

一种简易的宽带 PLL 的 Chirp_UWB 通信的相干解调方法*

樊孝明, 林基明

(桂林电子科技大学 信息与通信学院, 广西 桂林 541004)

摘要: 提出了采用宽带调制跟踪环+积分处理的检测方式对 Chirp 信号进行解调,并用 Matlab 进行了性能仿真。仿真结果表明,该方法与匹配滤波器的解调方式性能相当,且该方法实现的电路具有成本低、灵活性强、应用价值高以及易于集成等优点。

关键词: 超宽带;线性调频信号;宽带 PLL;相干解调

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2012)16-0052-03

A simple coherent demodulation method based on wideband PLL for Chirp_UWB communications

Fan Xiaoming, Lin Jiming

(School of Information & Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: A demodulation method of Chirp signal using wideband phase locked loop plus integration detect is proposed. Moreover, its performance is simulated by using Matlab. The results show that the performance of the method is considerable compared with the matched filter demodulation. Furthermore, the method is low cost, highly flexible, widely application value and easy to integrate.

Key words: UWB; Chirp signal; wideband PLL; coherent demodulation

超宽带 UWB(Ultra-Wideband)技术是目前无线通信领域中比较先进的技术之一,由于其具有大容量、低发射功率和低成本等诸多优点,在通信、雷达和无线定位等领域具有广阔的应用前景。有 4 种方式实现超宽带技术:(1)基于脉冲无线电(IR)的 UWB^[1];(2)基于直接序列码分多址(DS-CDMA)的 UWB^[2-3];(3)基于多载波正交频分复用(MB-OFDM)的 UWB^[4];(4)基于 Chirp 扩频(CSS)的 UWB^[5]。与其他三种形式的 UWB 相比,Chirp_UWB 利用 Chirp 扩频技术来实现频谱的扩展,并且 Chirp_UWB 信号对频偏不敏感和不存在峰均功率比(PAPR),同时 Chirp_UWB 同样具有抗干扰能力强、同步实现简易、发射功率低、传输速率高、传输距离远、多径分辨率高和测量精度高等优点。2006 年 IEEE802.15.4a 工作组最终选择了 CSS 技术作为物理层的标准^[6-7]。通过增加 Chirp 信号的带宽和减小时间宽度 T,Chirp 信号同样可

以应用于高速的超宽带通信系统。

作为大的时间带宽积信号,它广泛地应用在通信、雷达、声纳和地震勘探等系统。在这些系统中,Chirp 信号的解调与检测、参数估计和信号恢复是一个重要的研究课题。到目前为止,对于 Chirp 信号的最佳解调与检测方法有:基于脉冲压缩匹配滤波检测法^[8]和基于分数阶 Fourier 变换(FRFT)的参数检测法^[9-10]。前者的实现需要定制专用器件(如声表面波 SAW),其应用时的灵活与通用性较差;而后者由于其运算量过大,需要寻找满足目前硬件要求的快速算法导致在实际的系统中难于实现。

针对这些现状,本文提出了采用宽带调制跟踪环与积分处理的检测方式进行 Chirp 信号的解调。

1 Chirp 信号的特性与 BOK 调制方式

Chirp 信号可表示为:

* 基金项目:广西区自然科学基金(桂科自 0991018Z)

网络与通信 Network and Communication

$$s_i(t) = \text{rect}\left[\frac{t}{T}\right] \cos\left[\omega_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2\right] \quad (1)$$

式中矩形调制函数为:

$$\text{rect}\left[\frac{t}{T}\right] = \begin{cases} a & \left|\frac{t}{T}\right| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \left|\frac{t}{T}\right| > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (2)$$

式中, ω_0 为中心频率, T 为矩形调制脉冲的时宽, a 为矩形调制脉冲的幅度, μ 为调频斜率, $\mu = 2\pi B/T$, B 为调频带宽。 $\mu > 0$ 称为正向线性调频脉冲(Up-Chirp), 其瞬时频率不断增大; $\mu < 0$ 为反向线性调频脉冲(Down-Chirp), 其瞬时频率不断减小, 如图 1 所示。利用数据信息中的“1”和“0”码元控制 Chirp 信号的调制斜率来实现 Chirp-BOK 调制, 进行数据传输, 其中 $\mu > 0$ 的 Chirp 波形表示传输数据信息比特“1”, $\mu < 0$ 的 Chirp 波形表示传输数据信息比特“0”。

