

超宽带信号的一种带通采样与重建方法

杨 峰, 胡剑浩, 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家重点实验室, 四川 成都 610054)

摘要: 针对超宽带无线通信中需要设计采样速率高达数十 GHz 高速模/数转换器的问题, 提出了一种带通采样和总体最小二乘重建算法。该算法所要求的采样速率与信号新息率相当, 远远低于传统香农采样理论所要求的奈奎斯特率。分析和仿真结果证明, 所提出的采样和重建算法, 能够准确地恢复原始超宽带信号, 并具有良好的抗噪声性能。

关键词: 超宽带信号; 带通采样; 重建; 新息率; 总体最小二乘

中图分类号: TN 92 **文献标志码:** A

Bandpass sampling and reconstruction method for UWB signals

YANG Feng, HU Jian-hao, LI Shao-qian

(National Key Laboratory of Communications, Univ. of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: The most difficult job in ultra-wideband (UWB) wireless communications is to design the high speed ADC in which the sampling rate is as high as tens of GHz. A bandpass sampling and total least square reconstruction method is proposed. The required sampling rate of the proposed method is close to the signal innovation rate, which is much lower than the Nyquist rate in conventional Shannon sampling theorem. Analysis and simulation results show that the proposed method can accurately reconstruct the original UWB pulses with much lower sampling rate in the presence of noises.

Keywords: (ultra-wideband) UWB signal; bandpass sampling; reconstruction; innovation rate; total least square

0 引言

超宽带 (ultra-wideband, UWB) 无线通信技术通过发送亚纳秒级的脉冲信号进行数据传输, 具有信号传输率高, 测距定位精确, 发送接收机设计简单和低功耗等优点, 因而在短距离无线通信、无线传感器网络及定位等应用中具有广泛的用途。现有的 UWB 脉冲检测方法主要是模拟域的脉冲波形相关检测, 其检测误差较大; 将 UWB 信号数字化采样后, 在数字域中进行检测和估计, 能够获得优良的检测性能。但是按照香农采样定理, 对最高频率达到 10 GHz 的 UWB 脉冲信号进行采样, 需要设计采样率至少为 20 GHz 的模/数转换器 (analog-to-digital converter, ADC), 必须采用交织全并行 ADC 结构, 而这种结构设计的 ADC 是无法大规模低功耗设计实现的。

文献[1-2]分别提出了 UWB 信号的时域和频域并行采样方法, 利用多个 ADC 进行采样, 每个 ADC 的采样频率显著降低, 但时域并行采样需要精确的时钟控制, 易受到采

样时钟抖动的影响; 频域并行采样需要设计一组高性能的带通滤波器、本地振荡器和混频器, 电路实现上的难度非常大。文献[3]提出了非带限周期信号的一种采样方法, 定义了信号新息率的概念, 对非带限信号按照信号新息率进行采样和重建。该算法在没有噪声的情况下可以准确地重建原始非带限信号, 但其在噪声影响下会出现病态方程组, 无法正确恢复原始信号, 算法抗噪声性能较差。文献[4-6]提出了噪声环境下非带限周期信号的一种采样和重建算法, 通过提高系统采样率, 以及采用子空间重建算法, 提高了重建算法的抗噪声性能。但是其所提出的采样和重建算法仅限用于非带限周期信号, 对于非周期信号, 需要设计复杂的高斯滤波器或者满足 Strang-Fix 条件的滤波器。相对于具有简单成熟设计理论和实践的模拟带通滤波器而言, 文献[4-6]中所提出的采样和子空间重建算法非常复杂。

本文提出了 UWB 脉冲信号的一种带通采样和重建方法。UWB 脉冲信号通过带通滤波器后, 按照信号新息率进行采样, 将采样得到的离散时间信号变换到频域后, 采用迫

收稿日期: 2008-12-19; 修回日期: 2009-07-14。

基金项目: 国家重点基础研究发展计划 (973 计划) (2007CB310604) 资助课题

作者简介: 杨峰 (1978-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为超宽带无线通信、采样理论及其应用。E-mail: fengyang@uestc.edu.cn

