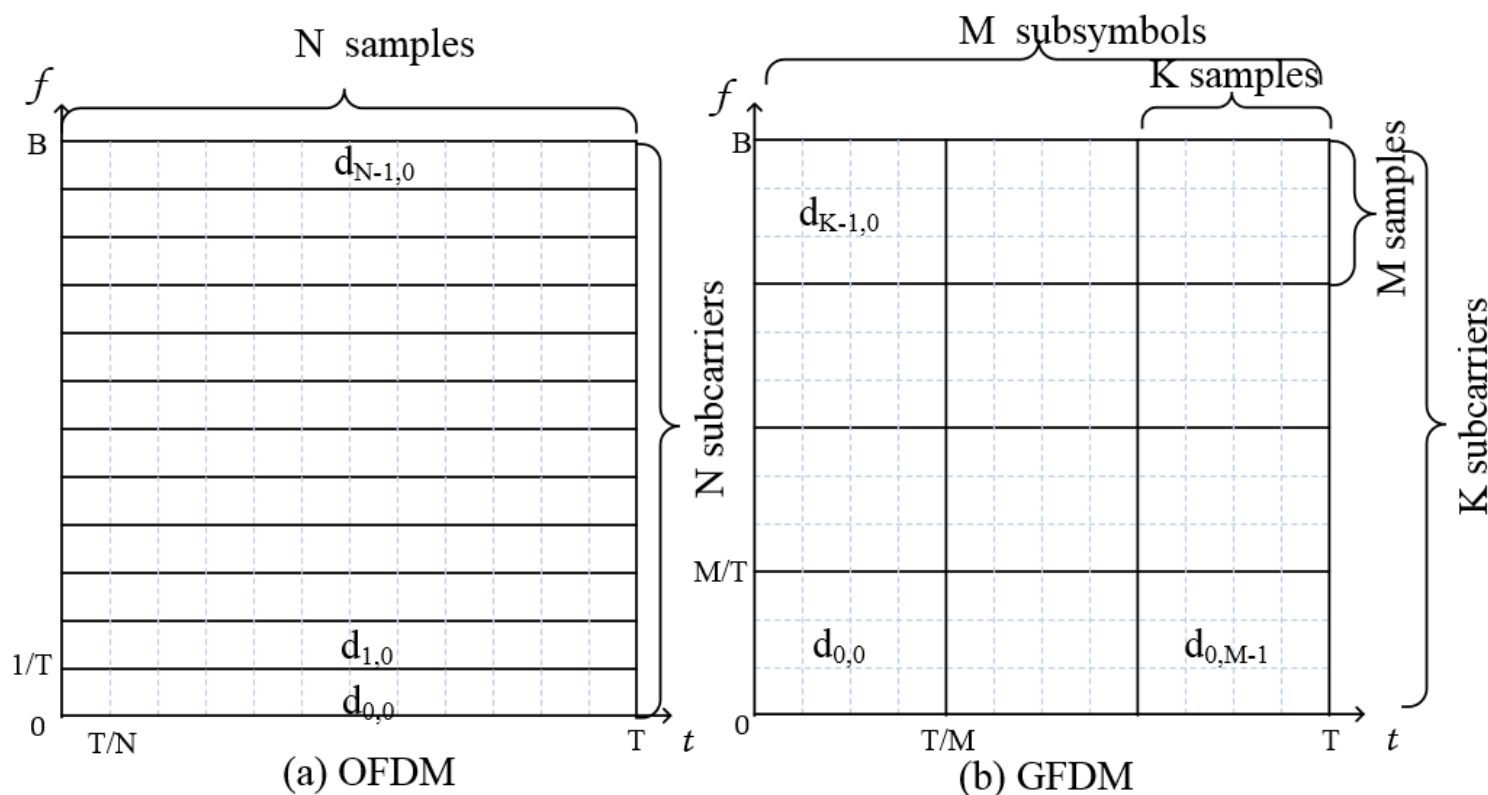


- OFDM信号的一个主要问题是带外衰减慢，一旦时偏/频偏较大，就可能引入严重的ISI/ICI。
- FBMC采用滤波器组，对每一个子载波都进行滤波，虽然能够有效抑制带外衰减，但滤波器持续时间长，实现复杂度较高，并带来其他信号处理问题。
- F-OFDM(Filtered-OFDM)采用单个宽带滤波器，对整个频谱进行滤波，为了获得显著的带外衰减效果，往往要设计高阶滤波器，也增加了实现难度。
- 通用滤波多载波UPMC方案兼顾两种方案的优势，将相邻的多个子载波信号分为一组，称为子带。设计一个统一的滤波器，对子带信号进行滤波。
- UPMC是介于FBMC与F-OFDM之间的一种折中方案。

