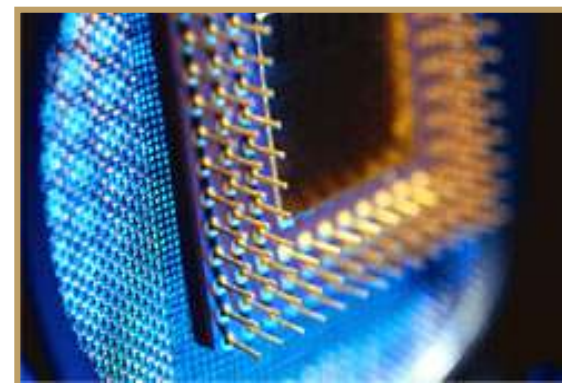
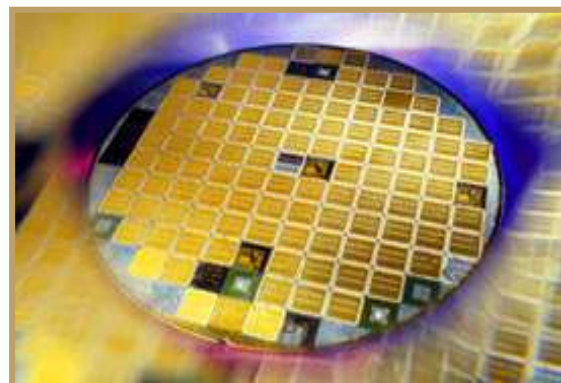




《VLSI数字通信原理与设计》课程

主讲人 贺光辉

第十一章：新型调制技术





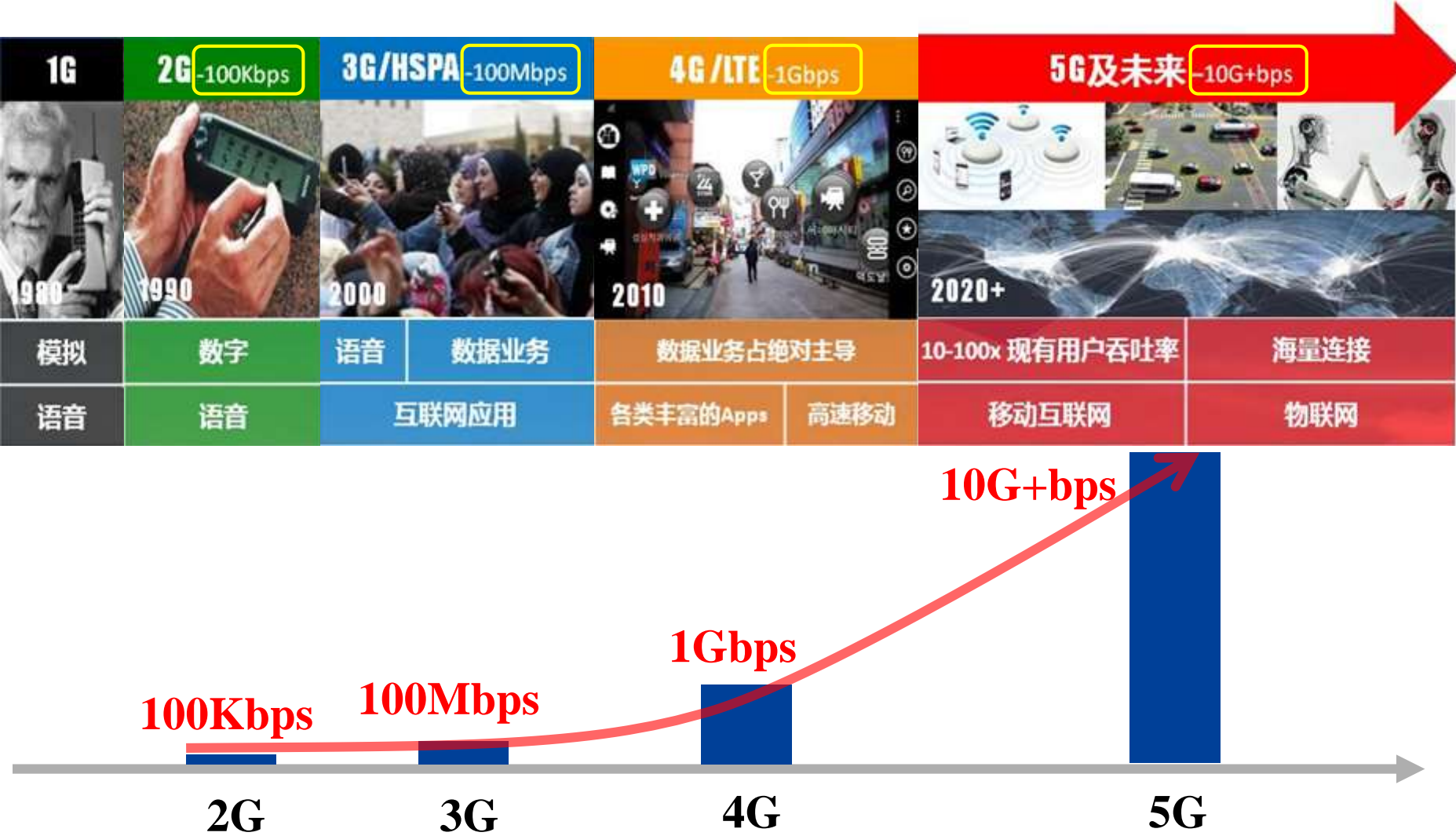
目 录

01 高阶调制与解调

02 OFDM调制与解调


03 本章总结


01.高阶调制与解调——无线通信系统发展




01.高阶调制与解调——我国移动运营商4G频谱划分



 **中国移动（130MHz频谱）：**
1880-1900MHz、2320-2370MHz、
2575-2635MHz

 **中国联通（40MHz频谱）：**
2300-2320MHz、2555-2575MHz

 **中国电信（40MHz频谱）：**
2370-2390MHz、2635-2655MHz



如何在有限带宽下
实现高速数据传输？



提高频
谱效率



目 录

01 高阶调制与解调

1.1 多进制调制

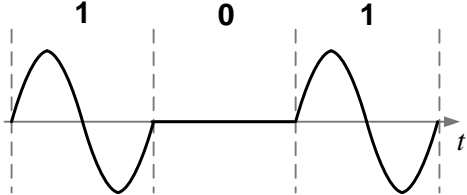
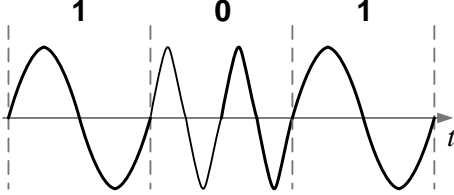
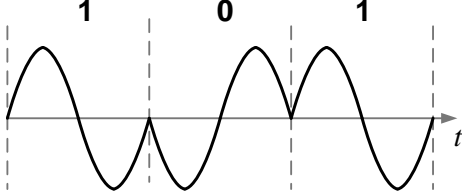
1.2 MPSK调制

1.3 MQAM调制与解调

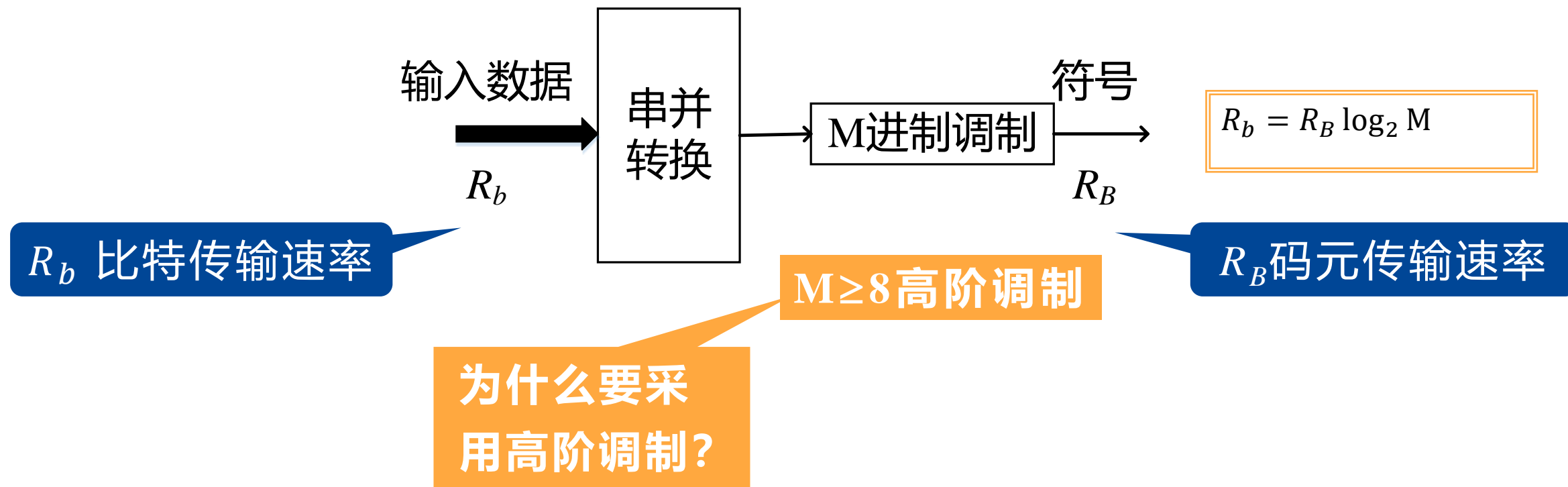
1.1多进制调制——数字带通调制

■ 数字带通调制表达式

$$s(t) = A(t)\cos[2\pi f_c t + \phi(t)]$$

调制方式	幅移键控(ASK)	频移键控(FSK)	相移键控(PSK)
二进制数字调制表达式	$s(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_c t + \phi) & 1 \\ 0 & 0 \end{cases}$	$s(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_1 t + \phi) & 1 \\ \cos(2\pi f_2 t + \phi) & 0 \end{cases}$	$s(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_c t + \pi) & 1 \\ \cos(2\pi f_c t - \pi) & 0 \end{cases}$
二进制数字调制的波形			

1.1 多进制调制——多进制调制原理



R_B 一定时，增加调制阶数 M ，↑可以增大 R_b ，↑
从而在相同带宽内传输更多比特的信息↑

信道的频谱效率
提高至 $\log_2 M$ 倍↑

1.1 多进制调制——多进制调制的种类

■ 多进制相移键控

Multiple Phase Shift Keying, MPSK

■ 多进制正交振幅调制

Multiple Quadrature Amplitude Modulation, MQAM

■ 多进制振幅调制

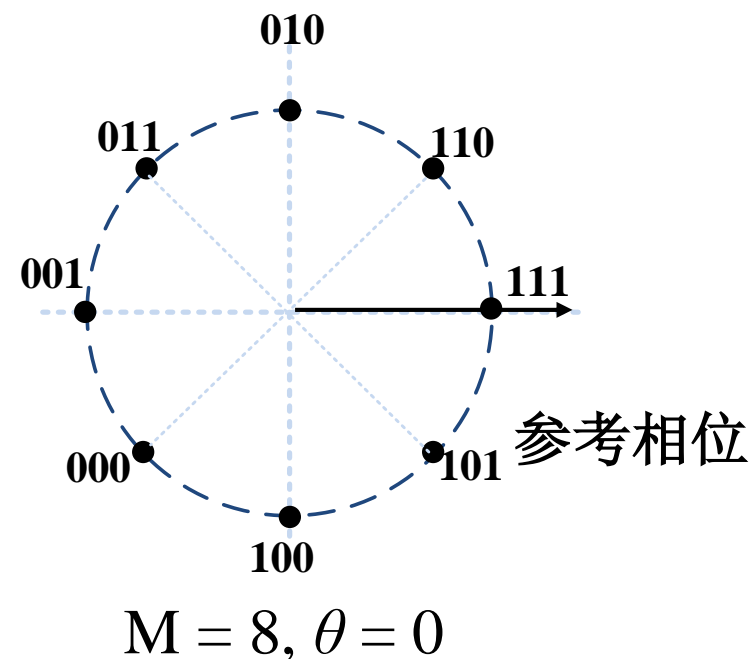
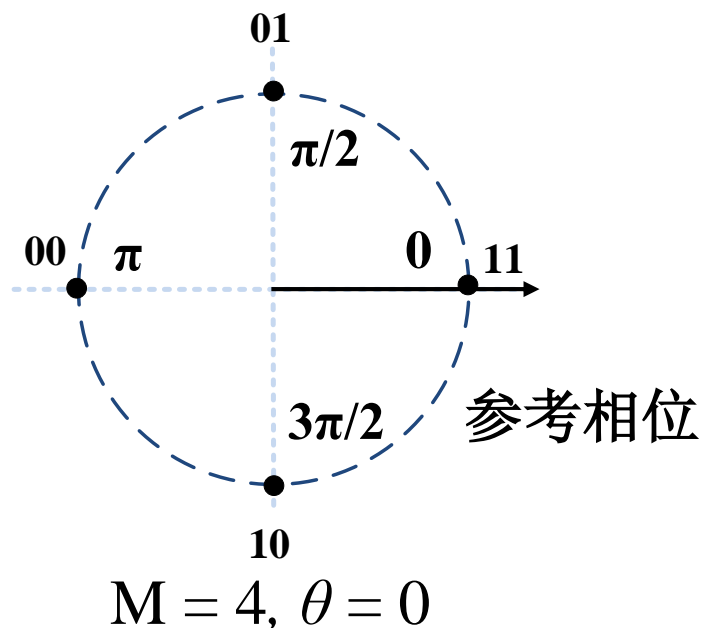
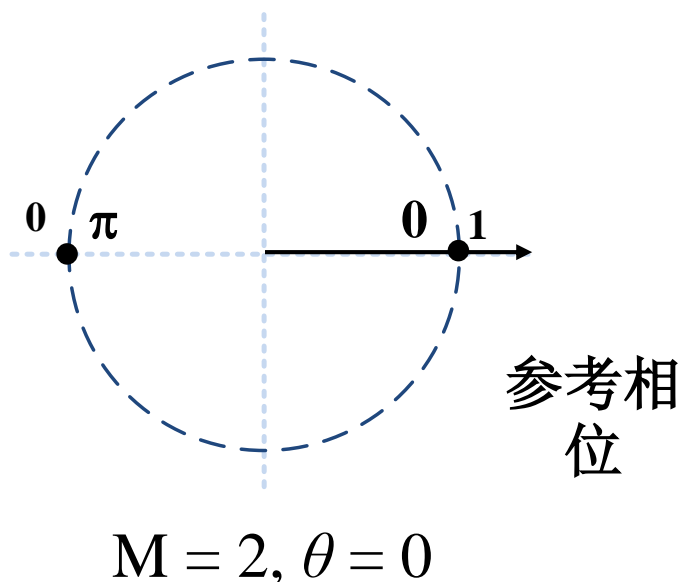
Multiple Amplitude Shift Keying, MASK

1.2 MPSK调制——MPSK的基本概念

利用载波的**M种不同相位**表示数字信息

$$\varphi_n = \frac{2\pi}{M}(i-1) + \theta, \quad i = 1, 2, \dots, M$$

矢量图(星座图)



增加调制阶数M，相同带宽可传输更多数据，提高频谱效率

1.2MPSK调制——QPSK调制 (M=4)

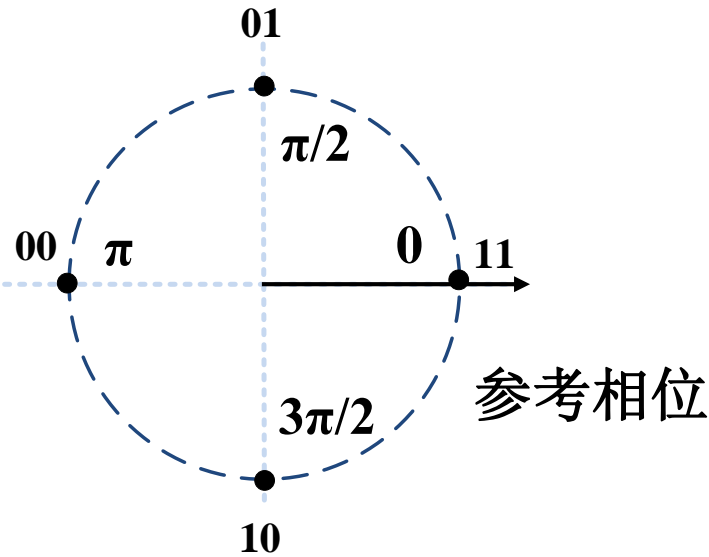
■ 四相相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)

每个码元含有2比特的信息，有4种组合，即00、01、10和11。

QPSK编码方式

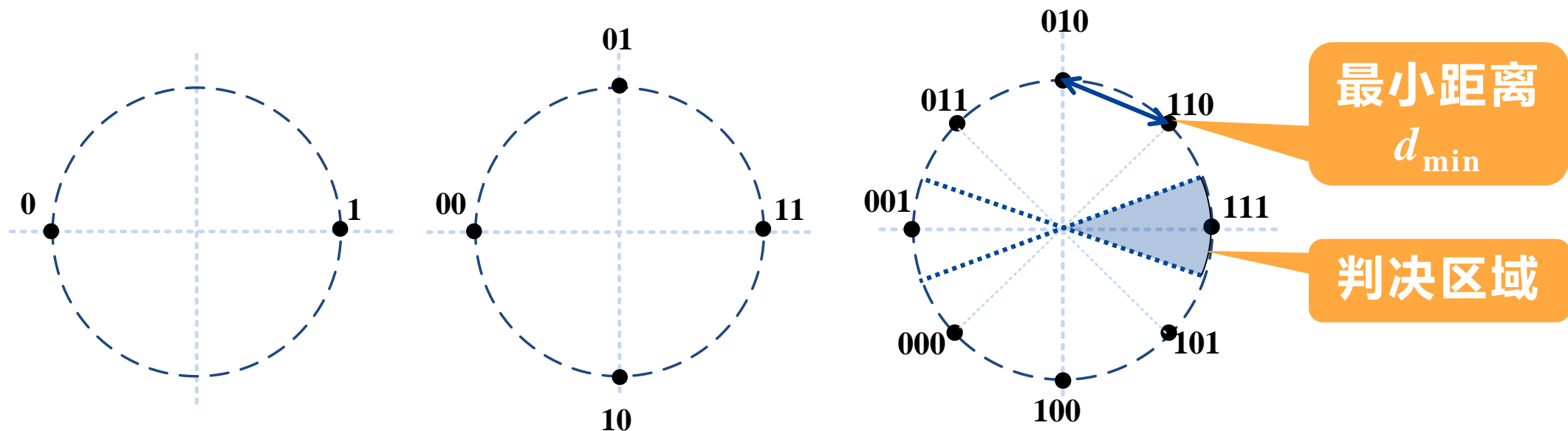
码元比特 a	码元比特 b	载波相位 φ_n
1	1	0°
0	1	90°
0	0	180°
1	0	270°

矢量图



1.2 MPSK调制——M增大时带来的问题

在信号幅度相同（功率相等）条件下，观察MPSK的星座图：



增加调制阶数M

最小距离 d_{\min} 越小

误码率增大

$$p_e \leq (M-1)Q\left(\frac{d_{\min}}{\sqrt{2N_0}}\right)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$$

1.2 MPSK调制——MPSK调制的解决方法

■ 针对问题 M 增加，距离减小，误码率增加

■ 解决途径 增大相邻信号点间的距离

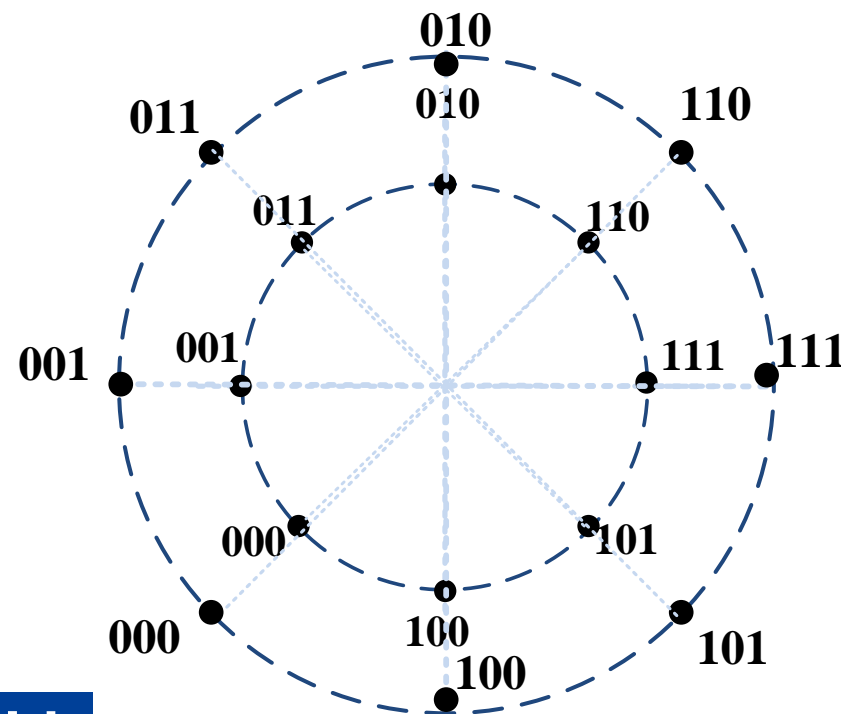
振幅增大

增大圆周半径
(信号功率)

