

主要内容

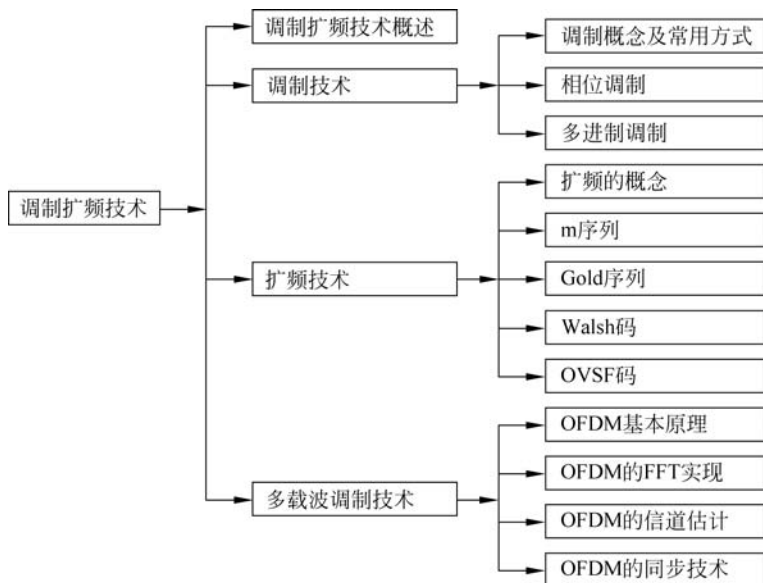
本章给出了移动通信系统中的调制解调、扩频及多载波调制等技术,首先给出了调制技术的作用和在移动通信系统中的应用,然后介绍了扩频和加扰,此外还介绍了多载波调制技术的基本原理及其关键技术。

学习目标

通过本章的学习,可以掌握如下几个知识点:

- 调制的基本概念和作用;
- 各种移动通信系统采用的调制技术;
- 扩频和加扰;
- OFDM 基本原理及其 FFT 实现;
- OFDM 信道估计;
- OFDM 同步技术。

知识图谱



3.1 概述

当信息数据在物理信道完成成帧过程之后,需要进行载波调制、扩频和加扰。

载波调制就是将基带数据信号调制到某一信道的载波频率上,以适应于无线信道传输,该信号称为已调信号。调制过程在通信系统的发端实现。在接收端需将已调信号还原成要传输的原始信号,该过程称为解调。

调制解调技术在移动通信系统中占有重要的地位,它与系统的抗干扰性能、频谱有效性和设备的复杂性及其经济性能有着密切的关系。

移动通信对调制解调器的功能要求主要体现在以下几个方面。

(1) 实现频谱搬移,众所周知,无线通信设备中采用调制器的目的是将被传输的基带数据信号搬移至相应频段的信道上进行传输,以实现信源信号与传输信道相匹配。通常调制分两步进行:先将基带数据信号调制到某一载波上,再通过上变频器搬移到无线传输所期望的射频频段。

(2) 提高抗干扰性,抗干扰性主要体现在通信系统的质量指标,即可靠性。对于一种先进的调制技术,希望调制后的信号具有比较小的功率谱占用率。也就是说,要求已调波功率谱主瓣占有尽可能多的信号能量,且波瓣窄,具有较快的滚降特性。同时,要求带外衰减大、旁瓣小,这样对其他信道干扰小。由于移动通信系统存在多个用户的干扰以及相邻小区的干扰,并且工作在多径传播环境条件下,所以要求调制解调器具有较高的抗干扰能力。

(3) 具有良好的频谱利用率,频谱利用率表示系统的有效性。先进的调制解调器能够提高通信系统对频带的利用率,即在单位频带内传送尽可能高的信息率。

此外,在工程上还要求调制器与解调器在技术上容易实现、成本低、体积小、具有较低的解调门限值。这些要求有时会互相矛盾,在选择时应该综合考虑。

3.2 调制技术概述

3.2.1 常用调制方式概述

20世纪80年代中期以前,由于对线性高频功率放大器的研究尚未取得突破性的进展,所以第二移动通信 GSM 采用非线性的连续相位调制(Continue Phase Modulation, CPM),如最小频移键控(Minimum Shift Keying, MSK)和高斯滤波最小频移键控(Gaussian Filtered Minimum Shift Keying, GMSK)等,从而避开了线性要求,可以使用高效率的 C 类放大器,同时,也降低了成本。但是 CPM 的技术实现较为复杂。1987年以后,线性高功放技术取得了实质性的进展,人们将注意力集中到技术实现较为简单的相移键控(Phase Shift Keying, PSK)调制方式。

第三代移动通信系统中对于不同的传输信道所采用的调制解调方式也不相同,但都属于 PSK 类型,主要有二进制 PSK(Binary Phase-Shift Keying, BPSK)、四相 PSK(Quadrature Phase-Shift Keying, QPSK)、偏移四相 PSK(Offset Quadrature Phase-Shift Keying, OQPSK)、平衡四相扩频调制(Balanceble Quaternary phase shift keying Modulation, BQM)、复数四相扩频调制(Complex Quaternary phase shift keying Modulation, CQM)以及 8PSK 等。PSK

调制方式的主要特点是信号的包络稳定,具有较好的抗噪声性能,即使在有衰落和多径效应的信道中也保持较好的性能,技术实现也比较简单,成本低。但是,PSK 调制也存在一些缺点,如在码元转换时刻会产生跃变,并扩展频谱,当带宽受限时又会引起幅度波动,对信道非线性的对抗能力欠佳,要求传输信道具有较好的线性性能。

到了第四代移动通信系统,为了提高频谱利用率,除了 QPSK 调制外,还引入了正交 QAM。QAM 调制的信号由相互正交的两个载波的幅度变化表示。模拟信号的相位调制(Phase Modulation, PM)和数字信号的频移键控(Frequency Shift Keying, FSK)调制可以被认为幅度不变、仅有相位变化的特殊 QAM。模拟信号频率调制和数字信号的 FSK 也可以被认为是 QAM 的特例,它们本质上也是相位调制。接收端完成相反过程,正交解调出两个相反码流,均衡器补偿由信道引起的失真,判决器识别复数信号并映射回原来的二进制信号。LTE 采用的调制方式包括 QPSK、16QAM 和 64QAM 调制。

在第五代移动通信系统的调制方式包括 $\pi/2$ -BPSK、BPSK、QPSK、16QAM、64QAM 和 256QAM 等,来满足更多业务和场景的需求。

3.2.2 QPSK 调制

1. QPSK 调制

QPSK 是数字无线通信中常用的一种调制方式。QPSK 为正交 PSK,由载波相位相差 90° 的两个支路组成:一个为同相支路,即 I 支路;另一个称为正交支路,即 Q 支路。QPSK 的 4 种相位状态各对应四进制的 4 种数据,即 00、01、10、11。由于其 4 种相位相差 90° ,因此是不连续相位调制。QPSK 调制器的组成原理如图 3.1 所示,而其解调器的原理框图如图 3.2 所示。

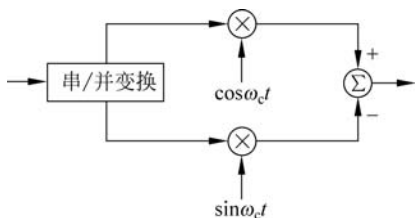


图 3.1 QPSK 调制器原理图

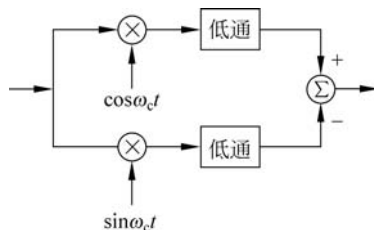


图 3.2 QPSK 解调器原理图

2. OQPSK(SQPSK)调制

由于 QPSK 在实际中应用最为广泛,根据业务种类的不同和移动通信传输信道的性能特点,QPSK 调制又派生出一些新的调制方式,OQPSK 就是 QPSK 的改进型之一。

OQPSK 有时也称为交错(或参差)四相 PSK(Staggered Quadrature Phase-Shift Keying, SQPSK)。这种调制方式的主要特点是能够减小信号在码元转换时刻的相位突变量,从而减小信号通过带限滤波器所引起的包络起伏。常规的 QPSK 调制方式是将信号分成 I 支路和 Q 支路,在 I 支路和 Q 支路的数据过渡沿将出现在同一时刻,即两路数字信号的极性转换时间相同,载波可能会产生 180° 的相位跳变。由于传输信道非线性性的影响,这种大幅度的相位跳变将导致信号包络的显著变化以及占用带宽的增大。对此,人们提出了 OQPSK 方式,其特点是在发送端将调制器 Q 通道数据流相对于 I 通道在时间上延迟一个

