

OFDM 系统中频数字接收机的工程实现

刘晓明, 虢正兵, 贺 璟, 刘 沙

(重庆大学 通信工程学院, 重庆 400030)

摘 要:对带通采样理论进行了简单介绍,并对带通欠采样数字正交解调进行了详细的数学推理,并介绍了一种数字中频接收机的工程实现办法。该数字接收机具有较大的动态范围,较高的 I, Q 输出精度,采用带通欠采样进行中频采样,数字滤波法进行数字正交相干解调。介绍了传统模拟中频接收机的不足和数字中频接收机的优点,根据本课题的技术指标要求进行了中频数字接收机的设计,包括中频放大电路和数字控制 VGA、数字中频 A/D 采样和数字相干解调。结果表明,两路信号幅度的误差 $< 0.4\%$, 相位的正交误差 $< 0.4\%$, 满足了设计指标要求,技术指标明显优于传统的模拟接收机。

关键词:带通欠采样;数字正交相干解调;中频数字接收机

中图分类号:TN85

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2010)09-0181-03

Project Realization of Digital Intermediate Frequency Receiver of OFDM System

LIU Xiao-ming, GUO Zheng-bing, HE Jing, LIU Sha

(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400030, China)

Abstract: The bandpass undersampling theory and the detailed mathematical reasoning of bandpass undersampling digital quadrature coherent demodulation were introduced, and a digital IF receiver of OFDM system was presented. The digital receiver is with larger dynamic range, higher I, Q output precision, using bandpass undersampling method for IF sampling, digital filtering method for digital quadrature coherent demodulation. The shortage of traditional analog receiver and the advantages of digital receiver were described. In accordance with the technical specification of the subject requirements, a digital IF receiver was designed, including IF amplifying circuit, digitally controlled VGA, digital IF A/D sampling and digital coherent demodulation. The results show that the error of amplitude is $< 0.4\%$ and the error of phase quadrature is $< 0.4\%$, it meets technical requirements and is better than traditional analog receiver.

Key words: bandpass undersampling; digital quadrature coherent demodulation; IF digital receiver

0 引 言

在 OFDM 系统中,通常要将下变频得到的中频 OFDM 信号进行中频载波解调,得到复基带信号,然后进行同步解调,得到发送比特信息。所以,系统性能的好坏取决于是否能准确地得到正交两路的幅度和相位信息。模拟中频接收机中频载波解调的方法为:中频信号与模拟中频载波直接相乘,经过低通滤波器滤除高频分量,得到中频载波解调后的复基带信号。由于模拟中频载波正交两路的幅度一致性和相位正交性很难保证^[1],从而恶化模拟中频接收机的性能。另外,现在中频载波的频率逐渐升高,模拟中频接收机的缺点也越来越不能容忍。因此,基于中频直接采样的数

字化正交相干解调得到了越来越多的研究与应用^[2~5]。它能极大程度地克服模拟中频接收机的缺点,提高正交两路幅度的一致性和相位的正交性。

1 带通采样理论

对模拟信号进行数字化,以便使用现代数字化处理技术是数字化接收机的前提。奈奎斯特采样定理给出了信号频率在 $(0, f_H)$ 内的带限信号 $x(t)$ 的采样准则。采样频率 f_s 取决于带限信号 $x(t)$ 的最高频率 f_H ,当采样频率 $f_s \geq 2f_H$ 时,得到的离散信号 $x(nT)$ 可以无失真重构 $x(t)$ 。

对于信号频率位于 (f_L, f_H) 内的带通信号,可以采用带通采样定理^[6,7]。

带通采样定理:对中心频率为 f_0 、带宽为 B 的带通信号,上、下截止频率分别是 $f_H = f_0 + B/2$ 与 $f_L = f_0 - B/2$ 时,其无失真重构原始信号的充要条件为采

收稿日期:2010-01-18;修回日期:2010-04-06

基金项目:国家发改委 CNGI 示范工程项目(CNGI-04-4-2D)

作者简介:刘晓明(1963-),男,重庆人,博士后,教授,研究方向为扩频通信、宽带无线通信。

样频率 f_s 满足下式:

$$2f_H/K \leq f_s \leq 2f_L/(K-1) \quad (1)$$

其中 K 为满足下式的正整数: $1 \leq K \leq f_H/B, f_H - f_L \leq f_L$ 。

由(1)式可以得出,对于带通信号而言,为了能够重构原始信号,其采样频率的取值范围被划分为若干个区间,区间的范围由 K 值的大小确定, K 值越小,区间的范围也就越大,即对输入信号频率和采样频率偏差的要求越小,而且离散信号频谱的重复间隔随之增大,对抗混叠滤波器的设计要求就越低。且考虑到采样频率与基带信号速率有关,以及实际使用的 AD 的具体特性,所以 K 值的选择是一个需要综合考虑的问题^[8]。

根据带通采样定理,对于带通信号,其可以无失真重构的采样频率远低于 2 倍信号最高频率(采样频率小于奈奎斯特率),可以大幅度降低采样频率,便于中频数字接收机的实现。实际上,若把低通信号看成带通信号,其频谱分布下界为零,那么低通采样定理只是带通采样定理的一种特殊形式^[9]。

