

关于编码正交频分复用中同步的研究

黄 瑞, 邹 辰

(武汉邮电科学研究院, 湖北 武汉 430074)

摘要: 编码正交频分复用(COOFDM)是一种多载波数字通信调制技术,其基本原理是将频域中的一个宽带信道划分成多个重叠的子信道进行窄带传输。在接收端,虽然频谱相互重叠,但是只要保证各子信道上信号的正交性,就可以将各信道上的信号正确分离。文章重点研究了 COOFDM 通信系统中的同步技术。

关键词: 编码正交频分复用;采样钟同步;符号同步

中图分类号: TN76 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-8788(2007)05-0033-03

Research on synchronization in COOFDM

Huang Rui, Zou Chen

(Wuhan Research Institute of Post and Telecommunications, Wuhan 430074, China)

Abstract: Code Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COOFDM) is a multi-carrier digital communication modulation technology. Its basic principle is to divide a wideband frequency channel into multiple overlapping subchannels for narrowband transmission. Despite of the spectral overlap, the signals on the subchannels can be correctly separated at the receiver side as long as they are orthogonal. This dissertation focuses on the research on the synchronization technology in COOFDM communication systems.

Key words: COOFDM; sampling clock synchronization; symbol synchronization

1 概 述

上世纪 90 年代至今,由于高速数据传输越来越受到人们的追捧,多载波传输技术开始受到广泛关注。作为其中的代表,正交频分复用(OFDM)技术在数字音视频广播和高速无线局域网以及高比特率数字用户线等多个领域中得到了应用。在此基础上发展的 COOFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing),即编码正交频分复用技术,将信道编码技术与这种多载波技术进行了有效的结合,使得该技术除了具有多载波调制功能外,同时还拥有了强大的编码纠错能力。这样 COOFDM 的抗多径衰落能力、抗码间干扰(ISI)能力和抗多普勒频移能力等都得到了显著提高。

利用 COOFDM 技术可真正实现“有阻挡、非通视和高速移动条件下”的宽带高速传输,该技术是目前世界上最先进和最具发展潜力的调制技术。

2 COOFDM 的基本原理

OFDM 是一种多载波发射技术,OFDM 在频域内将给定信道分成许多正交子信道,在每个子信道上使用单个子载波,把数据流也分解为若干个子数据流,分解数据流速率,再利用这些子数据流分别去

调制各子载波。各子载波并行传输,减小了对单个载波的依赖。为了进一步提高系统性能,OFDM 系统往往还和信道编码结合起来使用,这样的系统就是 COOFDM(如图 1 所示)。

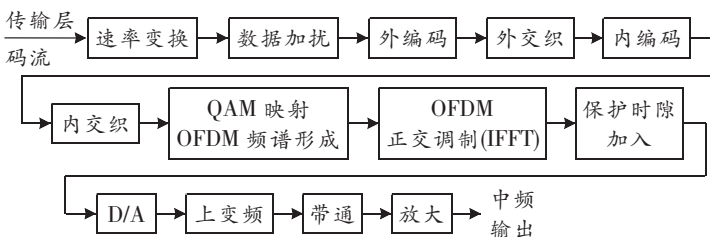


图 1 COOFDM 系统框图

图中 QAM 是正交调幅,FFT 是快速傅里叶逆变换,D/A 是数/模转换。

OFDM 的正交性是这样得到的:设每个子信道的符号宽度为 T ,则当各个子载波频谱之间的最小间隔为 $1/T$ 时,在整个符号周期内,子载波是正交的。设两个子载波的频率分别为 f_k 和 f_i ,它们相差 $1/T$ 的整数倍。则如式(1)所示,周期内积分为正交,

$$\int_0^T e^{j2\pi f_k t} (e^{j2\pi f_i t})^* dt = \begin{cases} T, & i=k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (1)$$

OFDM 在某种程度上类似于频分复用(FDM),它们都是将可用的带宽分成许多个子信道,但是

FDM 的各个子载波是完全隔开的,每个子信道为一个用户专用,频谱之间没有重叠;而 OFDM 的各个子信道载波之间有重叠,子载波频率是相互正交的,一个用户可以使用一个直至全部子信道,因此,OFDM 的信道利用率要高于 FDM(如图 2 所示)。

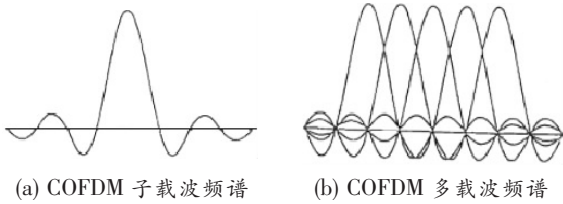


图 2 COFDM 载波频谱

在 OFDM 系统的实际应用中,可以采用更加方便快捷的快速傅里叶变换(FFT/IFFT)来实现调制和解调。 N 点 IDFT(离散傅里叶逆变换)运算需要实施 N^2 次的复数乘法,而 IFFT 可以显著地降低运算的复杂度。对于常用的基 2 IFFT 算法来说,其复数乘法的次数仅为 $(N/2)\log_2(N)$,而采用基 4 IFFT 算法来实施傅里叶变换,其复数乘法的数量仅为 $(3/8)N(\log_2 N - 2)$ 。