码元宽度,两个信道码元不可能同时转换,最多只能有 $\pm 90^\circ$ 的相位跳变。这样,对于 I 通道的任何数据跳变, Q 通道数据将保持相对稳定,反之亦然。这就意味着两路信号的合成信号的相位突变幅度明显降低。在接收端,解调器 I 通道解调出的数据也延迟一个码元,从而恢复 I 通道与 Q 通道数据之间原来的相位关系。

图 3.3 和图 3.4 分别为 OQPSK 调制器和解调器的原理图,其中 T_b 表示延迟的码元时间。

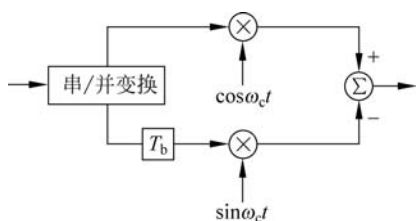


图 3.3 OQPSK 调制器原理

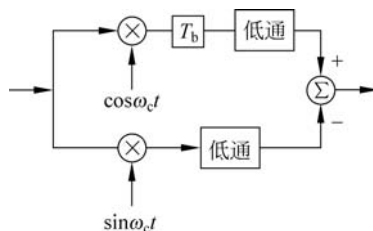


图 3.4 OQPSK 解调器原理

OQPSK 调制的误码率性能和功率谱密度分布与常规的 QPSK 调制方式是相同的。

3. $\pi/4$ -QPSK 调制

$\pi/4$ -QPSK 调制是 QPSK 调制的另一种改进型,在移动通信中应用较多。 $\pi/4$ -QPSK 是一种相位跳变值只有 $\pm \pi/4$ 和 $\pm 3\pi/4$ 的四相调制,使得 $\pi/4$ -QPSK 调制信号相邻码元之间最大相位差为 $\pm 3\pi/4$,小于 QPSK 的 $\pm \pi/4$,因此其性能得到改善。 $\pi/4$ -QPSK 调制虽然只是 QPSK 在相位上旋转 45° ,但并不是简单地将 QPSK 的载波相位移相 45° 而构成的。其主要区别是相位发生变化时,相移的路径不同。 $\pi/4$ -QPSK 调制的相移路径不是 180° 直接改变的,而是经过两段的变化,从而缓和了相位的突变,使频谱特性得到了明显到改善,如图 3.5 所示。

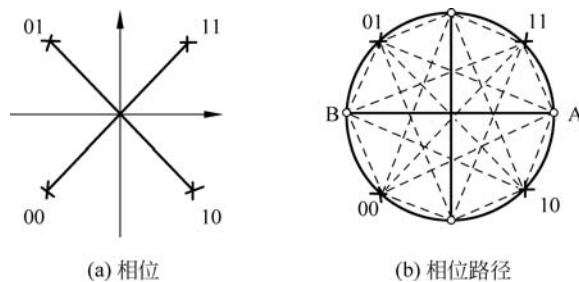


图 3.5 $\pi/4$ -QPSK 的相位及相移路径

在图 3.5(b)中,有 8 个相位,4 个标记 \times 号的相位是调制应到达的相位。在调制过程中,相移的路径要先经过 4 个标记为 \circ 的相位。究竟经过哪一个,要看前一符号的位置和要到达的相位,目的是使它的相位路径最小。例如,信号从 10 变到 11,则相移路径从 10 先逆时针旋转 45° 到 A 点,再旋转 45° 即到达 11。如信号由 10 变到 01 则相移路径先从 10 顺时针旋转 135° 到 B 点,然后再旋转 45° 到达 01。从而避免了 QPSK 调制相位的 180° 突变。在这一方面, $\pi/4$ -QPSK 调制与 OQPSK 调制比较相似。但在解调时又有许多优势,OQPSK 只能采用相干解调,而 $\pi/4$ -QPSK 既可用相干解调,也可用非相干解调,还可以采

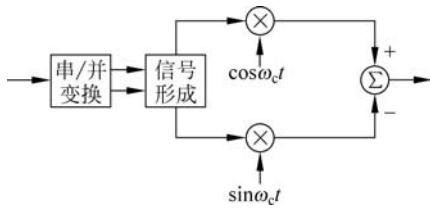


图 3.6 $\pi/4$ -QPSK 调制器原理框图

用鉴频器解调,也能够使用非线性放大,取得较高的功放效率。所以 $\pi/4$ -QPSK 调制适合于移动通信系统。

图 3.6 为 $\pi/4$ -QPSK 调制器的原理框图。首先二进制数据经串/并变换,转换为两个平行的数据流,各自经过差分编码器,再通过信号形成电路后,分别与两个正交的载波相乘。最后进行调制。

3.2.3 8PSK 调制

在第三代移动通信系统中,对于比较高的信息速率如 2Mb/s,为了节省带宽,则需要采用多相位调制方式。

所谓多相位调制,是用载波的一种相位可以代表一组信息码元,而一组信息码元具有多种排列形式,表征它们的载波相位也必须相应地取多种数值。如果按 n 个码元分组,则应有 2^n 种码元排列方式,相应地要用 2^n 种取值代表 n 个信息码元。所以在同样发送一个码元的宽度 T 内,载波相位可以有 2^n 种取值。因此,在同样的符号传输速率下,等于把信息速率提高了 $\log_2 2^n = n$ 倍。这时每一个传输符号就不再是表征一个码元,而是表征 n 个比特的信息码元。由于这时载波相位有 2^n 种取值,相邻两相位取值之差为 $\pi/2^{n-1}$ 。 n 越大这个差值越小,在接收端提取信息的困难就越大。显然,当 $n=3$ 时,为 8PSK 调制方式,即用 8 个不同相位的载波来代表八进制码元(0,1,2,3,4,5,6,7),两相邻相位差为 $\pi/4$ 。由于一个八进制码元可以用 3 个二进制码元来代替,所以常常称为 3 比特码元。关于 3 比特码元与不同相位载波的对应关系见表 3.1,8PSK 的载波相位向量图如图 3.7 所示。

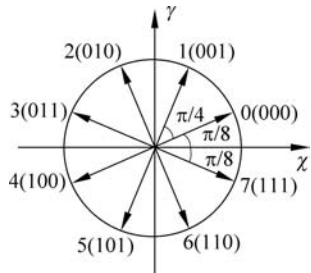


图 3.7 8PSK 载波相位向量图

表 3.1 3 比特码元与不同相位载波的对应关系

八进制码元	二进制码元	载波相位	八进制码元	二进制码元	载波相位
0	000	$\pi/8$	4	100	$9\pi/8$
1	001	$3\pi/8$	5	101	$11\pi/8$
2	010	$5\pi/8$	6	110	$13\pi/8$
3	011	$7\pi/8$	7	111	$15\pi/8$

在信道较好的情况下,多相调制的传输速率有了很大提高。如果在 BPSK 调制方式时传输 1.2kb/s 信息的信道,当采用 8PSK 调制方式就能够达到 3.6kb/s 的速率。

8PSK 调制方式常用的方法主要有以下两种。

(1) 码变换加相位选择法产生 8PSK 信号。这种 8PSK 调制方式的组成原理图如图 3.8 所示。首先利用码变换将输入数字序列变换成 3 比特码元,作为对载波调制的控制信号。接着按照图 3.7 中所表示的相位关系,从 8 种载波中选择所需要的载波,进而产生出 8PSK 信号。

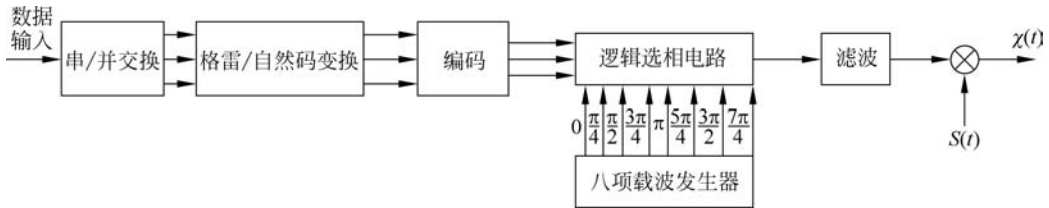


图 3.8 码变换加相位选择法产生 8PSK 信号

(2) 插入脉冲法产生 8PSK 信号。以微波环形器和开关实现 8PSK 调制的结构原理见图 3.9。当微波载波进入第一个环形器，由开关管的通断来实现载波的 0 或 π 移相，接着在第二个环形器实现 0 或 $\pi/2$ 移相，第三个环形器实现 0 或 $\pi/4$ 移相。同时，利用输入 3 比特码元分别控制各个开关管的通断，它们的通断组合便产生相应的附加相移。例如，对于 000 码元，假设其载波相移为 0(作为参考)，则对于 111 码元，必有相移 $\pi + \pi/2 + \pi/4$ 。这样，对于不同的 3 比特码元就可以得到相应的载波相移，从而实现了 8PSK 调制。

