

一种低采样率的UWB信号接收技术*

邵士海** 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】针对目前UWB信号接收机对高采样率A/D器件的依赖给出了一种低采样率的UWB信号接收机结构。简要分析了该接收机的接收原理,以及加性白高斯信道中的接收性能,并以4路并行滤波为例,对该接收机的接收性能进行了计算机仿真。计算机仿真的误比特率结果表明,仿真结果与分析结果相近。

关键词 UWB信号; 带宽; 采样率; A/D转换; DFT变换; 正交

中图分类号 TN911 文献标识码 A

UWB Receiver Technology of a Low Sampling Rate

Shao Shihai Tang Youxi

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract Due to the dependence of UWB signal receiver on A/D apparatus of high sampling rate at present, a structure of a low sampling rate receiver for UWB signals is proposed. The principle and the performance of the receiver in AWGN channel have also been analyzed. In the end we take four parallel filters as example and get the approximate results between the computer simulation and the theory analysis.

Key words UWB; bandwidth; sampling rate; A/D; DFT; orthogonalization

近年来,随着多媒体数据通信业务的不断增长,人们对无线通信网络的传输速率、安全保密、终端的灵活移动等性能提出了更高的要求^[1]。而UWB(Ultra-Wideband)技术由于其传输速率高,发射信号功率极小,功率谱密度很低,收发信机易于数字化,尤其适合隐蔽环境中的高速无线通信,得到了广泛的关注。

UWB通信系统的特征是发射时域宽度为纳秒(ns)级的超短时脉冲,在频域表现为信号的相对带宽(百分比带宽)大于20%,或者整体信号带宽大于500 MHz^[1, 2]。而在接收端接收带宽如此宽的信号对硬件的要求太严格了,从目前的硬件水平来看,几乎无法满足要求。例如,若UWB信号的带宽为7 GHz以上,则在接收端对接收到的信号进行A/D转换时,根据Nyquist采样定理,要求A/D的采样率至少为14 Gsps,而现有的A/D器件无法达到该水平^[3-5]。文献[3]提出了采用并行滤波器接收宽带OFDM信号的可能,但算法不完备;文献[4]提出了采用并行滤波器接收UWB扩频信号的方法;文献[5]提出了采用并行滤波器接收UWB信号,用混合滤波器组(HFB: Hybrid Filter Banks)解调UWB信号的方法,其重点是如何设计数字合成滤波器以解调出原始的接收信号,并且给出了相应的性能分析和仿真结果。本文将提出一种低采样率的UWB接收技术,利用现有的器件实现对UWB信号的有效接收,重点分析利用并行滤波器接收UWB信号的可行性。同时给出相应的数学推导,在AWGN信道下,对该接收机的性能进行分析,并给出计算机仿真结果。

1 系统模型

本文所提出的一种低采样率的UWB信号接收机的系统组成如图1所示,从天线接收到的UWB信号 $r(t)$

2003年8月29日收稿

* 国家自然科学基金资助项目,编号:60272083;国家863计划资助项目,编号:2003AA123250

** 男 23岁 硕士生 主要从事移动通信、抗干扰技术方面的研究

首先与一组正交的子载波相乘, 其中与第*i*路子载波相乘后的信号为

$$u_i(t) = r(t)e^{-j2\pi f_i t} \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (1)$$

式中的*N*为子载波的个数。

接收机中要求各子载波是正交的, 即:

$$f_0 = 0 \quad (2)$$

$$f_i = if_1 \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (3)$$

信号随后通过一组并行的低通滤波器进行并行滤波, 经过第*i*个滤波器滤波后的信号为 $v_i(t)$, 设滤波器的单位冲激响应为 $h_i(t)$, 则

$$v_i(t) = u_i(t) * h_i(t) \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (4)$$

式中 * 表示卷积, 滤波器 $h_0(t) \sim h_{N-1}(t)$ 是完全一样的低通滤波器。为了突出本文的思想, 设滤波器 $h_0(t) \sim h_{N-1}(t)$ 为理想低通滤波器, 滤波器在频域的低通范围为 $[-f_1, f_1]$ 。

