



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101056294 B

(45) 授权公告日 2012. 11. 07

(21) 申请号 200610112271. 1

【0034】-【0037】.

(22) 申请日 2006. 08. 31

CN 1615596 A, 2005. 05. 11, 全文.

(30) 优先权数据

审查员 冯楠

10-2006-0032284 2006. 04. 10 KR

(73) 专利权人 仁荷大学校产学协力团

地址 韩国仁川

(72) 发明人 郭庆燮 金东仁

(74) 专利代理机构 北京英赛嘉华知识产权代理
有限责任公司 11204

代理人 余朦 方挺

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

H04B 15/00 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 2005/0013390 A1, 2005. 01. 20, 摘要,
说明书【0006】,【0017】-【0022】,【0029】,

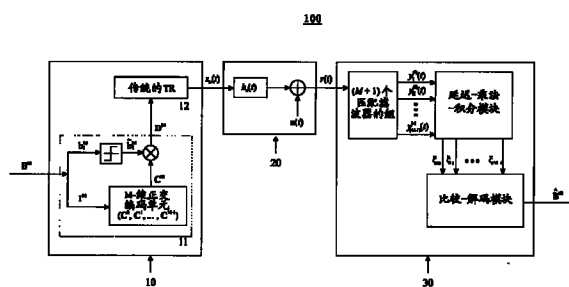
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 8 页

(54) 发明名称

超宽带通信系统和用于超宽带通信的方法

(57) 摘要

提出了一种新型的收发机结构以提高超宽带 (UWB) 通信系统可获得的数据速率。对于一个码元传输期间的 N_s 个脉冲对中的每一个脉冲对, 通过 M 维正交序列之一对数据脉冲进行加权, 从而携带附加的 $\log_2 M$ 比特信息。此外, 通过在互相关器之前采用一对平衡匹配滤波器, 显著降低了参考脉冲和数据脉冲之间的最小间隔, 从而不会引起脉冲间干扰 (IPI), 反过来, 这将减小所需的最小帧长度以避免帧间干扰 (IFI)。因此, 本发明的超宽带通信系统可以实现比传统的 TR 系统更高的数据速率, 并且甚至在采用更低的发送功率的情况下, 可以保持较好的误码率 (BER)。



1. 一种超宽带通信系统,包括:

利用从 M 维正交编码向量中选取的正交编码向量,对数据码元进行编码的装置;

用于生成传输数据码元的装置,包括用于生成脉冲对以利用生成的脉冲对对经过编码的数据码元进行调制并通过通信信道发送经调制的数据码元的装置,其中,所述脉冲对中的每一个均包括由时间间隔 T_d 隔开的参考脉冲和数据脉冲;

多个用于接收经过调制的数据码元、并对经过调制的数据码元进行平衡匹配滤波的装置,所述多个用于接收经过调制的数据码元、并对经过调制的数据码元进行平衡匹配滤波的装置包括:

第一匹配滤波器;以及

M 个匹配滤波器,其每一个都与所述第一匹配滤波器相耦合;

用于对所述滤波输出进行相关并输出一组相关输出的装置,包括;

延迟器,用于对第一匹配滤波器的输出延迟时间间隔 T_d ;

多个乘法器,用于将被延迟的输出与所述 M 个滤波器的输出分别相乘;以及

多个积分器,用于将相乘的结果在某个时间段内进行积分,以及

用于将所述相关输出彼此进行比较以选择具有最大绝对值的一个输出,并基于所选择的最大绝对值对所述数据码元进行解码的装置,

其中,所述 M 维正交编码向量为 N_s 元向量, N_s 为偶数,并且所述 N_s 元向量中一半是 1,另一半是 -1,以及

其中,所述 M 个匹配滤波器的脉冲响应与所述 M 维正交编码向量匹配,以使所述滤波输出不受脉冲间干扰。

2. 如权利要求 1 所述的系统,其中对所述某个时间段进行配置,以便达到最大的输出信噪比。

3. 如权利要求 1 所述的系统,其中所述用于比较和解码的装置进一步包括:

比较器,用于将所述相关输出彼此进行比较以从中选取绝对值最大的一个;以及

解码器,用于基于所选择的绝对值最大的相关输出,对所述数据码元进行解码。

4. 如权利要求 1 所述的系统,其中所述第一滤波器与所述 M 个匹配滤波器分别耦合以形成一组滤波器对,并且该组中的每一个滤波器的脉冲响应均分别与所述 M 维正交编码向量之一匹配,以使所述滤波输出不受脉冲间干扰。