平而言,这是非常难于实现的。本文提出了有限新息率 UWB 信号的一种带通采样和重建方法,在没有噪声影响的情况下,可以按照 UWB 信号新息率 ρ 进行采样,然后使用零化滤波算法重建 UWB 信号;当 UWB 信号受到噪声影响时,通过提高采样频率,实际采样率为 UWB 信号新息率 ρ 的数倍,然后使用 TLS 算法求解出脉冲信号的幅度和时延,完成 UWB 信号的重建。本文算法所要求的采样率与 UWB 脉冲信号本身的带宽没有关系,仅与其新息率相关,由于 UWB 信号的新息率远远小于其带宽,因而本文算法的采样率低于传统香农采样定理所要求的奈奎斯特率。分析和仿真结果证明,本文所提出的采样与重建算法,能够准确地恢复出原始 UWB 信号,且算法具有良好的抗噪声性能。

参考文献:

- [1] O'Donnell I D, Brodersen R W. An ultra-wideband transceiver architecture for low power, low rate, wireless systems[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2005, 54(5):1623-1631.
- [2] Won Namgoong. A channelized digital ultrawideband receiver [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2003, 2(3): 502-510.
- [3] Vetterli M, Marziliano P, Blu T. Sampling signals with finite rate of innovation [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 20(6):1417-1428.
- [4] Maravic I, Vetterli M. Sampling and reconstruction of signals with finite rate of innovation in the presence of noise[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2005, 53(8):2788-2805.
- [5] Dragotti P L, Vetterli M, Blu T. Sampling moments and reconstructing signals of finite rate of innovation: Shannon meets strang-fix[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2007, 55(5):1741-1757.
- [6] Jovanovic I, Beferull-Lozano B. Oversampled A/D conversion and error-rate dependence of nonbandlimited signals with finite rate of innovation [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(6):2140-2154.
- [7] Win M Z, Scholtz R A. Impulse radio: how it works[J]. *IEEE Communication Letters*, 1998, 2(2): 36-38.
- [8] Win M Z, Scholtz R A. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications[J]. *IEEE Trans. on Communication*, 2000, 48(4):679-691.
- [9] Stoica P, Moses R. *Spectral analysis of signals*[M]. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2005.
- [10] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京:清华大学出版社,1994:68-74.

(上接第 685 页)

约为 0.344 dB^[6],低于该 GCPA 码示例的收敛门限,从图 4 中也可看出,与该 GCPA 码示例相比,IRA 码的 BER 仿真曲线出现“瀑布区”所需的信噪比更小。当 BER=10⁻⁴ 时,该 GCPA 码示例与 PA 码、CPA 码相比大约有 0.3 dB 的增益,与 Gallager LDPC 码相比大约有 0.5 dB 的增益。

5 结束语

本文提出了一种新的串行级联编码——GCPA 码,并利用 EXIT 图对 GCPA 码的外码进行了设计,有效设计出具有逼近香农限性能的编码结构。所给出的 GCPA 码示例具有线性编译码复杂度,其编译码复杂度略高于 CPA 码,但具有更低的收敛门限,其收敛门限距离香农限仅 0.32 dB。设计具有更低收敛门限以及更低译码复杂度的 GCPA 码将是后续研究的重点。

参考文献:

- [1] Berrou C, Glavieux A, Thitimajshima P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes[C]// *Proc. of the IEEE International Conference Communication*, Geneva, Switzerland, 1993: 1064-1070.
- [2] Gracie K, Hamon M H. Turbo and Turbo-like codes: principles and applications in telecommunications[J]. *Proc. of the IEEE*, 2007, 95(6):1228-1254.
- [3] Gallager R G. *Low density parity check codes*[M]. Cambridge, MA: MIT Press, 1963.
- [4] Mackay D J C, Neal R M. Near Shannon limit performance of low density parity check codes[J]. *IEE Electronics Letters*, 1996, 32(18):1645-1646.
- [5] 林竞力, 敬龙江, 朱维乐, 等. 一种增加纵向校验的 LDPC 码方法及其性能研究[J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(1):167-170. (Lin Jingli, Jing Longjiang, Zhu Weile, et al. Enhanced LDPC codes based on vertical parity-check block[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2008, 30(1):167-170.)
- [6] Jin H, Khandekar A, McEliece R. Irregular repeat-accumulate codes[C]// *Proc. of 2nd International Symposium Turbo Codes and Related Topics*, Brest, France, 2000:1-8.
- [7] Zhang Y, William E R. Structured IRA codes: performance analysis and construction[J]. *IEEE Trans. on Communication*, 2007, 55(5):837-844.
- [8] Li J, Narayanan K, Georghiades C. Product accumulate codes: a class of codes with near-capacity performance and low decoding complexity[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2004, 50(1):31-46.
- [9] Chen Y, Aulin T M. Crossover product accumulate codes[J]. *IET Electronics Letters*, 2008, 44(20):1211-1212.
- [10] Bahl L R, Cocke J, Jelinek F, et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1974, 20(2):284-287.
- [11] Kschischang F R, Frey B J. Iterative decoding of compound codes by probability propagation in graphical models[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, 1998, 16(2): 219-230.
- [12] Brink S T. Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes [J]. *IEEE Trans. on Communication*, 2001, 49(10):1727-1737.
- [13] 吴伟陵. 通向信道编码定理的 Turbo 码及其性能分析[J]. 电子学报, 1998, 26(7):35-40.