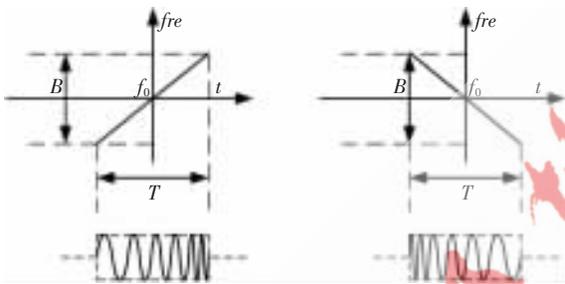


图 1 Chirp 信号及其瞬时频率

当 Chirp 信号通过匹配滤波器后, 其输出信号可以表示为:

$$s_0(t) = a^2 \sqrt{TB} \frac{\sin\left[\pi Bt\left(1 - \frac{|t|}{T}\right)\right]}{\pi Bt} \cos\omega_0 t \quad (3)$$

从式(3)可以看出, 经过匹配滤波器输出的波形其包络为辛格函数 $\sin(x)/x$, 具有尖锐的时域特性, 输出压缩脉冲的包络幅度增加 $\sqrt{D} = \sqrt{BT}$ 倍, 即输出信号的峰值功率增加为输入信号的 D 倍。相对于发送的 Chirp 信号在时域上被压缩了 BT 倍, 相当于符号宽度减小, 多径叠加的效应被减弱, 符号间干扰相应地减小。 BT 积称为压缩增益比或处理增益。其匹配滤波器输出信号的包络如图 2 所示。

使用匹配滤波解调方式, 只要在码元结束时刻检测

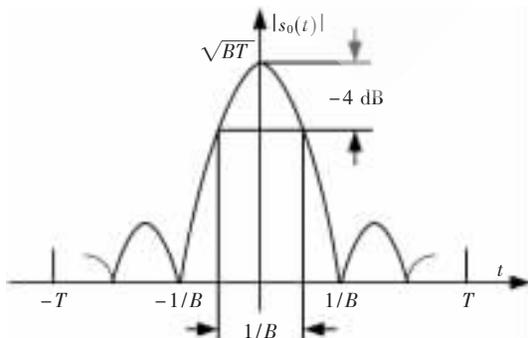


图 2 匹配滤波的输出信号包络

匹配器输出信号的峰值, 进行抽样判决恢复出数据信号, 然而使用本文提出的宽带调制跟踪环与积分处理的解调方式同样能够获得信号的峰值, 设计合理的环路参数, 能够获得匹配滤波解调的效果, 并且文中提出的方法非常简单, 容易实现。

2 Chirp 信号的解调原理

本文提出的用于 Chirp_UWB 通信系统的 Chirp 调制信号解调方法的功能框图如图 3 所示, 其中包括一个宽带调制跟踪锁相环 PLL、积分器和定时抽样判决电路。

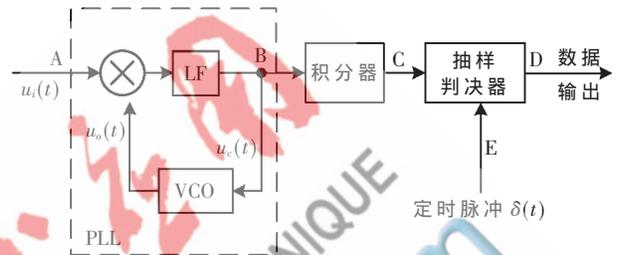


图 3 Chirp_UWB 信号的调制跟踪环路的解调法

使用宽带跟踪环+积分处理的解调方式是 Chirp_UWB 通信系统的一种结构简单、成本低及易于实现的解调方案。宽带调制跟踪环由鉴相器 PD、环路滤波器 LF 和压控振荡器 VCO 组成。宽带调制跟踪环利用锁相环的宽带跟踪特性, 对输入信号进行调制跟踪。在环路的跟踪过程中, 环路中的压控振荡器的输出相位或频率随环路输入信号的相位或频率而变化, 当输入信号的频率线性增加时, VCO 控制信号为正向线性增长的锯齿信号, 当输入信号的频率不变时, VCO 控制信号为直流信号, 当输入信号的频率线性降低时, VCO 控制信号为负向线性增长的锯齿信号。这样可以利用锁相环的宽带跟踪特性对输入信号的频率变化进行跟踪, 从而对输入的已调信号的调制信息进行识别。下面首先予以详细分析宽带跟踪环的工作原理^[1]。

输入信号为 Chirp_UWB 信号, 其表达式为:

$$u_i(t) = U_i \cos[\omega_0 t + \theta_1(t)] \quad (4)$$

其中 $\omega_0 t$ 为参考相位, ω_0 为载波频率的中心频率, $\theta_1(t)$ 受调制信号的控制:

$$\theta_1(t) = K_i \int_0^t m(\tau) d\tau + \theta_0 \quad (5)$$

$m(t)$ 为受调制数据 $d(t)$ 控制的线性变化的锯齿波信号, $d(t) \in (0, 1)$ 或 $d(t) \in (+1, -1)$, 取决于系统采样的调制方式是 Chirp_OOK 或 Chirp_BOK。