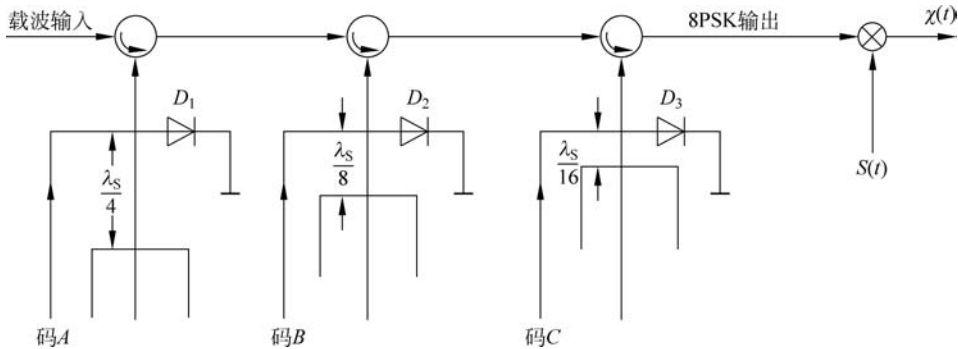


图 3.9 用微波环形器和开关管实现 8PSK 调制

8PSK 的解调与 QPSK 的解调原理类似，这里不再进行详细介绍。

3.2.4 正交振幅调制

正交振幅调制是二进制的 PSK、四进制的 QPSK 调制的进一步推广，通过相位和振幅的联合控制，可以得到更高频谱效率的调制方式，从而可在限定的频带内传输更高速率的数据。

正交振幅调制的一般表达式为：

$$y(t) = A_m \cos\omega_c t + B_m \sin\omega_c t, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.1)$$

式(3.1)由两个相互正交的载波构成，每个载波被一组离散的振幅 $\{A_m\}$ 、 $\{B_m\}$ 所调制，故称这种调制方式为正交振幅调制。其中， T_s 为码元宽度； $m = 1, 2, \dots, M$ ， M 为 A_m 和 B_m 的电平数，有：

$$\begin{cases} A_m = d_m A \\ B_m = e_m A \end{cases} \quad (3.2)$$

其中， A 是固定的振幅， (d_m, e_m) 由输入数据确定。 (d_m, e_m) 决定了已调 QAM 信号在信号空间中的坐标点。

QAM 的调制和相干解调框图如图 3.10 和图 3.11 所示。在调制端，输入数据经过串/

并变换后分为两路,分别经过 2 电平到 L 电平的变换,形成 A_m 和 B_m 。为了抑制已调信号的带外辐射, A_m 和 B_m 还要经过预调制低通滤波器,才分别与相互正交的各路载波相乘。最后将两路信号相加就可以得到已调输出信号 $y(t)$ 。

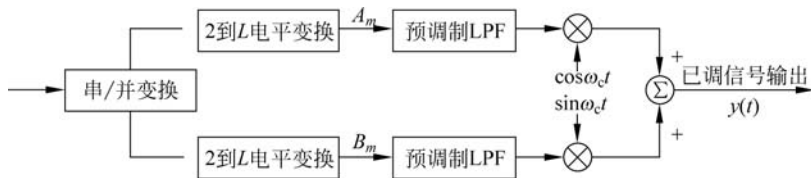


图 3.10 QAM 调制框图

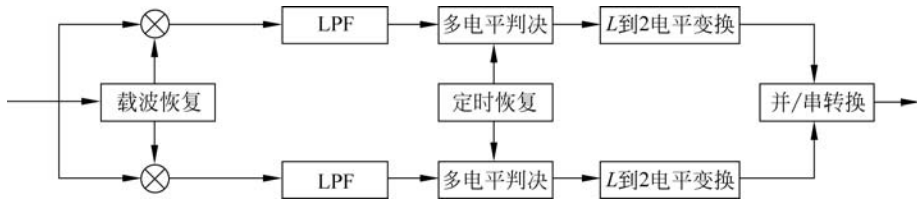


图 3.11 QAM 解调框图

在接收端,输入信号与本地恢复的两个正交载波信号相乘以后,经过低通滤波器、多电平判决、 L 电平到 2 电平变换,再经过并/串变换就得到输出数据。

对 QAM 调制而言,QAM 信号的结构不仅影响到已调信号的功率谱特性,而且影响已调信号的解调及其性能。常用的设计准则是在信号功率相同的条件下,选择信号空间中信号点之间距离最大的信号结构,当然还要考虑解调的复杂性。

实际中,常用的是矩形 QAM 星座。矩形 QAM 信号星座通过在两个相位正交的载波上施加两个脉冲振幅调制信号产生,具有容易产生和相对容易解调的优点。对 $M \geq 16$ 的调制方法来说,矩形星座并不是最好的 M 进制 QAM 信号星座,但是对于要达到的特定最小距离来说,该星座所需要的平均发送功率仅仅稍大于最好的 M 进制 QAM 信号星座所需要的平均功率,因此当前的无线通信系统常常选择矩形 QAM 星座作为其调制方式。

常见的矩形 QAM 星座包括 4QAM(QPSK)、16QAM 以及 64QAM 等,每个符号分别对应的比特数为 2、4 和 6。

QPSK 的调制公式为:

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{1 - 2b(2i) + j[1 - 2b(i)]\} \quad (3.3)$$

16QAM 的调制公式为:

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{10}} \{ [1 - 2b(4i)][2 - (1 - 2b(4i + 2))] + j[1 - 2b(4i + 1)][2 - (1 - 2b(4i + 3))] \} \quad (3.4)$$

64QAM 的调制公式为:

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{42}} \{ [1 - 2b(6i)][4 - (1 - 2b(6i + 2))[2 - (1 - 2b(6i + 4))]] + j[1 - 2b(6i + 1)][4 - (1 - 2b(6i + 3))[2 - (1 - 2b(6i + 5))]] \} \quad (3.5)$$

矩形 QAM 调制的星座图如图 3.12 所示。

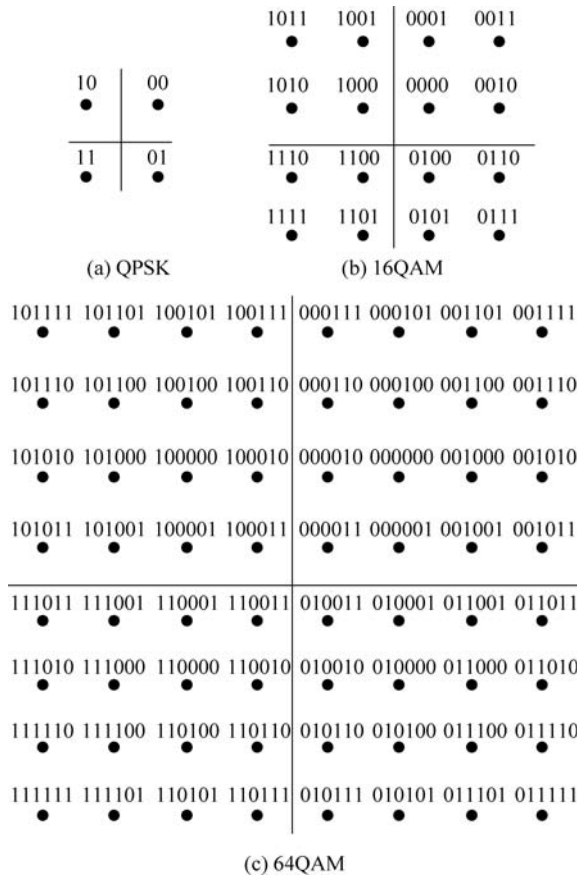


图 3.12 矩形 QAM 星座图

第五代移动通信系统引入了 256QAM 调制, 256QAM 的调制公式为:

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{170}} \{ [1 - 2b(8i)] [8 - (1 - 2b(8i + 2))] [4 - (1 - 2b(8i + 4))] \times [2 - (1 - 2b(8i + 6))] \} + j [1 - 2b(8i + 1)] [8 - (1 - 2b(8i + 3))] \times [(4 - 8b(6i + 5)) [2 - (1 - 2b(8i + 7))]] \} \quad (3.6)$$