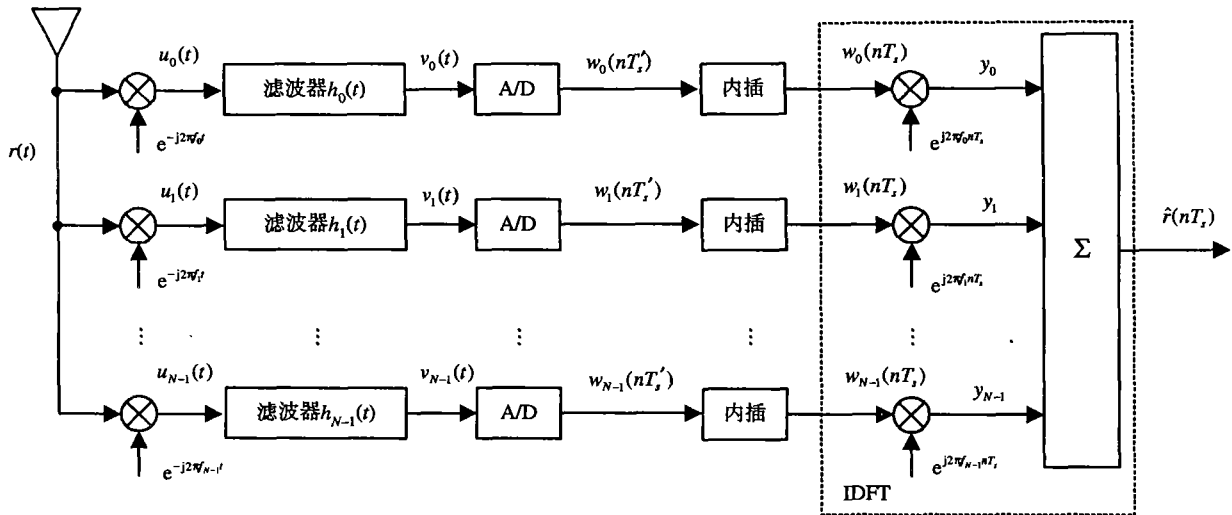


图1 一种低采样率UWB信号接收机系统组成

$v_i(t)$ 在复采样器A/D的作用下进行采样, 采样周期为 T_s' 。假设采样过程为理想采样过程, 即 $v_i(t)$ 与单位冲激串 $\delta_{T_s'}(t)$ 相乘, 由于采样频率相对很低, 采样后要对得到的离散信号进行内插, 这样才能满足后续处理的需要, 即

$$w_i(nT_s') = v_i(t)\delta_{T_s'}(t) \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (5)$$

$w_i(nT_s')$ 经内插后得信号 $w_i(nT_s)$, 其中, T_s 为内插后离散时间间隔。 $f_1 T_s = 1/M$, 其中, M 为正整数, $M \geq N$ 。为了简化分析, 设内插滤波器为理想内插滤波器, 则

$$y_i = w_i(nT_s)e^{j2\pi f_i nT_s} = v_i(t)\delta_{T_s'}(t)e^{j2\pi f_i nT_s} \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad 0 \leq n \leq M-1 \quad (6)$$

最后对 y_i 进行累加, 得到

$$\hat{r}(nT_s) = \sum_{i=0}^{N-1} y_i = \sum_{i=0}^{N-1} v_i(t)\delta_{T_s'}(t)e^{j2\pi f_i nT_s} \quad 0 \leq n \leq M-1 \quad (7)$$

将式(1)、(4)代入式(7), 得到

$$\hat{r}(nT_s) = \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \left[r(t)e^{-j2\pi f_i t} \right] * h(t) \right\} \delta_{T_s'}(t)e^{j2\pi f_i nT_s} \quad 0 \leq n \leq M-1 \quad (8)$$

2 性能分析

为了更清晰地描述出式(8)的物理意义, 我们采用变换域的分析方法, 即通过对信号做傅里叶变换, 对其在频域上进行分析^[6]。

设信号 $r(t)$ 的傅里叶变换为 $R(\omega)$, 根据傅里叶变换的性质可知, $r(t)e^{-j2\pi f_i t}$ 在频域上就是对 $R(\omega)$ 进行

搬移, 搬移的结果为

$$F\{r(t)e^{-j2\pi f_i t}\} = R(\omega + \omega_i) \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (9)$$

式中 $F\{f(t)\}$ 为 $f(t)$ 的傅里叶变换, $\omega_i = 2\pi f_i$ 。

搬移后的信号与低通滤波器的单位冲激响应做卷积运算, 在频域上就是两者相乘, 即

$$F\{[r(t)e^{-j2\pi f_i t}] * h(t)\} = R(\omega + \omega_i)H(\omega) \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (10)$$

式中 $H(\omega)$ 为 $h(t)$ 的傅里叶变换。

根据式(8), 信号与 $\delta_{T_s}(t)$ 相乘, 在频域上就是两者做卷积运算, 得

$$F\{[r(t)e^{-j2\pi f_i t}] * h(t)\} \delta_{T_s}(t) = \frac{1}{2\pi} \{[R(\omega + \omega_i)H(\omega)] * \delta_{T_s}(\omega)\} \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (11)$$

式中的 $\delta_{T_s}(\omega)$ 是单位冲激串 $\delta_{T_s}(t)$ 的傅里叶变换, 即

$$\delta_{T_s}(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \quad (12)$$

式中

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} = 2\pi f_s$$

将式(12)代入式(11), 整理后得到

$$F\{[r(t)e^{-j2\pi f_i t}] * h(t)\} \delta_{T_s}(t) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} R(\omega + \omega_i - k\omega_s)H(\omega - k\omega_s) \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (13)$$

根据式(8), 接下来是信号与 $e^{j2\pi f_i nT_s}$ 相乘, 也就是在频域上对式(13)再次搬移, 得

$$F\{[r(t)e^{-j2\pi f_i t}] * h(t)\} \delta_{T_s}(t) e^{j2\pi f_i nT_s} = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} R(\omega - k\omega_s)H(\omega - k\omega_s - \omega_i) \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (14)$$