2 带通欠采样数字化正交解调原理

带通欠采样数字化正交解调原理为:对高中频模拟信号 $f(t)$ 用 A/D 变换器进行直接采样,得到欠采样的数字化低中频信号 $f(n)$,然后与数字 NCO 产生的复指数信号进行数字相乘,再通过数字低通滤波器滤除混频得到的倍频分量,得到所需的复基带信号。文中对该过程在时域和频域分别进行研究。

对 OFDM 中频信号进行数学描述,其表达式为:

$$f(t) = \text{Re}((I(t) + jQ(t))e^{j2\pi f_0 t + \varphi_0}) \quad (2)$$

经过带通欠采样后为:

$$\begin{aligned} f(nT_s) &= \text{Re}((I(nT_s) + jQ(nT_s))e^{j2\pi f_0 nT_s + \varphi_0}) \\ &= \text{Re}((I(nT_s) + jQ(nT_s))e^{j2\pi(f_1 + f_s)nT_s + \varphi_0}) \\ &= \text{Re}((I(nT_s) + jQ(nT_s))e^{j2\pi f_1 nT_s + \varphi_0}) \end{aligned} \quad (3)$$

然后经过数字混频后为:

$$\begin{aligned} x(nT_s) &= f(nT_s) \cdot e^{-j2\pi(f_1 + \Delta f_1)nT_s} \\ &= \text{Re}((I(nT_s) + jQ(nT_s))e^{j2\pi f_1 nT_s + \varphi_0}) \cdot e^{-j2\pi(f_1 + \Delta f_1)nT_s} \end{aligned} \quad (4)$$

经过 FIR 低通滤波器滤出高频分量后为:

$$y(nT_s) = \frac{1}{2}(I(t) + Q(t))e^{j2\pi \Delta f_1 nT_s + \varphi_0} \quad (5)$$

其中: f_0 为高中频频率;

φ_0 为中频载波的初相位;

T_s 为采样时间间隔;

f_s 为采样频率,有 $f_s \cdot T_s = 1$;

f_1 为低中频频率,有 $f_1 + f_s = f_0$;

Δf_1 为收发两端晶振不完全一致产生的频偏。

从频域看,各个操作步骤后的频谱如图 1~图 4 所示。

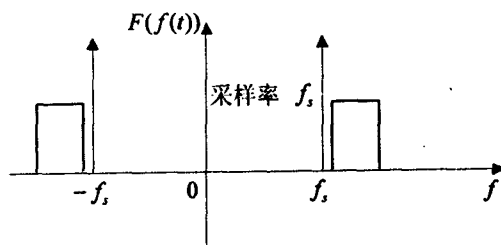


图 1 对 $f(t)$ 进行中频欠采样

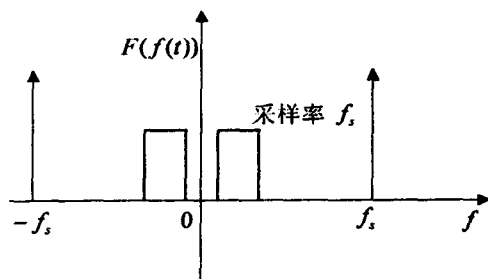


图 2 对 $f(t)$ 进行中频欠采样的结果

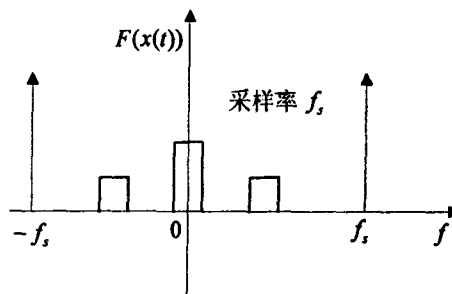


图 3 数字混频后的结果

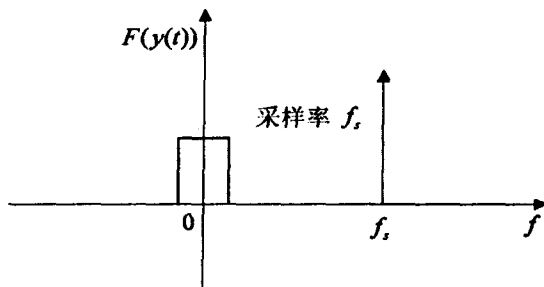


图 4 经过 FIR 低通滤波后的结果

由以上分析可知:采用带通欠采样数字化正交解调方法,能够恢复复基带信号的幅度和相位特性。

3 工程实现

3.1 中频数字接收机技术指标

- (1) 中频信号频率范围: (160 ± 2) MHz;
- (2) 基带信号带宽: 20 MHz;
- (3) 中频输入信号功率: -50 dBm ~ -10 dBm;
- (4) 中频输出信号功率: -5 dBm ~ 5 dBm;

- (5)ADC 的分辨率:14bit;
- (6)输出数字正交两路信号的幅度误差小于 1%,相位正交误差小于 1%。

3.2 OFDM 系统中频数字接收机的结构

OFDM 系统中频数字接收机的结构框图如图 5 所示。OFDM 系统中频数字接收机由中频放大单片、带通滤波器、自动增益控制放大器、高速采样转换器 A/D 和 FPGA(Altera Cyclone III 3C120)组成。