为了改善矩形 QAM 的接收性能, 还可以采用星形 QAM 星座, 如图 3.13 所示。

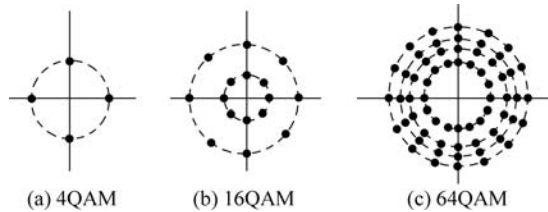


图 3.13 星型 QAM 星座图

将十六进制矩形 QAM 和十六进制星形 QAM 进行比较, 可以发现星形 QAM 的振幅环由方形的 3 个减少为 2 个, 相位由 12 种减少为 8 种, 这将有利于接收端的自动增益控制

和载波相位跟踪。

读者可以扫描二维码查看不同调制方式的性能比较代码。



3.3 扩频与加扰

3.3.1 概述

扩展频谱(Spread Spectrum, SS)通信简称扩频通信,在发端采用扩频码调制,使信号所占的频带宽度远大于所传信息必需的带宽,在收端采用相同的扩频码进行相关解扩以恢复所传信息数据。

扩频通信系统由于在发端扩展了信号频谱,在收端解扩后恢复了所传信息,这一处理过程带来了信噪比上的好处,即接收机输出的信噪比相对于输入的信噪比大有改善,从而提高了系统的抗干扰能力。

理论分析表明,各种扩频系统的抗干扰能力大体上都与扩频信号带宽 B 与信息带宽 B_m 之比成正比,工程上常以分贝(dB)表示,即:

$$G_p = 10 \lg \frac{B}{B_m} \quad (3.7)$$

其中, G_p 称为扩频系统的处理增益,表示扩频系统信噪比改善的程度,是扩频系统的重要性能指标。

很多无线移动通信系统中都采用扩频或加扰技术来提高抗干扰能力,有时还具有区分用户的功能。

在基于 CDMA 的系统中,扩频和加扰常常分两步完成:首先用扩频码对数据信号扩频;然后用扰码加扰,每个扰码对应一个特定的基本中间码,基本中间码是不扩频的。扩频码和小区特定扰码的组合可以看作是一个用户和小区特有的扩频码。多数非 CDMA 系统不需要扩频,但是仍然要进行加扰,例如 GSM、LTE 等系统。

3.3.2 扩频

扩频操作即信道化操作,用扩频码(即高速数字序列)对数据信号扩频,将数据符号转换为一系列码片,形成高速的数字序列,增加了带宽。在接收端,用相同的高速数字序列与接收符号相乘,进行相关运算,将扩频符号解扩。用来转换数据的数字序列符号叫作信道码,即扩频码。每个符号被转化成的码片数目叫作扩频系数。

在基于 CDMA 的移动通信系统中,扩频码具有区分用户的功能,所以也叫作地址码。扩频码的选择直接影响到系统的容量、抗干扰能力、接入和切换速度等性能。所选择的扩频码应能提供足够数量的相关函数特性尖锐的码序列,有多少个正交码序列,就可以有多少个不同的地址码(即码分信道)。扩频码的自相关性可保证信号经过扩频码解扩后具有较高的信噪比,因此,要求扩频码的码序列应接近白噪声特性,而且编码方案简单,具有较快的同步

建立速度等性能。

在移动通信中常用的扩频码有伪随机码和正交码。

1. 伪随机序列

伪随机(Pseudo Random, PN)序列具有类似于噪声序列的性质,是一种看似随机,实际上是有规则的二进制序列。对于 CDMA 移动通信系统,扩频码一般从伪随机序列中选择,但根据其不同的用途将选用相应的 PN 码。PN 码序列有很多种,如 L 序列、TP 序列、m 序列、M 序列、Gold 序列、Walsh 序列等。这里介绍常用的 m 序列、Gold 序列和 Walsh 序列。

1) m 序列

m 序列是最常用最基本的周期性伪随机序列,适合于严格定时的通信系统,利用其不同的相位来区分各个用户。窄带 CDMA 系统就是采用 m 序列作为扩频码。

m 序列也称最长线性反馈移位寄存器序列。如果 n 级线性移位寄存器输出序列的周期是 $P=2^n-1$,则该序列为 m 序列。m 序列发生器由移位寄存器、反馈抽头和模 2 加法器组成。由于 m 序列具有简单、规律性强、容易产生等特点,在扩频通信系统中得到广泛的应用。

m 序列具有双值自相关特性,其归一化自相关函数为:

$$R(\tau) = \begin{cases} 1, & \tau = 0 \\ -1/P, & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (3.8)$$

可以看出,对于两个不同相位的 m 序列 $a(n)$ 和 $a(n-\tau)$,当周期 P 很大,并且 $\tau \neq 0$ 时,这两个序列几乎是正交的。这也正是 m 序列在 CDMA 系统中被广泛应用的关键原因。

由于 n 级线性移位寄存器只能产生长度为 $P=2^n-1$ 的码,所以 m 序列只有以下几种长度: 3, 7, 15, 31, 63, 127, 255, 511, ...。理论分析表明,只有 n 值很大时,才有可能找到较多的 m 序列,然而从其中挑选出互相正交或准正交的序列是不多的。这说明 m 序列在抗干扰、抗多径、抗检测性能方面是比较合适的,但是作为码分地址时不易挑选,特别是像第三代移动通信系统需要很多地址码数目时,就存在一定的困难。

2) Gold 码序列

Gold 码序列是由 m 序列引出的另外一种伪随机序列。因为 m 序列的互相关性不够好,而且相同级数的移位寄存器所能产生的不同类型 m 序列的个数有限,所以 R. Gold 提出了一种基于 m 序列的码序列,即 Gold 码序列。Gold 码的基本原理如下:

如有两个 m 序列,它们的互相关函数的绝对值有界,并满足:

当 n 为奇数时, $R|\tau| = 2^{\frac{n+1}{2}} + 1$;

当 n 为偶数时, $R|\tau| = 2^{\frac{n+2}{2}} + 1$ 。

则这一对 m 序列为优选对,它们的互相关函数由小于某一极大值的旁瓣构成。如果将这两个 m 序列发生器产生的优选对序列进行模二相加,就产生出一个新的码序列,即 Gold 码序列。

Gold 码序列的主要性能有以下几点。

(1) Gold 码序列具有三值自相关特性,但其自相关性不如 m 序列。

(2) 两个 m 序列优选对不同移位相加产生的新序列都是 Gold 序列; 因为总共有 2^n-1 个不同的相对位移,加上原来的两个 m 序列本身,所以两个 m 级移位器可以产生 2^n+1 个

Gold 码序列；这样，Gold 码序列的序列数比 m 序列数多得多，从而克服了 m 序列数目不足的缺点。

(3) Gold 序列的互相关峰值及主瓣与旁瓣之比均比 m 序列高得多，所以其互相关性比 m 序列好。这一特性在实现码分多址时是很有用的。

总之，Gold 码的自相关性不如 m 序列，具有三值自相关特性；互相关性要比 m 序列好，但还未达到最佳。同时，其结构比较简单，产生的序列数较多，因而得到了广泛的应用。

3) Walsh 码

Walsh 码又叫沃尔什函数，只有 +1 和 -1 两个取值，很适合于数字信号处理应用。IS-95 系统就采用 Walsh 函数作为地址码。

Walsh 函数用符号 $\text{Wal}(n, t)$ 来表示，有时简写为 $W_n(t)$ ，其中 t 表示时间，常常规一化为 t/T ， T 为 Walsh 函数的周期，或叫时基； n 为序数，表示在时间 T 内，函数过零点的次数。Walsh 函数具有这样的性能：凡序数 n 为奇数，均以中点为奇对称，类似于三角函数的 $\sin\theta$ ，所以记为 Sal 函数；而序数 n 为偶数的，则以中点为偶对称，类似于三角函数 $\cos\theta$ ，记为 Cal 函数。Walsh 函数有多种等价定义方法，最常用的是哈达码(Hadamard)编号法，IS-95 系统中就是采用这类方法。

Walsh 函数具有以下特点。

(1) 正交性，即：

$$1/T \int_0^T \text{Wal}(n, t) \text{Wal}(m, t) dt = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad (3.9)$$

这表明所有 Walsh 函数彼此均正交。这种特性对于 CDMA 系统选择地址码是非常重要的。

(2) 对称性，除 $W_0(t)$ 外， $\text{Wal}(2k, t)$ 是偶函数， $\text{Wal}(2k-1, t)$ 是奇函数。所以有：

$$\text{Sal}(m, -t) = -\text{Sal}(m, t) \quad (3.10)$$

$$\text{Cal}(m, -t) = \text{Cal}(m, t) \quad (3.11)$$

需要注意的是，当严格满足同步时，Walsh 函数可以实现完全正交。一旦同步产生误差，其自相关与互相关特性均不理想，并随着同步误差值的增大，性能恶化十分明显，这是 Walsh 函数的不足之处。