零均衡算法获得冲激串信号的傅里叶变换,然后使用零化滤波算法可以准确地恢复出 UWB 脉冲信号的幅度和时延。当 UWB 信号受到噪声影响时,零化滤波算法性能恶化,通过提高采样率和采用总体最小二乘(total least square, TLS)算法,可以准确地恢复出原始 UWB 信号。分析和仿真结果证明,本文提出的 UWB 信号带通采样和重建算法,所要求的采样率与信号新息率相当,远远低于香农采样定理所要求的奈奎斯特率,且重建算法具有良好的抗噪声性能。

1 信号模型

UWB 通信系统通过发送一串亚纳秒级的脉冲信号来传输数据,其最常用的调制方式包括开关键控,脉冲幅度调制(pulse-amplitude modulation, PAM),脉冲位置调制(pulse-position modulation, PPM)和脉冲波形调制(pulse-wave modulation, PWM)等等。设在 UWB 信号的一个传输帧内,共有 p 个脉冲,使用脉冲宽度为 T_p ,脉冲重复周期为 T_f 的高斯单脉冲信号传输数据,则 UWB 信号的数学表达式为

$$s(t) = \sum_{i=1}^p A_i \beta_{\lfloor i/p \rfloor} g(t - iT_f - c_i T_c - \delta \alpha_{\lfloor i/p \rfloor}) \quad (1)$$

式中, i 为 UWB 信号一帧中的第 i 个脉冲; p 为 UWB 信号一帧中脉冲的个数; A_i 为直接序列扩频伪随机序列; $\beta_{\lfloor i/p \rfloor}$ 为 PAM 调制脉冲幅度; c_i 为跳时扩频随机码; T_c 为跳时扩频时移; $\delta \alpha_{\lfloor i/p \rfloor}$ 为 PPM 调制脉冲时移; $g(t)$ 为高斯单脉冲信号波形。

可以将 UWB 信号表达式(1)写为高斯单脉冲与冲激串信号的卷积,即

$$s(t) = g(t) * x(t) \quad (2)$$

式中,冲激串信号 $x(t)$ 的表达式为

$$x(t) = \sum_{i=1}^p d_i \delta(t - t_i) \quad (3)$$

式中, $d_i = A_i \beta_{\lfloor i/p \rfloor}$; $t_i = iT_f + c_i T_c + \delta \alpha_{\lfloor i/p \rfloor}$ 。 $g(t)$ 为已知的确定性信号,因此只要求解出冲激串信号的幅度 d_i 和时延 t_i ,就可以准确地重建 UWB 信号。

假设一个信号 $\Psi(\tau)$ 的表达式为

$$\Psi(\tau) = \sum_{n \in \mathcal{Z}} \sum_{r=0}^R c_{nr} \varphi_r \left(\frac{\tau - \tau_n}{T} \right) \quad (4)$$

式中, $\{\varphi_r(\tau)\}$ 为已知确定性信号, $r=0, 1, \dots, R$ 。那么信号 $\Psi(\tau)$ 的自由参数只包括系数 c_{nr} 和时延 τ_n ,引入函数 $C_\Psi(\tau_a, \tau_b)$ 用于统计 $[\tau_a, \tau_b]$ 中信号自由参数的个数,则信号新息率定义为

$$\rho_T(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} C_\Psi \left(\tau - \frac{T}{2}, \tau + \frac{T}{2} \right) \quad (5)$$

