《通信原理》

(20 QAM OFDM)

蔡志岗

光学与光学工程系

中山大学理工学院

lasers@netease.com

13316105077

光信息实验室: 84110909

第七章 现代数字调制技术

- 7.1 引言
- 7.2 改进型四相相移键控(QPSK)
- 7.3 恒包络连续相位频移健控(CPM)
- 7.4 正交幅度调制(QAM)
- 7.5 正交频分复用多载波调制

小复习

MSK

I.CPM

II.包络起伏

III.相位网格图

GMSK

a.频带利用率

b.预滤波器

c. *BT*_s

中大光信息

TFM

7. 4正交幅度调制(QAM)

正交振幅调制(QAM)是一种幅度和相位联合键控(APK)的调制方式。它可以提高系统可靠性,且能获得较高的信息频带利用率,是目前应用较为广泛的一种数字调制方式。

7. 4. 1正交振幅调制的信号表示

正交振幅调制是用两路独立的基带 数字信号对两个相互正交的同频载波 进行抑制载波的双边带调制,利用已 调信号在同一带宽内频谱正交的性质 来实现两路并行的数字信息传输。

一、时域表示

APK是指载波的幅度和相位两个参量同时受基带信号的控制。APK信号的一般表示式为

$$S_{APK}(t) = \sum_{n} A_{n} g(t - nT_{S}) \cos(\omega_{c} t + \varphi_{n})$$

$$S_{APK}(t) = \sum_{n} A_{n} g(t - nT_{S}) \cos(\omega_{c} t + \varphi_{n})$$

式中, A_n 是基带信号第n个码元的幅度, φ_n 是第n个信号码元的初始相位,g(t)是幅度为1、宽度为 T_s 的单个矩形脉冲。

利用三角公式将上式进一步展开, 得到QAM信号的表达式

$$s_{MQAM}(t) = \left[\sum_{n} A_{n} g(t - nT_{s}) \cos \varphi_{n}\right] \cos \omega_{c} t$$
$$-\left[\sum_{n} A_{n} g(t - nT_{s}) \sin \varphi_{n}\right] \sin \omega_{c} t$$

令

$$\begin{cases} X_n = A_n \cos \varphi_n \\ Y_n = A_n \sin \varphi_n \end{cases}$$

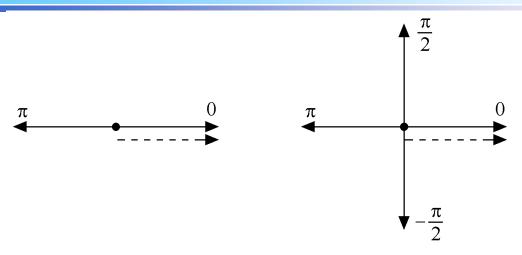
$$S_{MQAM}(t) = \left[\sum_{n} X_{n} g(t - nT_{S})\right] \cos \omega_{c} t$$

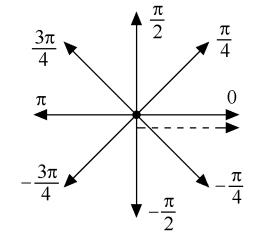
$$-\left[\sum_{n} Y_{n} g(t - nT_{S})\right] \sin \omega_{c} t$$

$$= m_{I}(t) \cos \omega_{c} t - m_{O}(t) \sin \omega_{c} t$$

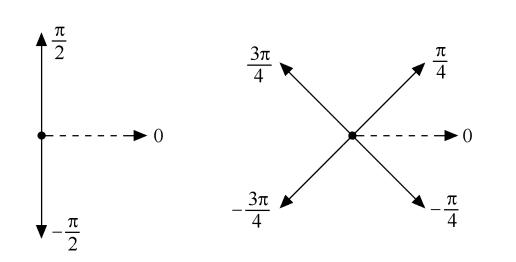
二、矢量图

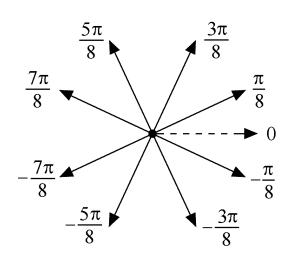
如果QAM信号的在信号空间中的坐标点 数目(状态数)M=4,记为4QAM,它 的同相和正交支路都采用二进制信号; 如果同相和正交支路都采用四进制信号 将得到16QAM信号。以此类推,如果两条 支路都采用L进制信号将得到MQAM信号, 其中 $M=L^2$ 。 中大光信息





(a) A 方式相移系统





(b) B 方式相移系统

图6-27 多进制的两种矢量图

中大光信息

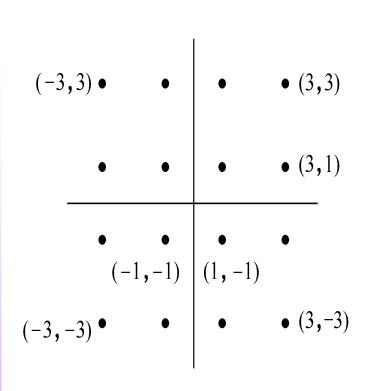
(星座图)

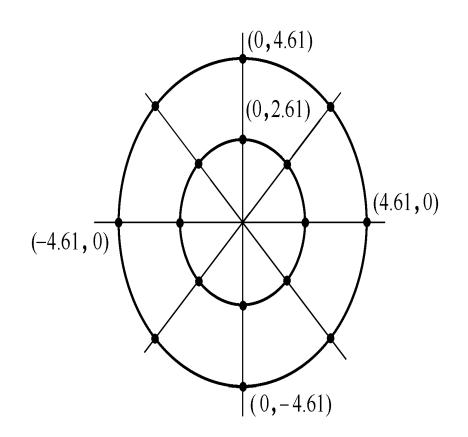
矢量端点的分布图称为星座图。

通常可以用星座图来描述QAM信号的信 号空间分布状态。MQAM目前研究较多. 并被建议用于数字通信中的是十六进制 的正交幅度调制(16QAM)或六十四进制 的正交幅度调制(64QAM),下面重点讨 论16QAM。