9.5.3 GFDM

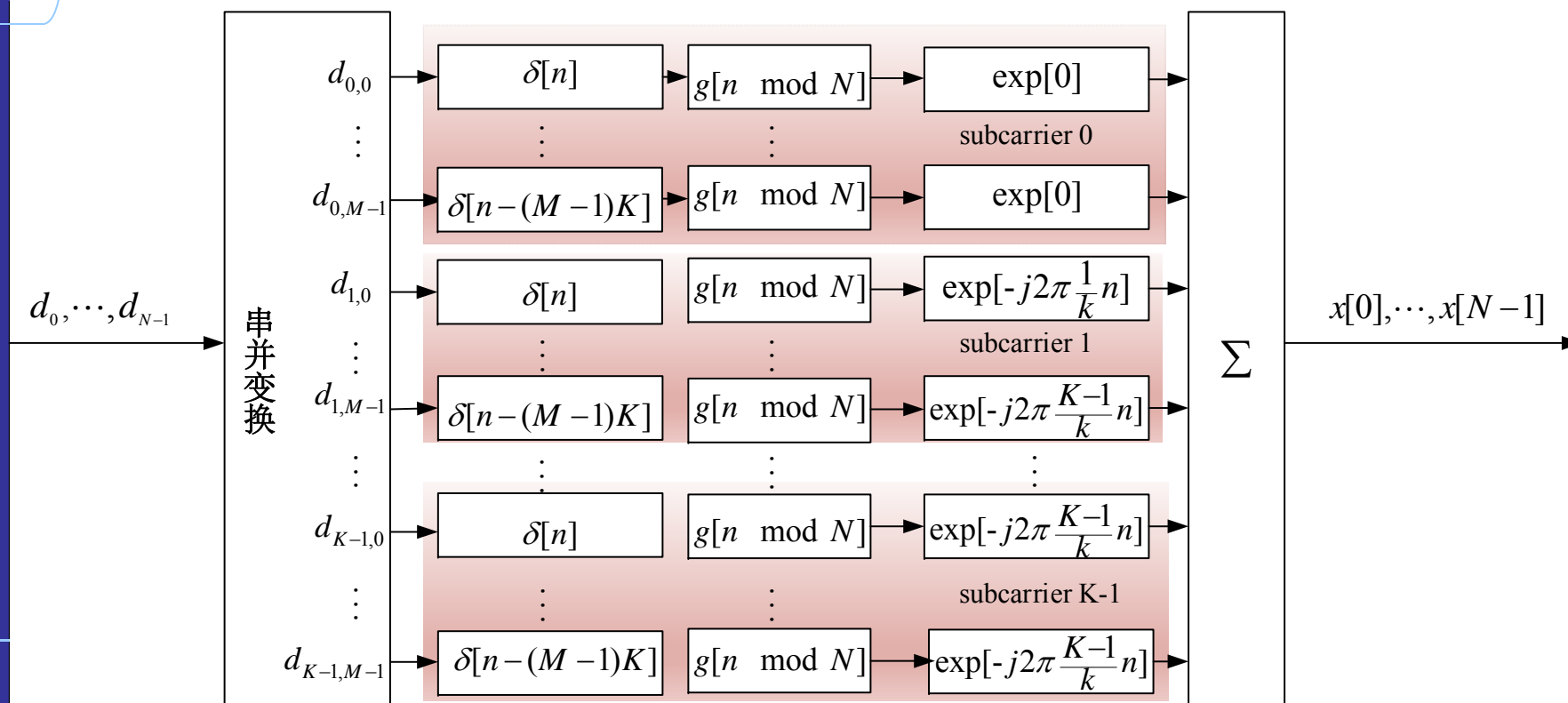


- GFDM是一种时频二维结构非正交多载波调制方案



OFDM与GFDM的时频资源结构对比

9.5.3 GFDM



- 成形滤波器的冲激响应为

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{k}{K} n\right)$$

9.5.3 GFDM

- GFDM发送符号表示为

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{k,m}[n] d_{k,m}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