输入信号的瞬时频率为:

$$\omega_i(t) = \frac{d}{dt}(\omega_0 t + \theta_1(t)) = \omega_0 + K_i \times m(t) \quad (6)$$

K_i 为发送信号的调制灵敏度, 由此可以看出输入信号的瞬时频率以 ω_0 为中心, 随锯齿波信号 $m(t)$ 作线性变化, 调制灵敏度 K_i 和锯齿波信号的幅度峰值决定输入的 Chirp_UWB 信号的扫频范围。

网络与通信

Network and Communication

根据式(1)可知:

$$\theta_1(t) = \frac{1}{2} \mu t^2 \quad \left| \frac{t}{T} \right| \leq \frac{1}{2} \quad (7)$$

$$\text{当 } m(t) = \frac{\mu}{2\pi K_t} \times t \quad \left| \frac{t}{T} \right| \leq \frac{1}{2} \quad (8)$$

时,式(1)与式(5)是等效的,都可以用来表示受调制的 Chirp 信号。

环路中, VCO 的输出信号 $u_o(t)$ 表示为:

$$u_o(t) = U_o \sin[\omega_0 t + \theta_2(t)] \quad (9)$$

其中 $\theta_2(t)$ 是输出信号 $u_o(t)$ 以 $\omega_0 t$ 为参考的相位。

由于环路工作在宽带调制跟踪状态,因此环路的压控振荡器 VCO 的输出电压信号将跟踪输入信号 $u_i(t)$ 的相位调制。在环路工作在调制跟踪状态时,鉴相器输出的相位误差信号 $\theta_e(t) = \theta_2(t) - \theta_1(t)$ 很小,环路滤波器采用有源比例积分低通滤波器时,环路的增益比较大,可以认为相位误差 $\theta_e(t)$ 近似为 0,此时:

$$\theta_2(t) \approx \theta_1(t) = K_t \int_0^t m(\tau) d\tau \quad (10)$$

又根据环路中 VCO 的控制特性:

$$\theta_2(t) = \frac{K_0}{p} \times u_c(t) \quad (11)$$

其中 K_0 为本地 VCO 的压控灵敏度,可得到环路的控制电压:

$$u_c(t) = \frac{K_t}{K_0} \times m(t) \quad (12)$$

由式(12)可以看出 VCO 的控制电压信号与调制的锯齿信号 $m(t)$ 呈线性关系变化。设计合理的环路参数使得环路调制跟踪状态,通过检测 VCO 控制信号,进行数据恢复。实际上利用宽带调制跟踪环对 Chirp 信号进行解调的过程是对线性调频信号进行去斜率的过程。

为了提高系统的处理能力,对跟踪环路中 VCO 压控端的控制信号进行积分处理,积分器对信号在码元间隔时间内进行积分运算,能够有效地抑制信道中的噪声和环路中的高频干扰噪声,在码元结束时刻获得信号的能量峰值,提高系统检测的性能,有利于后续的抽样判决电路工作。抽样判决电路在定时同步脉冲 $\delta(t)$ 的作用下对积分后峰值信号进行抽样判决,大于门限值判为数据“1”,小于数据门限值判为数据“0”,这样就完成了数据解调输出。对于 Chirp_OOK 调制时,其判决门限为积分器输出的一半,而对 Chirp_BOK,其判决门限为零。由此可以看出,系统采用 Chirp_BOK 调制时,系统的误码性能优于 Chirp_OOK 调制 3 dB,且门限设置简单方便。

3 系统仿真与性能分析

仿真中信息 bit 速率为 2 Mb/s 时,发射端的调制方式为 Chirp_bok 方式,中心频率为 640 MHz,扫频带宽为 130 MHz,相对带宽大于 20%,符合 FCC 对 UWB 信号定义。“1”码调制正斜率的 Chirp 信号,“0”码调制负斜率的 Chirp 信号。系统中使用一个 Chirp 信号传输一个数据

信息比特时,获得的处理增益约为 18 dB。

图 4~图 6 给出了高斯信道中不同信噪比情形下使用本文提出的解调方式得到的各点输出波形。由图中可以看出,环路中 VCO 的控制电压为正负斜率的锯齿信号,但是上面叠加了信道和环路中的噪声,经过积分处理之后,信号的能量在码元结束时刻获得聚集,噪声得到了抑制,有利于抽样判决。