对于M=16的16QAM来说,有多种分布形式的信号星座图。 两种具有代表意义的信号星座图如图8-10所示。

在图(a)中,信号点的分布成方型, 故称为矩形16QAM星座,也称为标准型 16QAM。在图(b)中,信号点的分布成 星型,故称为星型16QAM星座。





(a) 方型 16QAM 星座

(b) 星型 16QAM 星座

图 16QAM的星座图

若所有信号点等概率出现,则平均发 射信号功率为

$$P_{s} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^{M} (X_{n}^{2} + Y_{n}^{2})$$

假设两种星座图的信号点之间的最小距离都为2,如图8-10所示。对于方型16QAM,信号平均功率为

$$P_{s} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^{M} \left(X_{n}^{2} + Y_{n}^{2} \right) = \frac{1}{16} \left(4 \times 2 + 8 \times 10 + 4 \times 18 \right) = 10$$

对于星型16QAM, 信号平均功率为:

$$P_s = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^{M} \left(X_n^2 + Y_n^2 \right) = \frac{1}{16} \left(8 \times 2.61^2 + 8 \times 4.61^2 \right) = 14.03$$

由此可见, 方型和星型16QAM两者功 率相差1.4dB。另外,两者的星座结构 也有重要的差别,一是星型16QAM只有 两个振幅值,而方型16QAM有三种振幅 值;二是星型16QAM只有8种相位值, 而方型16QAM有12种相位值。这两点使 得在衰落信道中,星型16QAM比方型 16QAM更具有吸引力。

但是由于方型星座QAM信号所需的平均 发送功率仅比最优的QAM星座结构的信号 平均功率稍大,而方型星座的MQAM信号 的产生及解调比较容易实现, 所以方型 星座的MQAM信号在实际通信中得到了广 泛的应用。当M=4, 16, 32, 64时MQAM信 号的星座图如图所示。

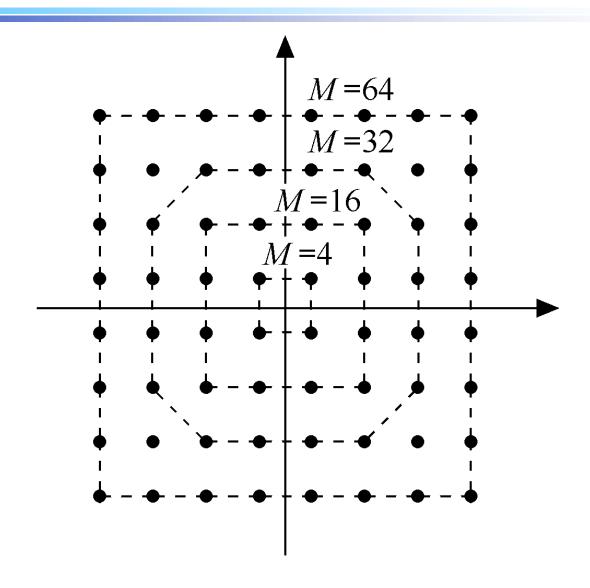


图 MQAM信号的星座图

7.4.2 MQAM信号的产生和解调

MQAM信号调制原理图如图所示。图中, 输入的二进制序列经过串/并变换器输 出速率减半的两路并行序列,再分别经 过2电平到L电平的变换,形成L电平的 基带信号 $m_o(t)$ 和 $m_I(t)$,再分别对同相载 波和正交载波相乘,最后将两路信号相 加即可得到方型星座的MQAM信号。