由于移动通信信道属于变参多径信道，严格同步是很难保证的。如果将 Walsh 码与伪随机码特性中的各自优点进行综合互补，即利用复合码特性来克服分别各自使用的缺点，就可以较好地满足人们的要求。

2. 正交可变扩频因子码

到了第三代移动通信系统，传输业务已经由单一速率的语音扩展为不同速率的语音、数据、图像及多媒体业务。这样，在第三代移动通信中不同的业务信源给出的信息速率是不同的，但是信道传输带宽是固定不变的。对于不同业务，不同的信息速率应该采用不同的扩频比，才能实现同一信道传输的码率是相同的。由于在同一小区中，多个移动用户可以同时发送不同的多媒体业务，为防止各个用户不同业务之间的干扰，第三代移动通信中采用了一种能够满足不同速率多媒体业务和不同扩频比的正交码，使用相同资源的不同信道采用信道码区分，这就是正交可变扩频因子(Orthogonal Variable Spreading Factor, OVVSF)码。

在 3G 通信系统中，采用 OVVSF 码对物理信道的比特信息进行扩频。经过与扩频码相乘，物理层的比特速率提高为码片速率。由于码片速率的提高，信号频谱也随之扩展。这种

对物理层信息的操作叫作“扩频操作”。扩频码的作用是用来区分同一时隙中的不同用户。

OVSF 码可以采用码树的方式来定义,如图 3.14 所示。

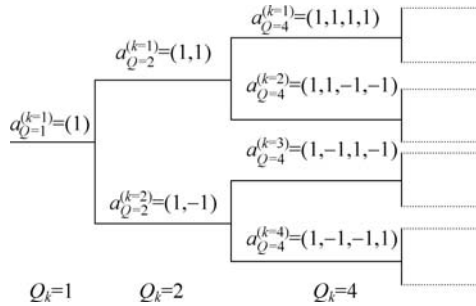


图 3.14 OVSF 码的码树

从这个码树可以看出,码树的每一级都定义了扩频因子为 Q_k 的码。码的使用有一个要求,就是当一个码已经在一个时隙中采用,则其父系上的码和下级码树路径上的码就不能在同一时隙中使用。这也就意味着一个时隙可使用的码的数目是不固定的,与每个物理信道的数据速率和扩频因子有关。

为了降低多码传输时的峰均值比,对于每一个信道化码,都有一个相关的相位系数 $\omega_{Q_k}^{(k)}$ 。表 3.2 给出了每一个信道化码对应的系数值。

表 3.2 每个信道化码所对应的系数值

k	$\omega_{Q=1}^{(k)}$	$\omega_{Q=2}^{(k)}$	$\omega_{Q=4}^{(k)}$	$\omega_{Q=8}^{(k)}$	$\omega_{Q=16}^{(k)}$
1	1	1	-j	1	-1
2		+j	1	+j	-j
3			+j	+j	1
4			-1	-1	1
5				-j	+j
6				-1	-1
7				-j	-1
8				1	1
9					-j
10					+j
11					1
12					+j
13					-j
14					-j
15					+j
16					1

OVSF 码的主要特性如下。

(1) 码字的长度是 2 的整数次幂,即 $Q_k = 2^k$ (k 为 1,2,3,⋯)。根据实际情况,对于上、下行链路可以分别采用不同的 k 值。

(2) 对于长度一定的 OVSF 码组,包括的码字总数与其码长度相等。即共有 Q_k 个长

度为 Q_k 的 OVFS 码字。

(3) 不同长度或长度相同的不同码字字间的相互正交,其互相关值为零。

OVFS 码的正交性主要用来区分同一时隙中的不同用户,可以减少信道之间的干扰,且具有可变长特性,因此能够适应第三代移动通信的多种速率业务的需要。

在一般情况下,物理信道的扩频码是由高层信令动态分配的,但是,对于常用的关键信道,也可以固定它们的扩频码,便于对端的搜索与解调。

3.3.3 加扰

在移动通信系统中,上行链路物理信道加扰码的作用是区分用户,下行链路加扰码可以区分小区和信道,因此选择的扰码之间必须具有良好的正交性。扰码又分为长扰码和短扰码,短扰码实现复杂度较低,但是不能最大限度地实现干扰的白噪声化,且采用短扰码来区分小区对码的选择也有一定局限;如果将扰码长度增加,则可以进一步实现系统优化,但是会带来实现上的复杂度。

以扰码长度等于 16 的 TD-SCDMA 系统为例,加扰的主要步骤如下。

数据经过长度为 Q_k 的实值序列即信道化码 $c^{(k)}$ 扩频后,还要由一个小区特定的复值序列即扰码 $\mathbf{v} = v_1, v_2, \dots, v_{16}$ 进行加扰。该序列的元素取值于复数:

$$\mathbf{V}_v = \{1, j, -1, -j\} \quad (3.12)$$

其中, j 为复数单位。

复值序列 \mathbf{v} 由长度为 16 的二进制扰码序列 $\mathbf{v} = (v_1, v_2, \dots, v_{16})$ 生成,扰码 \mathbf{v} 的元素是虚实交替的,即:

$$\mathbf{v}_j = (j)^i \cdot \mathbf{v}_i \quad (3.13)$$

加扰前通过级联 Q_{\max}/Q_k 个扩频数据实现长度匹配。扩频加扰过程如图 3.15 所示。

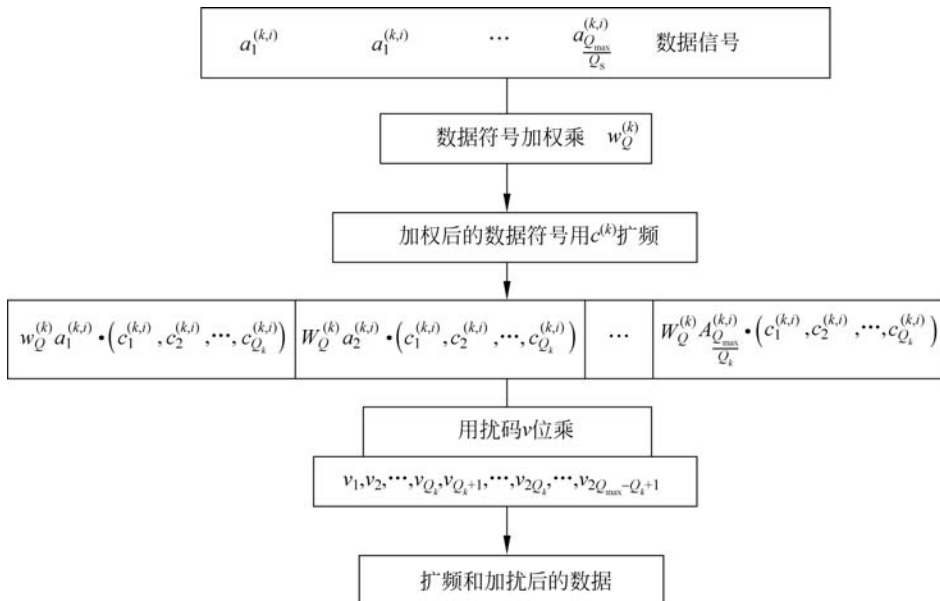


图 3.15 数据符号的扩频和加扰

3.4 多载波调制技术

近年来,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术得到人们越来越多的关注,其主要原因是 OFDM 系统存在如下的优点。

(1) 将高速数据流进行串/并转换,使得每个子载波上的数据符号持续长度相对增加,从而可以有效地减小无线信道的时间弥散所带来的 ISI,这样就减小了接收机内均衡的复杂度,有时甚至可以不采用均衡器,仅通过采用插入 CP 的方法消除 ISI 的不利影响。

(2) 传统的频分复用方法中,将频带分为若干个不相交的子频带来传输并行的数据流,在接收端用一组滤波器来分离各个子信道。这种方法的优点是简单、直接,缺点是频谱利用率低,子信道之间要留有足够的保护频带,而且多个滤波器的实现也有不少困难。而 OFDM 系统由于各个子载波之间存在正交性,允许子信道的频谱相互重叠,因此与传统的频分复用系统相比,OFDM 系统可以最大限度地利用频谱资源。图 3.16 给出了传统频分复用和 OFDM 信道分配情况的比较。