有限新息率信号是指信号表达式满足式(4),并且通过式(5)计算得到的信号新息率为一个有限值。

从式(1)可以看出,UWB 信号满足有限新息率的定义,其中高斯单脉冲信号 $g(t)$ 对应于式(4)中的确定性信号 $\varphi_r(\tau)$,UWB 信号幅度 d_i 对应于系数 c_{nr} ,时延 t_i 对应于 τ_n 。在 UWB 信号的一个帧内,共有 p 个高斯单脉冲,该 UWB

信号的周期为 $T = p \times T_f$,包含 $2p$ 个自由参数, $\{d_i\}$ 和 $\{t_i\}$, $i=1, 2, \dots, p$,则 UWB 信号 $s(t)$ 的新息率为

$$\rho = \frac{2p}{T} \quad (6)$$

本文将探讨如何按照新息率进行采样并准确地恢复原始 UWB 信号的方法。

2 系统结构

按照传统的香农采样定理,对一个最高频率为 f_m 的信号 $x_a(t)$ 进行采样,需要设计采样频率最小为 $2f_m$ 的 ADC。UWB 脉冲信号的最高频率达到 10 GHz,因此需要设计采样频率至少为 20 GHz 的 ADC,就目前的半导体集成电路工艺水平而言,设计这样高采样速率且低功耗的 ADC 是非常困难的。

本文所提出的采样与重建系统结构如图 1 所示。UWB 信号 $s(t)$ 通过一个带宽大于等于其新息率的带通滤波器 $h(t)$,以信号新息率 ρ 进行采样,将采样得到的离散时间信号 $y[n]$ 变换到频域后,采用简单的迫零均衡算法获得冲激串信号 $x(t)$ 的傅里叶变换 $X[k]$,最后使用零化滤波和 TLS 算法求解冲激串信号的幅度 d_i 和时延 t_i ,再根据式(2)可以准确地重建 UWB 信号。

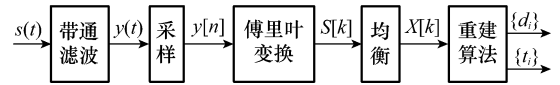


图 1 系统结构

图 1 中带通滤波器中心频率为 f_c ,UWB 脉冲信号的频谱在 f_c 处具有最大信噪比;该带通滤波器的带宽 B 大于等于 UWB 信号新息率 ρ ,即 $B \geq \rho$; $s(t)$ 经过带通滤波并以新息率 ρ 采样后,得到离散时间信号 $y[n]$ 为

$$y[n] = \langle s(t), h(t - nT_s) \rangle, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

式中, $h(t)$ 为带通滤波器的冲激响应函数; T_s 为采样时间间隔; $N \geq 2p$ 。该离散时间信号 $y[n]$ 的傅里叶变换为

$$Y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} \langle s(t), h(t - nT_s) \rangle e^{-j2\pi kn/N} = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\int_{-\infty}^{\infty} s(t) h(t - nT_s) dt \right) e^{-j2\pi kn/N} \quad (8)$$

UWB 信号 $s(t)$ 的傅里叶变换为 $S(f)$,将式(8)中的 $s(t)$ 写为逆傅里叶变换形式

$$Y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df \right) h(t - nT_s) dt \right) \cdot e^{-j2\pi kn/N} \quad (9)$$

交换积分顺序后

$$Y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\int_{-\infty}^{\infty} S(f) H(f) e^{j2\pi fnT_s} df \right) e^{-j2\pi kn/N} = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} S(f) e^{j2\pi fnT_s} df \right) e^{-j2\pi kn/N} \quad (10)$$

将式(10)中 $[f_c - B/2, f_c + B/2]$ 段积分写为分段求和,即

$$Y[k] \simeq \sum_{h=N_c - \lfloor N/2 \rfloor}^{N_c + \lfloor N/2 \rfloor} S(hf_o) \left(\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(h-k)n/N} \right) \frac{f_s}{N} =$$

$$f_s S(kf_0) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(h-k)n/N} = \begin{cases} N, & h = k \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

式中, $\lfloor x \rfloor$ 为小于等于 x 的最大整数; 记 $\lambda = \lfloor N/2 \rfloor$, 且 $\lambda \geq p, k = N_c - \lambda, \dots, N_c + \lambda; f_0$ 为离散傅里叶变换对应的频率间隔, $f_0 = f_s/N$ 。将 UWB 信号在频率 kf_0 上的傅里叶变换 $S(kf_0)$ 记为 $S[k]$, 即

$$S[k] = \frac{1}{f_s} Y[k] = T_s Y[k], \quad k = N_c - \lambda, \dots, N_c + \lambda \quad (12)$$