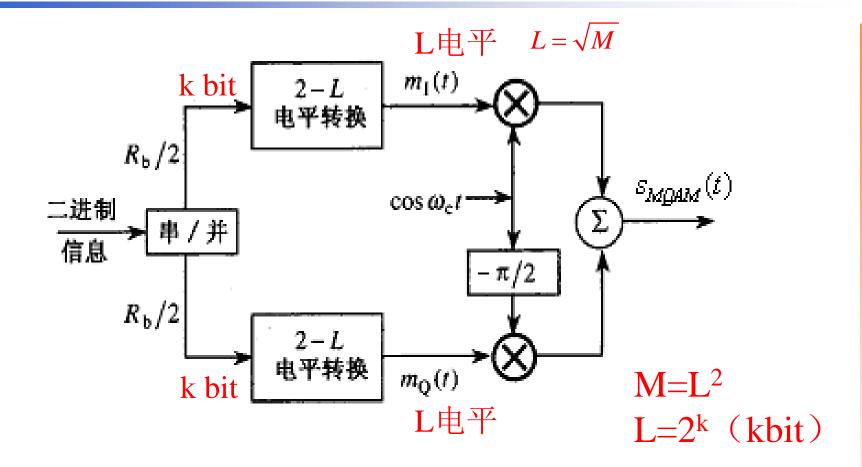


图 QAM信号调制原理图

调相法产生B方式4PSK信号的原理框图。

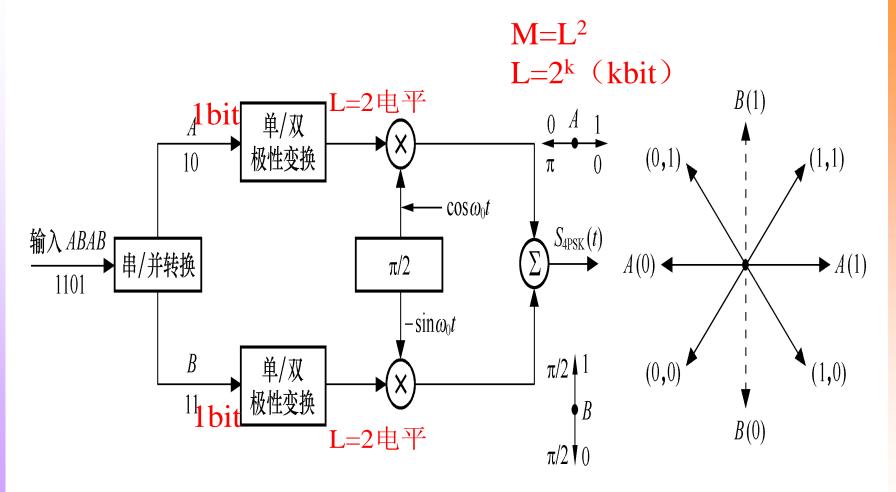


图6-28 调相法产生B方式4PSK信号

MQAM信号可以采用正交相干解调方法, 其解调器原理图所示。多电平判决器对 多电平基带信号进行判决和检测。

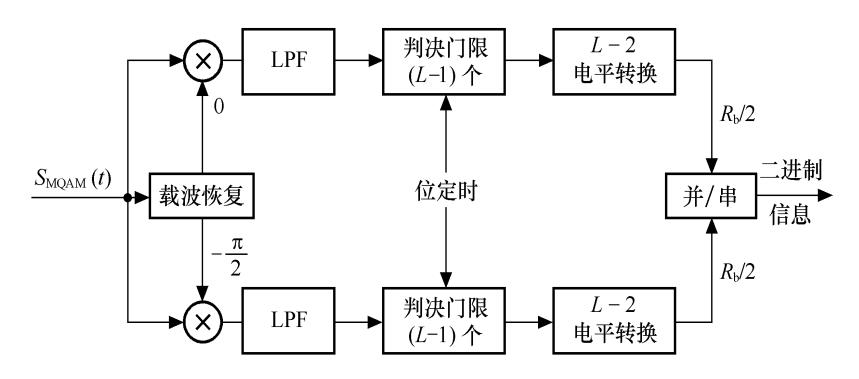


图 MQAM信号相干解调原理图

7.4.3 MQAM信号的频带利用率

我们来讨论当 M = 4, 16, 64, 256, ... 时MQAM的频带利用率。MQAM信号是由同 相和正交支路的 \sqrt{M} 进制的ASK信号叠加 而成,所以它的功率谱是两支路信号功 率谱的叠加。第一零点带宽(主瓣宽度) 为 $B=2R_B$,即码元频带利用率

$$\eta = \frac{R_{\rm B}}{B} = \frac{1}{2} \quad \text{(Baud)}$$

所以, MQAM信号的信息频带利用率

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2 M}{2} = \log_2 L \quad \text{(bit/s/Hz)}$$

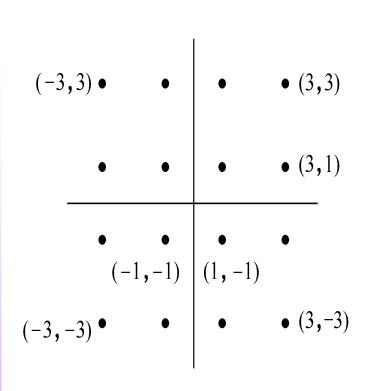
7. 4. 4 MQAM信号的抗噪性能分析

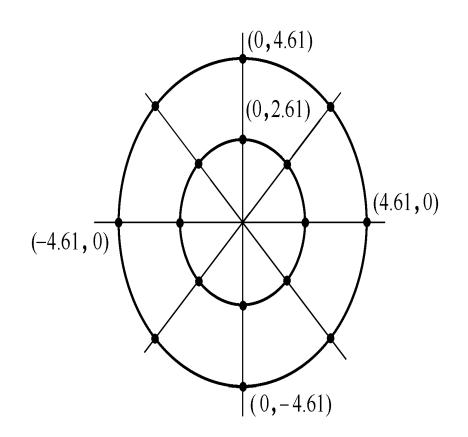
在矢量图中可以看出各信号点之间的距 离。相邻点的最小距离直接代表噪声容限 的大小。比如,随着进制数M的增加,在信 号空间中各信号点间的最小距离减小。相 应的信号判决区域随之减小,因此,当信 号受到噪声和干扰的损害时,接收信号错 误概率将随之增大。

下面我们从这个角度出发,来比较一下相同进制数时PSK和QAM的抗噪性能。

假设已调信号的最大幅度为1,则MPSK信号 星座图上信号点间的最小距离为

$$d_{MPSK} = 2\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)$$





(a) 方型 16QAM 星座

(b) 星型 16QAM 星座

图 16QAM的星座图

而MQAM信号方型星座图上信号点间 的最小距离为

$$d_{MQAM} = \frac{\sqrt{2}}{L - 1} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{M} - 1}$$

式中,L为星座图上信号点在水平轴和垂直轴上投影的电平数, $M = L^2$ 。

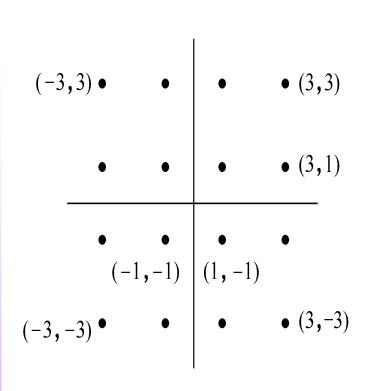
可以看出,当M=4时,4PSK和4QAM的星 座图相同, $d_{4QAM}=d_{4PSK}$ 。

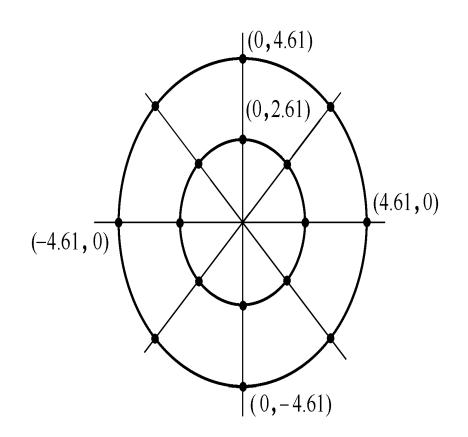
当M=16时,假设最大功率(最大幅度)相同,在最大幅度为1的条件下, d_{16QAM} =0. 47,而 d_{16PSK} =0. 39, 超过大约1. 64dB。

而实际上,一般以平均功率相同的条件来比较各信号点之间的最短距离。可以证明,MQAM信号的最大功率与平均功率之比为:

最大功率 =
$$\frac{L(L-1)^2}{2\sum_{i=1}^{L/2}(2i-1)^2}$$

这样,在平均功率相同条件下, d_{16QAM} 超过 d_{16PSK} 大约 4.19dB 。这表明,16QAM系统的抗干扰能力优于16PSK。





(a) 方型 16QAM 星座

(b) 星型 16QAM 星座

图 16QAM的星座图

小复习

QAM

- a. 时域表示; 星座图
- b. 产生;解调
- C. 带宽; 抗噪声能力

OFDM

- I. 多载波技术
- II. 定义表达式

III.IDFT/DFT

7.5 正交频分复用(OFDM)