- 矩阵形式模型

$$\mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{d}$$

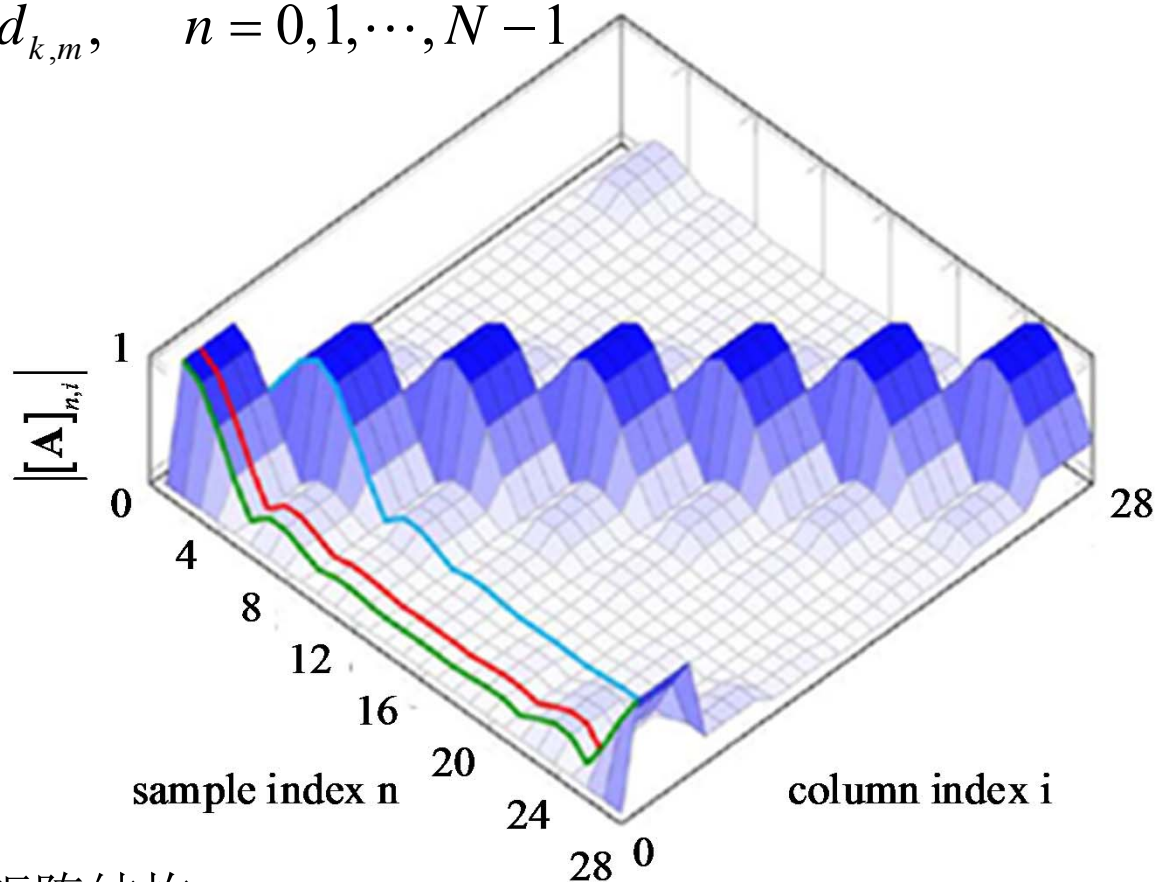


图9.32 GFDM滤波矩阵结构



9.5.3 GFDM

- **GFDM的技术优势总结如下：**
- **(1)提高频谱效率**
- GFDM的每一个数据块，只需要添加一个CP，而不像OFDM对每个符号都添加CP，因此GFDM的频谱利用率较高。
- **(2)降低带外泄漏**
- 在GFDM系统中，好的原型滤波器将可以有效提高GFDM系统的接收性能，减小带外功率泄漏。
- **(3)增加灵活性**
- GFDM最大的优势在于其灵活性，可以有效利用分段频谱，针对不同应用场景的传输时延、带宽约束，设计不同的时频结构来满足要求。
- **(4)易于系统优化**
- GFDM比较容易与MIMO相结合，基本保留了OFDM系统主要的优点，实现复杂度稍有增加。

9.5.3 GFDM



表9.5 非正交多载波调制方案比较

方案	关键技术	优点	缺点
FBMC	滤波器组多载波	(1)各子载波间的重叠程度可灵活控制 (2)在发送数据较短时，时频效率较高 (3)对时频同步的要求较低	(1)子载波间干扰较大 (2)滤波器长度大，实现复杂度高
UFMC	基于子带的滤波	(1)滤波器的长度短，实现复杂度低 (2)时频效率较高 (3)子载波间干扰较小	对时间同步的要求较高
GFDM	时频二维调制	(1)PAPR较低 (2)可利用分散的频谱资源 (3)带外辐射低	接收机较复杂

§ 9.6 本章小结



- 多通道并行传输通常用在时变信道上克服信道衰落造成的影响。多载波数字通信系统方面的文献和专著非常多。将DFT应用于多载波系统的调制与解调最早是由Weinstein和Ebert[9.23]提出的。
- 近年来，多载波数字传输在各种类型信道中的应用方兴未艾，如窄带(4KHz)拨号网络、64KHz基群电话频带、数字用户线路、蜂窝无线系统、无线局域网系统和音频、视频广播系统等。综述文献[9.13]和专著[9.10][9.17]对于多载波调制系统进行了系统论述，有兴趣的读者可以参考这些著作进行深入了解。综述文献[9.29]对OFDM系统中的信道估计进行了详细论述，文献[9.30]对OFDM峰均比抑制技术有细致深入的总结与分析。
- 当前，OFDM系统的三大难题：信道估计、时频同步和控制峰均比均得到了不同程度的解决，下一代移动通信系统包括LTR、WiMax等都是建立在以OFDM为核心技术的基础之上。