经过迫零均衡后, 可以得到冲激串信号 $x(t)$ 的离散傅里叶变换

$$X[k] = \frac{S[k]}{G[k]}, \quad k = N_c - \lambda, \dots, N_c + \lambda \quad (13)$$

式中, $G[k]$ 为高斯单脉冲信号 $g(t)$ 的离散傅里叶变换。

通过式(7)~式(13)获得冲激串信号 $x(t)$ 的离散傅里叶变换 $X[k]$, 它包含了 UWB 信号的幅度和时延信息, 下一节将分析怎样从 $X[k]$ 中恢复出原始 UWB 信号。

3 重建算法

由式(3)得到冲激串信号 $x(t)$ 的傅里叶变换为

$$X(f) = \sum_{i=1}^p d_i e^{-j2\pi f t_i} \quad (14)$$

在整数倍频率间隔 kf_0 上有

$$X[k] = X(kf_0) = \sum_{i=1}^p d_i e^{-j2\pi k f_0 t_i} = \sum_{i=1}^p d_i (e^{-j2\pi f_0 t_i})^k \quad (15)$$

可以发现冲激串信号 $x(t)$ 的傅里叶变换 $X[k]$ 为 p 个信号 $e^{-j2\pi f_0 t_i} (i=1, \dots, p)$ 的指数和, 令

$$u_i = e^{-j2\pi f_0 t_i}, \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (16)$$

则

$$X[k] = \sum_{i=1}^p d_i (u_i)^k \quad (17)$$

为了从冲激串信号的傅里叶变换 $X[k]$ 中求解其幅度 d_i 和时延 t_i , 定义

$$\varphi(z) = \prod_{i=1}^p (1 - u_i z^{-1}) = \sum_{m=0}^p a[m] z^{-m} \quad (18)$$

使得

$$(a * X)[k] = \sum_{m=0}^p a[m] X[k-m] = 0, \quad a[0] = 1 \quad (19)$$

称 $\varphi(z)$ 为信号 $x(t)$ 的零化滤波器。

3.1 零化滤波重建算法

将式(13)中冲激串信号的傅里叶变换代入式(19)后, 得到一组线性方程

$$\chi \alpha = -\gamma \quad (20)$$

$$\chi = \begin{bmatrix} X[N_c] & X[N_c - 1] & \cdots & X[N_c - p + 1] \\ X[N_c + 1] & X[N_c] & \cdots & X[N_c - p + 2] \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ X[N_c + p - 1] & X[N_c + p - 2] & \cdots & X[N_c] \end{bmatrix}$$

$$\alpha = [a[1] \quad a[2] \quad \cdots \quad a[p]]^T$$

$$\gamma = [X[N_c + 1] \quad X[N_c + 2] \quad \cdots \quad X[N_c + p]]^T$$

式中, 矩阵 χ 为 $p \times p$ 维方阵。求解该线性方程组, 可以得到零化滤波器系数 α , 然后将 α 代入式(18), 进行因式分解可以获得零化滤波器的零点 u_i , 最后根据 u_i 与 t_i 的关系式(16), 可以求解出 UWB 信号的时延 t_i 。

由式(20)得到零化滤波器的零点 u_i 后, 将 u_i 代入式(17), 可以构造另外一组线性方程

$$\Phi d = Q \quad (21)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} u_1^{N_c} & u_2^{N_c} & \cdots & u_p^{N_c} \\ u_1^{N_c+1} & u_2^{N_c+1} & \cdots & u_p^{N_c+1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ u_1^{N_c+p-1} & u_2^{N_c+p-1} & \cdots & u_p^{N_c+p-1} \end{bmatrix}$$