导致射频
设计复杂

QAM调制

振幅和相位联合
键控的调制方式



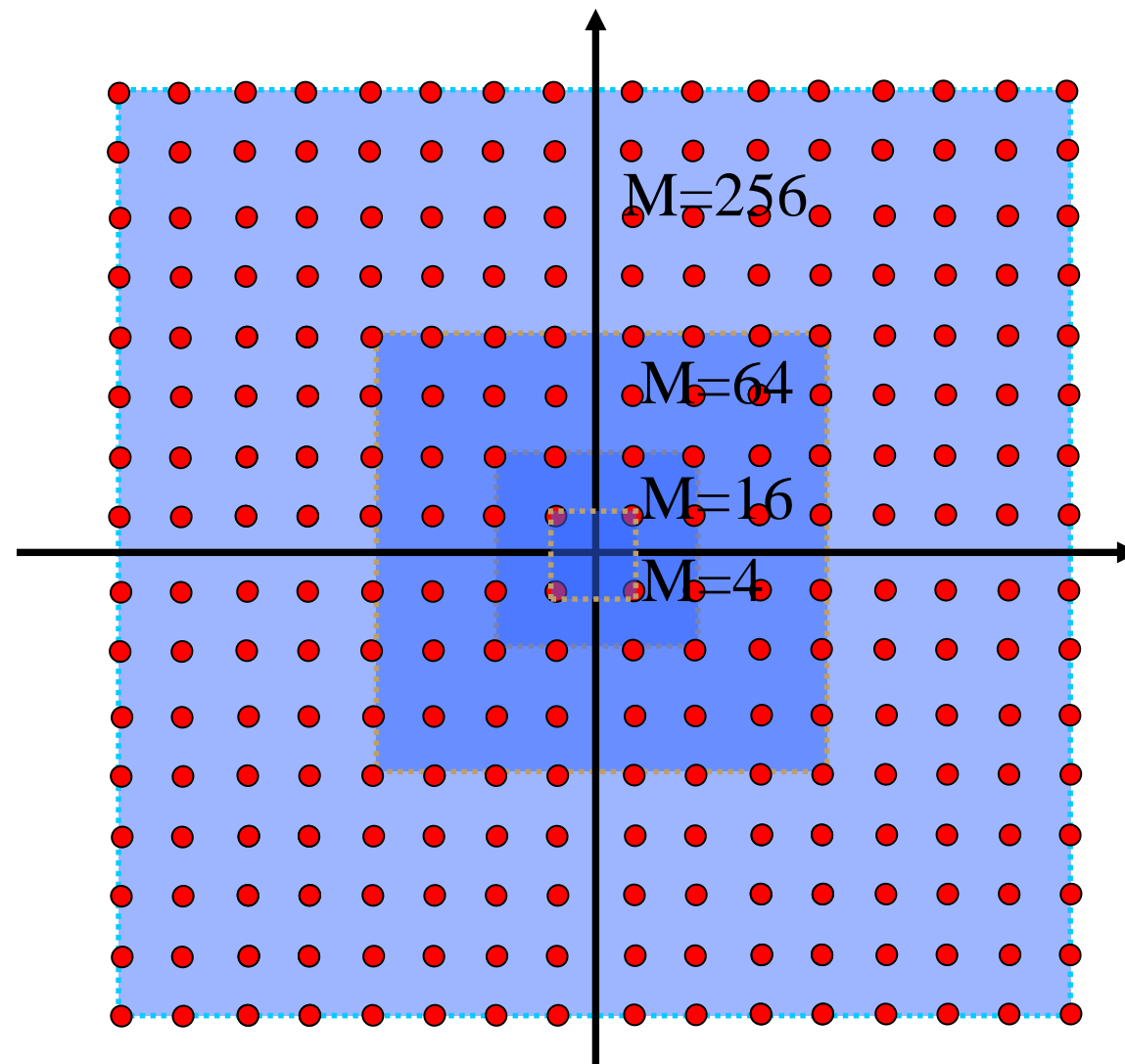
1.3 MQAM调制与解调——MQAM调制星座图

MQAM调制星座图

$M = 4, 16, 64, 256$

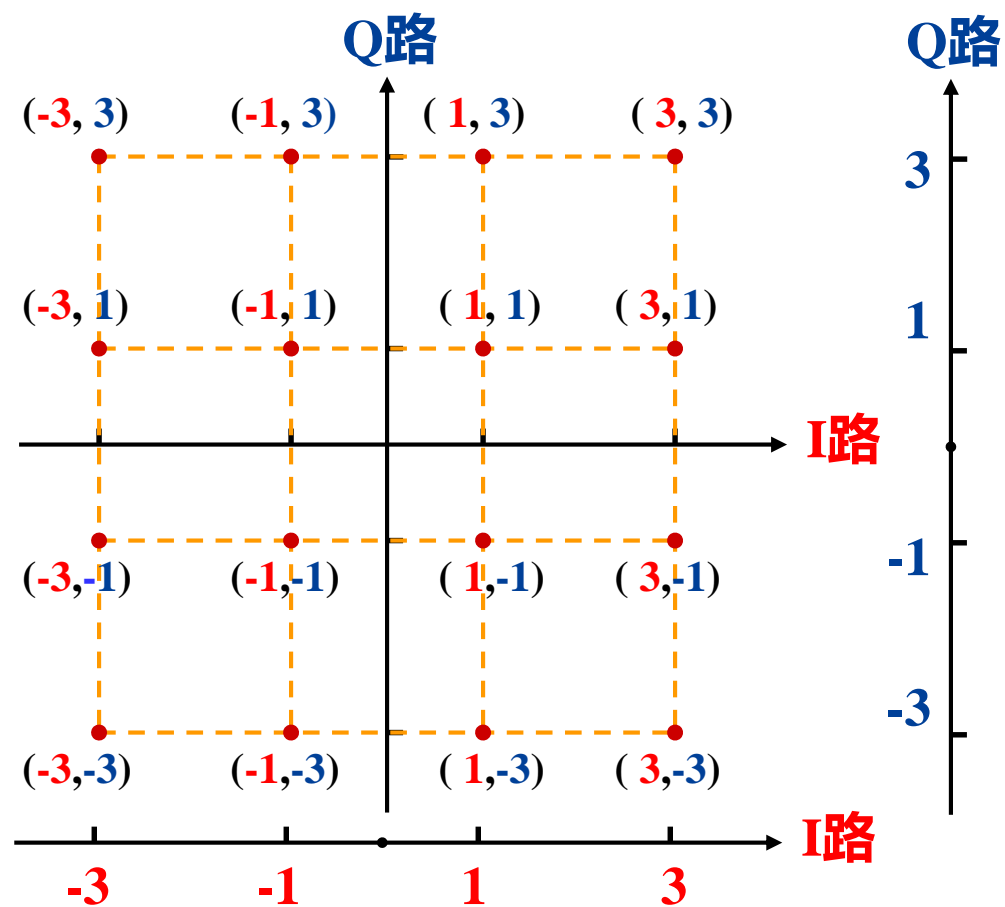
随调制阶数 M 增加

- 传输速率提升
- 相邻信号点距离减小，误码率提升



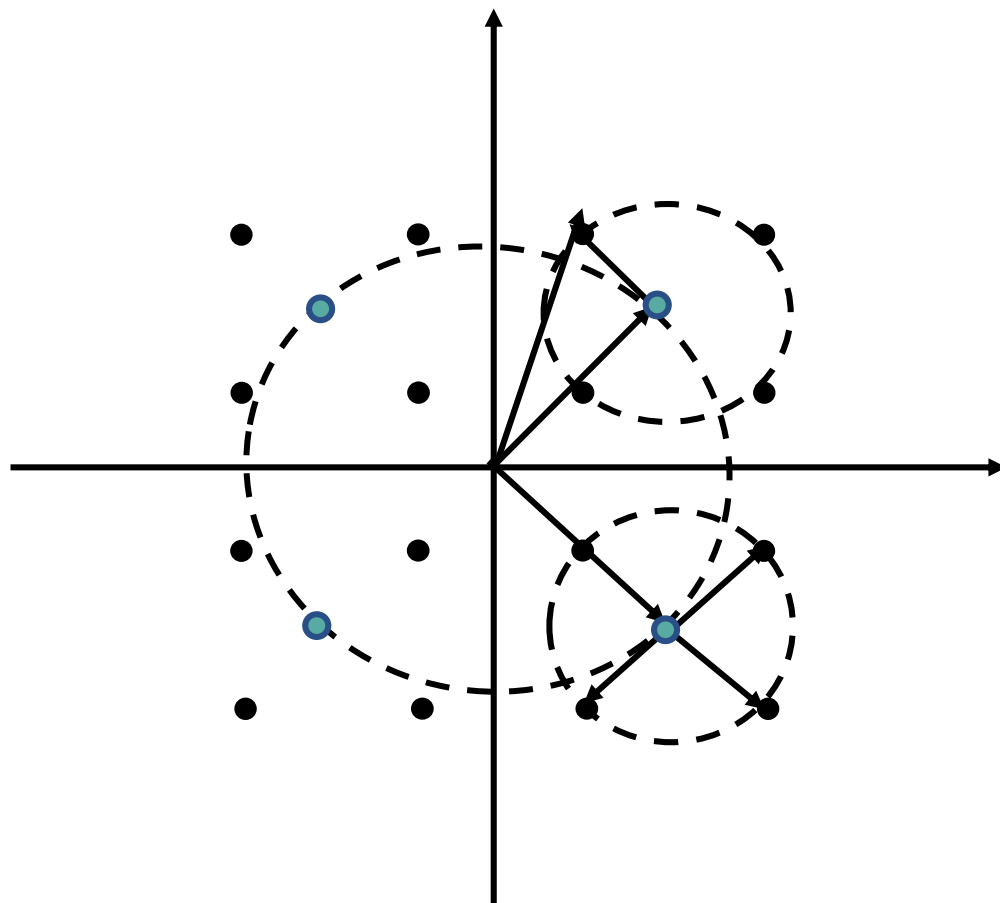
1.3 MQAM调制与解调——16QAM信号的产生方法

■ 正交调幅法：用两路独立的正交4ASK信号叠加，形成16QAM信号。

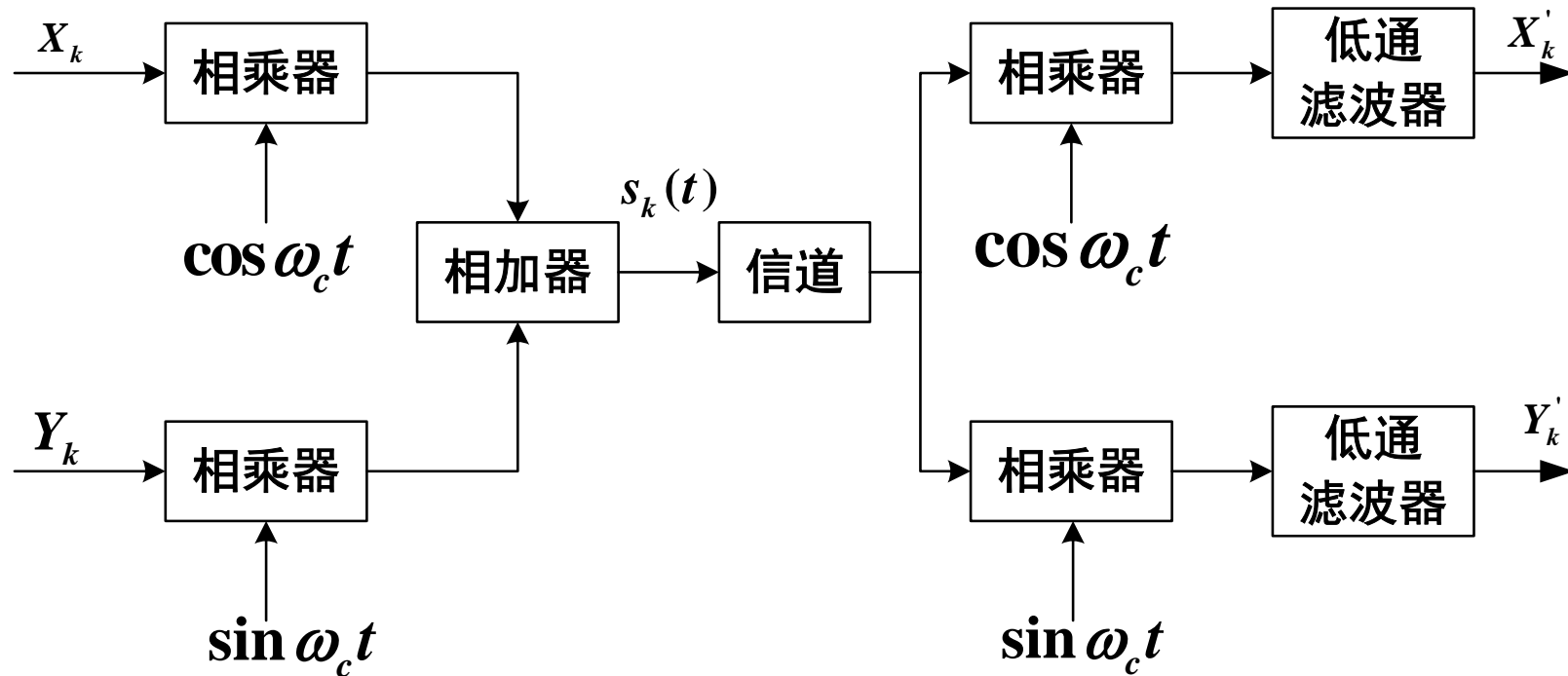


1.3MQAM调制与解调——16QAM信号的产生方法

■ 复合相移法：用两路独立的QPSK信号叠加，形成16QAM信号。



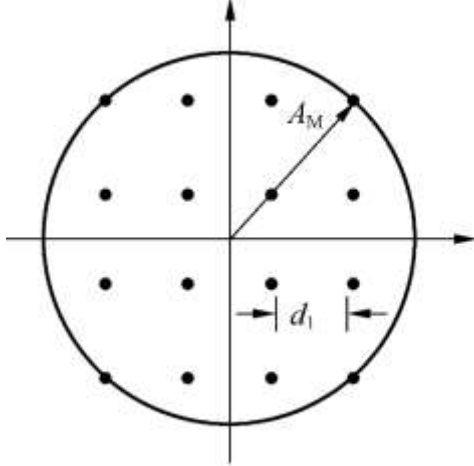
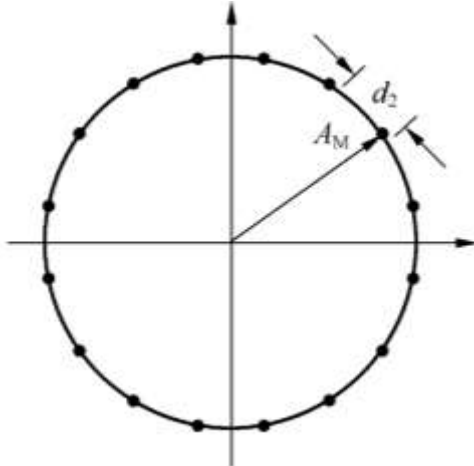
1.3MQAM调制与解调——QAM调制解调系统组成



$$s_k(t) = X_k \cos \omega_0 t + Y_k \sin \omega_0 t$$

1.3MQAM调制与解调——16QAM和16PSK的对比

■ 最大振幅同为 A_M

调制方式	16QAM	16PSK
调制星座图		
最小距离	$d_1 = \frac{\sqrt{2}A_M}{3} = 0.47A_M$	$d_2 = 2A_M \sin\left(\frac{\pi}{16}\right) = 0.39A_M$
性能	噪声容限大，充分利用相幅平面，抗噪能力强	噪声容限小，抗噪能力弱

1.3MQAM调制与解调——16QAM和16PSK的对比

调制方式	16QAM	16PSK
最小距离	$d_1 = \frac{\sqrt{2}A_M}{3} = 0.47A_M$	$d_2 = 2A_M \sin\left(\frac{\pi}{16}\right) = 0.39A_M$
性能	噪声容限 大 ，充分利用相幅平面，抗噪能力 强	噪声容限 小 ，抗噪能力 弱

- 这时是在**最大功率（振幅）相等**的条件下比较的，没有考虑这两种体制的平均功率差别。16PSK信号的平均功率（振幅）就等于其最大功率（振幅）。
- 16QAM信号，在等概率出现条件下，可以计算出其最大功率和平均功率之比等于1.8倍，即**2.55 dB**。
- 在平均功率相等条件下，16QAM的相邻信号距离超过16PSK约**4.12 dB**。

1.3 MQAM调制与解调——MQAM信号的误符号率

MQAM解调系统仍是一种线性系统，解调后的叠加的噪声仍然为高斯白噪声

同相和正交路信号电平数为： $L = \sqrt{M}$

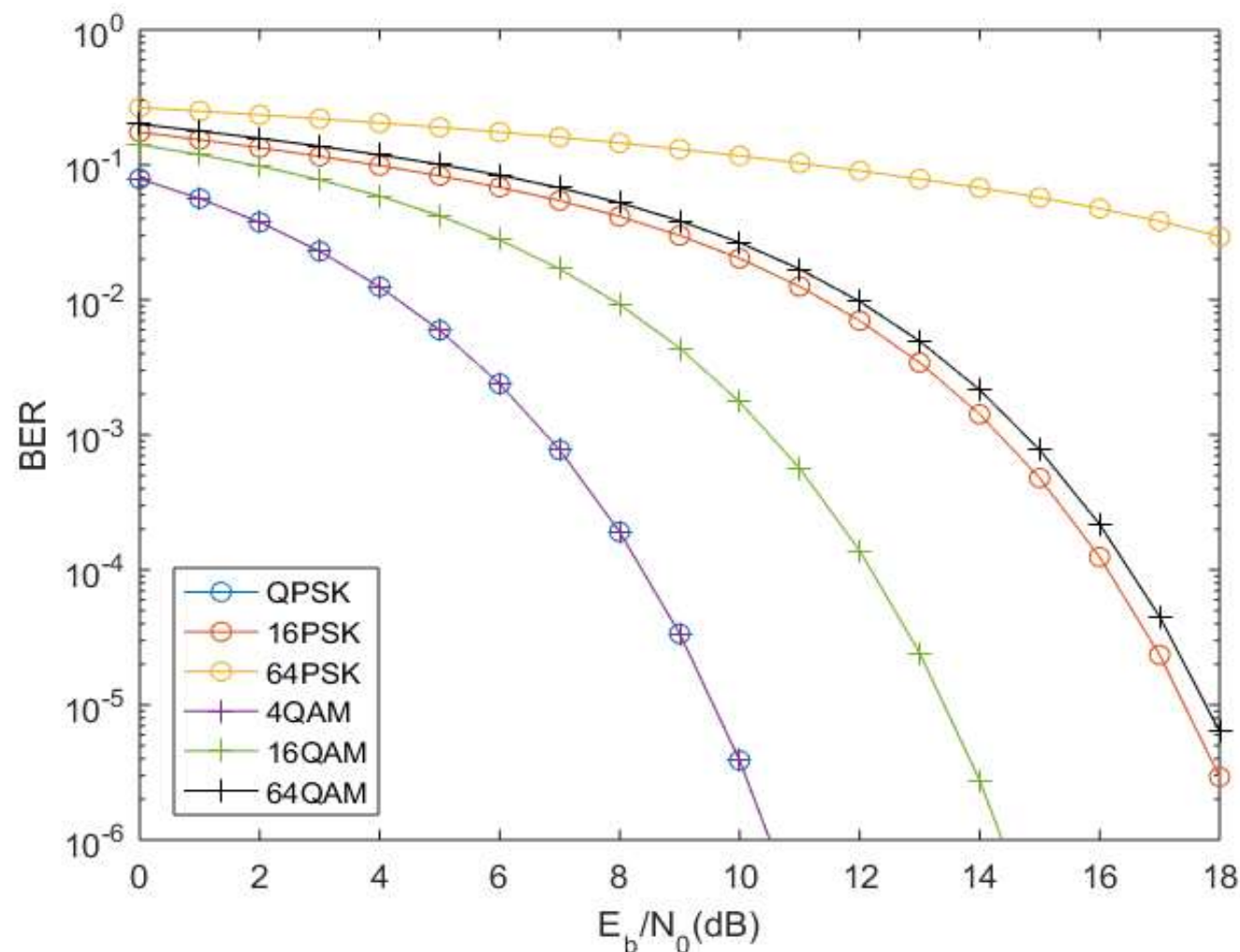
利用多电平基带信号性能分析方法，对理想频带利用率的基带系统，误符号率为：

$$\begin{aligned} P_{E,MQAM} &= \frac{2(L-1)}{L} Q\left(\sqrt{\frac{3}{L^2-1} \frac{S}{N}}\right) = \frac{2(L-1)}{L} Q\left(\sqrt{\frac{3}{L^2-1} \frac{E_b R_b}{n_0 B}}\right) = \\ &= \frac{2(L-1)}{L} Q\left(\sqrt{\frac{3}{L^2-1} \frac{E_b R_s \log_2 L}{n_0 B}}\right) = \frac{2(L-1)}{L} Q\left(\sqrt{\frac{6 \log_2 L}{L^2-1} \frac{E_b}{n_0}}\right) \end{aligned}$$