前面介绍的ASK、PSK、FSK、MSK、QAM等调制方式在某一时刻都只用单一的频率来发送信号,而多载波调制是同时发射多路不同载波的信号。

正交频分复用(OFDM)是一种多载波 传输技术。

OFDM早期主要用于军用的无线高频通信系统,由于其实现的复杂限制了它的进一步应用。

直到20世纪80年代,人们提出了采用 离散傅里叶变换来实现多个载波的调制, 简化了系统结构,使得0FDM技术更趋于 实用化。

7.5.1 多载波调制技术

多载波调制技术是一种并行体制,它将高 速率的数据序列经串/并变换后分割为若干路 低速数据流,每路低速数据采用一个独立的 载波调制,叠加在一起构成发送信号,在接 收端用同样数量的载波对发送信号进行相干 接收,获得低速率信息数据后,再通过并/串 变换得到原来的高速信号。多载波传输系统 原理框图如图所示。

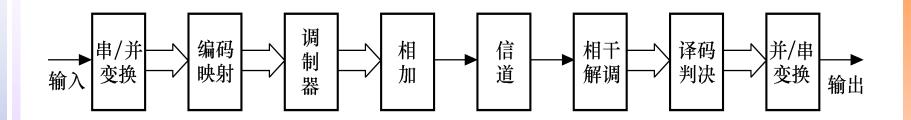


图7-18 多载波传输系统原理框图

在多载波调制方式中, 子载波设置主要有 3种方案。图(a)为传统的频分复用方案。 它将整个频带划分为N个互不重叠的子信道。 在接收端可以通过滤波器组进行分离。图 (b) 为偏置QAM方案,它在3dB处载波频谱 重叠, 其复合谱是平坦的。

第三种方案为正交频分复用(OFDM)方案, 要求各子载波保持相互正交。

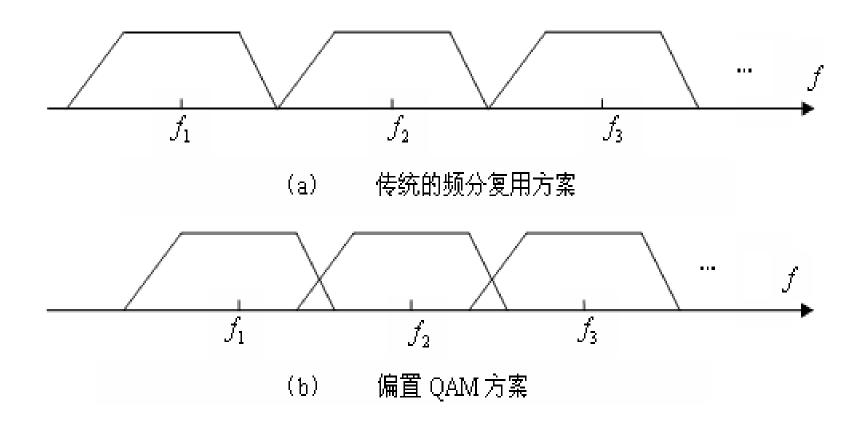


图 子载波的两种设置方案

7.5.2 正交频分复用技术

正交频分复用(OFDM)作为一种多载 波传输技术,要求各子载波保持相互正 交。

正交条件(对三角函数系):

$$\Delta f = f_n - f_{n-1} = \frac{1}{T_s}, \quad n = 1, 2, \dots, N$$

OFDM在发送端的调制原理框图如图所示。

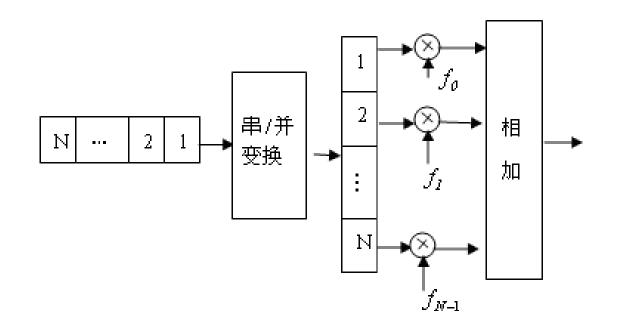


图7-19 OFDM调制原理框图

7.5.2 正交频分复用技术

N个待发送的串行数据经过串/并变换之后得到码元周期为T。的N路并行码,然后用N个子载波分别对N路并行码进行2PSK调制,相加后得到的波形表示为

$$S_m(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cos \omega_n t$$

其中, A_n 为第n路并行码; ω_n 为第n路码的子载波角频率, $\omega_n = 2\pi f_n$ 。

OFDM信号由N个信号叠加而成、每个 信号频谱为 $Sa\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)$ 函数(中心频率为 子载波频率),相邻信号频谱之间有 1/2重叠, OFDM信号的频谱结构示意图 如图所示。

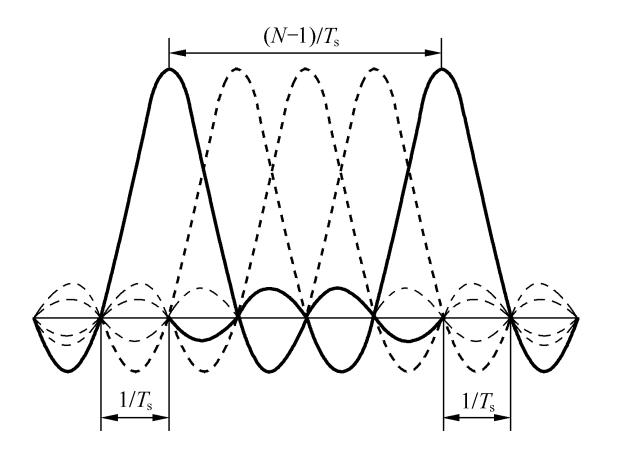


图7-20 OFDM信号的频谱结构示意图

忽略旁瓣的功率, OFDM的频谱宽度 为

$$(N-1)\frac{1}{T_{\rm s}} + \frac{2}{T_{\rm s}} = \frac{N+1}{T_{\rm s}}$$

由于信道中每内传N个并行的码元, 所以码元速率 $R_B = N/T_s$, 所以频带 利用率~1。

$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{N}{N+1} \approx 1$$

与用单个载波的串行体制相比,频带利用率提高了近一倍。

在接收端,对 $S_m(t)$ 用频率为 f_n 的正 弦载波在 [0,Ts] 进行相关运算。就可 得到各子载波上携带的信息An, 然后通过并/串变换,恢复出发送的 二进制数据序列。由此可得如图所示的 OFDM的解调原理框图。