- 为了突破OFDM的固有局限，人们探索了各种非正交多载波技术，包括FBMC[]、UFMC以及GFDM[9.31-34]。这些新型波形调制技术有望在5G/6G移动通信中得到广泛应用。

参考文献



- [9.1] J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, “ML estimation of time and frequency offsets in OFDM systems,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, pp. 1800–1805, July 1997.
- [9.2] J. Bingham, “Method and apparatus for correcting for clock and carrier frequency offset, and phase jitter in multicarrier modems,” U.S. Patent 5206886, Apr. 27, 1993.
- [9.3] K. Brüninghaus and H. Rohling, “Verfahren zur Rahmensynchronization in einem OFDM-System,” in 3. OFDM Fachgespräch in Braunschweig, 1998.
- [9.4] J.K.Cavers, “An analysis of Pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol.40, No.4, pp. 686-693, Nov. 1991.
- [9.5] L. J. Jr. Cimini, “Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing,” *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-33, No. 7, pp. 665-675, July 1985.
- [9.6] F. Claßen and H. Meyr, “Synchronization algorithms for an OFDM system for mobile communications,” in *Codierung für Quelle, Kanal und Übertragung*. Berlin: VDE-Verlag, Vol. 130, ITG Fachbericht, pp. 105–113, 1994.