设采用格雷码编码使相邻信号对应的码组点间只有1比特的变化，则误比特率为：

$$P_B = \frac{1}{\log_2 L} P_{E,MQAM} = \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q\left(\sqrt{\left(\frac{6 \log_2 L}{L^2-1}\right) \frac{E_b}{N_0}}\right)$$

1.3 MQAM调制与解调——AWGN信道下误比特率



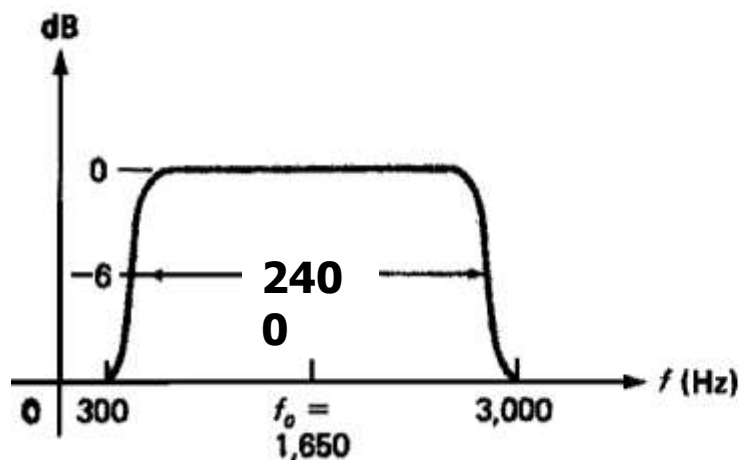
- MPSK与MQAM的误比特率随M的增大而增大
- M相同时，MQAM的误比特率比MPSK小

1.3 MQAM调制与解调——MQAM的频带利用率

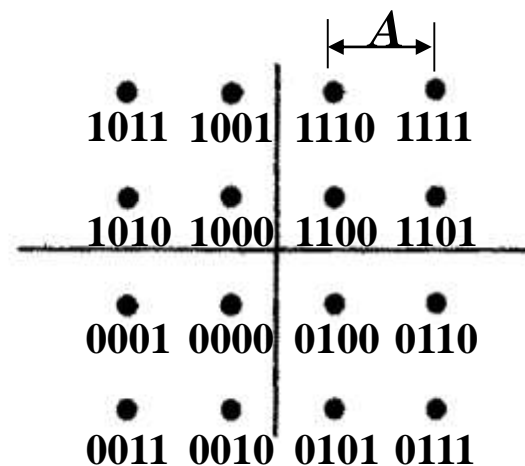
理想情况下MQAM与MPSK最高频带利用率均为： $\log_2 M \text{ (b/s/Hz)}$

基带传输系统为升余弦滚降时，频带利用率为： $\frac{1}{1+\alpha} \log_2 M \text{ (b/s/Hz)}$

实例：一种用于调制解调器的传输速率为9600 b/s的16QAM方案，其载频为1650 Hz，滤波器带宽为2400 Hz，滚降系数为10%。

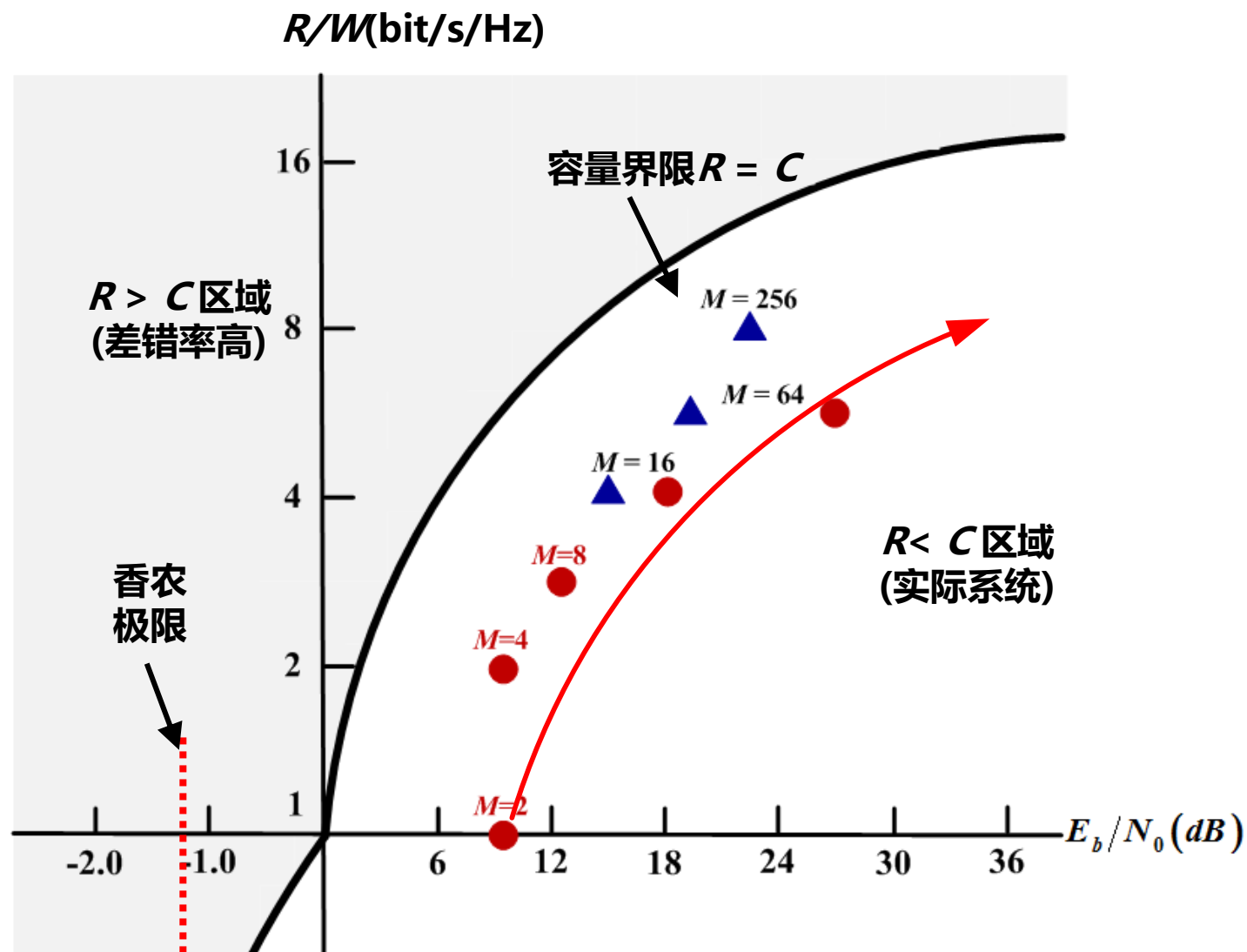


(a) 传输频带



(b) 16QAM星座

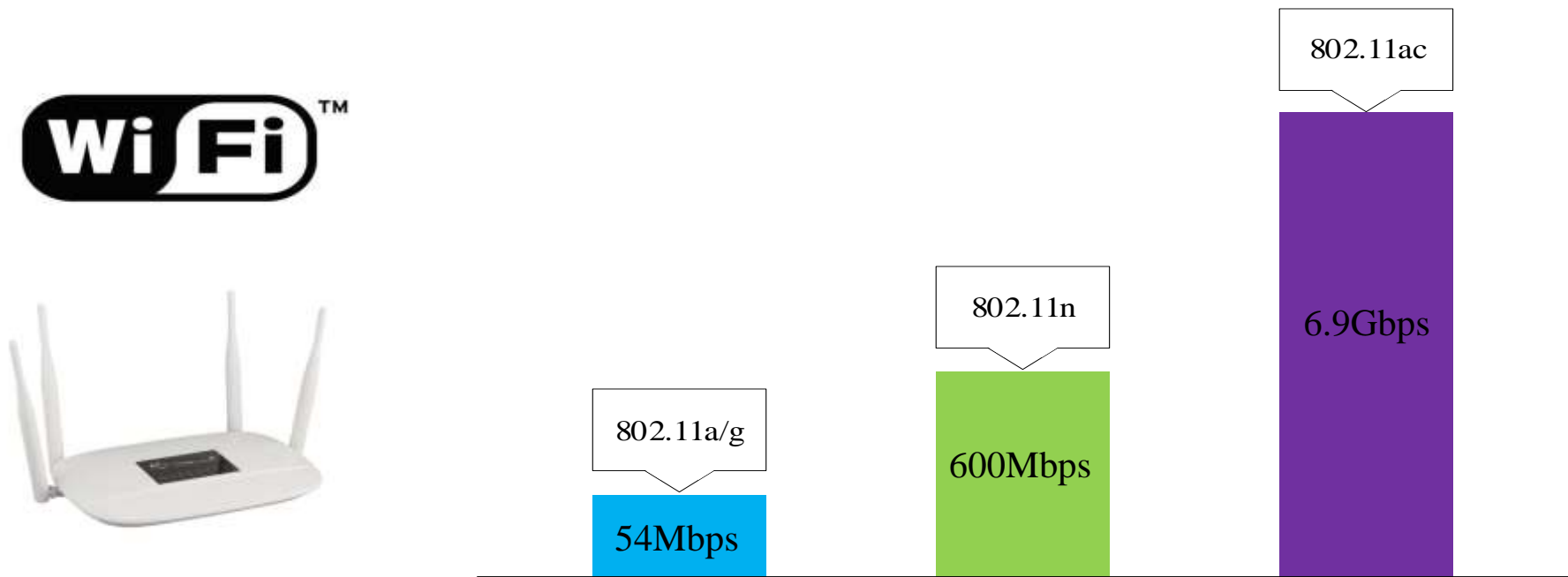
1.3 MQAM调制与解调——MPSK与MQAM的带宽效率平面对比



● MPSK $P_B = 10^{-5}$

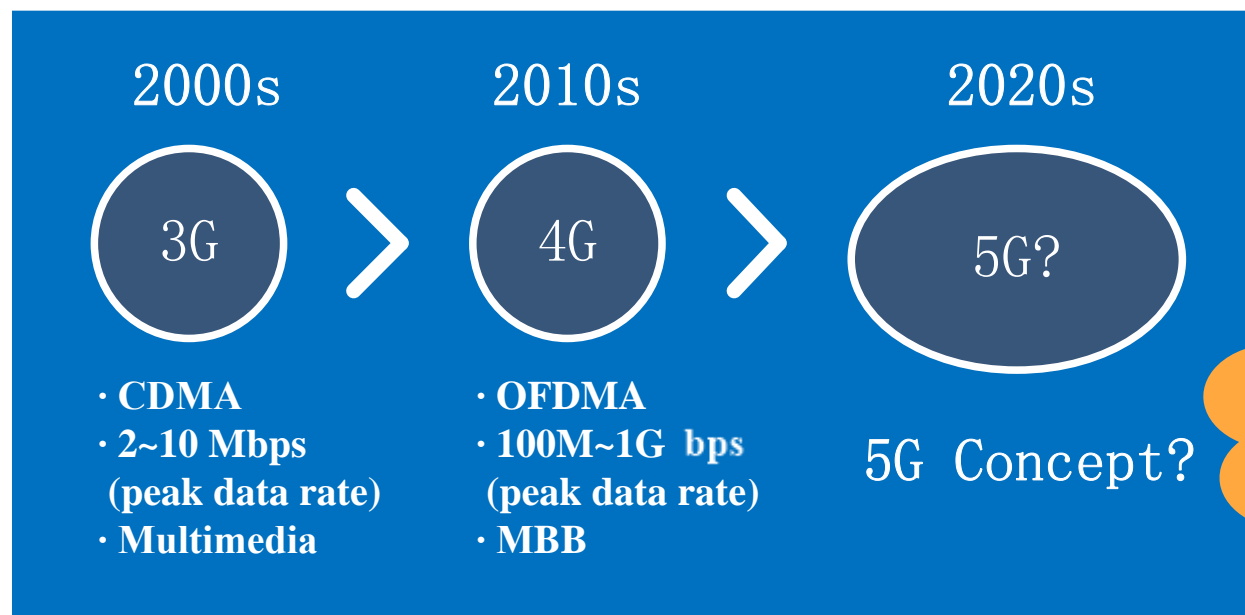
▲ MQAM $P_B = 10^{-5}$

1.3MQAM调制与解调——应用： WiFi



无线网络标准	802.11a/g	802.11n	802.11ac
理论最高速度	54Mbps	600Mbps	6.9Gbps
调制方式	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
发布时间	1999(802.11a) 2003(802.11g)	2009	2013

1.3MQAM调制与解调——应用：蜂窝移动通信网络



调制阶数M增加，
芯片设计复杂度增加

移动通信网络	3G	4G	5G
理论最高速度	2.8Mbps	1Gbps	10Gbps
调制方式	最高支持16QAM	最高支持64QAM	最高支持1024QAM



目 录

01 高阶调制与解调

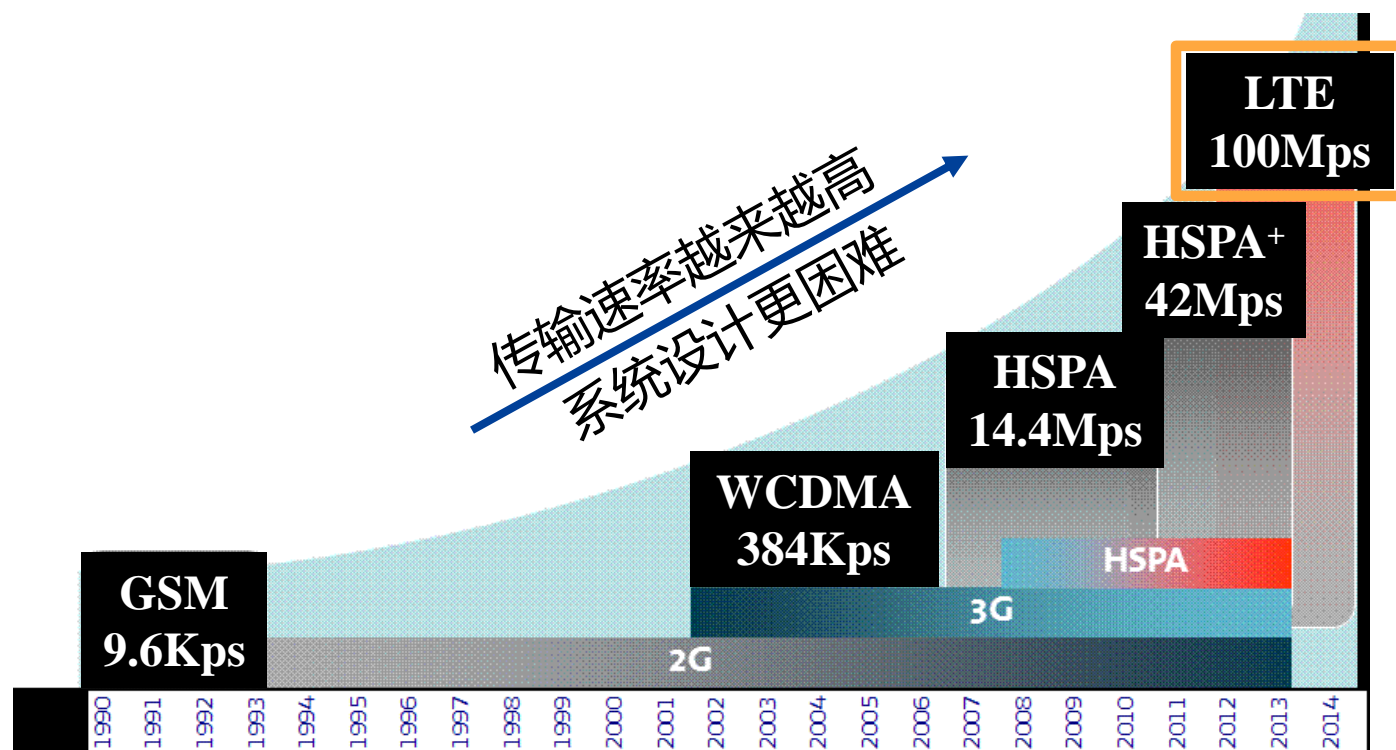
02 OFDM调制与解调

03 本章总结

02. OFDM调制与解调——无线通信系统的应用



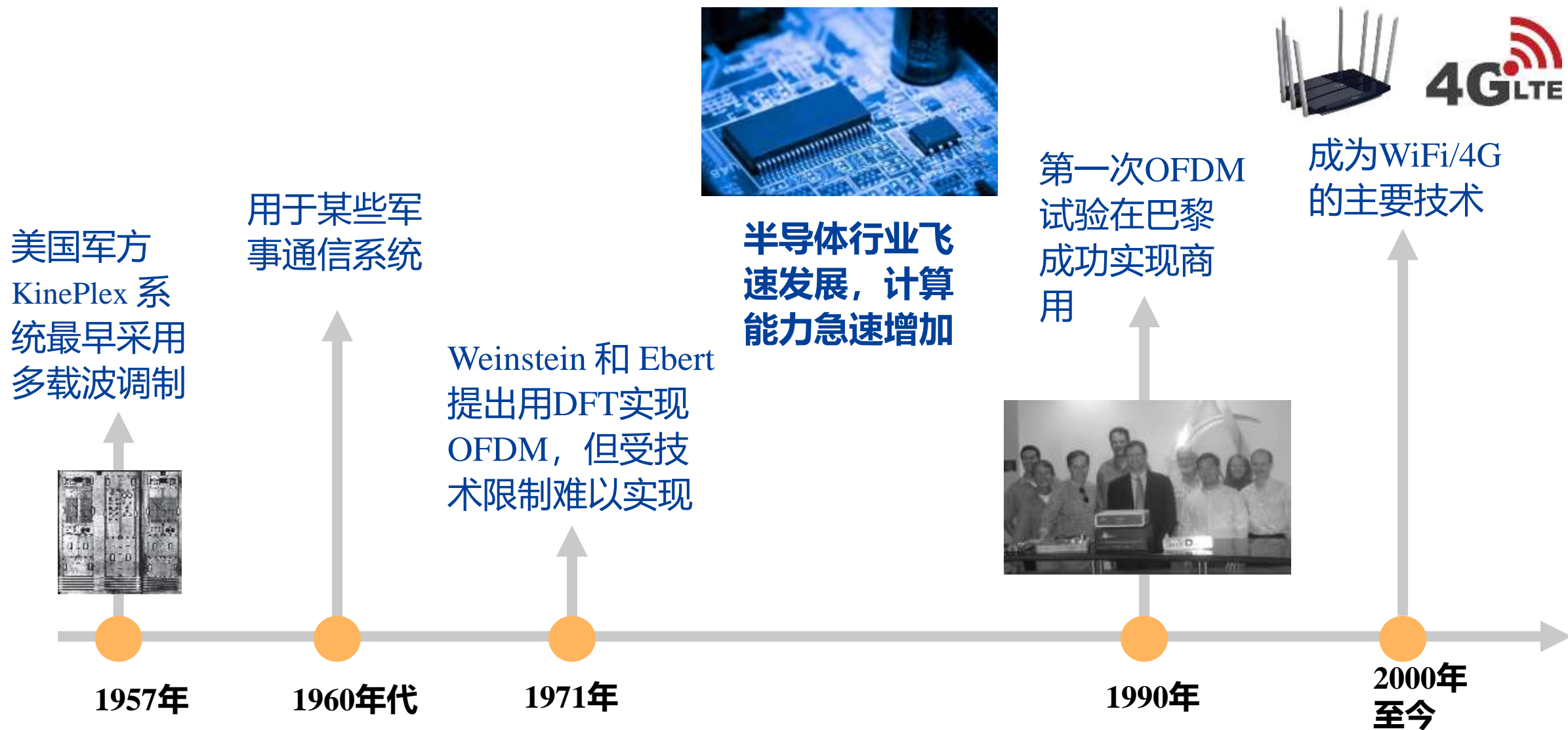
WiFi



蜂窝移动通信系统发展

正交频分复用技术
(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)