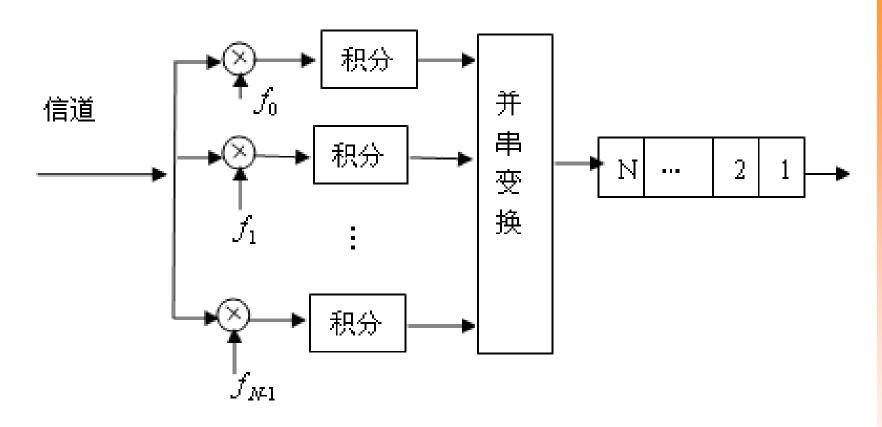
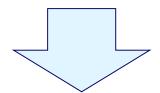


图7-21 OFDM解调原理框图

上述的实现方法所需设备非常复杂, 特别是当N很大时,需要大量的正弦波 发生器、调制器和相关解调器等设备, 费用非常昂贵。20世纪80年代,人们提 出采用离散傅里叶反变换(IDFT)来实 现多个载波的调制,可以降低OFDM系统 的复杂度和成本,从而使得OFDM技术更 趋于实用化。

$$S_m(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cos \omega_n t$$



$$S_m(t) = \text{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\omega_n t}\right]$$

如果对 $S_m(t)$ 以 $\frac{N}{T_s}$ 的抽样速率进行抽样, 则在「0,Ts]内得到 N点离散序列,对 应在 频域, 也是同样的 N点 离散序 列 d(n), $n = 0, 1, \dots, N-1$ 。这时,抽样间 隔 $T = \frac{T_s}{N_t}$,则抽样时刻 t = kT 的OFDM信 号可写为……

OFDM信号为

$$S_m(t) = \operatorname{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\omega_n t}\right]$$

$$S_{m}(kT) = \operatorname{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{d}(\mathbf{n})e^{j\omega_{n}kT}\right] = \operatorname{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{d}(\mathbf{n})e^{j\omega_{n}kT_{s}/N}\right]$$

为了简便起见,设 $\omega_n = 2\pi f_n = 2\pi \frac{n}{T_S}$ 则上式为

$$S_m(kT) = \text{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} d(n)e^{j2\pi \frac{nk}{N}}\right]$$

$$S_{m}(kT) = \operatorname{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} d(n)e^{j2\pi \frac{nk}{N}}\right]$$

将上式与离散傅立叶反变换(IDFT)

形式
$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$$
$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j\frac{2\pi}{N}nk}$$

可见,OFDM信号的产生可以基于DFT (FFT)来实现。在发送端对串/并变 换的数据序列进行IDFT,收端用DFT

CTFT

连续、非周期→非周期、连续

$$X(j\omega) = \int x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int X(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

DTFT 离散、非周期→周期、连续

$$X(\Omega) = \sum x(n) \cdot e^{-j\Omega n}$$

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} X(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} d\Omega$$

CTFS

连续、周期→非周期、离散

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k \cdot e^{jk\omega_0 t}$$

$$X_{k} = \frac{1}{T} X(jk\omega_{0}) = \frac{1}{T} \int x(t) \cdot e^{-jk\omega_{0}t} dt$$

DTFS (DFS) 离散、周期→周期、离散

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{jk\Omega_0 n}$$

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-jk\Omega_0 n}$$

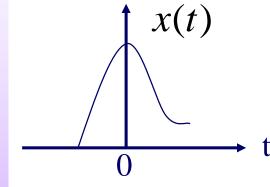
$$\Omega_0 = \frac{2\pi}{N}$$

入DFS与DFT

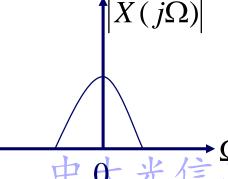


(一) 傅氏变换的几种可能形式

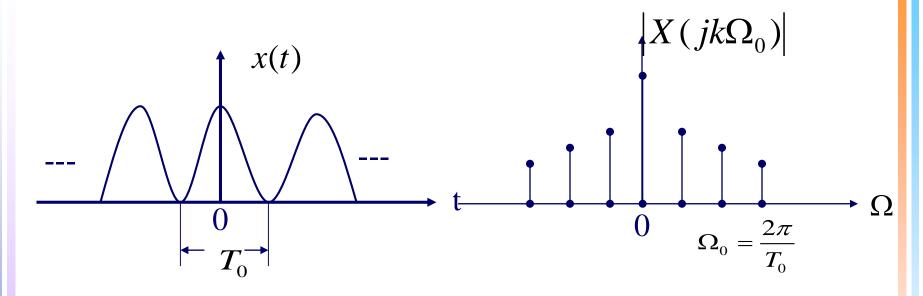
一.连续时间、连续频率的傅氏变换 (FT)



$$\mathbb{E}: X(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\Omega t}dt$$



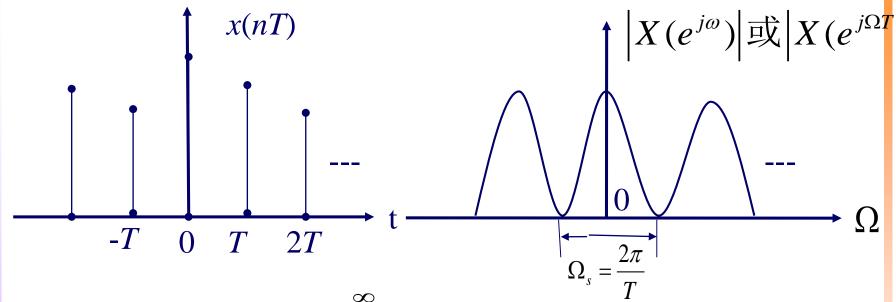
二·连续时间、离散频率傅里叶变换 (FS)



$$\mathbb{E}: X(jk\Omega_0) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) e^{-jk\Omega_0 t} dt$$