$$d = [d_1 \quad d_2 \quad \cdots \quad d_p]^T$$

$$Q = [X[N_c] \quad X[N_c + 1] \quad \cdots \quad X[N_c + p - 1]]^T$$

式中, 矩阵 Φ 是一个范德蒙德矩阵。求解这个范德蒙德线性方程组, 就可以得到 UWB 信号的幅度 d_i 。

3.2 TLS 重建算法

在没有噪声的情况下, 直接求解线性方程组(20)和方程组(21)可以准确地获得 UWB 信号的时延 t_i 和幅度 d_i 。但是当 UWB 信号受噪声影响时, 方程组(20)中的 χ 矩阵可能不满秩, 而使其成为病态方程组, 这时可以采用最小二乘法求解方程组(20)和方程组(21)来获得 UWB 信号的幅度和时延。最小二乘法只考虑噪声对矩阵 γ 的影响, 而实际信号处理过程中矩阵 χ 也会受到噪声的影响, 因而采用最小二乘法重建 UWB 信号的性能较差。在这种情况下, 通过提高系统采样率, 增加采样点数 N , 建立一组新的超定方程组, 并采用 TLS 算法来求解 UWB 信号的幅度和时延, 可以获得更好的重建结果。

提高系统采样率后, 得到新的离散时间采样信号为 $\hat{y}[n], n=0, 1, \dots, M, M > N$, 其中 M 为按照新的采样率进行采样后得到的离散时间信号点数, 将 $\hat{y}[n]$ 变换到频域并进行迫零均衡后, 可以建立一组与式(20)相似的超定方程组

$$\hat{\chi} \alpha = -\hat{\gamma} \quad (22)$$

$$\hat{\chi} = \begin{bmatrix} X[N_c] & X[N_c - 1] & \cdots & X[N_c - p + 1] \\ X[N_c + 1] & X[N_c] & \cdots & X[N_c - p + 2] \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ X[N_c + J - 1] & X[N_c + J - 2] & \cdots & X[N_c + J - p] \end{bmatrix}$$

$$\alpha = [a[1] \quad a[2] \quad \cdots \quad a[p]]^T$$

$$\hat{\gamma} = [X[N_c + 1] \quad X[N_c + 2] \quad \cdots \quad X[N_c + J]]^T$$

式中, $\hat{\chi}$ 为 $J \times p$ 维矩阵, $J > p$ 。构造增广矩阵 C 如下

$$C = [\hat{\chi} \mid \hat{\gamma}] \in \mathbf{C}^{J \times (p+1)} \quad (23)$$

将 C 进行奇异值分解后得

$$\begin{aligned}
 C &= U\Sigma V^H \\
 U &= [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_j] \\
 \Sigma &= \text{diag}(\sigma_1 \ \sigma_2 \ \dots \ \sigma_{p+1}) \\
 V &= [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_{p+1}]
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

式中, Σ 是由矩阵奇异值构成的 $J \times (p+1)$ 维对角阵, 且对角线上的元素按照降序排列, 即

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_p > \sigma_{p+1}
 \tag{25}$$

则方程组(22)的 TLS 解由下式给出, 即

$$\alpha = -\frac{v_{p+1}(1:p)}{v_{p+1}(p+1)}
 \tag{26}$$

式中, $v_{p+1}(i)$ 是右奇异矩阵 V 第 $p+1$ 列的第 i 个元素。在得到零化滤波器系数 α 后, 可以由式(18)进行因式分解获得其零点 u_i , 然后由式(16)和式(21)可以分别求解 UWB 信号的时延 t_i 和幅度 d_i , 最后根据式(2)完成 UWB 信号的重建。

4 仿真结果

为了验证本文所提出带通采样与重建算法的有效性, 在 Matlab 中进行了仿真和分析。选择高斯单脉冲信号用于数据传输, 该脉冲信号由高斯函数的二阶导数生成, 其数学表达式为

$$g(t) = \left(1 - 4\pi \frac{t^2}{\eta}\right) e^{-\frac{2\pi t^2}{\eta}}
 \tag{27}$$

式中, η 为脉冲形状因子。高斯单脉冲信号宽度为 0.5 ns, 其波形和频谱如图 2 所示, 信号的最高频率为 10 GHz。因此, 按照香农采样定理进行采样, 需要设计采样率为 20 GHz 的 ADC, 使用传统的采样方法是非常难于实现的。