考虑到信号带宽和中频信号所处的频带范围,以及提供一个足够的增益和放大器的非线性失真特性,这里选取 AD 公司的 ADL553 作为放大单片。其可以提供 20dB 的固定增益,输入/输出内部匹配为 50Ω,在 70MHz 和 190MHz 的输出三阶节点分别为 41dBm 和 39dBm,且在 190MHz 的输出 1dB 压缩点功率电平为 20.6dB,从而在频带 150~170MHz 内其放大器非线性失真小。

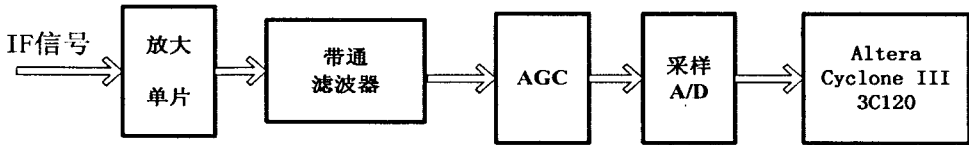


图 5 OFDM 系统中频数字接收机的结构

带通滤波器选用 SAW,其带宽为 20MHz(150~170MHz),带内插损为 20dB,带外 40dB 插入损耗为带宽 20.64 MHz。因信号变化范围为 -50dBm~-10dBm,共 40dB,因此 VGA 的动态范围大于 40dB,这里选取 AD 公司的 AD8369 作为数字控制 VGA,其可以提供 45dB 的动态范围。

因为要实现高中频的直接采样,以为 14 位的分辨率,这里选用 AD 公司的 AD9254 作为采样 A/D。因为基带速率为 49.152MHz,结合带通采样的理论,可以取 $f_s=147.456\text{MHz}$ 作为带通欠采样的采样频率。

考虑到系统使用资源情况以及 AD 的采样速率,这里采用 Altera 公司的 Cyclone III 3C120 进行高速数字信号的数字化处理。FPGA 部分主要是完成数字下变频设计。数字下变频由数字混频器、数字控制振荡器(NCO)和抽取滤波处理部分组成。NCO 产生的正交本振信号输入到数字混频器与输入信号进行混频,经混频后的信号输出到抽取滤波器以滤除倍频分量和带外噪声,并进行抽取处理。NCO 的目的是产生频率可变的正交正、余弦样本。在 FPGA 中,NCO 采用直接数字频率合成(DDS)的方法来实现^[10]。在本系统中,数字混频的频率为 $f_s-f_0=-12.544\text{MHz}$,低通 FIR 的窗类型选择为汉明窗,系数为 37,采样频率为 147.456MHz,截止频率为 12.544MHz。经过 FIR 低通滤波后,进行 3 倍抽取就得到经过数字下变频后的

基带信号。

4 数字正交相干解调部分电路测试

经过对数字化正交相干解调部分电路测试,结果表明,两路信号幅度的误差<0.4%,相位的正交误差<0.4%,其远高于模拟中频接收机的指标。表 1 显示了在不同输入信号功率下的测试结果。

表 1 两路幅度的误差和相位的正交误差

输入信号功率/dBm	两路幅度误差	两路相位正交误差
-40	0.33	0.34
-30	0.36	0.36
-20	0.37	0.38

5 结束语

文中分别在时域和频域对带通欠采样数字正交解调进行了详细的理论分析,并给出了 OFDM 系统中频数字接收机的设计过程。其正交两路的幅度一致性和相位一致性,均远高于模拟中频接收机,更加适合实际通信系统使用的需要。随着现代 FPGA 和集成电路技术的飞速发展,中频数字接收机必将得到更加广泛的应用。

参考文献:

[1] 赵玲峰,黄冰,马玲.一种中频数字化正交解调算法分析[J].信息技术,2007(5):137-140.

[2] 马岸英,李玉田.中频数字化接收机[J].探测与控制学报,2005,27(4):12-15.

[3] 晓鹤,殷勤业,铁敏豪,等.一种实用的中频数字接收机设计[J].电子技术应用,2004,30(6):57-60.

[4] 肖乾友,黄晓革,骆志敏.一种数字中频接收机的设计与实现[J].电讯技术,2006,46(4):123-127.

[5] Ho K C. A digital quadrature demodulation system[J]. IEEE T-AES,1996,32(4):1218-1226.

[6] Mitola. The software radio architecture[J]. IEEE Communications Magazine,1995,33(5):26-28.

[7] Kohlenberg A. Exact interpolation of band-limited functions[J]. J. of Appl. Phys.,1953,24(12):1432-1436.

[8] 丁玉美,高西全.数字信号处理[M].西安:西安电子科技大学出版社,2001.

[9] Proakis J G. Digital Communications[M]. 4th ed. USA:McGraw-Hill,2001.

[10] 陈士川.数控振荡器 NCO 的一种优化设计[J].通信对抗,2005,9(4):53-54.