反:
$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(jk\Omega_0)e^{jk\Omega_0 t}$$
中大光信息 $k=-\infty$

三.离散时间、连续频率的傅氏变换 (DTFT)

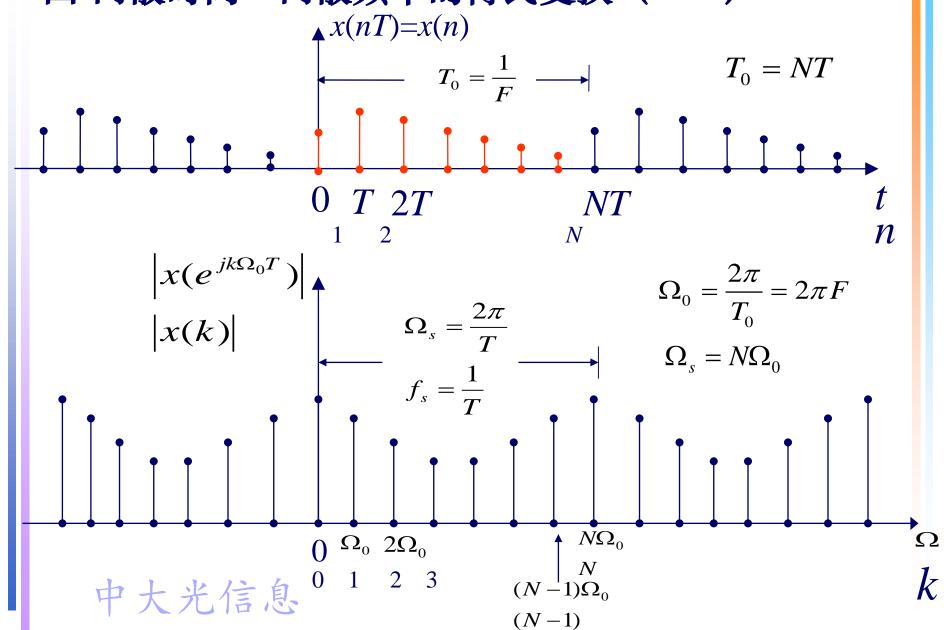


$$\mathbb{E}: X(e^{j\Omega T}) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)e^{-jn\Omega T}$$

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-jn\omega}$$

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) e^{jn\omega} d\omega$$

四.离散时间、离散频率的傅氏变换 (DFS)



正变换:

$$\tilde{X}(k) = \mathrm{DFS}\left[\tilde{x}(n)\right] = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}(n)W_N^{nk}$$

反变换:

$$\tilde{x}(n) = \text{IDFS}\left[\tilde{X}(k)\right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) W_N^{-nk}$$

用符号表示
$$W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$$

表 3.2.1 何里叶变换的四种形式

	时域	频域
	连续、周期	离散、非周期
FS	$\tilde{\chi}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(jk\Omega_0) e^{jk\Omega_0 t}$	$X(jk\Omega_0) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0 + T} \tilde{x}(t) e^{-jk\Omega_0 t} dt$
	连续、非周期	连续、非周期
FT	$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega$	$X(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\Omega t}dt$
	离散、周期	离散、周期
DtFS (DFT)	$\widetilde{\mathbf{x}}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \widetilde{X}(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$	$\widetilde{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \widetilde{\chi}(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$
	离散、非周期	连续、周期
DTFT	$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega$	$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\omega n}$

(二) 离散傅里叶变换(DFT)定义

1、周期延拓

周期序列 $\tilde{x}(n)$ 是有限长序列x(n)的周期延拓

$$\tilde{x}(n) = \sum_{n} x(n+mN)$$

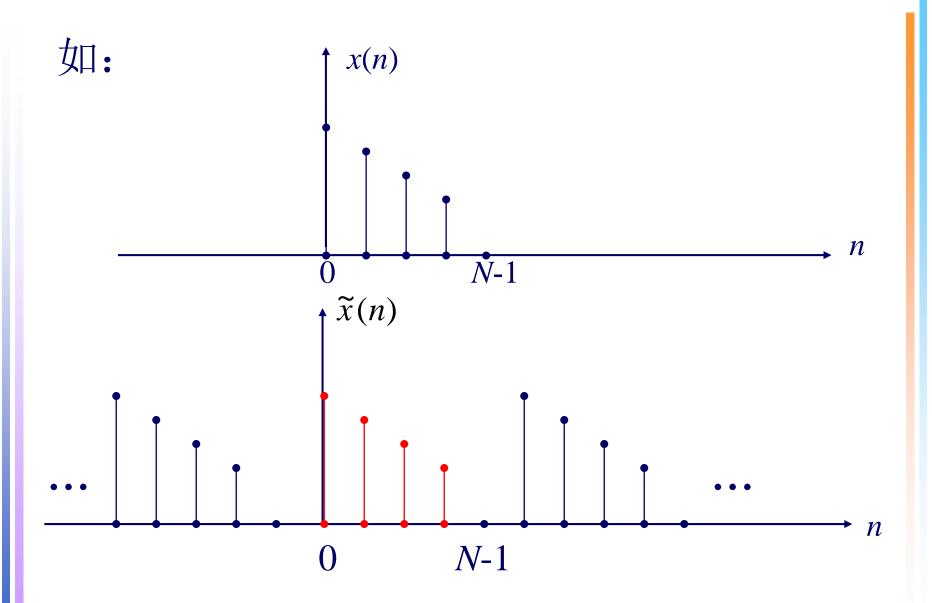
2、主值序列

有限长序列x(n)是周期序列 $\tilde{x}(n)$ 的主值序列

$$x(n) = \begin{cases} \widetilde{x}(n) & 0 \le n \le N - 1 \\ 0 & \sharp \text{ th} \end{cases}$$

3、主值区间

从n=0 到 (N-1) 的第一个周期为主值区间



中大光信息

4、从DFS到DFT

$$\tilde{X}(k) = \text{DFS}\left[\tilde{x}(n)\right] = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}(n) W_N^{nk}$$

$$\tilde{x}(n) = \text{IDFS}\left[\tilde{X}(k)\right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k) W_N^{-nk}$$