根据式(8), 最后是对式(14)进行累加

$$\hat{R}(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} R(\omega - k\omega_s)H(\omega - k\omega_s - \omega_i) \quad (15)$$

式中的 $\hat{R}(\omega)$ 代表 $\hat{r}(nT_s)$ 的傅里叶变换。

只要上式满足Nyquist采样定理, 即 $\omega_s \geq N\omega_1$, 那么就不会产生频率混叠现象。对于每一路上的采样

率 T'_s , 只要满足低通采样定理, 即 $\omega'_s = \frac{2\pi}{T'_s} \geq \omega_1$ 即可。

对于图1中的接收机, 需滤除 $k=0$ 以外的信号, 因此式(15)可简化为

$$\hat{R}(\omega) = \frac{1}{T_s} R(\omega) \sum_{i=0}^{N-1} H(\omega - \omega_i) \quad (16)$$

由于所用的滤波器都是理想低通滤波器, 由式(3)可知: 只要在设计时, $\sum_{i=0}^{N-1} H(\omega - \omega_i)$ 能够覆盖整个接收信号 $r(t)$ 的频谱, 式(16)就可以简化为

$$\hat{R}(\omega) = \frac{1}{T_s} R(\omega) \quad (17)$$

因此, 恢复了接收到的信息。

由图1可知, 由于采样器是对低通滤波后的信号采样, 随着 N 的增加, 滤波器的通带带宽 f_1 减小, 因此采样率可以做得较低。

3 数据与仿真结果

在计算机仿真中, 在发射端发射的是二阶高斯脉冲, 其表达式为^[7]

$$s(t) = (1 - 4\pi \frac{t^2}{\tau^2}) e^{-2\pi \frac{t^2}{\tau^2}} \quad (18)$$

其中 τ 为脉冲宽度。发射出的信号通过AWGN信道被接收机接收。

仿真中其他参数设置为: 脉冲宽度 τ 为1 ns, 子载波数 $N=4$, 滤波器为8阶的Bessel模拟低通滤波器, 通带宽度均为500 MHz, f_1 为500 MHz, A/D的采样率均为1 Gsps。

假设在发射端采用双极性的PAM(脉冲幅度调制)调制方式, 在接收端得到 $\hat{r}(nT_s)$ 后, 要对其进行抽样判决, 判决门限为0, 双极性的PAM调制的误码率为^[8]:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (19)$$

根据计算机仿真的结果, 图2对仿真误码率和理论误码率作了比较, 可以看出仿真结果基本上与理论值一致, 说明这种低采样率的UWB信号接收机是可行的。

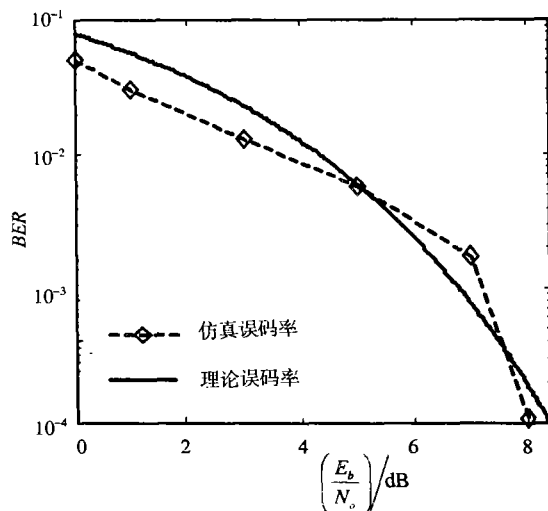


图2 仿真误码率与理论误码率的比较

4 结束语

低采样率接收机的成功实现, 意味着可以用较低成本的普通硬件设备(比如A/D、时钟定时等)接收UWB信号, 为UWB通信系统的实用性提供了一种可行的方法。

参 考 文 献

- [1] Aiello G, Rogerson G. Ultra-wideband wireless systems[J]. IEEE microwave magazine, 2003, 4(2): 36-47
- [2] Yang Yongzhao. Principles of Ultra Wideband Communication[Z]. NOKIA, 2002
- [3] Cheol W L. A Low Voltage Parallel Path Wideband RF Receiver [R]. Berkeley: UC Berkeley, 2001
- [4] Namgoong W. A Channelized DSSS ultra-wideband receiver [C]. 2001 IEEE Proc. Radio and Wireless Conf., Boston, Massachusetts, USA, 2001. 105-108
- [5] Namgoong W. A Channelized digital ultra-wideband receiver [J]. IEEE Transactions On Wireless Communications, 2003, 2(3): 502-510
- [6] Mitra S K. Digital signal processing- a computer-based approach (2nd Edition)[M]. Columbus, OH: McGraw-Hill, 2001
- [7] Win M Z, Scholtz R A. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications [J]. IEEE Transactions On Communications, 2000, 4(48): 679-691
- [8] Proakis J G. Digital communications(4th Edition)[M]. Columbus, OH: McGraw-Hill, 2001