

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.05.016

引用格式:项菲,王勤果. 应用于窄脉冲超宽带通信的均衡算法及其实现[J]. 电讯技术,2014,54(5):611-614. [XIANG Fei,WANG Qin-guo. An Equalization Algorithm for IR-UWB Communication and its Implementation[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(5):611-614.]

应用于窄脉冲超宽带通信的均衡算法及其实现*

项菲¹,王勤果^{2,**}

(1. 四川理工学院 计算机学院,四川 自贡 643000;2. 中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘要:由于高传输速率及多径效应的影响,在窄脉冲超宽带(IR-UWB)通信系统中,基于传统横向滤波器的时域均衡技术已无法对抗严重的码间干扰。通过收发两端联合设计,提出了一种以数据块为基础的基于码元的频域均衡技术,同时介绍了其应用前提和算法实现。仿真结果表明,所提方法能有效对抗超宽带通信系统中存在的码间干扰,是窄脉冲超宽带通信系统中更为现实的技术选择。

关键词:窄脉冲;超宽带;时延扩展;频域均衡;循环卷积

中图分类号:TN911 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)05-0611-04

An Equalization Algorithm for IR-UWB Communication and its Implementation

XIANG Fei¹,WANG Qin-guo²

(1. School of Computer Science,Sichuan University of Science & Engineering,Zigong 643000,China;
2. Southwest China Institute of Electronic Technology,Chengdu 610036,China)

Abstract:Due to high transmission rate and multipath effect in narrow-pulse ultra-wideband (UWB) communication system,the time domain equalization technology based on traditional transversal filter is unable to deal with sever inter symbol interference(ISI). By joint design of receiver and transmitter,a frequency domain equalization algorithm based on data block transmission is proposed and its application pre-condition and implementation are introduced. The simulation result shows that the proposed algorithm can effectively resist inter symbol interference(ICI) in UWB communication system and it is a more realistic alternative for IR-UWB systems.

Key words:narrow-pulse;ultra-wideband; delay spread;frequency domain equalization;cyclic convolution

1 引言

在基于窄脉冲的超宽带(IR-UWB)通信系统中,信道时延扩展较大,多径效应明显。在低占空比情况下,码间干扰(ISI)往往可以忽略不计,但是随着传输速率的提升,信号占空比明显增加,已无法避免前后波形之间的重叠,从而带来严重的码间干扰^[1]。因此,在超宽带通信系统中必须采用有效的均衡技术对抗这种干扰。

常用的时域均衡技术以横向滤波器为核心^[2],这种滤波器具有多个延时抽头。但是,在具有较长通信距离的超宽带应用中,当码元速率达到 100 Msymbol/s 时,1 μs 的多径时延会干扰上百个码元,很难想象上百个抽头反馈系数计算的复杂程度。实际应用中,当延时抽头超过 10 个,其收敛时间及运算复杂度通常已难以接受^[3]。因此,寻求一种结构更简单、收敛时间更快、运算量更低的均衡技术是超

* 收稿日期:2014-04-09;修回日期:2014-05-13 Received date:2014-04-09;Revised date:2014-05-13
** 通讯作者:gaochui@yeah.net Corresponding author:gaochui@yeah.net

宽带通信技术面临的重要课题。

2 基于数据块的频域均衡技术

2.1 构造插入循环前缀的块传输结构

根据数学推导,信号和传输信道在时域的卷积变换到频域就成了简单的乘积关系。利用这一特性,可以在频域实现单抽头(One-Tap)均衡,有效降低实现复杂度。

由于时域的循环卷积通过 FFT 变换可以转变为频域乘积,但信号经过传输信道是线性卷积,因此通过在每个传输块前加入循环前缀(CP),可以将线性卷积转化为循环卷积^[4]。因此,就需要在时域构造发射信号与多径信道循环卷积的结果,其原理如图 1 所示。

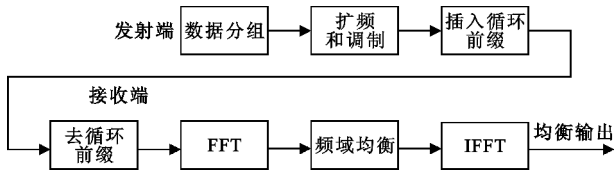


图 1 插入循环前缀的块传输方式

Fig. 1 Data block transmission by inserting intercycle

首先在发射端将待传输的多个基本数据划分成若干数据块,然后在数据块之间插入具有多径时延扩展长度保护间隔,即循环前缀(CP)。在接收端则对接收数据分块,将每块信号在多径保护间隔内扩展的信号叠加到该数据块的头部,这样就构造出频域做均衡计算的前提条件,均衡后再变回时域即可。