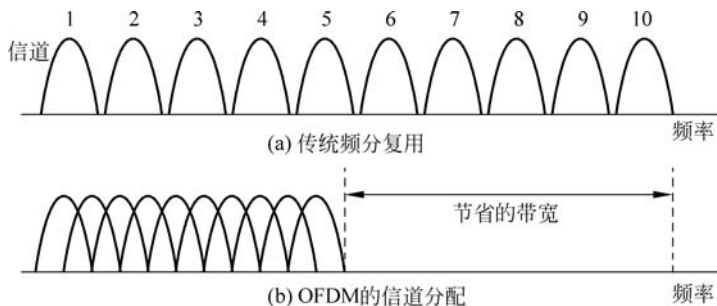


图 3.16 传统频分复用和 OFDM 信道分配情况的比较

(3) 各个子载波上信号的正交调制和解调在形式上等同于离散傅里叶反变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)和离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transformation, DFT),在实际应用中可以采用快速傅里叶反变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)算法和快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)算法来快速实现。随着大规模集成电路和数字信号处理技术的发展,FFT 运算变得更加容易,当子载波数很大时,这一优势将十分明显。

(4) 无线数据业务一般存在非对称性,即下行链路中的数据传输量要大于上行链路中的数据传输量,这就要求物理层能够支持非对称高速率数据传输,OFDM 系统就可以通过使用不同数量的子载波来实现上行和下行链路中不同的传输速率。

(5) OFDM 易于和其他多种接入方法结合使用,构成正交频分多址接入(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)系统,其中包括多载波码分多址接入(Multi-Carrier Code Division Multiple Access, MC-CDMA)、跳频 OFDM 以及 OFDM 时分多址接入(OFDM Time Division Multiple Access, OFDM-TDMA)等,使得多个用户可以同时利用 OFDM 技术进行不同的信息传输。

(6) OFDM 易于和现有的空时编码等技术相结合,实现高性能的 MIMO 通信系统。

正是由于 OFDM 具有的上述特性,使得 OFDM 技术成为当前常见的宽带无线和移动通信系统的关键技术之一。

然而,OFDM 技术在实际应用中也存在缺陷,主要体现在如下两个方面。

(1) OFDM 易受频率偏差的影响。OFDM 技术所面临的主要问题就是对于载波间正交性的严格要求。由于 OFDM 系统中的各个子载波的频谱相互覆盖,要保证它们之间不产生相互干扰的唯一方法就是保持相互间的正交性。OFDM 系统对这种正交性相当敏感,一旦发生偏移,便会破坏正交性,造成载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI),这将导致系统性能的恶化。而且,随着子载波个数的增多,每个 OFDM 符号的周期将被拉长,在频域的子载波频率间隔会减小,这将使得 OFDM 系统对正交性更敏感。然而,在 OFDM 系统的实际应用中,不可能所有条件均达到理想情况,无论是无线移动信道传输环境,还是传输系统本身的复杂性都注定了 OFDM 系统的正交性将受到多种因素的影响。

(2) OFDM 存在较高的峰值平均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR),也称峰均功率比。与单载波系统相比,由于多载波调制系统的输出是多个子信道信号的叠加,因此如果多个信号的相位一致时,所得到的叠加信号的瞬时功率就会远远大于信号的平均功率,导致出现较大的 PAPR。这样就对发射机内放大器的线性提出了很高的要求,如果放大器的动态范围不能满足信号的变化,则会给信号带来畸变,使叠加信号的频谱发生变化,从而导致各个子信道信号之间的正交性遭到破坏,产生相互干扰,使系统性能恶化。

3.4.1 OFDM 基本原理

OFDM 是一种多载波调制方式,其基本思想是把高速率的信源信息流通过串/并变换,变换成低速率的 N 路并行数据流,然后用 N 个相互正交的载波进行调制,将 N 路调制后的信号相加即得发射信号。OFDM 调制原理框图如图 3.17 所示。

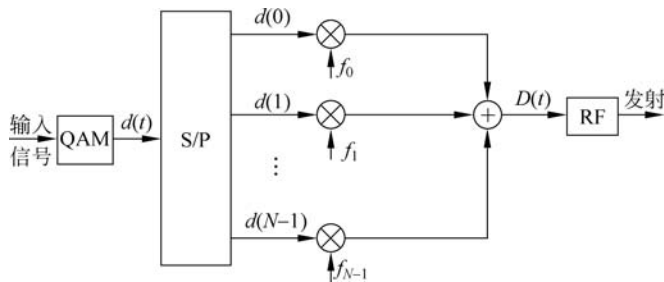


图 3.17 OFDM 调制原理框图

设基带调制信号的带宽为 B ,码元调制速率为 R ,码元周期为 t_s ,且信道的最大延迟扩展 $\Delta_m > t_s$,OFDM 的基本原理是将原信号分割为 N 个子信号,分割后码元速率为 R/N ,周期为 $T_s = Nt_s$,然后用 N 个子信号分别调制 N 个相互正交的子载波。由于子载波的频谱相互重叠,因而可以得到较高的频谱效率。当调制信号通过陆地无线信道到达接收端时,由于信道多径效应带来的码间串扰的作用,子载波之间不能保持良好的正交状态。因而,发送前就在码元间插入保护时间。如果保护间隔 δ 大于最大时延扩展 Δ_m ,则所有时延小于 δ 的多径信号将不会延伸到下一个码元期间,因而有效地消除了码间串扰。

在发射端,数据经过调制(例如 QAM 调制)形成的基带信号。然后经过串/并变换成为 N 个子信号,再去调制相互正交的 N 个子载波,最后相加形成 OFDM 发射信号。

OFDM 解调原理框图如图 3.18 所示。在接收端,输入信号分为 N 个支路,分别与 N 个子载波混频和积分,恢复出子信号,再经过并串变换和 QAM 解调就可以恢复出数据。由于子载波的正交性,混频和积分电路可以有效地分离各个子信道。

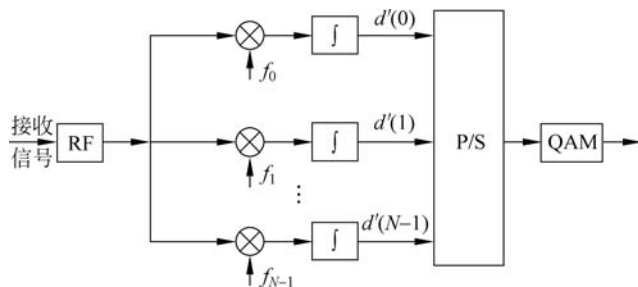


图 3.18 OFDM 解调原理框图

在图 3.18 中, f_0 为最低子载波频率, $f_n = f_0 + n\Delta f$, Δf 为载波间隔。

3.4.2 OFDM 的 IFFT 实现

OFDM 调制信号的数学表达形式为:

$$D(t) = \sum_{n=0}^{M-1} d(n) \exp(j2\pi f_n t), \quad t \in [0, T] \quad (3.14)$$

其中, $d(n)$ 是第 n 个调制码元; T 是码元周期 T_s 加保护间隔 δ ($T = \delta + T_s$)。各子载波的频率为:

$$f_n = f_0 + n/T_s \quad (3.15)$$

其中, f_0 为最低子载波频率。由于一个 OFDM 符号是将 M 个符号串/并变换之后并行传输出去,所以 OFDM 码元周期是原始数据周期的 M 倍,即 $T_s = Mt_s$,当不考虑保护间隔时,则由式(3.14)和式(3.15)可得:

$$D(t) = \left[\sum_{n=0}^{M-1} d(n) \exp\left(j \frac{2\pi}{Mt_s} nt\right) \right] e^{j2\pi f_0 t} = X(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (3.16)$$

其中, $X(t)$ 为复等效基带信号,且

$$X(T) = \sum_{n=0}^{M-1} d(n) \exp\left(j \frac{2\pi}{Mt_s} nt\right) \quad (3.17)$$

对 $X(t)$ 进行抽样,其抽样速率为 $1/t_s$,即 $t_k = kt_s$,则有:

$$X(t_k) = \sum_{n=0}^{M-1} d(n) \exp\left(j \frac{2\pi}{M} nk\right), \quad 0 \leq k \leq (M-1) \quad (3.18)$$

由式(3.18)可以看出, $X(t_k)$ 恰好是 $d(n)$ 的 IDFT,在实际中可用 IFFT 来实现。为避免多径带来的 ISI,在发送端每个 OFDM 符号前还要添加循环前缀(Cyclic Prefix, CP)。相应的接收端解调则可在去掉 CP 后用 FFT 来完成信号时域到频域的转换。

图 3.19 给出了 OFDM 的系统框图。

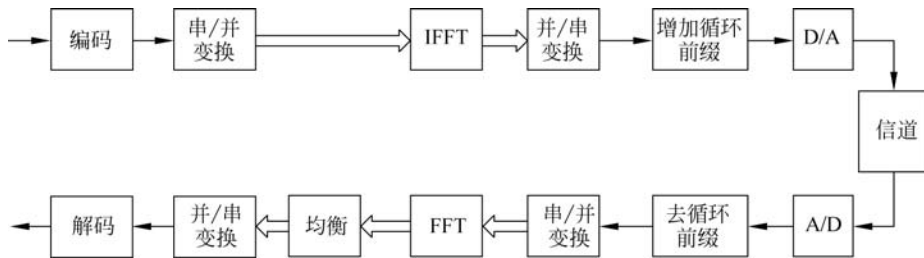


图 3.19 OFDM 系统框图

3.4.3 OFDM 信道估计

在无线通信系统中,对无线传输信道特性的认识和估计是实现各种无线通信系统传输的重要前提。为了获取实时准确的信道状态信息,准确高效的信道估计器被作为现代 OFDM 系统不可缺少的组成部分。