从上式可知,如果DFS、IDFS的求和只限 定在n=0到n=N-1,及k=0到N-1的主值区间进行。

因此可得到新的定义,即有限长序列的离散傅氏变换(DFT)的定义。

$$\begin{cases} X(k) = \text{DFT}[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk}, & 0 \le k \le N-1 \\ x(n) = \text{IDFT}[X(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-nk}, & 0 \le n \le N-1 \end{cases}$$

或者:
$$\begin{cases} X(k) = \tilde{X}(k)R_N(k) \\ x(n) = \tilde{x}(n)R_N(n) \end{cases}$$

$$W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$$
 其中: $R_N(k)$ 为矩形序列符号

$$d(n) = \operatorname{Re} \left| \sum_{k=0}^{N-1} S_m(kT) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \right|$$

$$X(k) = \text{DFT}[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$$

$$x(n) = \text{IDFT}[X(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j\frac{2\pi}{N}nk}$$

$$S_m(kT) = \text{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} d(n)e^{j2\pi \frac{nk}{N}}\right]$$

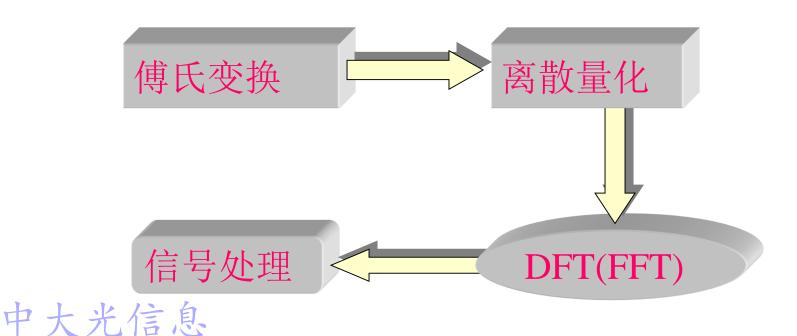
(三) DFT

- 一.DFT是重要的变换
 - 1.分析有限长序列的有用工具。
 - 2.在信号处理的理论上有重要意义。
 - 3.在运算方法上起核心作用,谱分析、 卷积、相关都可以用DFT在计算机上 实现。

二.DFT是现代信号处理桥梁

DFT要解决两个问题:

- 一是离散与量化,
- 二是快速运算。



例: 离散傅里叶变换 --- || |

例3.1:设有限长序列为 $x(n)=R_4(n)$,求x(n)的傅

里叶变换,以及4点、8点、16点DFT。

解 (1) x(n) 的傅里叶变换

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} R_4(n)e^{-j\omega n} = \sum_{n=0}^{3} e^{-j\omega n} = \frac{1 - e^{-j4\omega}}{1 - e^{-j\omega}}$$
$$= \frac{e^{-j2\omega}(e^{j2\omega} - e^{-j2\omega})}{e^{-j\omega/2}(e^{j\omega/2} - e^{-j\omega/2})} = e^{-j3\omega/2} \frac{\sin(2\omega)}{\sin(\omega/2)}$$

(2) x(n)的4点DFT

$$X_1(k) = \sum_{n=0}^{3} x(n)W_4^{kn} = \sum_{n=0}^{3} W_4^{kn} = \begin{cases} 4, & k = 0\\ 0, & k = 1, 2, 3 \end{cases}$$

(3) x(n)的8点DFT

$$X_{2}(k) = \sum_{n=0}^{7} x(n)W_{8}^{kn} = \sum_{n=0}^{3} W_{8}^{kn} = \sum_{n=0}^{3} e^{-j\frac{2\pi}{8}kn}$$

$$= e^{-j\frac{3}{8}\pi k} \frac{\sin\frac{\pi}{2}k}{\sin\frac{\pi}{8}k}$$

$$k=0, 1, ..., 7$$

(4) x(n)的16点DFT

$$X_{3}(k) = \sum_{n=0}^{15} x(n) W_{16}^{kn} = \sum_{n=0}^{3} W_{16}^{kn} = \sum_{n=0}^{3} e^{-j\frac{2\pi}{16}kn}$$

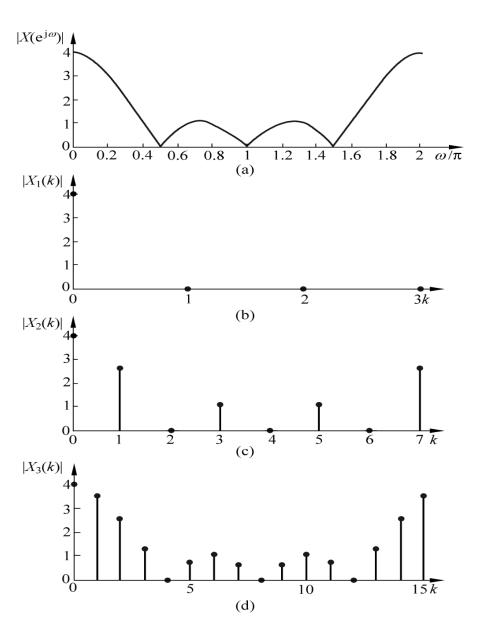
$$= e^{-j\frac{3}{16}\pi k} \frac{\sin\frac{\pi}{4}k}{\sin\frac{\pi}{16}k}$$

$$k=0, 1, \dots, 15$$

例3.1 的图形显示

从图3.2可见, 同一序列不同点数 的DFT是不相同的。 比较可以发现,

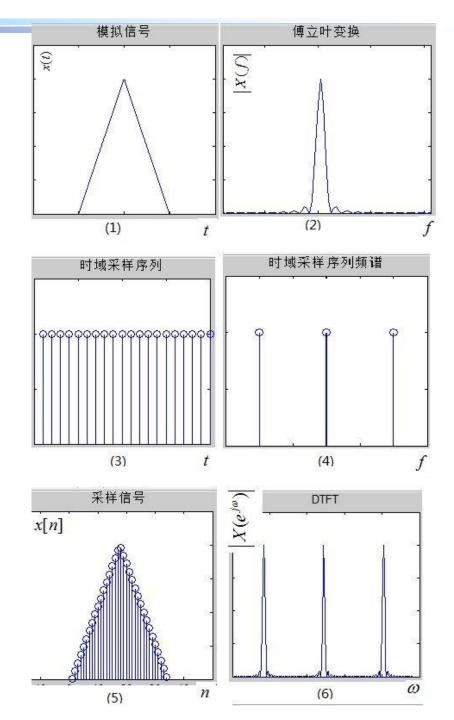
比较可以发现, 对原序列尾部补零 后增加的谱线只是 有规律地插在频谱 的一个周期内。