02. OFDM调制与解调——OFDM技术发展历史





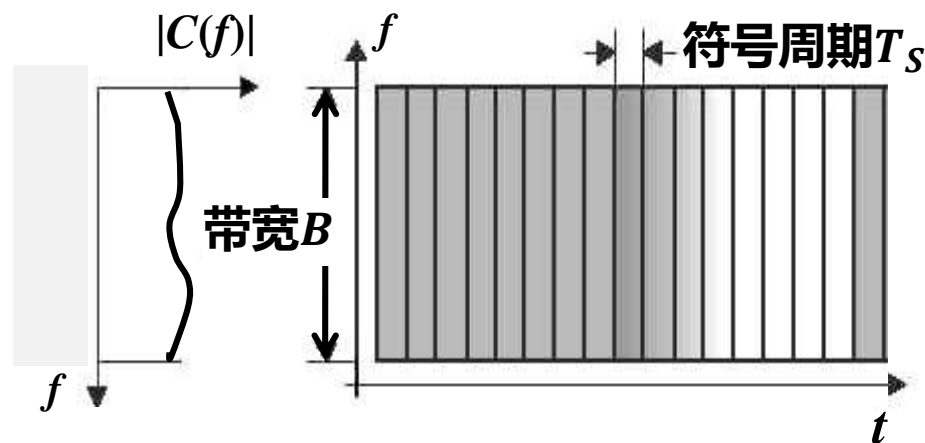
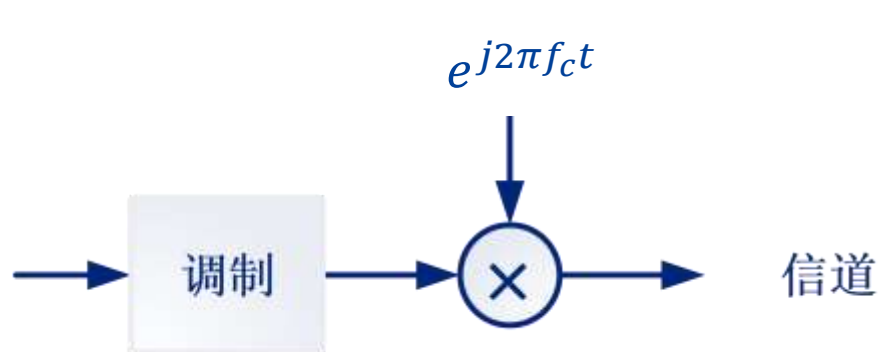
目 录

02 OFDM调制

- 2.1 OFDM技术的基本概念
- 2.2 OFDM技术的基本原理
- 2.3 OFDM的保护间隔和循环前缀
- 2.4 OFDM技术的实现方法
- 2.5 OFDM技术的系统设计和应用

2.1 OFDM技术的基本概念——单载波调制带来的问题

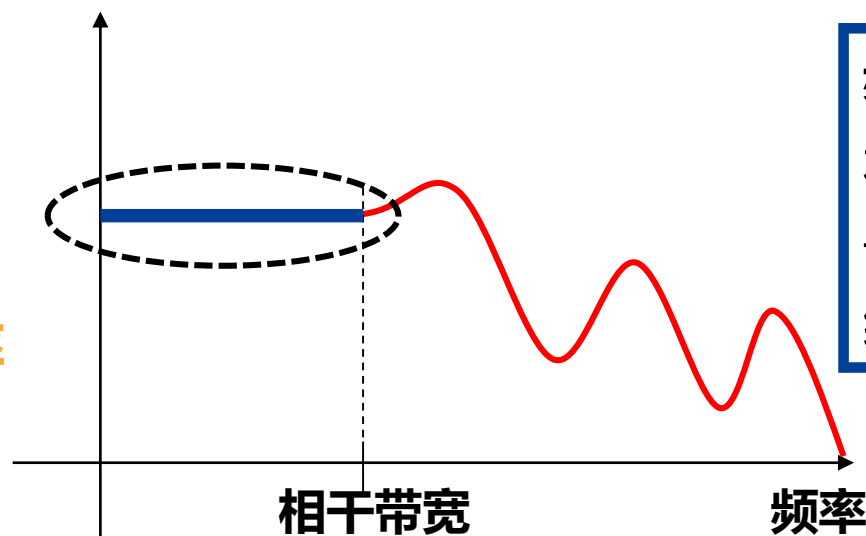
单载波调制：将需要的数据流调制到**单个载波**上进行传输



单载波调制存在问题

高速数据信号占用**带宽大**

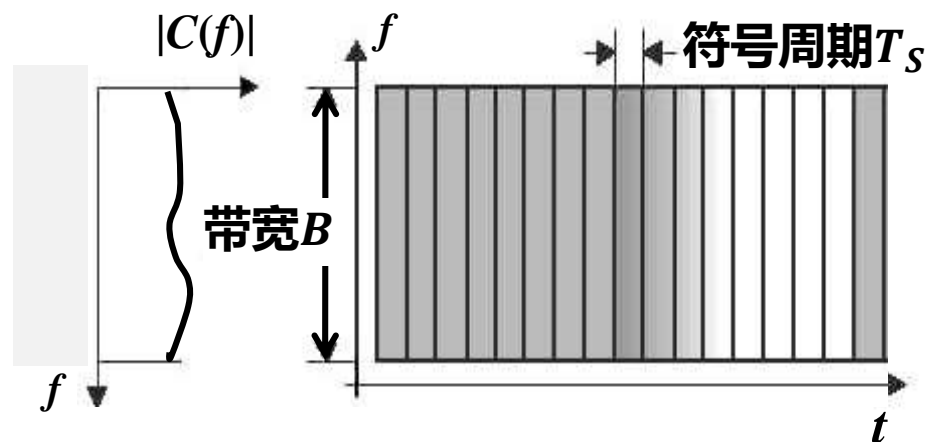
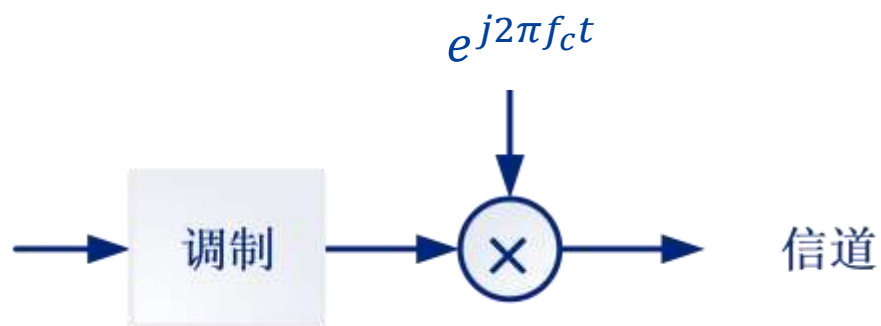
当信号带宽大于相干带宽时，存在**频率选择性衰落**，造成性能急剧下降



频率选择性衰落：
在相干带宽外，信号的不同频率分量经历不同的衰落

2.1 OFDM技术的基本概念——单载波调制带来的问题

单载波调制：将传输数据用**单个载波**进行调制

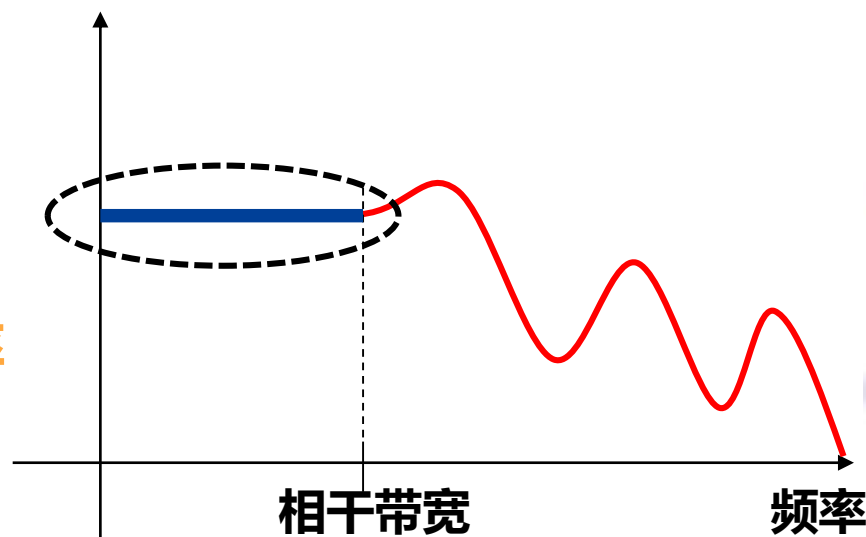


如何抵抗
频率选择
性衰落？

单载波调制存在问题

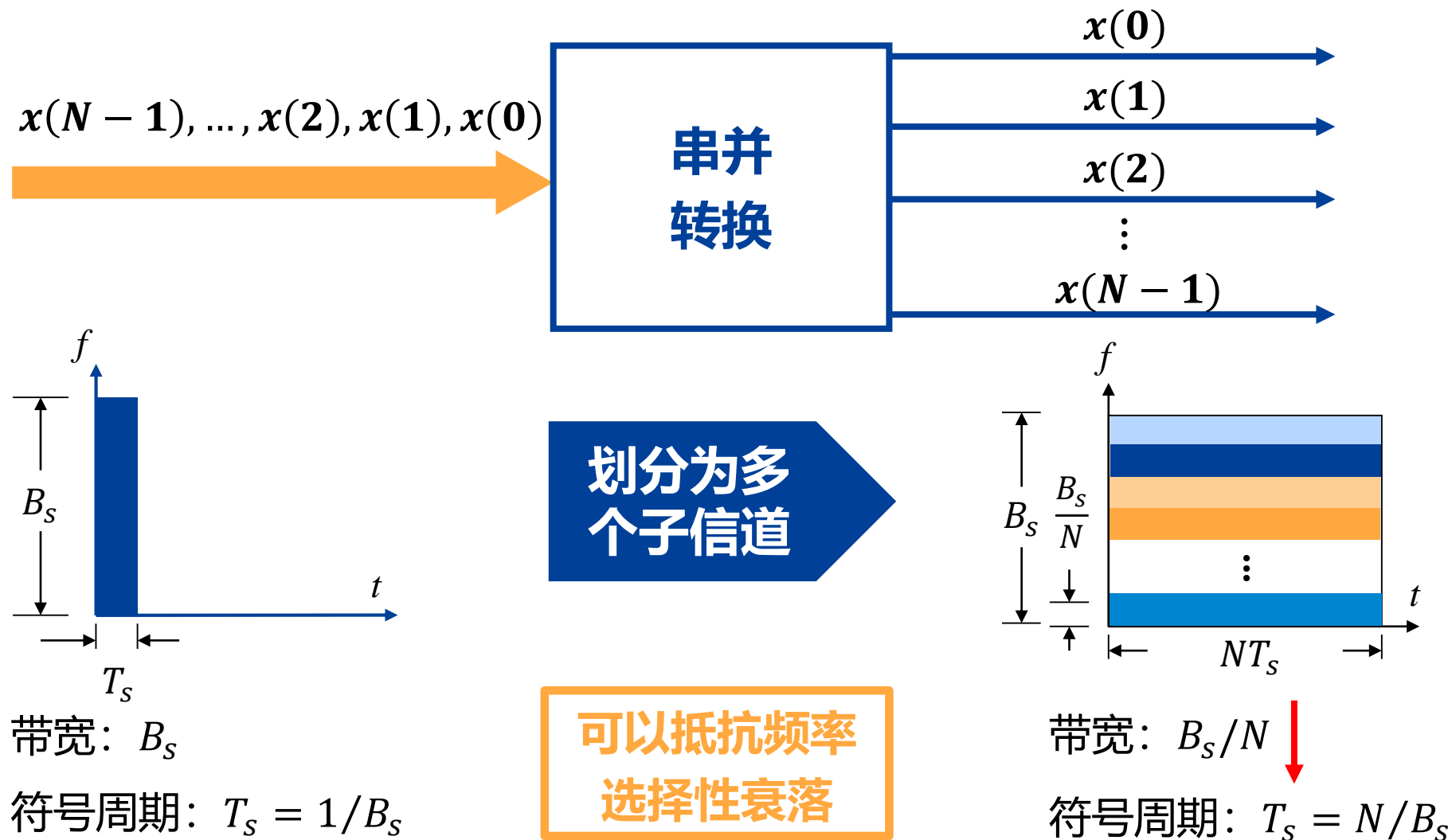
高速数据信号占用**带宽大**

当信号带宽大于相干带宽时，存在**频率选择性衰落**，造成性能急剧下降



2.1 OFDM技术的基本概念——串并转换

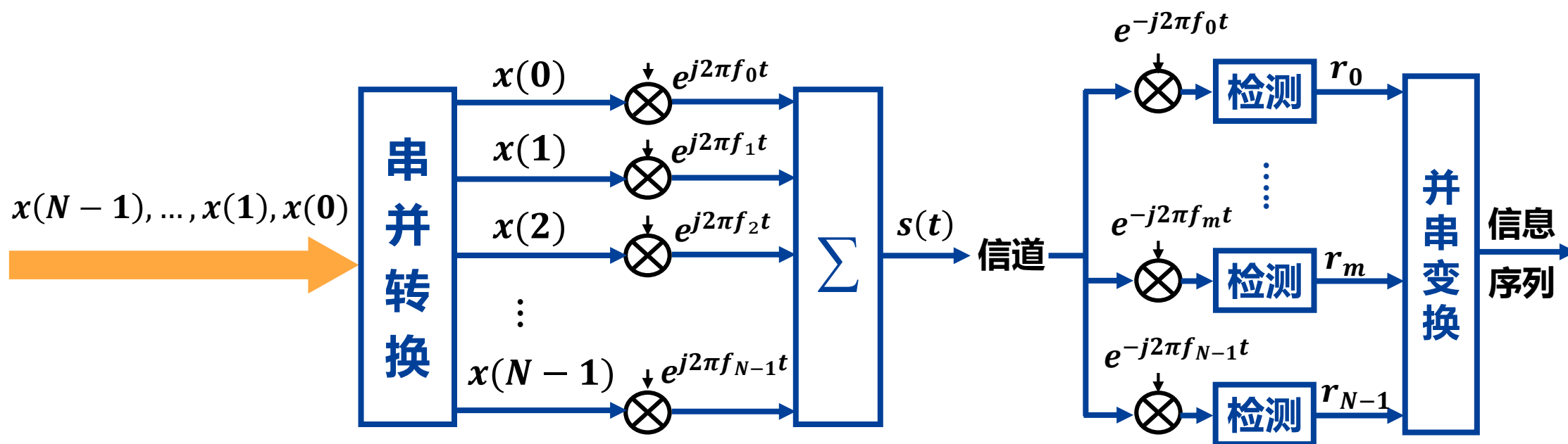
OFDM系统把高速数据流通过**串并转换**，分解为若干**低速率**的子数据流



2.1 OFDM技术的基本概念——正交子载波

OFDM系统把高速数据流通过串并转换，分解为若干低速率的子数据流

低速率的子数据流用多个子载波去调制 **正交子载波**



$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{j2\pi f_n t}$$

$$r_m = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) e^{-j2\pi f_m t} dt = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi f_n t} e^{-j2\pi f_m t} dt$$

如何计算
积分?

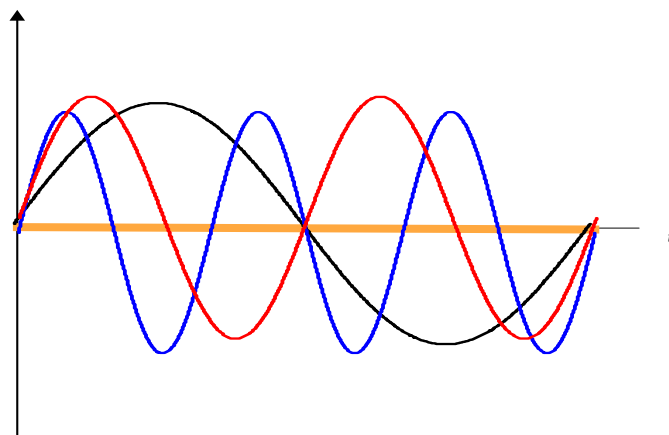
2.2 OFDM技术的基本原理——子载波的正交性

■ **信号的正交性：**对于任意两个函数 $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ ，如果有 $\int_0^T S_1(t) S_2(t) dt = 0$ ，
则函数 $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ 在区间 $(0, T)$ 上正交

■ **对于OFDM：**若相邻子载波的频率间隔 $\Delta f = 1/T$ ，则子载波相互正交

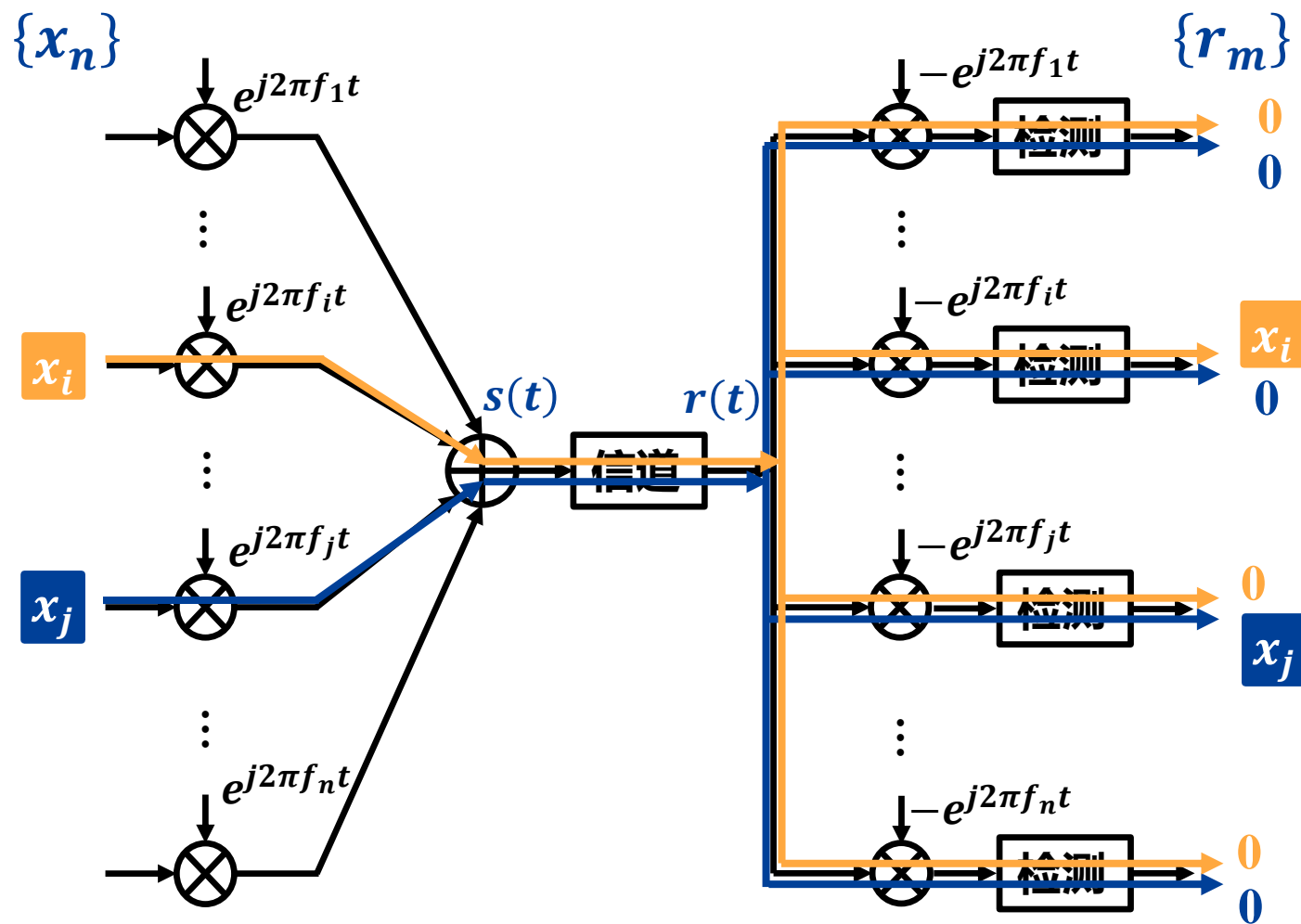
$$\frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi f_n t} e^{-j2\pi f_m t} dt = \delta_{mn} = \begin{cases} 0 & (n \neq m) \\ 1 & (n = m) \end{cases}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} f_0 = 0 \\ f_1 = \Delta f \\ \dots \\ f_k = k\Delta f \\ \dots \\ f_{N-1} = (N-1)\Delta f \end{array} \right.$$



$$\begin{aligned} f &= 1/T \\ f &= 2/T \\ f &= 3/T \end{aligned}$$

2.2 OFDM技术的基本原理——正交性便于分离信号



发送 $s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi f_n t}$

接收 $r_m = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) e^{-j2\pi f_m t} dt$