5. 如权利要求 1 所述的系统,其中所述用于生成脉冲对的装置能够伪随机地切换所述脉冲对的极性,以形成所述数据码元信号的谱形状。

6. 如权利要求 1 所述的系统,进一步包括用于增加由用户专用的伪随机序列确定的跳时以具有多址接入能力的装置。

7. 如权利要求 1 所述的系统,其中对于不同的用户来说,所述时间间隔 T_d 不同,以便降低多址接入干扰。

8. 一种用于超宽带通信的方法,包括:

利用从 M 维正交编码向量中选取的正交编码向量,对数据码元进行编码;

生成时间间隔为 T_d 的脉冲对,利用所述脉冲对对编码的数据码元进行调制,并通过通信信道发送经调制的数据码元,其中,所述脉冲对中的每一个均包括未调制的第一参考脉冲和通过所述编码的数据码元调制后的第二数据脉冲;

接收所述经过调制的数据码元、并通过第一匹配滤波器和与所述第一匹配滤波器匹配的 M 个匹配滤波器,对经过调制的数据码元进行平衡匹配滤波,以输出一组滤波后的输出;

对所述滤波后的输出进行相关并输出一组相关的输出,包括:

对所述第一匹配滤波器的输出延迟时间间隔 T_d ;

将被延迟的输出与所述 M 个滤波器输出分别相乘;以及

将相乘的结果在某个时间段内进行积分;以及

将所述相关输出彼此进行比较以选择具有最大绝对值的输出,并基于所选择的最大绝对值对所述数据码元进行解码,

其中所述 M 维正交编码向量为 N_s 元向量, N_s 为偶数,并且所述 N_s 元向量中一半是 1,另一半是 -1,以及

其中所述 M 个匹配滤波器的脉冲响应与所述 M 维正交编码向量匹配,以使所述滤波输出不受脉冲间干扰。

9. 如权利要求 8 所述的方法,进一步包括:

对所述某个时间段进行配置,以达到最大的输出信噪比。

10. 如权利要求 9 所述的方法,进一步包括:

将所述相关输出彼此进行比较以从中选取绝对值最大的一个;以及

基于所选择的绝对值最大的相关输出,对所述数据码元进行解码。

11. 如权利要求 8 所述的系方法,其中所述第一滤波器与所述 M 个匹配滤波器分别耦合以形成一组滤波器对,其中每一对滤波器的脉冲响应都分别与所述 M 维正交编码向量之一匹配,以使所述滤波输出不受脉冲间干扰。

12. 如权利要求 8 所述的方法,进一步包括:

伪随机地切换所述脉冲对的极性,以形成所述数据码元信号的谱形状。

13. 如权利要求 8 所述的方法,进一步包括:

增加由用户专用的伪随机序列确定的跳时以具有多址接入能力。

14. 如权利要求 8 所述的方法,进一步包括:

对于不同的用户选取不同的时间间隔 T_d ,以降低多址接入干扰。

超宽带通信系统和用于超宽带通信的方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种超宽带 (UWB) 通信系统和一种用于超宽带 (UWB) 通信的方法。

背景技术

[0002] 超宽带 (UWB) 技术已被认为是在短程高速的室内无线通信中,用于物理层的理想候选技术 (candidate)。通过发送脉宽为亚纳秒级的低占空因数的短脉冲,UWB 技术使无线电单元的功耗最小,并且可以提供良好的多径分解性。对于信道呈现密集的多径特性的室内无线通信来说,后者是尤其期望的。

[0003] 但是,良好的多径分解性也给低复杂性和低成本的 UWB 接收机的设计带来挑战。为了完全收集散布在所有多径分量 (MPC) 上的信号能量,常用的 Rake 接收机必须实现几十甚至几千个关联分支。另一方面,对于中等复杂地实现的接收机来说,著名的选择 Rake 接收机 (selective Rake) 或部分 Rake 接收机 (partial Rake) 仅利用 MPC 的子集而牺牲了信号能量。此外,为了合并 MPC,Rake 接收机需要对信道进行估计,因此,随着 MPC 数量的增长,接收机的复杂性进一步增加。