OFDM 信道估计方法可以分为两大类:基于导频的信道估计方法和信道盲估计方法。基于导频的信道估计方法原理是,在发送信号选定某些固定的位置插入已知的训练序列,接收端根据接收到的经过信道衰减的训练序列和发送端插入的训练序列之间的关系得到上述位置的信道响应估计,然后运用内插技术得到其他位置的信道响应估计。信道盲估计方法无需在发送信号中插入训练序列,而是利用 OFDM 信号本身的特性进行信道估计。信道盲估计方法能获得更高的传输效率,但性能往往不如基于训练序列的信道估计方法,因此 OFDM 系统更常使用的是基于导频的信道估计技术。

基于导频的信道估计方法就是在发送端发出的信号序列中某些固定位置插入一些已知的符号和序列,然后在接收端利用这些已知的导频符号和导频序列按照某种算法对信道进行估计。基于导频的信道估计 OFDM 系统框图如图 3.20 所示。

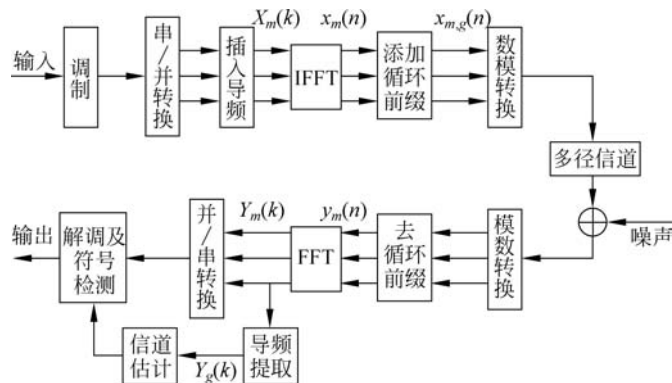


图 3.20 基于导频方法的信道估计系统组成框图

图 3.20 中,输入的二进制数据经多进制调制后进行串/并转换,在特定时间和频率的子载波上插入导频符号,进行 IFFT 运算,将频域信号转换为时域信号。假定子载波个数为 N , $X_m(k)$ 表示第 m 个 OFDM 符号第 k 子载波上发送数据,经过 IFFT,产生对应的第 m 个 OFDM 信号的输出序列为:

$$x_m(n) = \text{IFFT}(X_m(k)) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_m(k) \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3.19)$$

经 IFFT 变换后, 在每个 OFDM 符号前添加长度为 N_g 的循环前缀, 则时域发送信号可以表示为:

$$x_{m,g}(n) = \begin{cases} x_m(N+n), & n = -N_g, \dots, 0, -1 \\ x_m(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (3.20)$$

经串/并转换后, 发送到多径信道。多径信道可建模成为 FIR 滤波器, 即其信道的冲激响应可以表示为:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l(t) \delta(n - \tau_l), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3.21)$$

其中, L 表示多径数量; $a_l(t)$ 表示第 l 径信号的幅度响应; τ_l 为第 l 条路径的时延。在 t 时刻, 信道冲激响应的频率响应(Channel Frequency Response, CFR)可写成:

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (3.22)$$

其中, f 表示子载波的频率。

信道频率响应的离散形式可写成:

$$H_m(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_m(l) e^{-j2\pi kl/N} \quad (3.23)$$

则接收端接收到的信号和信道的线性卷积输出时域信号可以表示为:

$$\begin{aligned} y_{m,g}(n) &= x_{m,g}(n) h_m(n, l) + v_m(n) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h_m(n, l) x_{m,g}(n-l) + v_m(n), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (3.24)$$

其中, m 表示第 m 个时域 OFDM 符号; n 表示在时域 OFDM 符号内的具体位置; $h_m(n, l)$ 表示第 m 个 OFDM 符号传输时信道的冲激响应; $v_m(n)$ 为加性高斯白噪声。则对应于去掉 CP 后接收到信号的频域形式可以表示为:

$$Y_m(k) = \text{FFT}(y_m(n)) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_m(n) \exp(-j2\pi kn/N), \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (3.25)$$

若 CP 的长度 N_g 远大于无线多径信道最大多径时延长度, 则不存在 ISI, 令 $V_m(k) = \text{FFT}[V_m(n)]$, 有:

$$Y_m(k) = X_m(k) H_m(k) + V_m(k) \quad (3.26)$$

根据式(3.26), 可利用信道估计算法计算出导频处信道的频率响应, 进而通过插值算法获得数据符号处的信道频率响应, 最后通过解调及检测或均衡技术对数据进行校正。

发送端插入的导频方式应该根据具体信道特性和应用环境来选择。一般来说, OFDM 系统中的导频图案可以分为三类: 块状导频、梳状导频和离散分布导频结构。

在 OFDM 系统中, 块状导频分布的原理是将连续多个 OFDM 符号分成组, 将每组中的第一个 OFDM 符号发送导频数据, 其余的 OFDM 符号传输数据信息。在发送导频信号的 OFDM 符号中, 导频信号在频域是连续的, 因此能较好对抗信道频率选择性衰落。块状导频结构如图 3.21 所示, N_t 表示插入导频的时间间隔, 实心点表示导频, 空心点表示发送的数据。

梳状导频是指每隔一定的频率插入一个导频信号,要求导频间隔远小于信道的相干带宽。梳状导频信号在时域上连续,在频域上离散,所以这种导频结构对信道频率选择性敏感,但是有利于克服信道时变衰落中快衰落的影响。在图 3.22 中, N_f 表示插入导频的时间间隔。

离散分布的时频二维导频结构有很多种,其中正方形导频分布如图 3.23 所示,需要在频域和时域上都等间隔的插入导频信号。在实际的通信系统中安排导频分布时,为了保证每帧边缘的估计值也比较准确,使得整个信道估计的结果更加理想,系统要求尽量使一帧 OFDM 符号的第一或最后一个子载波上是导频符号。

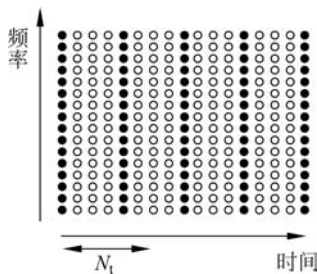


图 3.21 块状导频结构

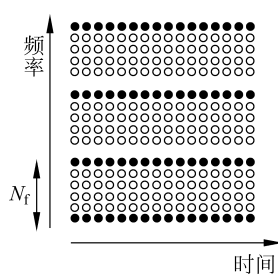


图 3.22 梳状导频结构

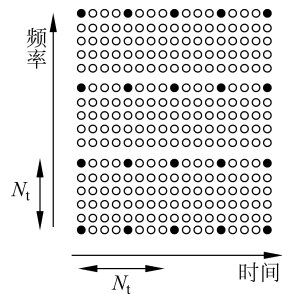


图 3.23 离散分布的导频结构

利用上述导频结构,就可以进行信道估计了。常用的信道估计方法包括频域最小二乘(Least Squares, LS)算法和最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)算法等。

3.4.4 OFDM 同步技术

在通信系统中,由于发送端和接收端彼此的晶体振荡器频率不同步以及信号受无线时变信道引起的多普勒效应影响导致了载波频率发生偏差,很小的偏差就会严重降低系统的性能,这就需要载波频率同步来弥补。除了频率偏移以外,发送端和接收端之间同样存在着采样时钟的偏移。

在单载波系统中,载波频偏只会对接收信号造成一定的衰减和相位旋转,这可以通过均衡等技术克服。OFDM 系统内存在多个正交子载波,其输出信号是多个子载波信号的叠加,由于子载波相互覆盖,这就对同步精度的要求更高,同步偏差会在 OFDM 系统中引起 ISI 及载波间干扰(ICI)。因此,在 OFDM 系统中主要有以下三个方面的同步要求。

(1) 定时同步包括帧同步和符号同步,保证正确检测到新数据的到达,并保证 IFFT 和 FFT 起止时刻一致。

(2) 载波频率同步消除接收机的本振频率与发射机本振频率和相位的偏差引起的系统性能的降低。

(3) 采样时钟同步消除接收机和发射机在进行数模/模数变换时采样频率不一致引起的偏差。

图 3.24 显示了 OFDM 系统中的同步技术及各种同步在系统中所处的位置。

1. 定时同步

定时同步主要包括帧同步和符号同步,其中帧同步用于确定数据分组的起始位置,而符号同步的目的在于正确地定出 OFDM 符号数据部分的开始位置,以进行正确的 FFT 操作。