应该注意到,由于循环前缀是发射数据的重复,不携带其他信息,因此传输 CP 意味着系统发射功率中部分能量的浪费。为了减少能量损失,可以留出一段空闲时刻(ZP),接收端将多径在每个传输块 ZP 中产生的信号补到该码元的开始位置,同样可以将线性卷积转化为循环卷积。图 2 给出了块传输中分别加 CP 和 ZP 的传输信号形式。

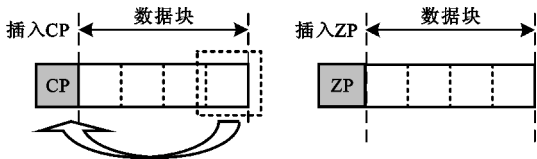


图 2 块传输数据结构

Fig. 2 Data structure of block transmission

循环前缀长度取决于信道多径时延,同时需要兼顾传输效率。在某系统中,最大多径时延约为 $1\text{ }\mu\text{s}$,因此将保护间隔长度设计为 $1\text{ }\mu\text{s}$ 。权衡传输效率和接收端的处理复杂度一般可以将保护间隔和数据块的比例定为 1 : 4,即每个数据块的长度为 $4\text{ }\mu\text{s}$ 。在本文所述目标系统中,分块长度为 2 048 个码片周期 ($4.096\text{ }\mu\text{s}$),块与块之间的保护间隔是 512 个码片周期 ($1.024\text{ }\mu\text{s}$)。因此,每个块为 2 048 个采样点,后续算法将采用上述参数。

2.2 算法实现

通过上述在发射端采用插入保护间隔分块数据传输方式,从而为接收端进行低复杂度的频域均衡创造了可行条件。

在复杂地形环境下,尤其需要考虑在有限的扩频增益下提高分集增益和抑制多径干扰的能力。对接收信号先进行分集和解扩,得到分集接收(Rake)合并后的码元信号,再在码元级别上进行均衡,其性能要优于直接对接收码片均衡再解扩。因此,本文采用一种码元级的频域均衡方案,其处理方案如图 3 所示。

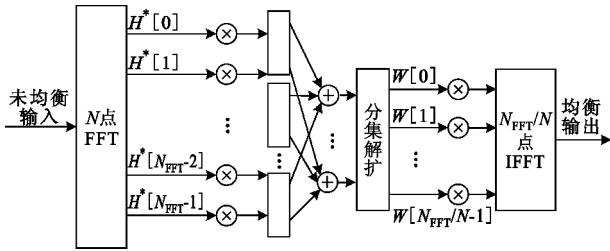


图 3 基于码元级的频域均衡

Fig. 3 Frequency domain equalization based on symbol

可以看到,插入循环前缀后,基于码元级别的频域均衡通过两个部分实现:频域的分集接收和频域判决,即将码元当作期望信号,先做 Rake,得到码元级别的信号,再做均衡和判决,下面分别介绍。

2.2.1 频域 Rake 处理

(1) 对一个块长(包括 ZP)的信号进行脉冲匹配滤波^[5]并采样,得到一个数据块的离散信号 $r[n]$ ($0 \leq n < 2560$);

(2) 将 ZP 部分的信号叠加到数据块的开始部分,得到信号 $\tilde{r}[n]$ ($0 \leq n < 2048$):

$$\tilde{r}[n] = \begin{cases} r[n] + r[n + N_{\text{FFT}}], & 0 \leq n < 512 \\ r[n], & 512 \leq n < 1024 \end{cases} \quad (1)$$

(3) 对 $\tilde{r}[n]$ 进行 2 048 点的 FFT 变换, 得到 $\tilde{R}[k] = \text{FFT}\{\tilde{r}[n]\}, 0 \leq k < N_{\text{FFT}}$;

(4) 对数据域扩频使用的扩频序列 $d[n], 0 \leq n < N(N$ 为扩频序列长度) 作 FFT 变换, 得到 $D[k]$ 。根据频域信道估计 $\hat{H}_F[k]$ 计算出等效信道 $H[k] = \hat{H}_F[k] \cdot D[k]$;

(5) 将 $H[k]$ 与 $\tilde{R}[k]$ 对应点相乘, 得到信号 $R'_R[k] = \tilde{R}[k] \cdot H[k], 0 \leq k < N_{\text{FFT}}$;

在频域实现频谱混叠:

$$R_R[k] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} R'_R\left[k + m \frac{N_{\text{FFT}}}{N}\right],$$
$$0 \leq k < N_{\text{FFT}}/N \quad (2)$$

通过上述流程完成了频域 Rake 接收。

2.2.2 频域 MMSE 判决

(1) 因为码元级均衡需要进行时域抽取, 对应到频域就是混叠处理, 因此得到混叠后的等效信道为

$$\bar{H}[k] = \sum_{m=0}^{N-1} H\left[k + m \frac{N_{\text{FFT}}}{N}\right] \cdot H^*\left[k + m \frac{N_{\text{FFT}}}{N}\right],$$
$$0 \leq k < N_{\text{FFT}}/N;$$