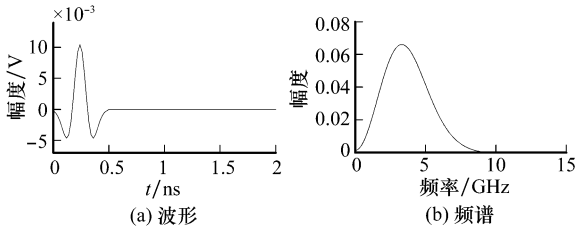


图 2 高斯单脉冲信号波形与频谱

设在 UWB 信号的一个帧中, 共有 20 个脉冲, 脉冲重复周期为 25 ns, 由式(6)计算得到信号新息率为 80 MHz。按照本文所提出的带通采样和零化滤波重建算法, 以信号新息率(80 MHz)进行采样和重建, 得到的归一化均方根误差如图 3 中标记“·”的曲线所示, 可以发现采用零化滤波算法重建 UWB 信号时, 重建结果受噪声影响较大, 且随着系统信噪比的提高, 重建误差改善非常小。当采用 TLS 重建算法时, 通过提高系统采样率, 信号重建误差明显降低, 按照 2 倍信号新息率(160 MHz)采样时, 重建误差如图 3 中标记“+”的曲线所示, 与 1 倍新息率采样时的重建结果比较, 误差性能改善非常明显; 而以 4 倍信号新息率(320 MHz)采样时, 重建误差如图 3 中标记“*”的曲线所示, 在信噪比 30 dB 时, 重建误差小于 10^{-4} , 与 2 倍新息率采样时的重建结果比较, 在均方根误差 10^{-4} 时有近 8 dB 性

能提升; 随着采样率进一步的提高, 重建均方根误差性能改善就不显著了, 表现为, 按照 8 倍新息率(640 MHz)采样时的重建结果(重建误差如图 3 中标记“△”的曲线)与 4 倍新息率采样时的重建结果比较, 仅有 1 dB 的性能改善。因此, 以 4 倍信号新息率(320 MHz)进行采样和重建, 能够以较低的复杂度获得良好的重建结果。

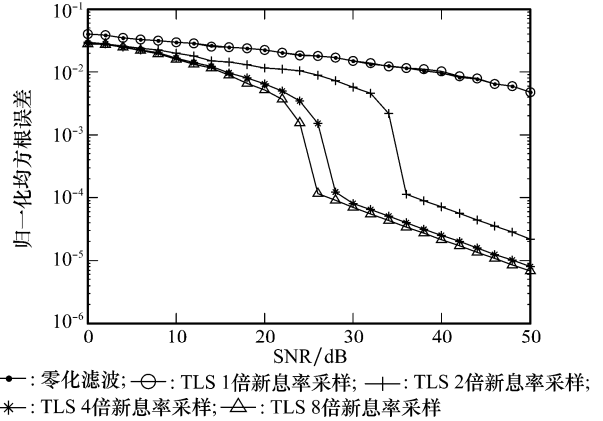


图 3 归一化均方根误差

采用 TLS 算法重建 UWB 信号的结果如图 4 所示。图 4(a)中绘出了产生 5 个高斯单脉冲信号, 以及这些脉冲受到噪声(信噪比为 10 dB)影响时的信号波形; 使用本文提出的 TLS 重建算法, 采样速率为 4 倍信号新息率, 对 UWB 信号进行采样和恢复, 图 4(b)中虚线绘出了重建后的 UWB 信号, 可以看出, 在信噪比 10 dB 时, TLS 算法可以准确地重建原始 UWB 信号。

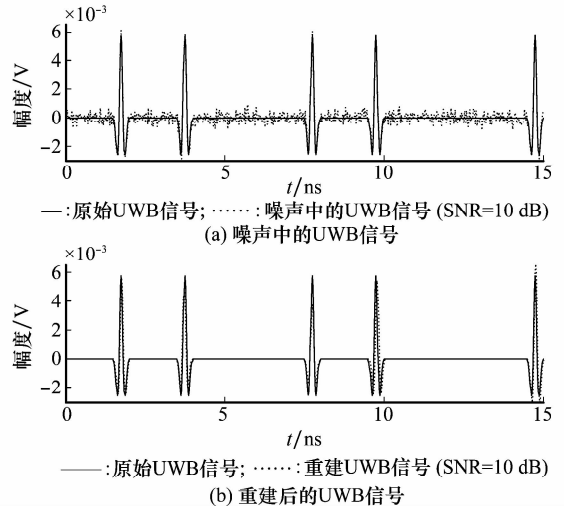


图 4 采用 TLS 算法重建 UWB 信号

5 结论

对脉冲信号的数字化采样是 UWB 通信系统设计中的一大难题, 按照传统的香农采样理论, 需要设计采样率高达数十 GHz 的超高速 ADC, 就目前的半导体集成电路技术水