FT

时域采样

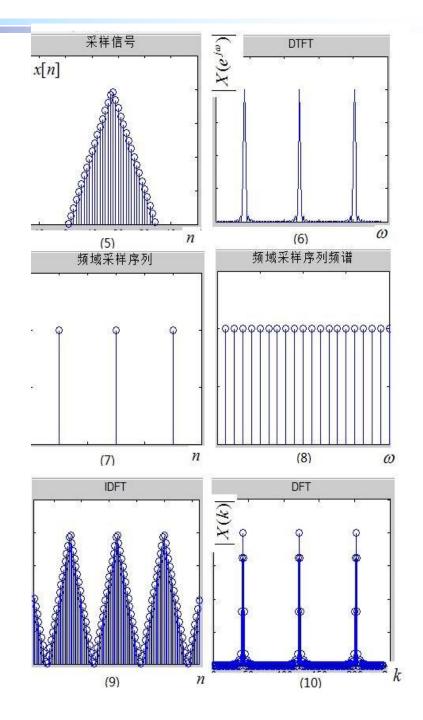
DTFT



对DTFT,

再频域采样

DFS (DFT)



$DFT: d(n) = \text{Re} \left| \sum_{n=0}^{N-1} S_m(kT) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \right|$

$$\begin{cases} X(n) = \text{DFT}[x(k)] = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ x(k) = \text{IDFT}[X(n)] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n)e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \\ 0 \le k, n \le N-1 \end{cases}$$

$$IDFT: S_m(kT) = \text{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} d(n)e^{j\frac{2\pi}{N}nk}\right]$$

$$d(n) = \operatorname{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} S_m(kT) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \right]$$

将结果经信道发送至接收端,然后对接收到的信号再作DFT,取其实部,就可以不失真地恢复出原始的数据。用DFT实现OFDM的原理如图所示。

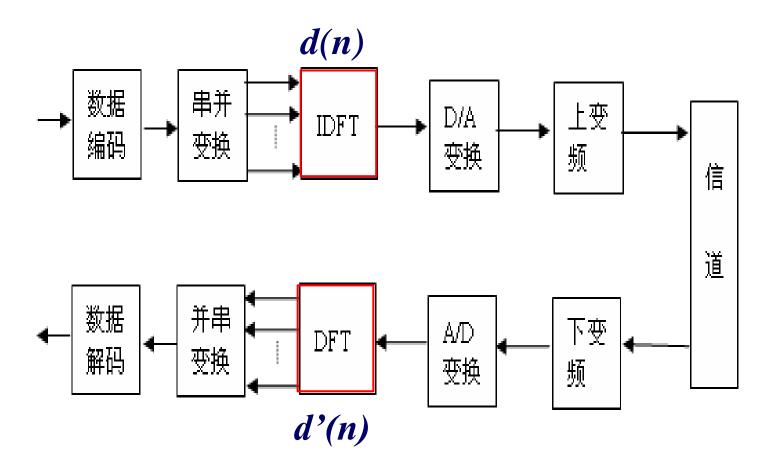
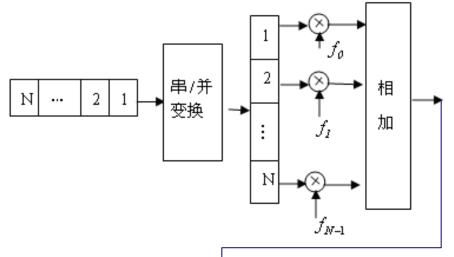
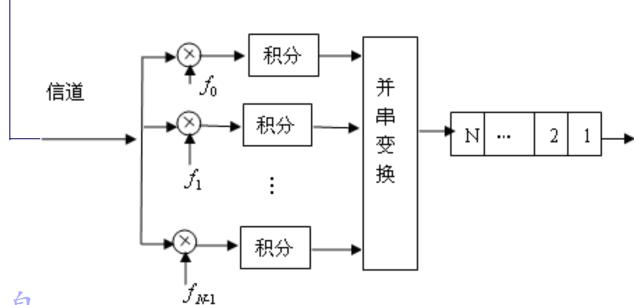


图7-22 用DFT实现OFDM的原理框图

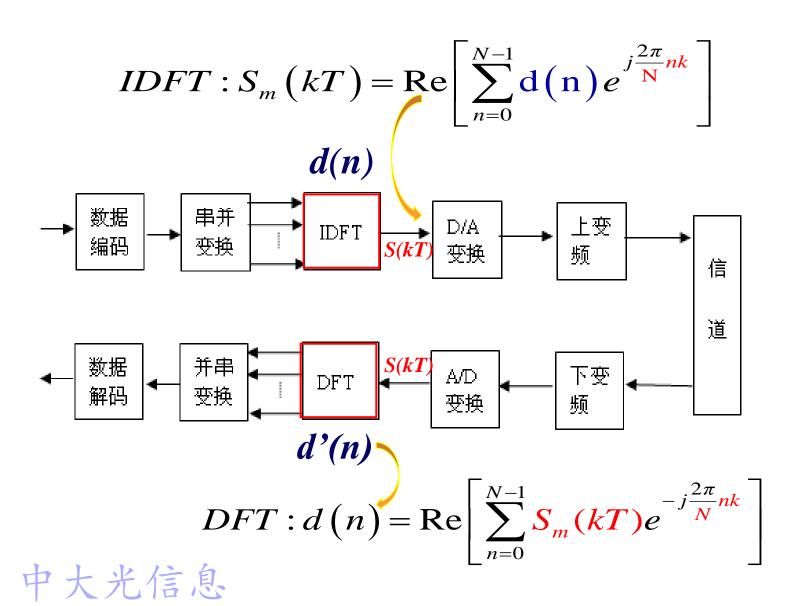
对比原来的原理框图



$$S_m(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cos \omega_n t$$



用DFT实现OFDM的原理框图



小复习

QAM

- a. 时域表示; 星座图
- b. 产生;解调
- C. 带宽; 抗噪声能力

OFDM

- a) 多载波技术
- b) 定义表达式
- c) IDFT/DFT