(2) 以 MMSE 为判决准则的均衡器系数为

$$W[k] = \frac{\bar{H}^*[k]}{\bar{H}[k]\bar{H}^*[k] + \frac{\sigma_n^2}{N\sigma_s^2}\bar{H}^*[k]} = \frac{1}{\bar{H}[k] + \frac{\sigma_n^2}{N\sigma_s^2}}, \quad (3)$$

其中, σ_n^2 为噪声方差; σ_s^2 为信号方差。

将 $W[k]$ 与 $R_R[k]$ 对应点相乘, 得到

$$\zeta[k] = R_R[k] \cdot W[k], 0 \leq k < N_{\text{FFT}}/N;$$

(3) 对 $\zeta[k]$ 进行 N_{FFT}/N 点的 IFFT 变换就得到了均衡后的码元 $z[n] = \text{IFFT}\{\zeta[k]\}, 0 \leq n < N_{\text{FFT}}/N$;

(4) 对 $z[n]$ 进行如下判决, 再进行并串转换即得到发射信息:

$$\begin{cases} \text{Re}\{z[n]\} \geq 0, & \text{第一位发“0”} \\ \text{Re}\{z[n]\} < 0, & \text{第一位发“1”} \end{cases},$$
$$\begin{cases} \text{Im}\{z[n]\} \geq 0, & \text{第二位发“0”} \\ \text{Im}\{z[n]\} < 0, & \text{第二位发“1”} \end{cases}.$$

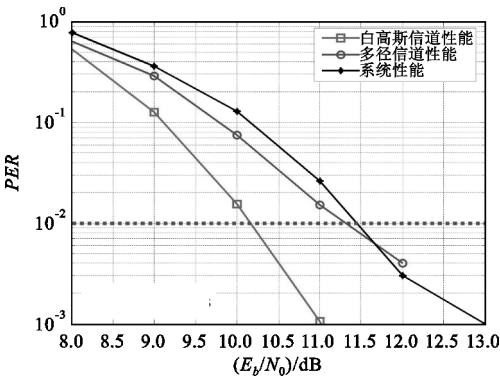
3 仿真与分析

为检验文中算法在超宽带通信中的应用情况, 分别在 3 种工作环境下对误包率 (PER) 达到 1% 所需的信噪比 (E_b/N_0) 进行仿真。不同工作环境的描述如表 1 所示。

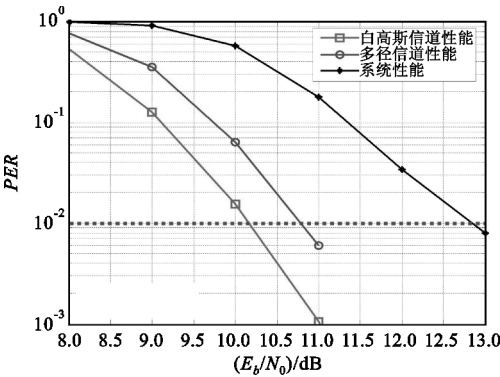
表 1 仿真信道环境描述
Table1 Channel condition for emulator

序号	信道特性	影响因素	仿真目的
1	噪声	只有解调判决	给出理性条件下的性能上界
2	噪声+多径	理想同步和信道估计, 均衡	给出多径干扰下的均衡性能
3	噪声+多径	有同步和信道估计误差, 均衡	给出系统的实际性能和工作点

其中信道模型选用 IEEE802. 15. 4a^[6] 提供的第 6 类 UWB 信道 (室外传输无直视路径), 分别以 20 Mb/s 和 100 Mb/s 数据传输速率为前提考虑了两种多径情况: 短多径情况, 最大多径时延扩展 100 ns, 可分辨多径 50 条; 长多径情况, 最大多径时延扩展 1 μ s, 可分辨多径 500 条。仿真结果如图 4 和图 5 所示。