数字信号处理(DSP)和超大规模集成电路技术(VLSI)的发展,使得大量的快速运算和高速存储器成为可能,这也加速了 COFDM /OFDM 的实用化,而在实际的 COFDM 系统中,接收同步和编码又起着关键的作用,下面将对这两种技术中的接收同步进行详细探讨。

3 COFDM 传输系统中的同步技术

为保证信号的可靠接收,在传输信号中插入导

$$X_i(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(m) H(m) \exp \left\{ j \left[\frac{2\pi f_s}{N f_r} (n + iN) m + \frac{\epsilon}{f_r} (n + iN) + \phi - \frac{2\pi}{N} mn \right] \right\} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N-1} X(m) H(m) \exp \left\{ j \left[\frac{2\pi f_s}{N f_r} (n + iN) m + \frac{\epsilon}{f_r} (n + iN) + \phi - \frac{2\pi}{N} mn \right] \right\}, \quad (4)$$

式中的第 2 项是交调干扰项,由于 COFDM 信号可看成是许多独立同分布信号的总和,根据中心极限定理,它的分布随着 N 的增大趋于高斯分布,所以,第 2 项相当于 COFDM 信号的一阶矩,基本可以忽略。

取第 $i + l$ 帧和第 i 帧的第 k_1, k_2 点的相位差

$$\Delta\lambda = \Delta\lambda(k_2) - \Delta\lambda(k_1) = \frac{2\pi}{f_s} l(k_2 - k_1)(f_s - f_r), \quad (5)$$

假定 $k_2 > k_1$,根据 $\Delta\lambda$ 来调节压控振荡器 VCO,具体的调节方法如下:

频和参考信号,从而为接收系统提供足够的信息以实现自动同步。

3.1 COFDM 中采样钟同步的实现

在 COFDM 传输系统中,采样钟同步的实现是通过在发端 IFFT 的帧结构中插入导频,收端利用两帧中的两个导频来抵消频偏,提取出发两端的采样钟的差值,以此来调整收端的采样钟,从而实现收发两端的采样钟同步。

设两个导频信号所占的频率点分别为 k_1 和 k_2 ,发送端调制以后的数字信号为

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp \left(j \frac{2\pi}{N} kn \right), \quad (2)$$

$s(n)$ 通过信道到达接收端,由于信道的频偏和多径影响,进入模/数(A/D)转换以前的信号为

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) H(k) \cdot \exp \left[j \frac{2\pi}{N} k f_s t + \epsilon t + \phi(t) \right], \quad (3)$$

式中, ϵ 为频偏; $\phi(t)$ 为随机相位; f_s 是发端的采样频率。这里随机相位 $\phi(t)$ 是个慢变参数,在几帧的短时间差内可以假定为常数。通过 A/D 抽样后的信号为

$$r(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) H(k) \cdot \exp \left[j \frac{2\pi f_s}{N f_r} kn + \frac{\epsilon n}{f_r} + \phi \right],$$

式中, f_r 为接收端的采样频率。

对 $r(n)$ 的第 i 帧数据进行 FFT 得到:

若 $\Delta\lambda > 0$,表明 $f_s > f_r$,需要提高接收端的采样频率;若 $\Delta\lambda = 0$,表明 $f_s = f_r$,则保持接收端的采样频率;若 $\Delta\lambda < 0$,表明 $f_s < f_r$,则需要降低接收端的采样频率。

在这种调节方式下,收发两端的采样频率趋于同步。在实际的应用中,为了减小系统的存储量,通常取 $l = 1$ 。

3.2 符号同步和载波同步

如果信号在接收端延迟了 d 个采样数据(见图 3),则收到的第 i 帧信号中有 d 个值为非本帧数据。若不考虑这 d 个值的变化,则收帧 $Y(n)$ 可以看作是

发帧 $X(n)$ 的循环移位,而实际上这 d 个值的变化在 FFT 之后被平均到了 N 个系数上,因而其影响只是给 $Y(k)$ 的各个数值添加了噪声。此外,信号经过信道产生的码间串扰在 DFT 解调后被平均到 N 个系数上,使每个子信道所受的影响很小。在同步算法中,我们对噪声和码间串扰的影响忽略不计,近似认为 $Y(n)$ 是 $X(n)$ 的循环移位。

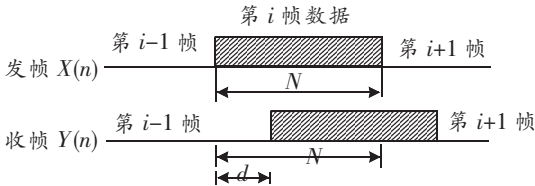


图 3 接收端延迟了 d 个采样数据

设 IFFT 前的数据为 $X(k)$, FFT 解调后输出 $Y(k) (k=0,1,\dots,N-1)$, 第 k 个通道的衰减因子为 $A_k e^{j\varphi_k}$ 。由于同步算法采用随机梯度的算法,设 $X(1)、X(2)、X(N-2)$ 和 $X(N-1)$ 4 个邻近通道为同步中要用到的同步参考信号,所以当 N 很大时,可以认为其衰减因子近似相等,记为 $A_k e^{j\varphi}$ 。假设第 i 帧数据接收时延迟了 d 个复数点,且载波相位偏移了 θ 角度,那么根据 DFT 的移位特性,在经过 FFT 解调后,有

$$Y(1) \cdot Y^*(2) \cong A^2 \cdot |X(1)|^2 \cdot e^{j\frac{2\pi d}{N}}. \quad (6)$$