- [9.7] F. Claßen and H. Meyr, “Frequency synchronization algorithms for ofdm systems suitable for communication over frequency selective fading channels,” in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 1655–1659, 1994.
- [9.8] R. M. T. de Couasnon and J. Rault, “OFDM for digital TV broadcasting,” Signal Processing, vol. 39, pp. 1–32, 1994.
- [9.9] F. Daffara and O. Adami, “A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques,” in Proc. IEEE 45th Veh. Technol. Conf., Chicago, IL, pp. 804–809, July 15–28 1995.
- [9.10] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, Single- and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation. Chichester: Wiley/IEEE Press, 1999.
- [9.11] S. Hara, and R. Prasad, “Overview of multicarrier CDMA,” IEEE Communications Magazine, Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [9.12] P. Hoher, S. Kaiser, and P. Robertson, “Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering,” in Proceedings IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP’97), Munich, Germany, pp. 1845-1848, Apr. 1997.



- [9.13] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications," Proc. IEEE, Vol. 88, No. 5, pp. 611-640, May 2000.
- [9.14] T. Keller, L. Piazzo, and L. Hanzo, "Orthogonal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Frequency-Selective Fading Channels," IEEE J. Select. Area Commun., Vol. 19, No. 6, pp. 999-1008, June 2001.
- [9.15] I. Koffman, "Broadband Wireless Access Solutions Based on OFDM Access in IEEE 802.16," IEEE Communications Magazine, Vol. 40, No. pp. 96-103, Apr. 2002.
- [9.16] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 2908–2914, Oct. 1994.
- [9.17] R. van Nee and R. Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications, Artech House, Boston London, 2000.
- [9.18] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," Proc. ICASSAP, pp. 964-967, 1980.



- [9.19] T.Pollet, M.van Bladel, and M.Moenecleay. “BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise”, IEEE Trans. Commun., vol.43, No.2/3/4, pp.191-193, Feb/Mar/Apr 1995.
- [9.20] M. Sandell, J.-J. van de Beek, and P. O. Börjesson, “Timing and frequency synchronisation in OFDM systems using the cyclic prefix,” in Proc. Int. Symp. Synchronisation, Essen, Germany, pp. 16–19, Dec. 14–15 1995.
- [9.21] L.Tomba and W.A.Krzymien, “Effect of carrier phase noise and frequency offset on the performance of multicarrier CDMA systems,” in Proceedings IEEE International Conference on Communications (ICC’96), Dallas, USA, June 1996, pp.1513-1517.
- [9.22] W.D.Warner and C.Leung, “OFDM/FM frame synchronization for mobile radio data communication”, IEEE Trans. Vehic. Technol., vol.42, No.3, pp.302-313, Aug.1993.
- [9.23] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, “Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform,” IEEE Trans. Commun., Vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971.



- [9.24] L. L. Yang and L. Hanzo, "Multicarrier DS-CDMA: A Multiple Access Scheme for Ubiquitous Broadband Wireless Communications," IEEE Communications Magazine, Vol. 41, No. 10, pp. 116-124, Oct. 2003.
- [9.25] W. Y. Zou and Y. Wu, "COFDM: an Overview," IEEE trans. on Broadcasting, Vol.41, No.1, Mar. 1995.
- [9.26] IEEE Std 802.11a, "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5GHz Band," Sept. 1999.
- [9.27] IEEE 802.16a-01/01r1, "Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Part A: Systems between 2-11 GHz," July 2001.
- [9.28] 吴俊, 多载波CDMA中的关键技术研究, 北京邮电大学博士学位论文, 2000年。



谢谢！