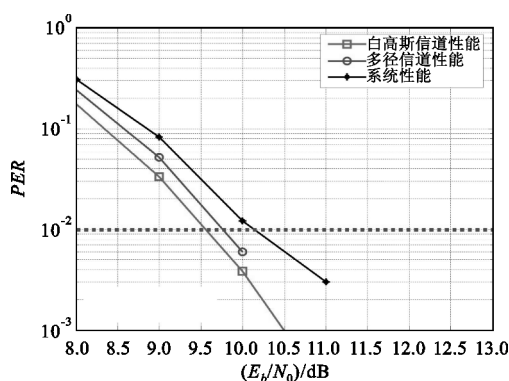


(a) 多径时延 100 ns

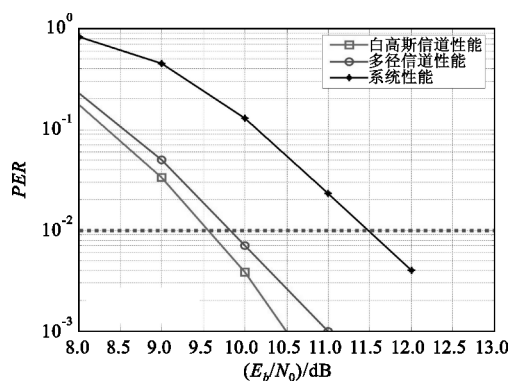


(b) 多径时延 1 μ s

图 4 数据速率 100 Mb/s、多径时延分别为 100 ns 和 1 μ s 时的 $PER \sim E_b/N_0$
Fig. 4 $PER \sim E_b/N_0$ at multipath delay = 100 ns and 1 μ s with 100 Mb/s rate



(a) 多径时延 100 ns



(b) 多径时延 1 μs

图5 数据速率 20 Mb/s、多径时延分别为 100 ns 和 1 μs 时 $PER \sim E_b/N_0$

Fig.5 $PER \sim E_b/N_0$ at multipath delay = 1 μs with 20 Mb/s rate

从仿真结果可以看到,在相同数据速率下,在多径时延为1 μs和100 ns时,前者所需要的信噪比比后者高,其原因在于多径时延扩展越大,信道估计的参数越多,估计的性能就越差。相应地,在相同时延扩展条件下,数据率越低,码间干扰影响越小,因此传输速率为20 Mb/s时与 AWGN 性能的差距就比传输速率为100 Mb/s时与 AWGN 的差距小。同时,在不同数据率和多径延迟下,通过频域均衡处理后,系统所达到的性能与在 AWGN 的性能差距不超过3 dB。仿真结果表明,在不同时延扩展环境条件下,采用本文所述均衡算法一定程度上克服了码间干扰,证明了文中算法的可行性。

4 结束语

本文针对窄脉冲超宽带通信系统中存在严重多径这一特点,通过在发射端插入循环前缀,以数据块传输方式为基础,提出了一种基于码元级别的频域均衡技术,并对其算法实现进行了详细介绍。仿真证明,该方法有效降低了超宽带通信中存在的码间

干扰,可应用于密集多径、大时延扩展等复杂环境下(如城市巷战、山区密林等)的超宽带高速数据通信。同时应该看到,均衡算法需要引入信道估计,而如何获得准确的信道估计是窄脉冲超宽带通信系统一个难点,后续将针对这一课题继续深入研究。基于脉冲体制的超宽带通信技术具有广阔的应用前景,本文仅根据笔者研究经历提出了一种思路和方法,权作抛砖引玉,欢迎同行专家不吝指正。

参考文献:

- [1] 王金龙,王呈贵,阚春荣,等. 无线超宽带(UWB)通信原理与应用[M]. 北京:人民邮电出版社,2005.
WANG Jin-long, WANG Cheng-gui, KAN Chun-rong, et al. Wireless UWB communication theory and application[M]. Beijing: People's Posts & Telecom Press, 2005. (in Chinese)
- [2] 郭梯云,杨家玮,李建东. 数字移动通信[M]. 北京:人民邮电出版社,2010.
GUO Ti-yun, YANG Jia-wei, LI Jian-dong. Digital Mobile communication[M]. Beijing: People's Posts & Telecom Press, 2010. (in Chinese)
- [3] IEEE P802. 15-02/368r5-SG3a, Channel Modeling Subcommittee Report Final [S].
- [4] 赵树杰,史林. 数字信号处理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1997.
ZHAO Shu-jie, SHI Lin. Digital Signal Processing Technology [M]. Xi'an: Xidian University Press, 1997. (in Chinese)
- [5] 王勤果. 基于多个引导序列实现超宽带系统脉冲同步的方法研究[J]. 电讯技术, 2010, 50(9): 33-35.
WANG Qin-guo. A Pulse Synchronization Method based on multi-guide Sequence for Ultra Wideband System[J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50(9): 33-35. (in Chinese)
- [6] Molisch A F, Balakrishnan K, Cassioli D, et al. IEEE 802. 15. 4a channel model-final report [EB/OL]. [2014-04-05]. <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>.

作者简介:



项 菲(1973—),女,四川自贡人,硕士,实验师,主要研究方向为信息安全与智能计算信息处理;

XIANG Fei was born in Zigong, Sichuan Province, in 1973. She is now an experimentalist with the M. S. degree. Her research concerns information safety and intelligent computation processing.

王勤果(1976—),男,四川内江人,高级工程师,主要研究方向为综合电子信息系统。

WANG Qin-guo was born in Neijiang, Sichuan Province, in 1976. He is now a senior engineer. His research concerns integrated electronic information system.

Email: gaochui@yeah. net