[0004] 基于上述原因,发送参考 (TR) 系统的使用已经得到了更多的关注。在题为“超宽带通信系统”的美国专利 6,810,087B2 中公开了一种这样的 UWB-TR 系统。如在该专利中所公开的,在发送每个经过调制的数据脉冲之前,发送未调制的参考脉冲,以提供用于检测在数据脉冲上调制的数据比特的瞬时信道估计。为了使上述两个脉冲具有相同的信道条件,两个脉冲之间的时间间隔应当小于信道相干时间。TR 接收机首先将参考脉冲和与其关联的数据脉冲进行相关。在相关器的输出中,每个 MPC 导致出现一个峰值,并且所有的峰值共享由经过调制的数据比特决定的相同极性。通过对相关器在某个时间间隔内的输出进行积分,分散在 MPC 上的信号能量可以相干地相加,并接着被用来检测经过调制的数据比特。与 Rake 接收机相比,TR 方案不需要信道估计,并且适用于密集的多径环境,并具有可管理的接收机复杂性。但是要得到这些有益效果而付出的代价是,由于需要发送参考脉冲而会造成功率降低,以及由于需要发送噪声参考脉冲而会造成噪声增强,其中后者导致较大的噪声乘噪声项 (noise-times-noise term),从而在低或中等的信噪比 (SNR) 范围内严重降低了检测性能。此外,为了避免参考脉冲和数据脉冲之间的脉冲间干扰 (IPI),参考脉冲和数据脉冲之间的时间间隔必须至少等于信道时延扩展,这表明在数据速率方面产生了损失。

[0005] 为了改善 TR 系统的检测性能,现有技术中的大多数方法集中在,在相关操作之前通过平均噪声以获得更好的模板信号 (template signal)。在这些方法中,值得注意的是在题为“具有匹配滤波器和脉冲相关器的混合 UWB 接收机”、公开号为 US2005/0013390 A1 的美国专利申请中公开了一种混合匹配滤波器相关接收机。如所公开的那样,通过在互相关器之前应用码元速率匹配滤波器,所述接收机不仅实现了噪声平均,而且允许随后的数字处理在码元速率下进行而不是在帧频下进行,从而使得该方案优于现有的 TR 方案。但是,该方案(在下文中称为传统的 TR)以及其他现有技术的 TR 方案易于受到当参考脉冲和数据脉冲之间的间隔小于信道时延扩展时产生的 IPI 的影响。因此,能够实现的数据速

率非常有限。为了解决这一问题,人们提议在存在 IPI 的情况下采用最大似然模板估计(template estimation)。但是,由于价格太昂贵而不能实现该方案。

[0006] 因此,需要一种不受 IPI 影响、并且更适用于高速数据通信的低复杂性的 UWB 系统。

发明内容

[0007] 根据本发明的一个方面,提供了一种用于发送、接收以及检测脉冲无线电信号的超宽带通信系统。所述超宽带通信系统包括:用于调制待发送的信息比特的发射机,以及用于从通过无线信道传送的接收信号检测这些信息比特的接收机。所述发射机包括:利用从 M 维正交编码向量中选取的正交编码向量,对数据码元进行编码的装置;以及用于生成脉冲对以便利用所述脉冲对对编码的数据码元进行调制并通过通信信道发送经调制的数据码元的装置。所述接收机包括:多个用于接收经调制的数据码元、并对经调制的数据码元进行滤波以输出一组滤波输出的装置;用于对所述滤波输出进行相关并输出一组相关输出的装置;以及用于将所述相关输出彼此进行比较并基于比较结果对所述数据码元进行解码的装置。

[0008] 所述发射机在每个帧中发送一对脉冲,其中第一脉冲是未调制的参考脉冲,第二脉冲是与所述参考脉冲隔开时间间隔 T_d 的调制数据脉冲。通过所述参考脉冲和所述数据脉冲之间的极性差来调制一个信息比特,并且对于每个信息比特,发送 N_s 个这样的脉冲对,其中 N_s 为偶数。此外,通过由附加的 $\log_2 M$ 个信息比特索引的 M 维正交序列之一,对 N_s 个数据脉冲进行加权。因此,在每个码元传输期间,发送 $(1+\log_2 M)$ 个信息比特。所述正交序列被设计成其中每个序列都具有相同数量的 +1 和 -1。

[0009] 在接收机端,接收的信号首先通过 $(M+1)$ 个匹配滤波器组。通过采用联合的方式来设计 M 维正交码和这些匹配滤波器的脉冲响应,这些滤波器的输出将不会包含 IPI。第一匹配滤波器的输出被延迟 T_d 后,与其他 M 个匹配滤波器的输出分别相乘,并将乘积在某个时间段内积分以产生 M 个判决变量。解码器然后从所述 M 个判决变量中选取绝对值最大的一个判决变量,并利用其对全部 $(1+\log_2 M)$ 个信息比特进行解码。