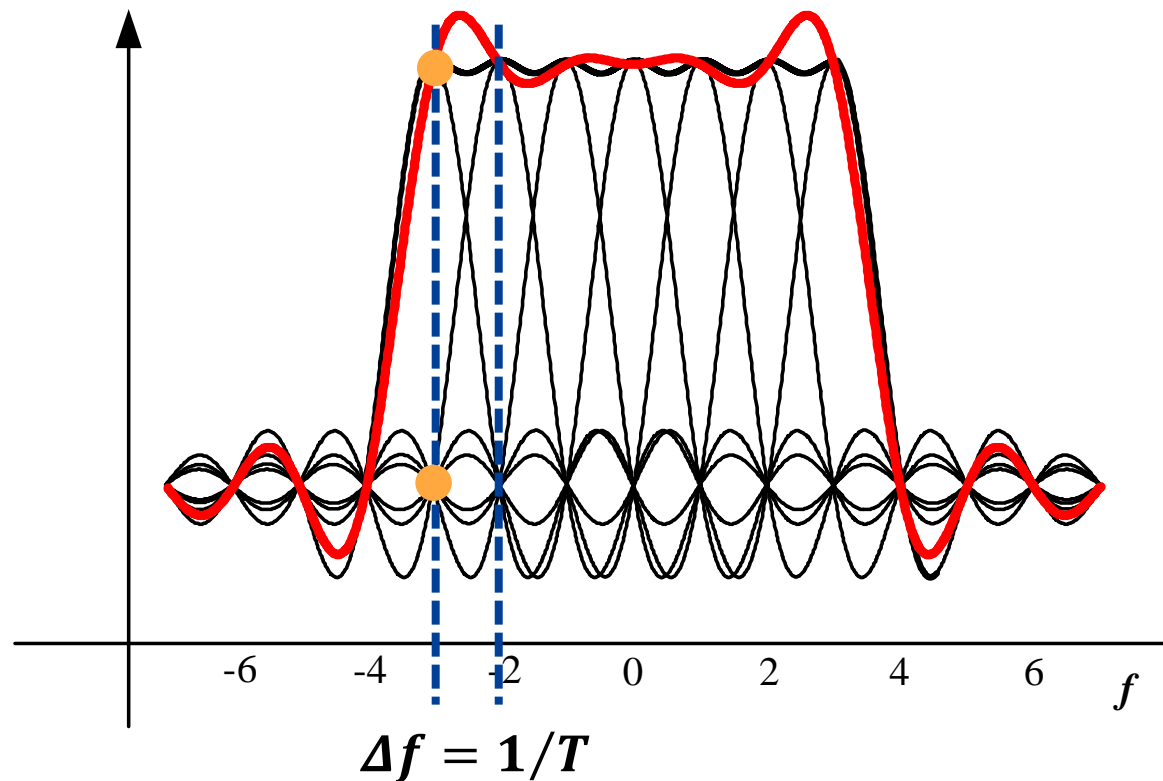
$$= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[\frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi f_n t} e^{-j2\pi f_m t} dt \right]$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} x_n \delta_{mn} = x_m$$

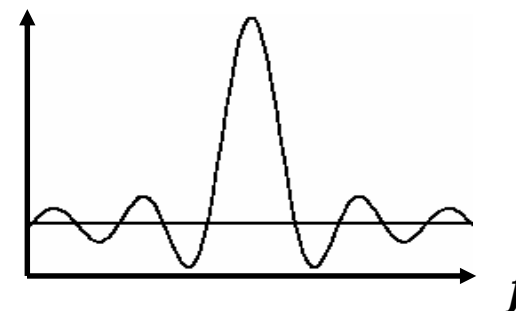
OFDM可以无混淆地分离各路信号

2.2 OFDM技术的基本原理——正交性提升频谱效率

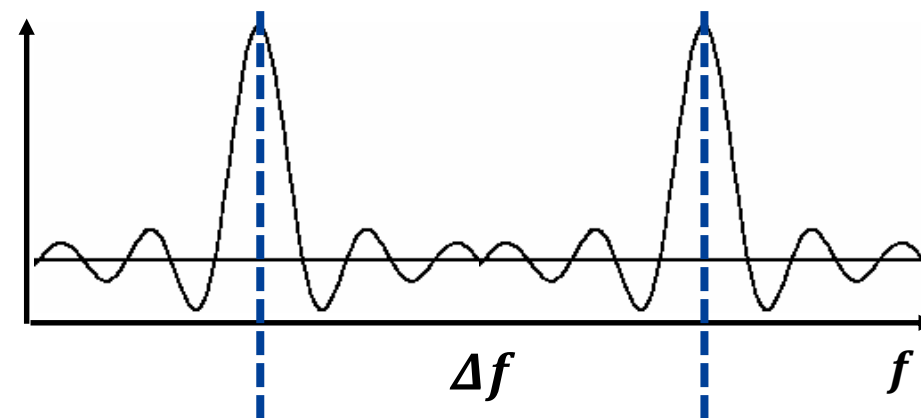
OFDM系统频谱



单载波系统

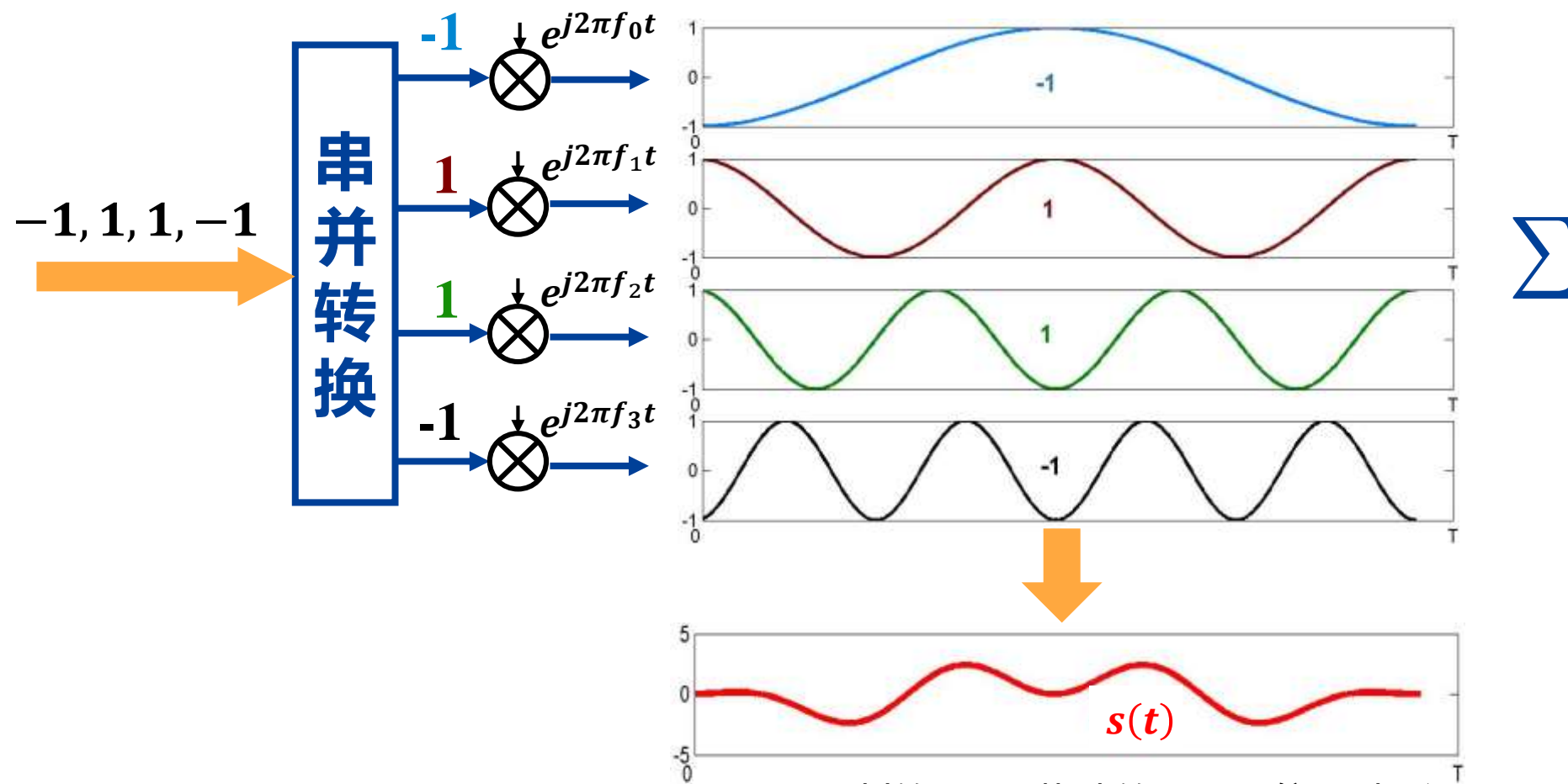


非正交多载波系统



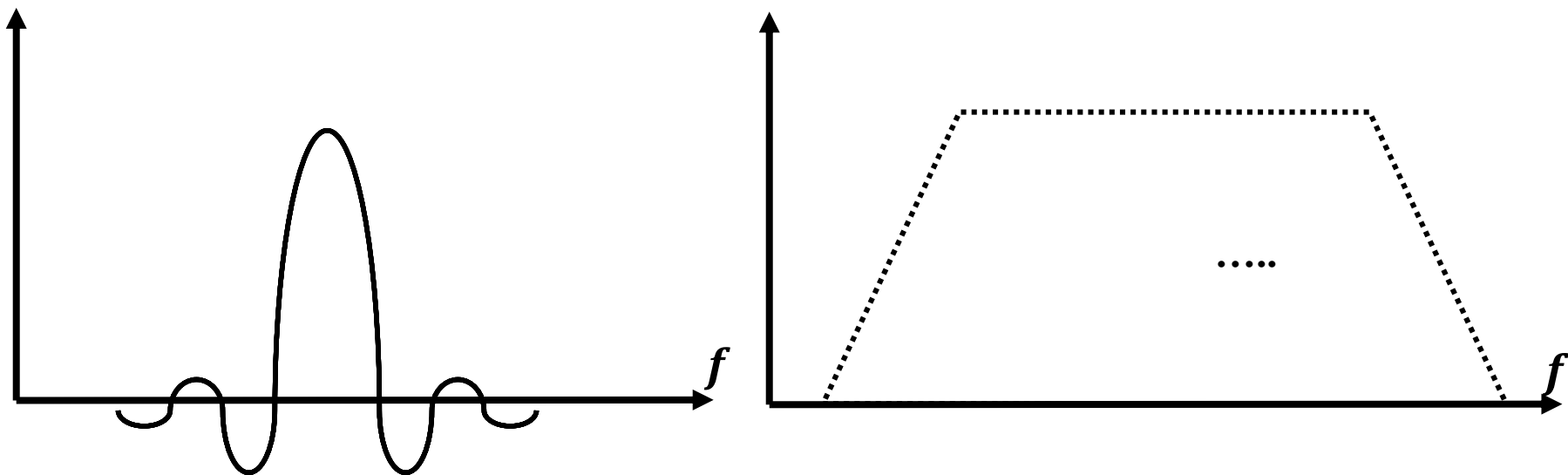
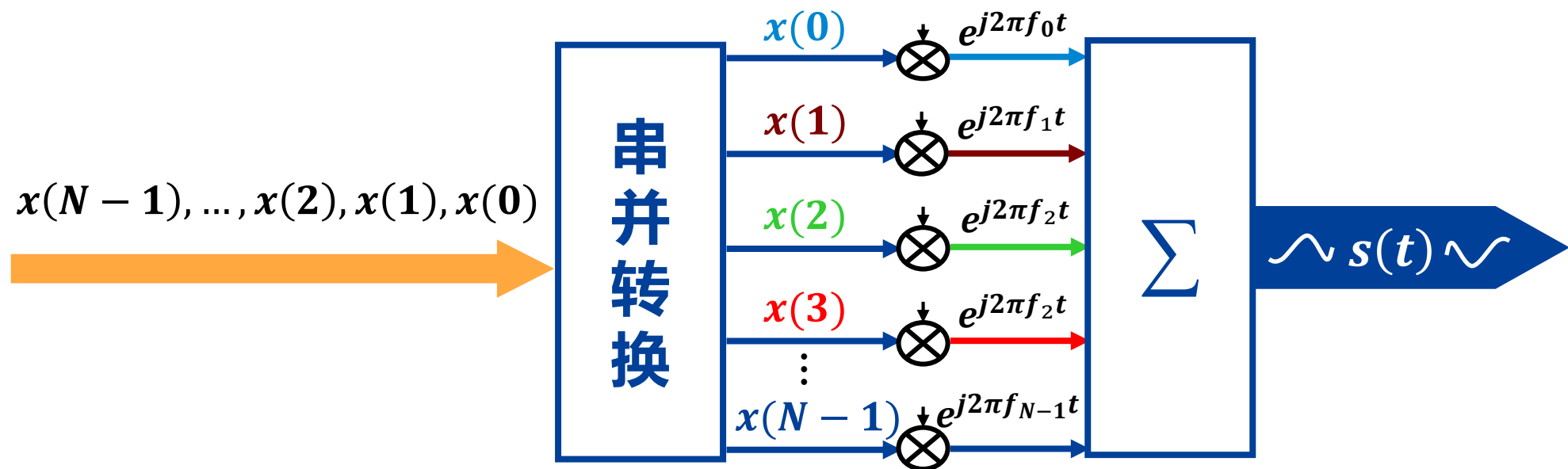
子载波正交 \rightarrow 互相重叠 \rightarrow 频谱效率提升 \rightarrow 传输速率提升

2.2 OFDM技术的基本原理——时域调制过程



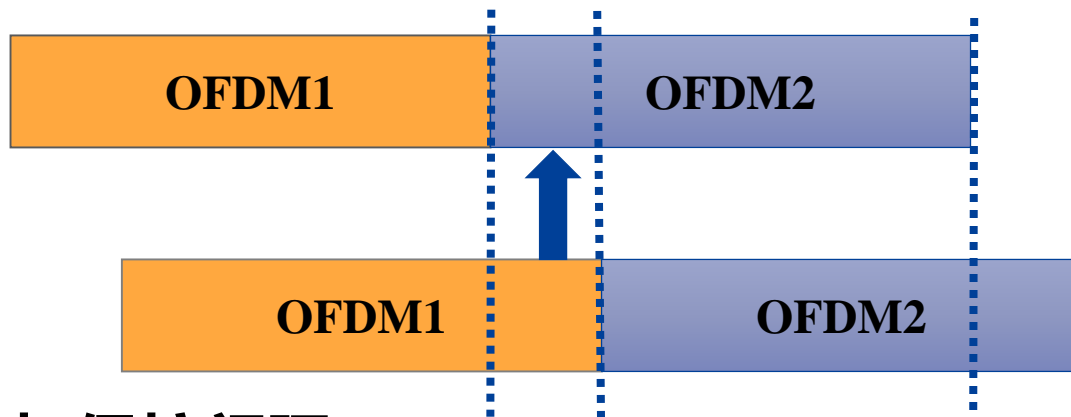
BPSK调制的4个子载波的OFDM信号波形

2.2 OFDM技术的基本原理——频域调制过程



2.3 OFDM的保护间隔和循环前缀——保护间隔

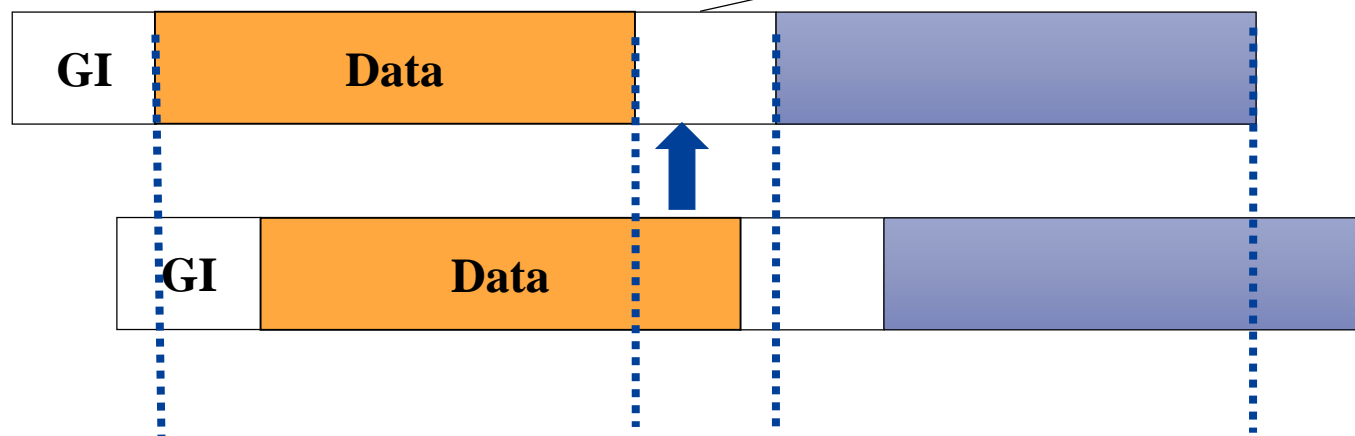
无保护间隔:



存在ISI、ICI

ISI: Inter Symbol Interference
ICI: Inter Carrier Interference

加保护间隔:

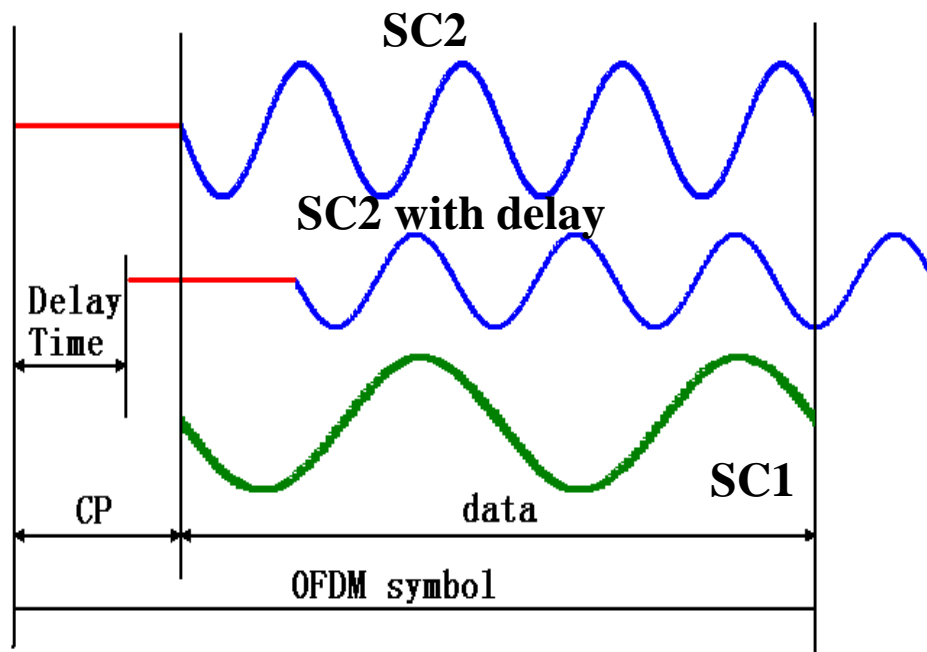


不发送信号

消除ISI
但存在ICI

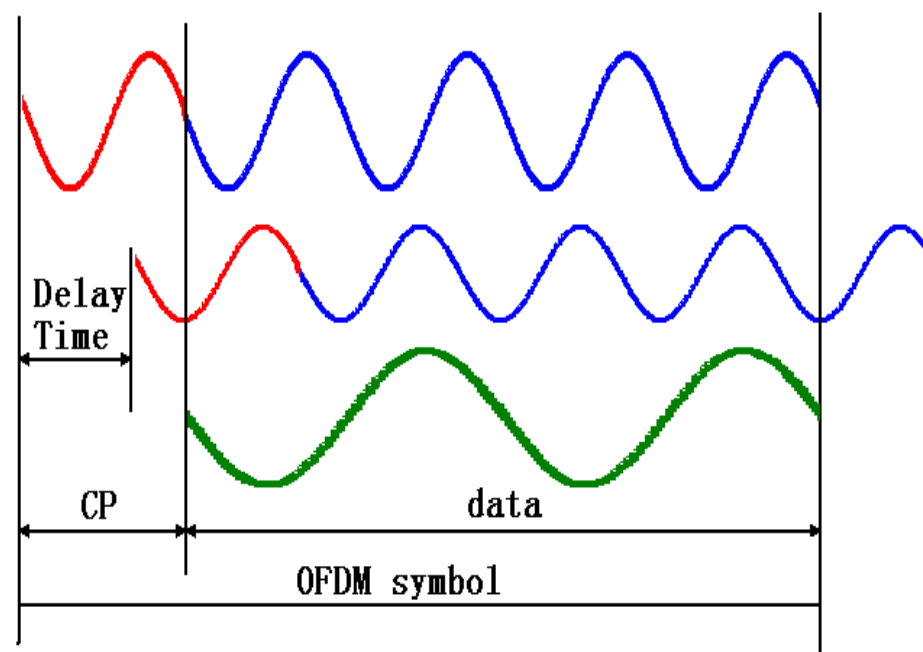
2.3 OFDM的保护间隔和循环前缀——循环前缀

消除ISI,但存在ICI



保护间隔不发送信号

克服ISI、ICI



保护间隔发送信号

循环前缀

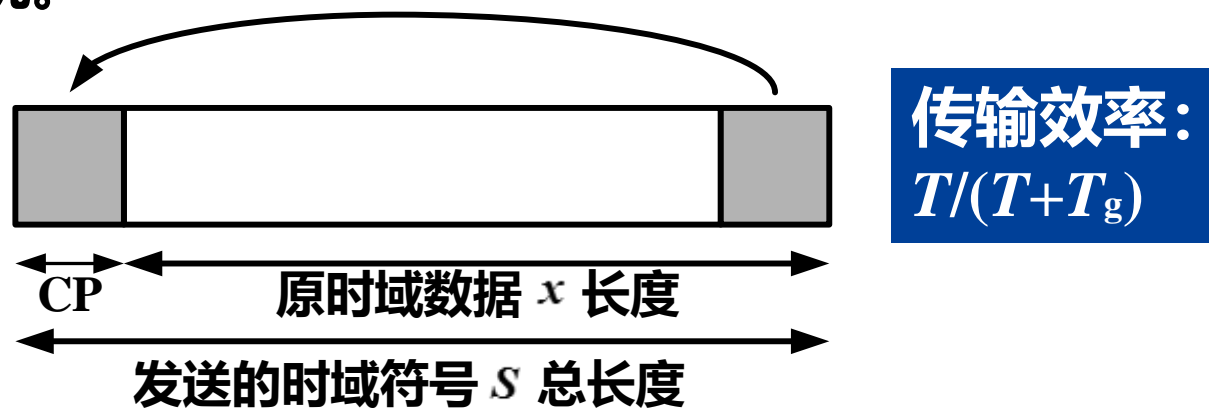
CP

Cyclic Prefix

把OFDM符号的后面一段波形复制到原来空白保护时间中。由于OFDM有效时间 T 中包含了子载波的整数周期，所以这样加循环前缀不会在拼接处造成相位的突变。

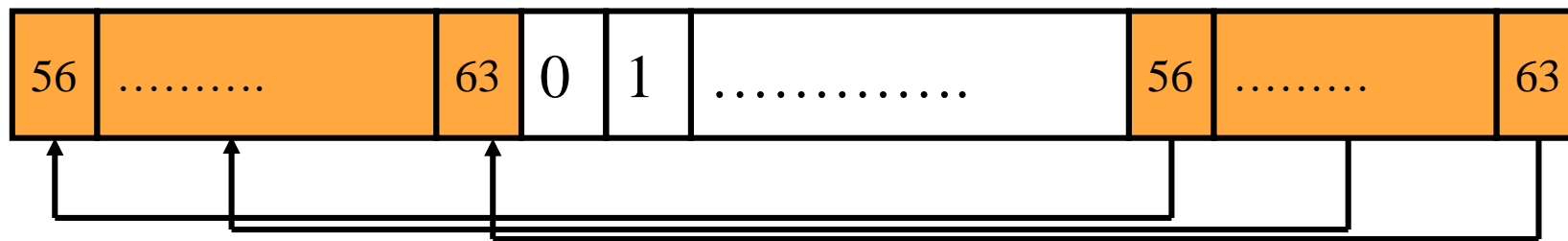
2.3 OFDM的保护间隔和循环前缀——循环前缀

引入**循环前缀**可以有效克服符号间干扰，抵抗频率选择性衰落，同时克服多径效应带来的子载波间干扰。

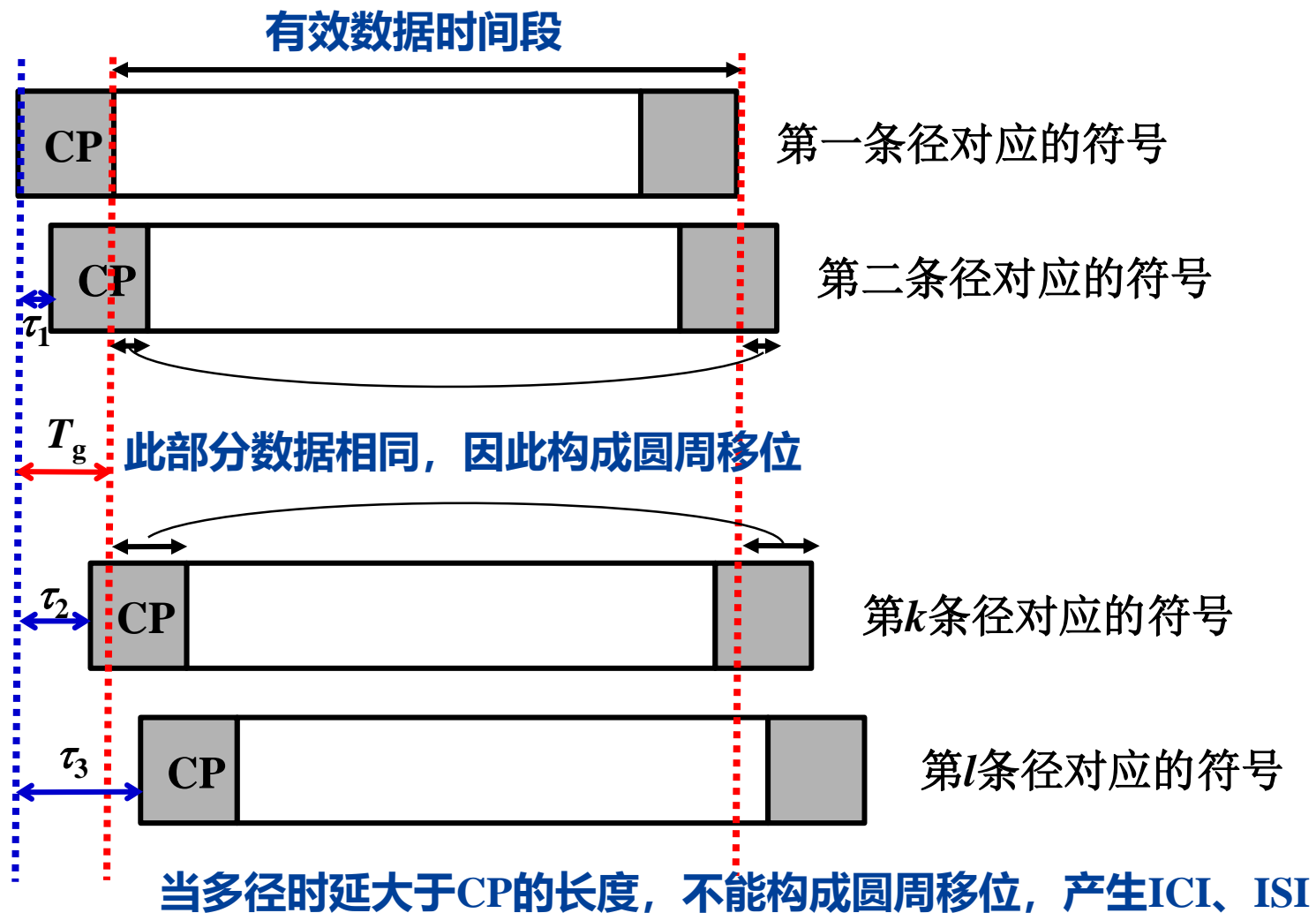


令插入CP对应 N_g 个码元，则发送符号帧 S 可表示为

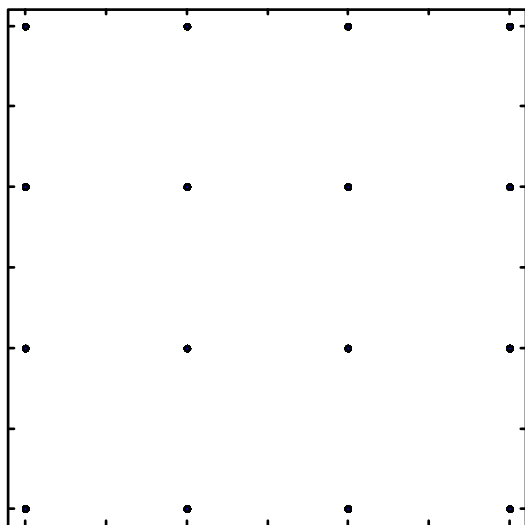
$$S = \{x_{N-N_g}, x_{N-N_g+1}, \dots, x_{N-1}, x_0, x_1, \dots, x_{N-N_g-1}, x_{N-N_g}, x_{N-N_g+1}, \dots, x_{N-1}\}$$



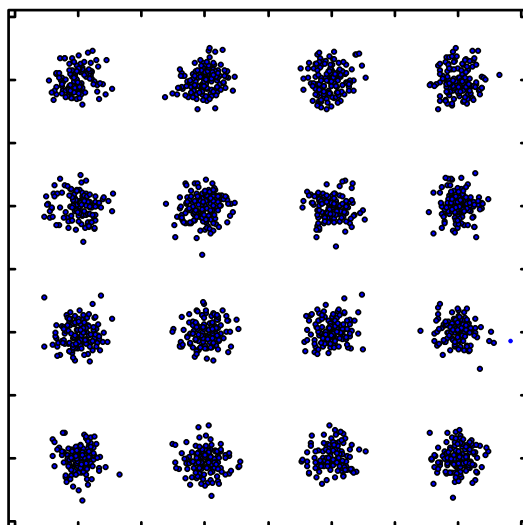
2.3 OFDM的保护间隔和循环前缀——循环前缀



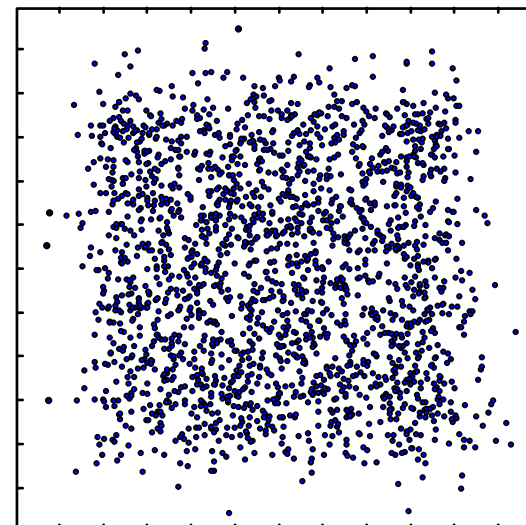
2.3 OFDM的保护间隔和循环前缀——时延扩展对系统性能的影响



(a) 时延扩展 < 保护间隔



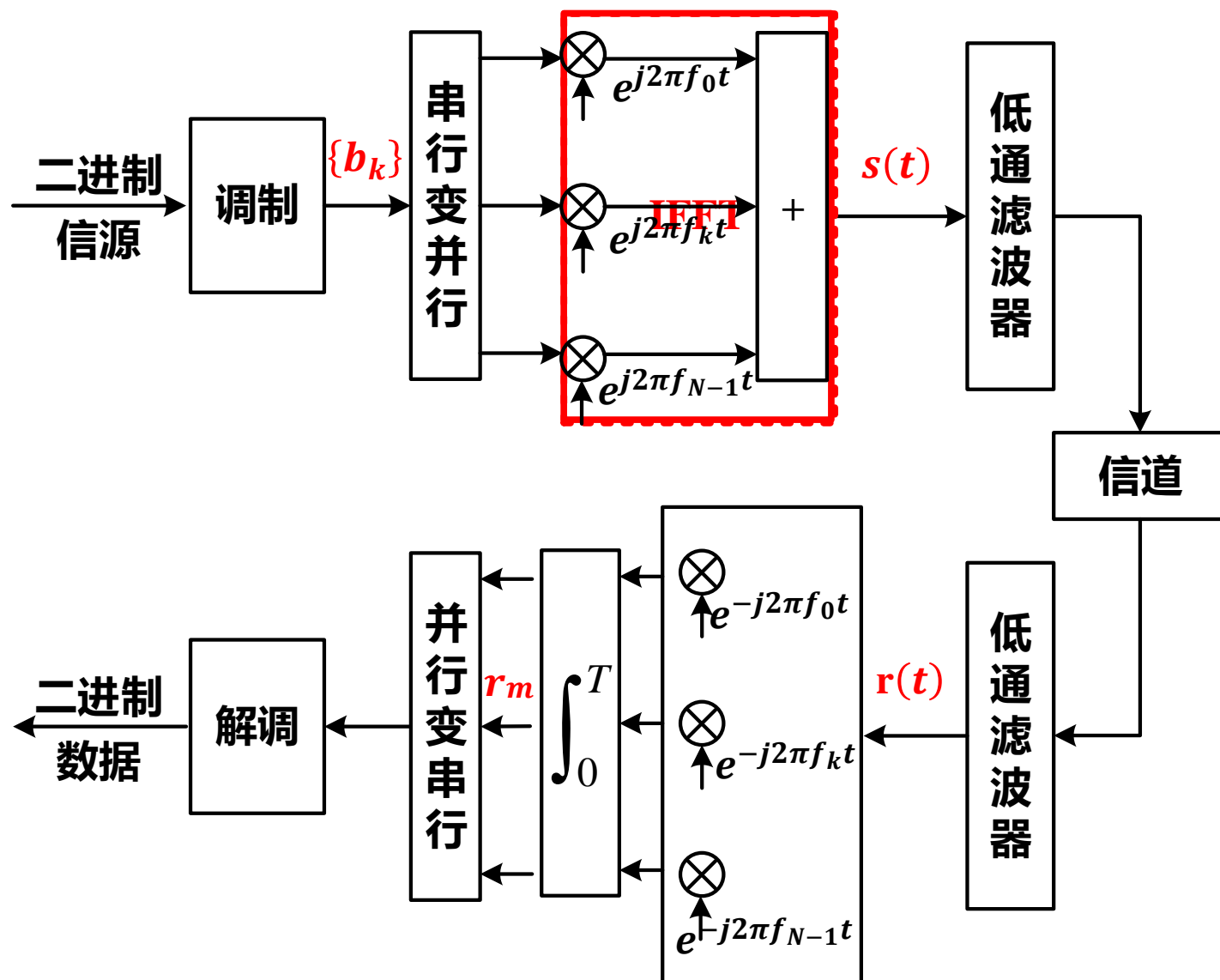
(b) 时延扩展超过保护间隔
的长度为FFT积分时间的3%



(c) 时延扩展超过保护间隔的
长度为FFT积分时间的10%

三种不同保护间隔长度的16QAM星座图

2.4 OFDM技术的实现方法——IFFT实现OFDM调制



OFDM调制

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k e^{j2\pi f_k t}$$

令 $f_k = \frac{n}{Nt} k$

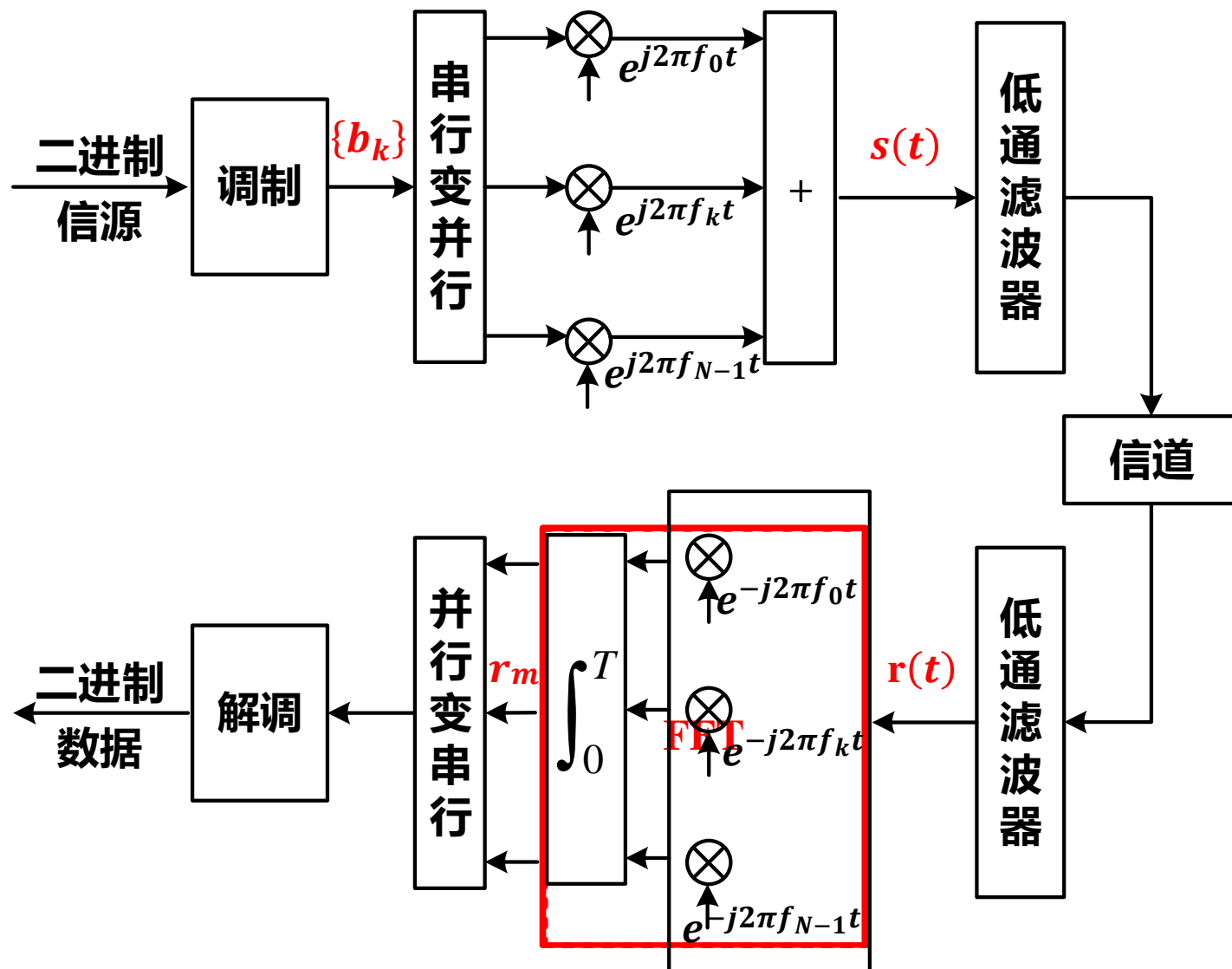
反离散傅立叶变换(IDFT)

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi \frac{nk}{N}}$$

反快速傅立叶变换(IFFT)