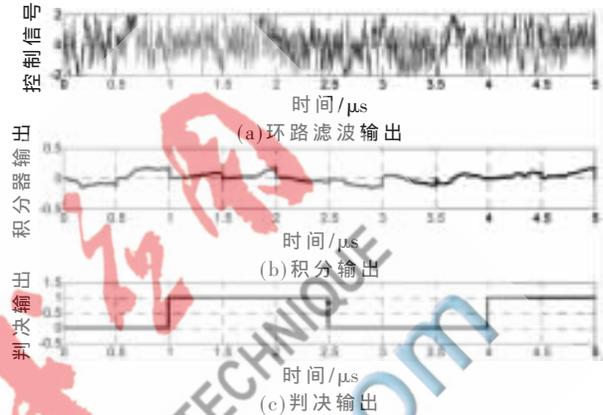


图 4 信噪比 SNR=-10 dB 时的解调输出的各点波形

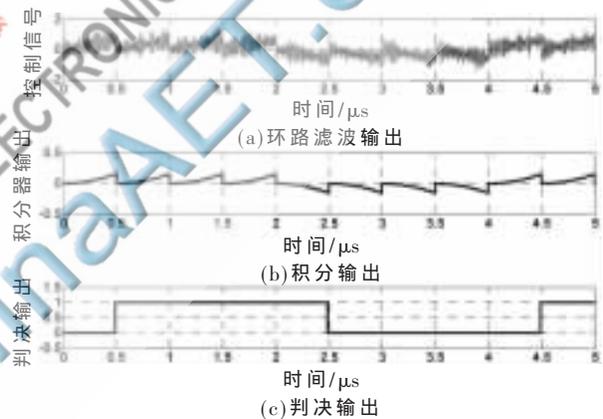


图 5 信噪比 SNR=0 dB 时的解调输出的各点波形

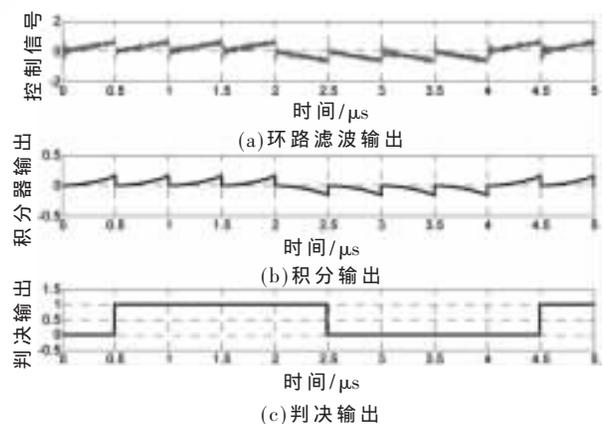


图 6 信噪比 SNR=10 dB 时的解调输出的各点波形

仿真结果表明,本文提出的使用宽带 PLL 与积分处理的解调方式,不但能够获得匹配滤波的解调效果,

而且实现简单、成本低、容易集成,且灵活性好,只要更改相应的参数,就能够适用不同频段的Chirp_UWB通信系统。

参考文献

- [1] WIN M Z, SCHOLTZ R A, Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications[J]. IEEE Trans. Communication, 2000(48): 679-691.
- [2] SNOW C, LAMPE L, SCHOBER R. Performance analysis of multiband OFDM for UWB communication[C]. IEEE International Conference on Communications, Seoul, 2005: 2573-2578.
- [3] MISHRA C, GARCIA A V, BAHMANI F, et al. Frequency planning and synthesizer architectures for multiband OFDM UWB radios[J]. IEEE Trans. Microw. 2005(53): 3744-3756.
- [4] RUNKLE P, MCCORKLE J, MILLER T, et al. DS-CDMA: the modulation technology of choice for UWB communications[C]. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003: 364-368.
- [5] PINKNEY J, BEHIN R, SESAY A, et al. High-speed DQPSK chirp spread spectrum system for indoor wireless applications[J]. Electronics Letters, 1998(34): 1910-1911.
- [6] Nanotron Technology. Chirp-based Wireless Networks white paper[S]. 2005.
- [7] LAMPE R, HACH R, MENZER L. Chirp Spread Spectrum (CSS) PHY Presentation for 802.15.4a[C]. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks, 2004.
- [8] BROCATO R, HELLER E. UWB communication using SAW Correlators[C]. Radio and Wireless Conference, 2004: 267-270.
- [9] AKAY O, BOUDREAU-S-BARTELS G F. Fractional convolution and correlation via operator methods and an application to detection of linear FM signals[J]. IEEE Trans. SP, 2001, 49(5): 979-993.
- [10] 陶然, 齐林, 王越. 分数阶 Fourier 变换的原理与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [11] 张厥盛, 郑继禹, 万心平. 锁相技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004.

(收稿日期: 2012-05-31)

作者简介:

樊孝明, 男, 1971年生, 讲师, 硕士, 主要研究方向: 无线通信与个人通信。

林基明, 男, 1970年生, 教授, 主要研究方向: 扩频通信, 超宽带通信, 表面波声学。