[0010] 根据本发明的另一方面,提供了一种用于超宽带通信的方法,包括:利用从 M 维正交编码向量中选取的正交编码向量,对数据码元进行编码;生成脉冲对以便利用所述脉冲对对编码的数据码元进行调制并通过通信信道发送经调制的数据码元;接收经调制的数据码元、并对经调制的数据码元进行滤波以输出一组滤波输出;对所述滤波输出进行相关并输出一组相关输出;以及将所述相关输出彼此进行比较并基于比较结果对所述数据码元进行解码。

[0011] 与现有技术的 TR 系统相比,本发明的 UWB 系统具有以下几个优点。首先,通过联合设计信令和匹配滤波器,在匹配滤波器的输出中完全消除了由多径延迟脉冲的重叠而造成的 IPI。因此,参考脉冲和数据脉冲之间的间隔可以显著减小,而不会降低检测性能。这反过来将减小避免帧间干扰 (IFI) 所需的最小帧长度,从而提高数据速率。其次,引入了新的 M 维正交调制来进一步提高数据速率。最后,与基于抵制 IPI 的最大似然模板估计器的 TR 方案相比,本发明具有更低的复杂性和更低的实现成本。在准备本申请的最后阶段,我们获悉了另一个方案——由 Dong 等人于 2005 年 5 月在《IEEE 国际通信会议》上发表的“A

new UWB dual pulse transmission and detection technique(UWB 双脉冲传输和检测的新技术)”,其中,所建议的方法可以视为仅是本发明的一种特殊情况。

[0012] 总之,通过允许参考脉冲和数据脉冲隔开较小的时间间隔,以及通过在每个码元传输期间发送附加的 $\log_2 M$ 个信息比特,本发明的超宽带通信系统比传统的 TR 系统实现了更高的数据速率,并且甚至在采用更低的发送功率的情况下,也能够保持与传统的 TR 系统相同的误码率 (BER) 性能。另一方面,如果参考脉冲和数据脉冲之间的间隔必须小于高数据速率通信所需的信道时延扩展,那么在采用相同的发送功率的情况下,本发明的系统可以实现更好的 BER 性能。

附图说明

[0013] 结合相应的附图对本发明进行详细的描述后,能够更好地理解本发明的新颖性特征,其中:

[0014] 图 1 是根据本发明的一个实施方案的超宽带通信系统的方框图;

[0015] 图 2 是图 1 的超宽带通信系统中的发射机的方框图;

[0016] 图 3 是图 1 的超宽带通信系统中的接收机的方框图;

[0017] 图 4 是图解说明如何利用一对平衡匹配滤波器消除 IPI 的图;

[0018] 图 5 和 6 是分别示出在传统的 TR 系统和本发明的超宽带通信系统中,参考波形和数据波形重叠的无噪声的接收信号的图;

[0019] 图 7 和 8 是分别示出在传统的 TR 系统和本发明的超宽带通信系统中,从图 5 和图 6 的信号获得的积分器的输入的图;

[0020] 图 9 是比较指定数据速率的本发明的超宽带通信系统、平衡的 TR 系统以及传统的 TR 系统的 BER 性能的图;

[0021] 图 10 和 11 是比较不同数据速率的本发明的超宽带通信系统、平衡的 TR 系统以及传统的 TR 系统的 BER 性能的图;以及

[0022] 图 12 是示出在不同的数据速率下,受到相同的 BER 约束的本发明的超宽带通信系统与传统的 TR 系统的 SNR 增益的图。

具体实施方式

[0023] 下面公开的是在仅略微增加接收机的复杂性的情况下,抑止参考脉冲和数据脉冲之间的 IPI,以提高 UWB 系统的数据速率的有效方案。

[0024] 图 1 是根据本发明的一个实施方案的超宽带通信系统的方框图。如图 1 所示,根据本发明的一个实施方案的超宽带通信系统 100 包括:发射机 10、通信信道 20 以及接收机 30。

[0025] 图 2 是图 1 的超宽带通信系统中的发射机的方框图。如图 2 所示,发射机 10 包括编码器 11 和传统的 TR 发射机 12。编码器 11 包括转换器 1101、M 维正交编码单元 1102、以及乘法器 1103。