复杂度: $O(N^2) \rightarrow O(N \log N)$

2.4 OFDM技术的实现方法——FFT实现OFDM解调



OFDM解调

$$r_m = \frac{1}{T} \int_0^T r(t) e^{-j2\pi f_k t} dt$$

令 $f_k = \frac{n}{Nt} k$

离散傅立叶变换(DFT)

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}$$

快速傅立叶变换(FFT)

复杂度: $O(N^2) \rightarrow O(N \log N)$

2.4 OFDM技术的实现方法——优缺点

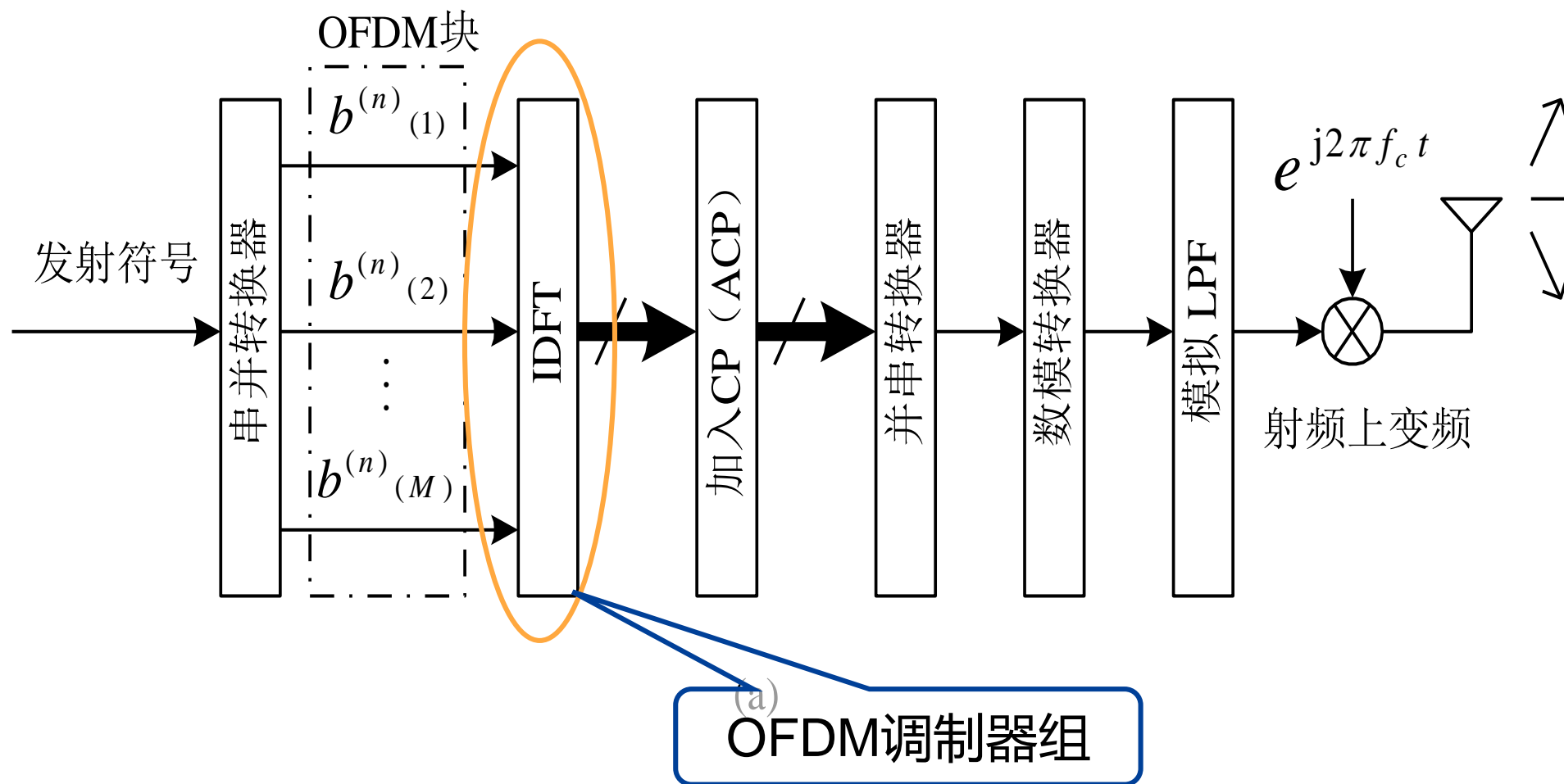
优点

- 高速数据串并转换为低速数据，对抗频率选择性衰落
- 子载波正交，频谱效率提升
- OFDM调制通过IFFT实现，解调通过FFT实现

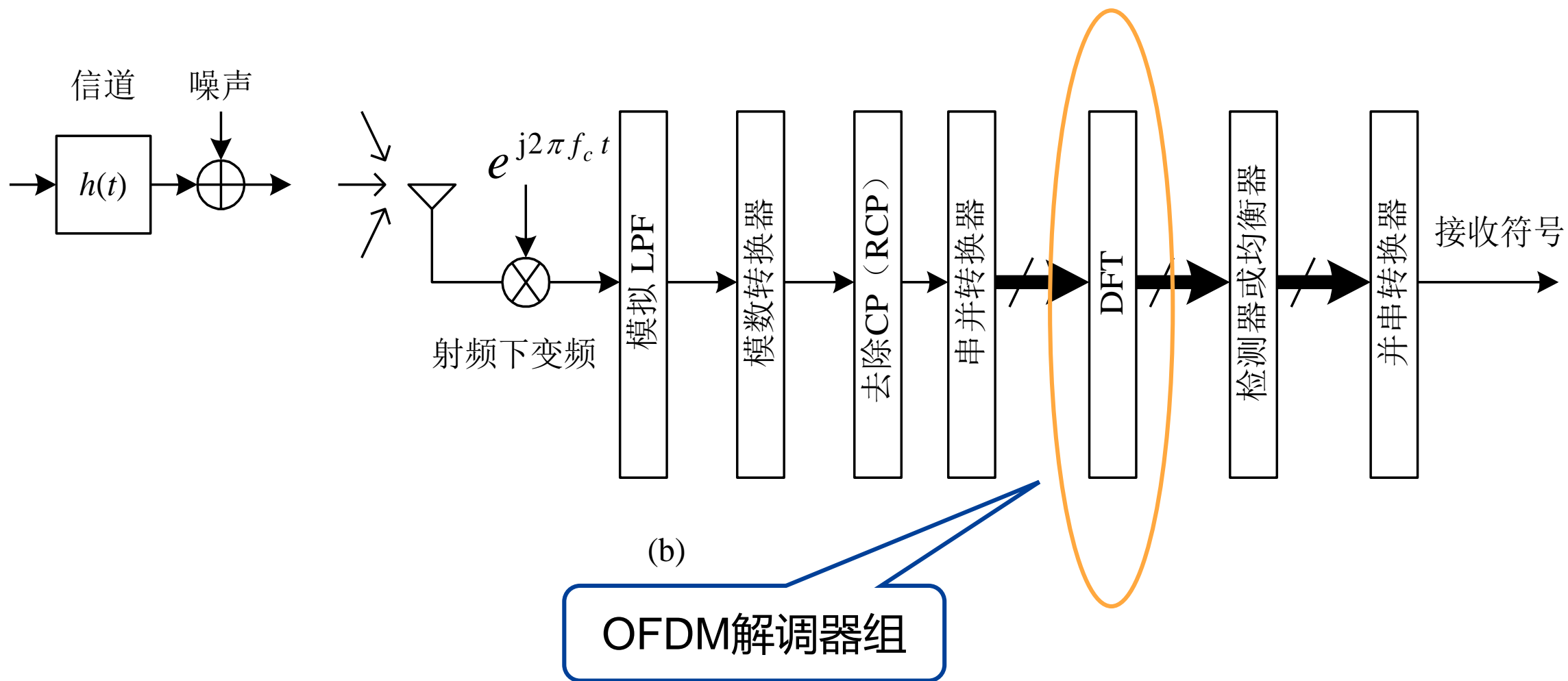
缺点

- OFDM系统对正交性要求严格，对频偏敏感

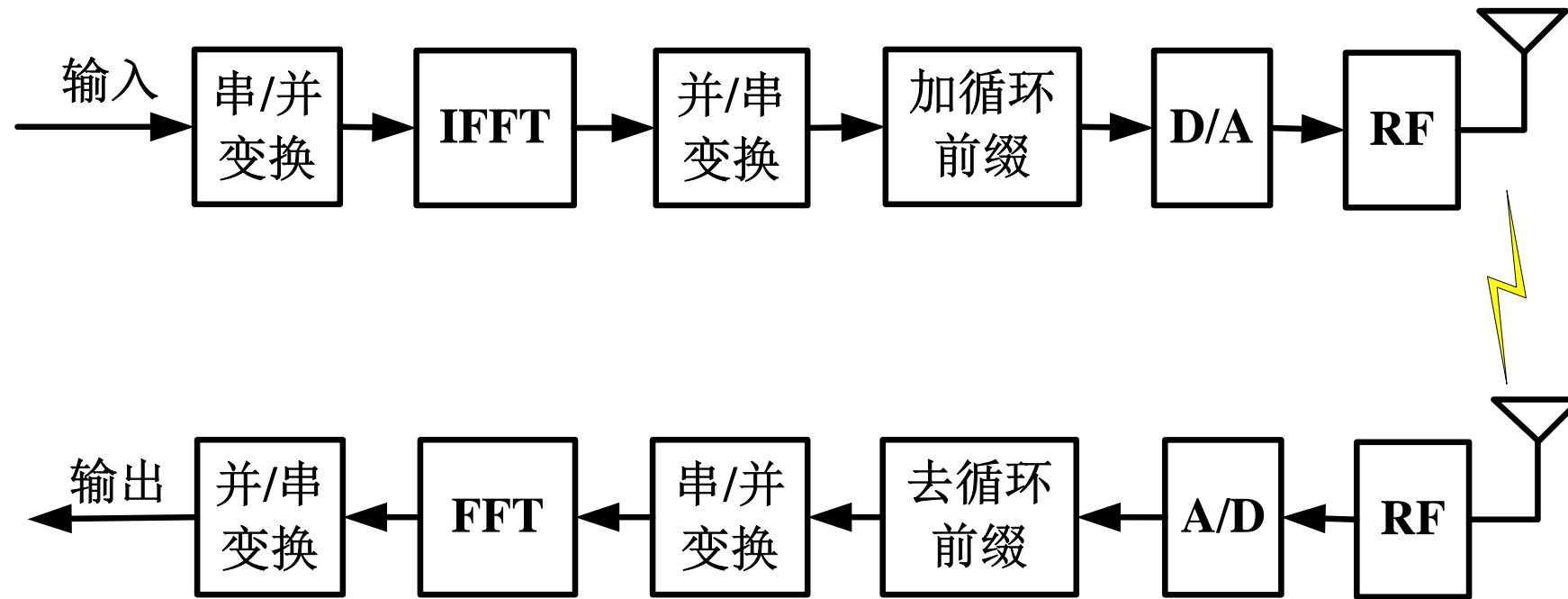
2.5 OFDM技术的系统设计和应用——发射框图



2.5 OFDM技术的系统设计和应用——接收框图

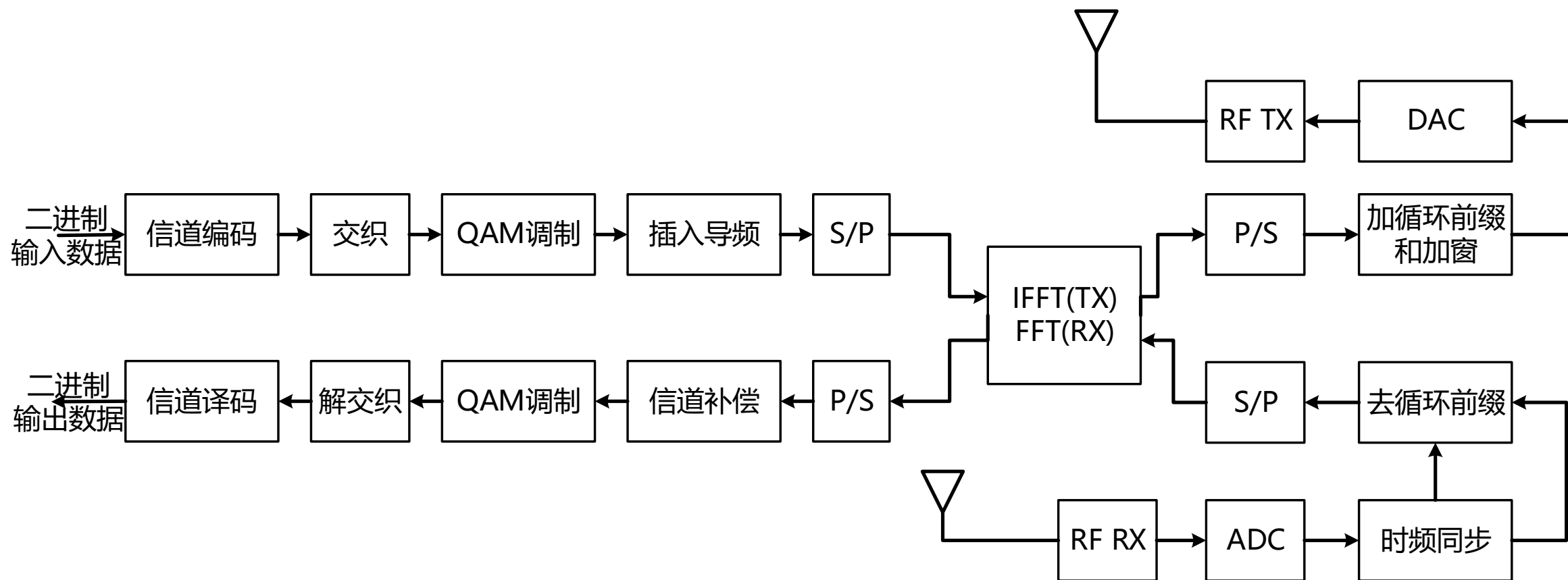


2.5 OFDM技术的系统设计和应用—— OFDM系统原理框图



OFDM系统原理框图

2.5 OFDM技术的系统设计和应用——系统设计



OFDM收发信机的结构

2.5 OFDM技术的系统设计和应用——系统设计

明确系统参数

- 比特速率, 带宽, 误码率要求, 根均方时延等

保护时隙长度

- 2-4 倍信道的根均方时延

符号长度

- OFDM符号长度一般选择是保护时隙的5倍, 以尽量减小SNR损失

子载波个数

- 两个最近子载波的间距 = $1/(\text{OFDM符号长度})$
- 子载波个数 = $BW/(\text{两个最近子载波的间距})$

调制与信道编码

- 由误码率决定
- 一个OFDM符号承载的比特数

2.5 OFDM技术的系统设计和应用——系统设计

■ 保护时间

- 在OFDM系统中，保护时间的引入会引起带宽利用率的下降。

■ 符号周期

- 为了减小保护时间引起的信噪比性能损失，符号周期必须远大于保护时间，但符号周期的增加意味着子载波数量的增加以及系统复杂度的上升。
- 符号周期的大小影响载波间距以及编码调制延迟时间。若信号星座固定，则符号周期越长，抗干扰能力越强，但是载波数目和FFT的规模也越大。
- 实际系统设计时，符号周期一般至少是保护时间的4 ~ 5倍。

2.5 OFDM技术的系统设计和应用——系统设计

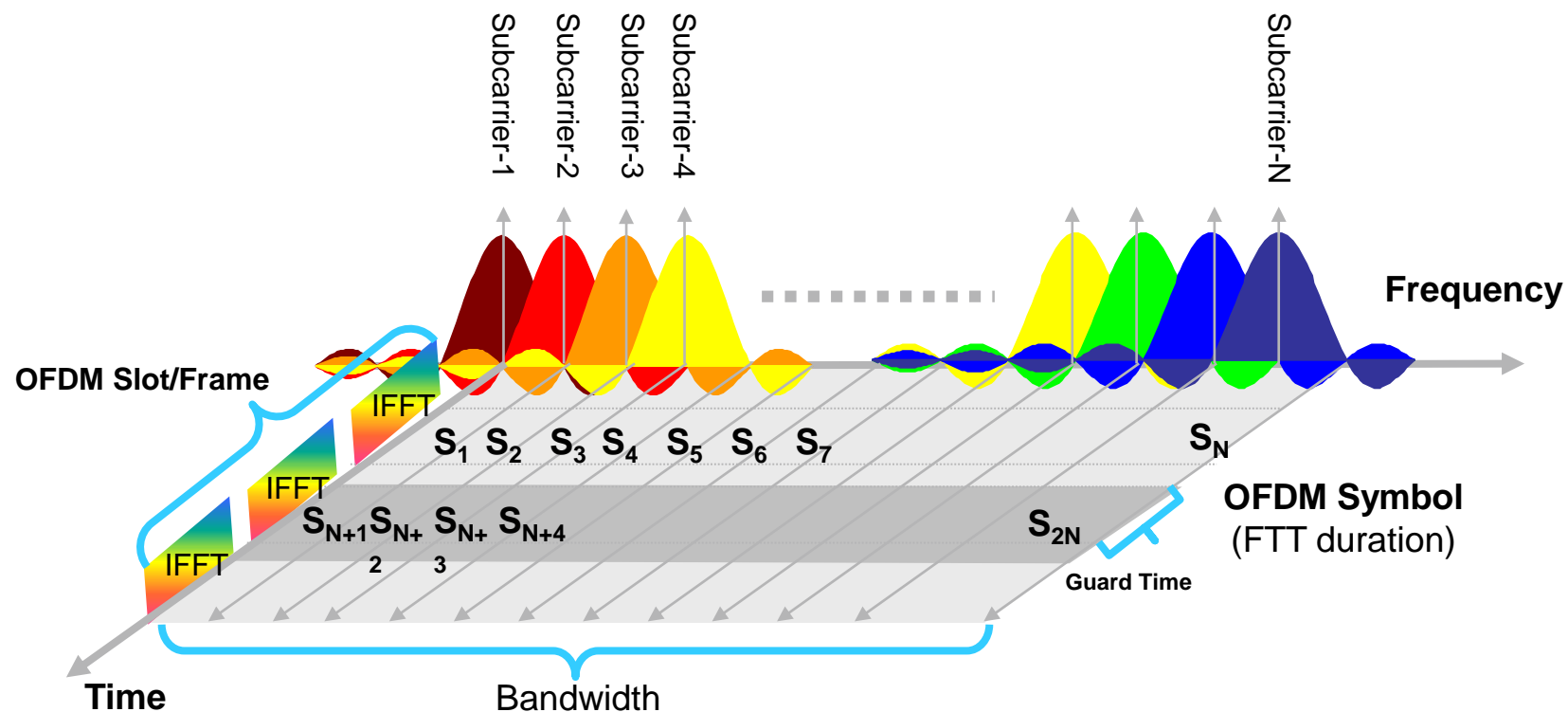
载波间距和子载波数目

- 在OFDM系统中，符号周期的大小影响载波间距。
- 各子载波间距的大小也受到载波偏移及相位稳定度的影响。子载波的数量根据信道带宽、数据速率以及符号周期来确定。