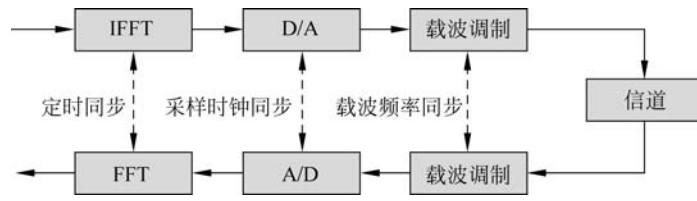


图 3.24 OFDM 同步位置

定时同步是通过在第一个训练符号中寻找前后相同两部分的 最大相关值 来实现的。

首先要进行的是帧同步,一个简单的解决方法是在传输帧的开始插入一组零数据,这个零数据组不传信号,接收机能根据此数据组检测帧的起始位置。定时同步的其他方法是采用训练数据组或者周期信号来代替零数据组或同零数据组一起使用。

在建立帧同步之后,就可以通过计算 OFDM 的保护间隔获得更加精确的同步,即符号同步。在这种情况下,保护间隔必须大于信道的最大延迟。符号同步利用 FFT 之后的导频信号数据来完成,从而提高和保持符号同步的精度。由于采样率误差和符号误差对信号的影响是相似的,因此可以采样时钟同步和符号同步联合在一起进行,其中一种方法就是将符号同步分为两步:第一步用路径时延估计方法来提高粗同步的准确性;第二步用数字锁相环(Digital Phase-Locked Loop, DLL)进行采样率的同步并保持符号同步。还有一种则是利用相邻导频信号之间的相位差的整数部分去进行细同步,利用其小数部分进行采样率同步。

OFDM 系统的符号定时和单载波系统有很大的区别,单载波系统传送的符号有一个最佳抽样点,也就是其眼图张开的最大点处;OFDM 符号由 N 个抽样点(N 为系统子载波个数)组成,也就没有所谓的最佳抽样点,符号定时就是要确定一个符号开始的时间。符号同步的结果用来判定各个 OFDM 符号中用来解调符号中的各子载波,当符号同步算法定时在 OFDM 符号的第一个样值时,OFDM 接收机的抗多径效应的性能达到最佳。理想的符号同步就是选择最佳的 FFT 窗,使子载波保持正交,且 ISI 被完全消除或者降至最小。由于在 OFDM 符号之间插入了 CP 保护间隔,因此 OFDM 符号定时同步的起始时刻可以在保护间隔内变化,而不会造成 ICI 和 ISI,如图 3.25 所示。

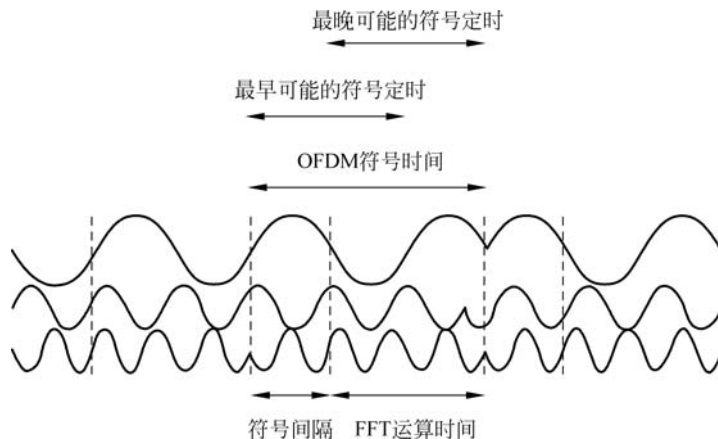


图 3.25 OFDM 符号定时同步起始时刻

在多径环境中,为了获得最佳的系统性能,需要确定最佳的符号定时。尽管符号定时的起点可以在保护间隔内任意选择,由于任何符号定时的变化都会增加 OFDM 系统对时延扩展的敏感程度,因此系统所能容忍的时延扩展就会低于其设计值。为了尽量减小这种负面的影响,需要尽量减小符号定时同步的误差。

2. 载波频率同步

OFDM 技术是同时在多个重叠子信道上传输信号的,为了正确接收,必须严格保证子载波之间的正交性,但是由于多普勒频移和收发晶振的不完全相同,往往存在一定的载波频率偏差(Carrier Frequency Offset,CFO),这将破坏子载波间的正交性,且这种频差对相位的影响还具有累加性。因此,为了保证 OFDM 性能,必须进行载波频率同步。

载波频率同步的实现包括两个过程:捕获模式和跟踪模式。在跟踪模式中,只需要处理很小的频率波动;但是当接收机处于捕获模式时,频率偏差可以较大,可能是子载波间隔的若干倍。接收机中第一阶段的任务就是要尽快地进行粗略频率估计,解决载波的捕获问题;第二阶段的任务就是能够锁定并且执行跟踪任务。把上述同步任务分为两个阶段的好处是:由于每一阶段内的算法只需要考虑其特定阶段内所要求执行的任务,因此可以在设计同步结构中引入较大的自由度。这也就意味着,在第一阶段(捕获阶段)内只需要考虑如何在较大的捕获范围内粗略估计载波频率,不需要考虑跟踪性能如何;而在第二阶段(跟踪阶段)内,只需要考虑如何获得较高的跟踪性能。

载波频偏整数部分对频域信号的影响和符号误差对时域信号的影响是类似的,估计方法也可以采用相关法,即利用 CP、导频信号和训练序列在频域中的冗余信息,在频域中进行相关运算,因此这部分同步是在 FFT 变换之后进行。利用导频信号进行载波整数频偏估计依然采用的是最大似然(Maximum Likelihood,ML)估计方法,而利用训练序列的方法能够结合训练设计采用更加灵活的同步算法,因此更具稳健性。

3. 采样时钟同步

采样时钟同步主要是指发射端的 D/A 变换器和接收端的 A/D 变换器的工作频率保持一致。采样时钟频率偏差意味着 FFT 周期的偏差,因此经过采样的子载波之间不再保持正交性,从而产生信道间干扰(ICI),造成系统性能恶化。一般地,连接各个变换器之间的偏差较小,相对于载波频移的影响来说也较小,而一帧的数据如果不太长的话,只要保证了帧同步的情况下,可以忽略采样时钟不同步时造成的漏采样或多采样,而只需要在一帧数据中补偿由于采样偏移造成的相位噪声。采样频偏产生的时变定时偏差还会引起接收端解调后的星座图旋转,相位旋转的幅度与子载波序号 k 成正比,与符号定时偏差类似,其影响可以采用信道估计的方法进行补偿。

采样时钟同步通常在帧同步、载波同步完成的基础上,利用 FFT 之后的数据获得采样率误差的估计值,再利用压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator,VCO)的输出调整接收端的采样频率,这种方法通常称为直接方法。实际应用中,实现采样时钟同步还可以采用间接的内插法,即时钟仍由固定的晶振产生,当采样误差累积到一个采样时钟时从数据样值中去除或插入一个样值。最常见的是利用导频信号,首先估计采样频偏所引起的相位旋转,然后再据此对每个采样值进行补偿。

采样率误差对信号的影响包括定时相位偏差和频率偏差两部分,相位偏差的影响和符号偏差的影响相似,因此可以将其归并到符号同步中;而频率偏差对信号的影响对不同的子

载波引入的载波频偏与子载波序号有关。因此,需要估计接收信号各子载波的频偏,并加以补偿,这样就会减小采样率失步造成的影响。

OFDM 系统的符号定时同步和载波同步还有采用插入导频符号的方法都会导致带宽和功率资源的浪费,降低系统的有效性。为了克服导频符号浪费资源的缺点,实际中通常利用保护间隔所携带的信息完成符号定时同步和载波频率同步的 ML 估计算法。

读者可以扫二维码查看 OFDM 实现与性能来进一步掌握 OFDM 的实现方法及性能分析代码。



3.5 本章小结

本章介绍了移动通信系统的调制技术,包括调制解调,扩频调制,多载波调制等技术。首先介绍了移动通信系统中常见的调制方式,然后介绍了扩频和加扰技术。在分析单载波调制与多载波调制系统组成的基础上,引出 OFDM 正交频分多载波调制技术,从数学模型出发,从理论上说明了 OFDM 的 IFFT 实现方法,此外还分析了 OFDM 系统的抗多径原理。此后,重点介绍了 OFDM 系统中的两大关键技术——信道估计技术以及同步技术,这两个关键技术对 OFDM 系统的性能至关重要。