由于 $\frac{2\pi d}{N}$ 的值很小,因此有

$$\frac{2\pi d}{N} \cong \sin\left(\frac{2\pi d}{N}\right) = I_m[Y(1) \cdot Y^*(2)] / |X(1)|^2. \quad (7)$$

由式(6)和(7)得

$$d_{i+1} = d_i - \beta_F \cdot \text{Sig}\{I_m[Y_i(1) \cdot Y_i^*(2)]\}. \quad (8)$$

若 $I_m[Y(1) \cdot Y^*(2)]$ 为正,表明第 i 帧数据延迟了 d 个样值,因而将第 $i+l$ 帧数据指针向后调整,反之则向前调整。每次调整的步长 β_F 是可变的,初值可取大些,以后逐步减小,降为 1 时保持恒定,即保证达到稳定时的每帧数据距同步位置的偏差不会太大。

当 $I_m[Y(1) \cdot Y^*(2)]$ 与 $I_m[Y(N-2) \cdot Y^*(N-1)]$ 同时为负或同时为正时进行调整,否则不作调整。再计算

$$Y(1) \cdot Y(N-1) = Y(2)Y(N-2) \cong A^2 \cdot |X(1)|^2 \cdot e^{j2\theta}, \quad (9)$$

得到

$$\theta_{i+1} = \theta_i - \beta_c \cdot \text{Sig}\{I_m[Y_i(1) \cdot Y_i(N-1)]\}. \quad (10)$$

步长 β_c 的大小在调整时逐步递减,最后按精度要求保持恒定,例如取 $\beta_c = 0.5^\circ$,估计出载波偏移 θ 的值后进行载波偏移校正,即将下一组变换结果乘以旋转因子 $e^{-j\theta_{i+1}}$ 便可实现载波同步的调整。

4 COFDM 系统同步设计方案

图 4 所示为 OFDM 接收系统同步部分的原理结构框图。在接收端,从天线接收下来的数据经高频头变成中频模拟信号,中频放大后经 A/D 变换为数字信号,A/D 转换后的数据,一路用作自动增益控制(AGC)检测,控制中放的输出,另一路完成从中频信号到基带信号的转换,基带信号在时间同步

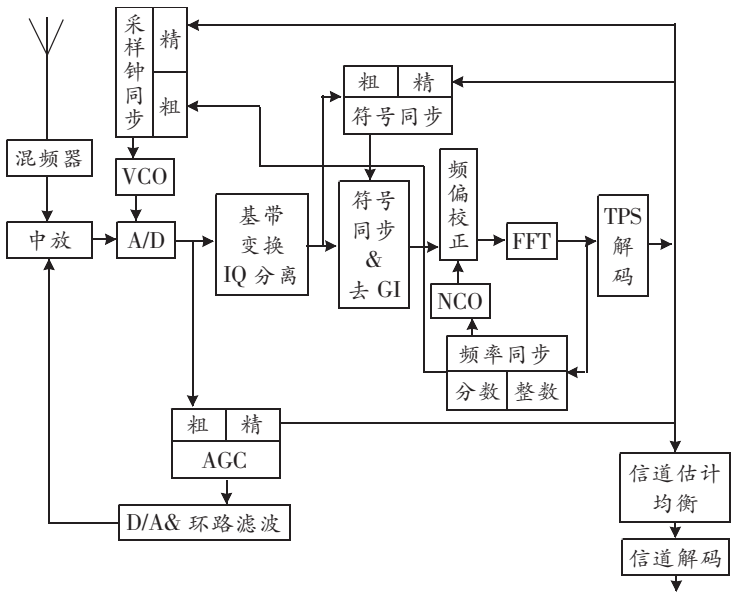


图 4 COFDM 接收系统同步的原理结构框图

和载波同步的控制下进行时间和载波的恢复。FFT 后产生所需的数据信号。首先利用时域插入的保护间隔冗余信息进行符号粗同步及分数频偏联合估计。用估计出的同步起始位置粗略确定 FFT 数据变换窗位置。数据经 FFT 解调后,由频域插入的连续导频 (continual pilot) 完成整数频偏的估计。TPS 解码后,获得 OFDM 帧号,利用分散导频 (scattered pilot) 进行符号精同步及采样钟联合同步。符号精同步估计 FFT 窗起始位置与实际同步头位置的偏差,或是多径信道传输时,多条路径功率重心位置的偏差,这个偏差值将反馈到前端与符号粗同步共同完成 FFT 窗的精确定位。