调制方式

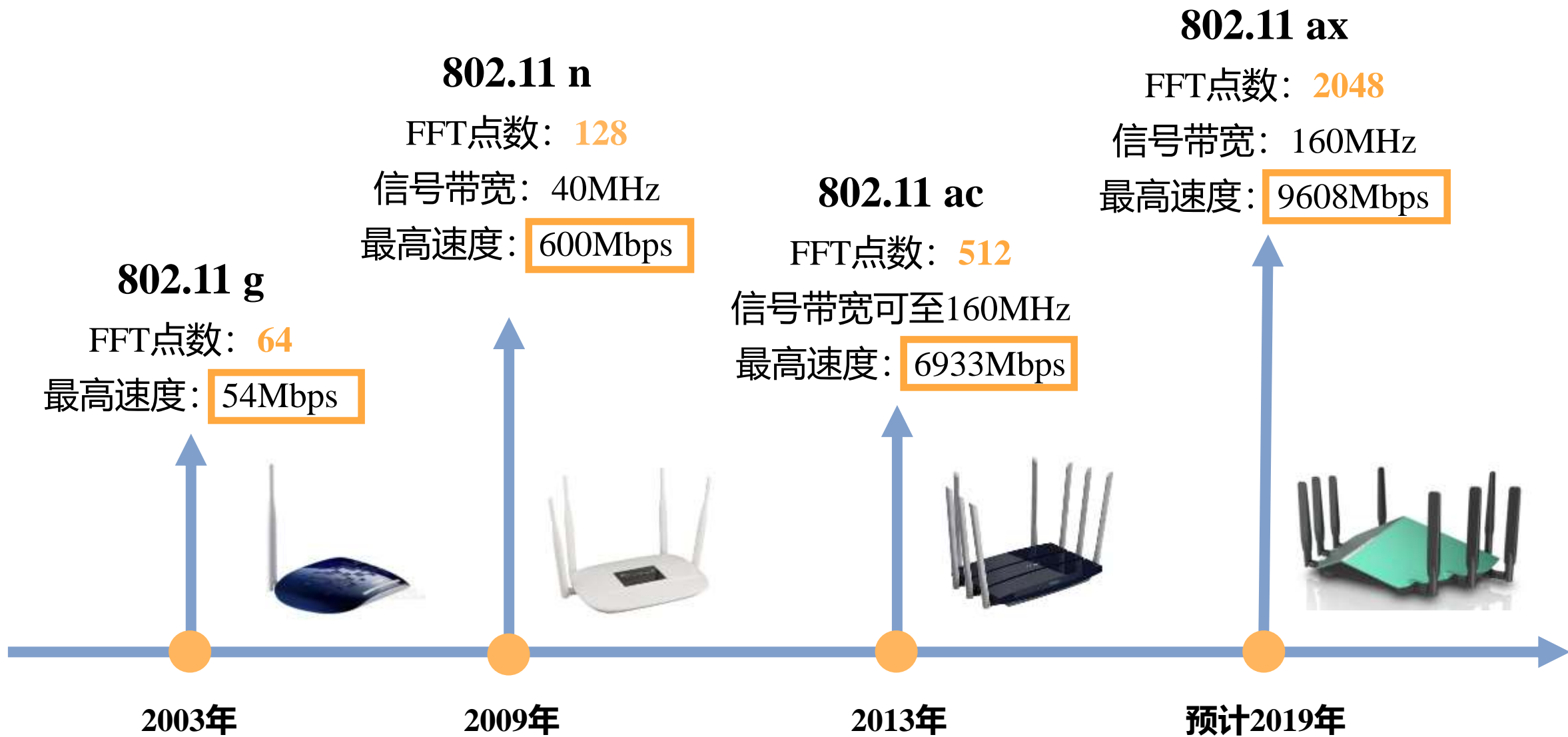
- OFDM系统采用的调制方式应根据功率及频谱利用率的要求来确定，常用QPSK和16QAM。
- 不同子信道可采用不同调制方式。性能较好的子信道应采用频谱利用率高的方式，而衰落较大的子信道应采用功率利用率较高的方式。

2.5 OFDM技术的系统设计和应用——系统设计



- 一种特殊的多载波调制技术，提高了频带利用率
- 多个子载波：抵抗频率选择性衰落
- 延长符号周期：抵抗多径衰落引起的码间干扰（ISI）
- 可以通过FFT技术实现，简化了系统的结构

2.5 OFDM技术的系统设计和应用——WiFi中的应用



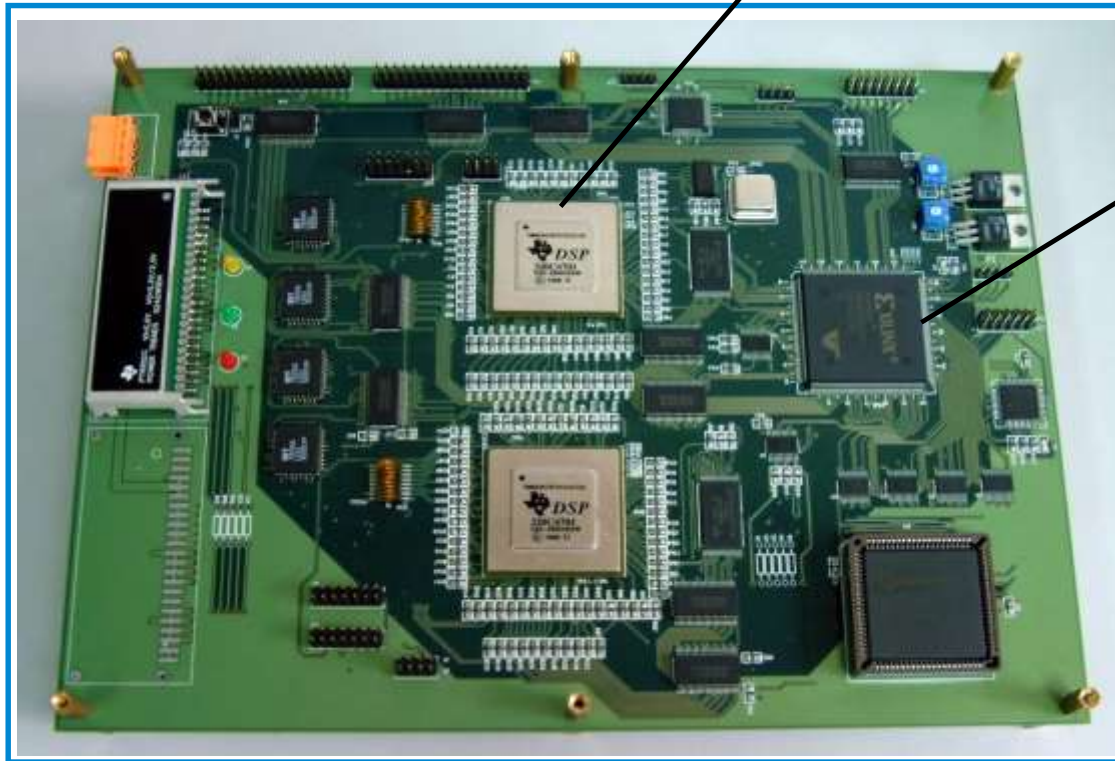
2.5 OFDM技术的系统设计和应用——Timing related parameters

Parameter	Value
N_{SD} : Number of data subcarriers	48
N_{SP} : Number of pilot subcarriers	4
N_{ST} : Number of subcarriers, total	52 ($N_{SD} + N_{SP}$)
Δ_F : Subcarrier frequency spacing	0.3125 MHz (=20 MHz/64)
T_{FFT} : IFFT/FFT period	3.2 μ s ($1/\Delta_F$)
$T_{PREAMBLE}$: PLCP preamble duration	16 μ s ($T_{SHORT} + T_{LONG}$)
T_{SIGNAL} : Duration of the SIGNAL BPSK-OFDM symbol	4.0 μ s ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{GI} : GI duration	0.8 μ s ($T_{FFT}/4$)
T_{GI2} : Training symbol GI duration	1.6 μ s ($T_{FFT}/2$)
T_{SYM} : Symbol interval	4 μ s ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{SHORT} : Short training sequence duration	8 μ s ($10 \times T_{FFT} / 4$)
T_{LONG} : Long training sequence duration	8 μ s ($T_{GI2} + 2 \times T_{FFT}$)

2.5 OFDM技术的系统设计和应用——系统设计

Data rate (Mbits/s)	Modulation	Coding rate (R)	Coded bits per subcarrier (N_{BPSC})	Coded bits per OFDM symbol (N_{CBPS})	Data bits per OFDM symbol (N_{DBPS})
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

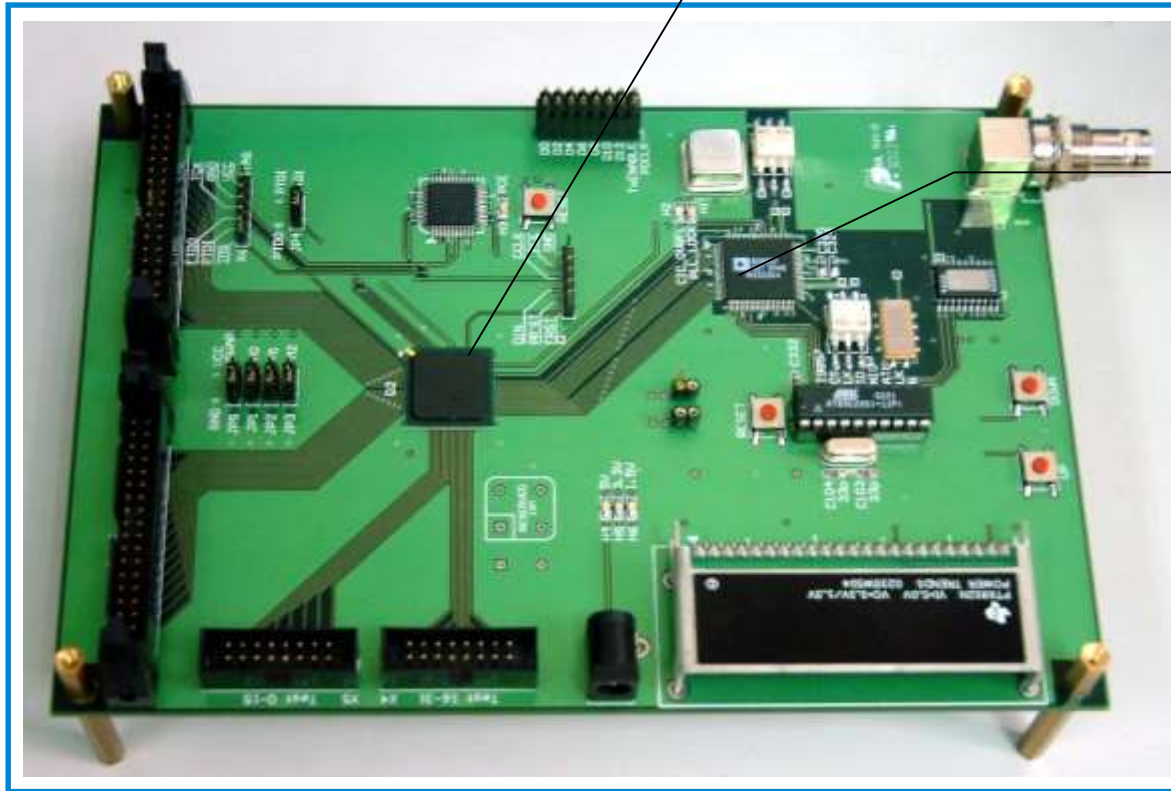
2.5 OFDM技术的系统设计和应用——OFDM系统硬件实现



DSP: IFFT/FFT, mapping/de-mapping, channel estimation and equalization, phase tracking

FPGA: scrambling, FEC, and Interleaving

2.5 OFDM技术的系统设计和应用——OFDM系统硬件实现

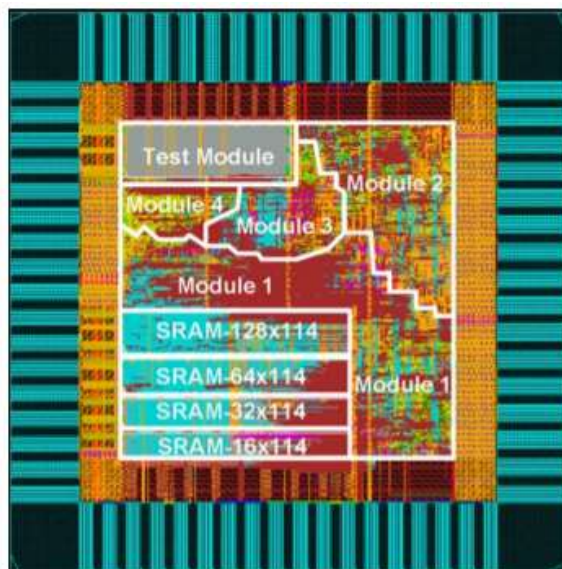


FPGA: adding CP, frame detection, symbol and freq. synch.

ASIC: digital up- and down-conversion, AD and DA conversion

2.5 OFDM技术的系统设计和应用——OFDM系统硬件实现

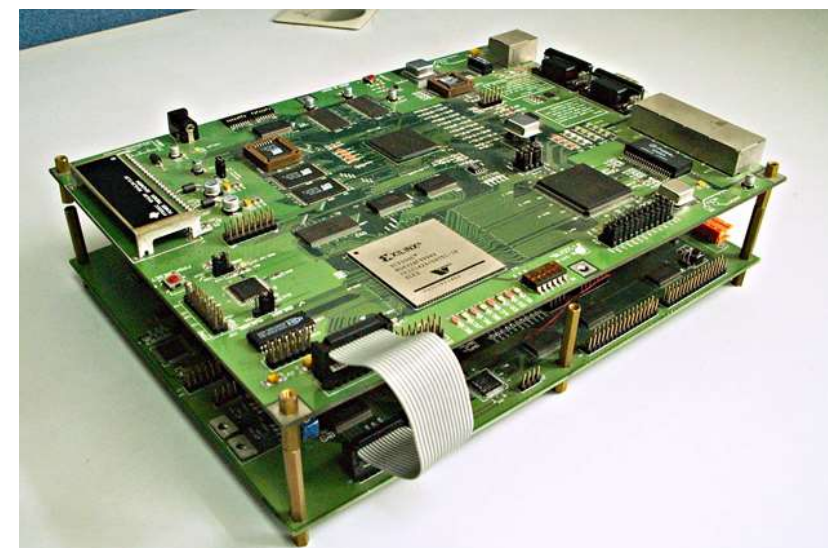
OFDM系统芯片^[1]



Technology	90 nm 1P9M
FFT size	2048-point
Supply voltage	1.0 Volt
Core area (excl. test module)	1.16 mm ²
Max. clock rate	300 MHz
Throughput rate	2.4 GS/s @ 300 MHz
Power consumption	159 mW @ 2.4 GS/s

无线个域网

OFDM原理样机



WiMax

[1] S. N. Tang, J. W. Tsai, and T. Y. Chang. “A 2.4-GS/s FFT Processor for OFDM-based WPAN Applications,” IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs, vol. 6, no. 57, pp. 451–455, Jun. 2010.



目 录

01 高阶调制与解调

02 OFDM调制与解调

03 本章总结

本章总结

高阶调制：

在有限带宽下提高信道的频谱效率

MPSK

利用载波的不同相位表示数字信息 $\varphi_n = \frac{2\pi}{M}(i-1) + \theta, \quad i = 1, 2, \dots, M$

MQAM

振幅和相位联合键控相结合

噪声容限大

抗噪声性能优于MPSK

本章总结

OFDM技术原理

- 信道分成若干正交子信道
- 高速数据转换成并行的低速子数据

OFDM技术优点

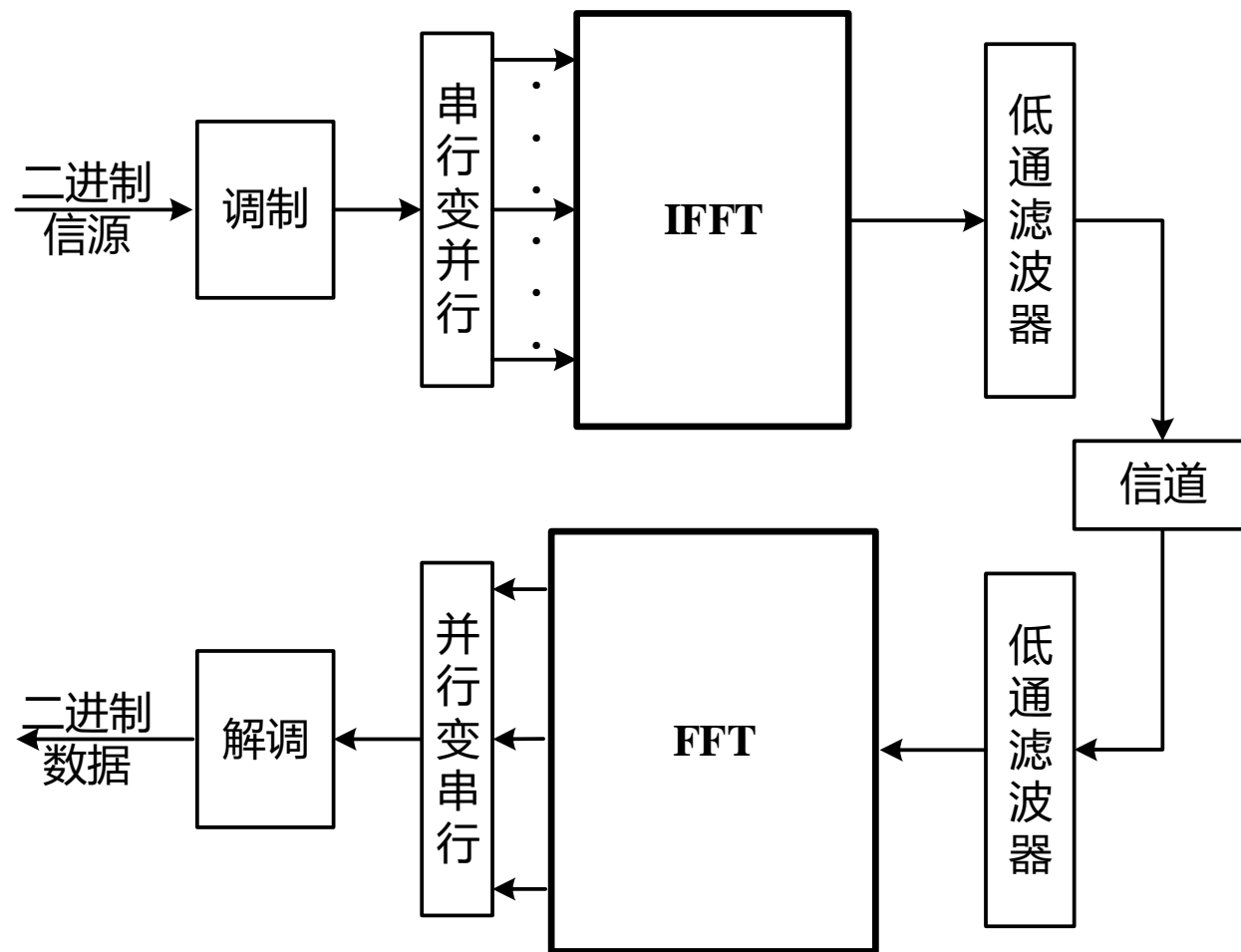
- 对抗频率选择性衰落
- 频谱效率提升

OFDM系统框架

- 使用IFFT/FFT实现调制/解调

OFDM的保护间隔和循环前缀

- 克服ISI和ICI



1. 阅读与思考：阅读文献请思考：调制阶数M增加，给通信系统接收机设计带来哪些问题？



Performance of High Order QAM Under Transmit Nonlinearities

Ziya Gülgün and Ali Özgür Yılmaz
Electrical and Electronics Engineering
Middle East Technical University
Ankara, Turkey 06810
Email: (zgulgun, aoyilmaz)@metu.edu.tr

Abstract—High data rate demands of new generations of communication systems necessitate the use of higher and higher order QAM schemes. However, the nonlinearities in various stages of the transmitter may hinder the performance of higher order QAM and limit the transmission rate enhancements. As observed in many studies in the literature, outermost constellation points are usually more adversely affected by nonlinearities and larger regions of uncertainty form around them. We focus on nonuniform error vector magnitude (EVM) values of QAM

in a bit error rate higher than what is predicted based on average EVM as stated in [5].

Our contributions in this paper are twofold. We first compute some achievable rates corresponding to constellations that have nonuniform EVM. We will consider two different scenarios. In the first scenario, the channel will be defined between input symbols and output symbols. In the second scenario, the channel will be defined between input bits

2. **阅读与思考**：在实际应用中，为了减小子载波串扰，应该在符号间插入**保护间隔**。

阅读文献后思考：在OFDM系统设计中加入保护间隔的原理和方法是什么？

2015 IEEE International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology



An Overview of ICI Self Cancellation Techniques in OFDM systems

Parul Singh

Electronics and Communication Department
National Institute of Technology
Kurukshetra, India

O.P. Sahu

Electronics and Communication Department
National Institute of Technology
Kurukshetra, India

Abstract—Intercarrier interference (ICI) is one of the critical problems faced in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems which is caused mainly due to frequency

technique is to design a system that can process an OFDM symbol in such a way that it is less sensitive to carrier frequency offset. In 2001 Zhao and Haggman [5] gave an ICI

课后作业

1. 某OFDM系统的带宽为40MHz，数据子载波个数为128，保护间隔的长度为数据符号周期的1/4，调制方式为16PSK。请问该系统的传输速率为多少？

2. OFDM系统的特点有（ ）

A. 频谱利用率比单载波系统高

B. 对抗频率选择性衰落信道

C. 频谱利用率比单载波系统低

D. 对抗时间选择性衰落信道

谢谢!