[0026] 下面以待发送数据的第 i 个码元 (在图 1 中被示为 $B^{(i)}$) 为例说明发射机 10 的操作原理。

[0027] 如图 1 所示,码元 $B^{(i)}$ 包含 $(1+\log_2 M)$ 个数据比特,并表示为

$\mathbf{B}^{(i)} = (b_1^{(i)} b_2^{(i)} \dots b_{\log_2 M+1}^{(i)})$, 其中 $b_n^{(i)} \in \{0,1\}$; $n = 1, 2, \dots, \log_2 M+1$ 。在编码器 11 中, 码元 $B^{(i)}$ 被分为两部分: $b_1^{(i)}$ (一个比特) 和 $(b_2^{(i)} b_3^{(i)} \dots b_{\log_2 M+1}^{(i)})$ ($\log_2 M$ 个比特)。其中, $b_1^{(i)}$ 被送入转换器 1101, $(b_2^{(i)} b_3^{(i)} \dots b_{\log_2 M+1}^{(i)})$ 被送入 M 维正交编码单元 1102, 并表示为 $\mathbf{I}^{(i)} = (b_2^{(i)} b_3^{(i)} \dots b_{\log_2 M+1}^{(i)})$ 。转换器 1101 用于对 $b_1^{(i)}$ 进行转换, 其输出用 $\tilde{b}_1^{(i)}$ 表示。当 $b_1^{(i)} = 1$ 时, $\tilde{b}_1^{(i)} = 1$; 当 $b_1^{(i)} = 0$ 时, $\tilde{b}_1^{(i)} = -1$ 。

[0028] 在 M 维正交编码单元 1102 中, 由 $\mathbf{I}^{(i)} = (b_2^{(i)} b_3^{(i)} \dots b_{\log_2 M+1}^{(i)})$ 表示的 $\log_2 M$ 个比特中的每一比特用于选择 M 个正交编码中的一个编码。选择的编码的上标用 m 表示, 并由下式确定:

$$[0029] \quad (m)_2 = (b_2^{(i)} b_3^{(i)} \dots b_{\log_2 M+1}^{(i)}) \quad (1)$$

[0030] 例如, 当 $m = 11$ 时, $(11)_2 = (1011)$ 。即, 通过等式 (1) 将十进制数 m 转换成二进制数 $(m)_2$ 。所选择的正交编码中的每一个都是 N_s 元向量, 并定义为 $\mathbf{C}^m = (c_0^m c_1^m \dots c_{N_s-1}^m)$, 其中

中 $c_n^m \in \{+1, -1\}$, $n = 0, 1, \dots, N_s-1$ 。

[0031] 根据本发明的一个优选实施方案, 上述 M 个彼此正交的编码向量的设计标准满足:

[0032] i) 每个码元的帧数 N_s 应当为偶数, 并且在每个编码向量中, $+1$ 和 -1 的数量应当相等, 即 $N_s/2$ 个分量为 $+1$, 其余的 $N_s/2$ 个分量为 -1 ;

[0033] ii) M 个编码向量彼此正交, 即当 $m \neq k$ 时, $\sum_{n=0}^{N_s-1} c_n^m c_n^k = 0$, 其中 $m, k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 。

[0034] 特别地, 如果 $M = 1$, 则不存在编码选择。在这种情况下, 对于所有的码元传输, 均采用满足第一条标准的固定编码。在描述所提出的接收机结构时将解释指定这两条设计标准的具体原因。

[0035] 乘法器 1103 用于将选择的编码向量 $\mathbf{C}^m$ 与转换器 1101 的输出 $\tilde{b}_1^{(i)}$ 相乘, 从而得到 N_s 元向量 $\mathbf{D}^{(i)} = (d_0^{(i)} d_1^{(i)} \dots d_{N_s-1}^{(i)})$, 其中 $d_n^{(i)} = \tilde{b}_1^{(i)} \cdot c_n^m$, $n = 0, 1, \dots, N_s-1$ 。然后, 将得到的向量

$\mathbf{D}^{(i)} = (d_0^{(i)} d_1^{(i)} \dots d_{N_s-1}^{(i)})$ 送入传统的 TR 发射机 12。

[0036] TR 发射机 12 产生用于各个码元传输的 N_s 个脉冲对, 其中每一个脉冲对均包含由时间间隔 T_d 隔开的参考脉冲和数据脉冲。 $\mathbf{D}^{(i)}$ 的 N_s 个分量分别确定所述 N_s 个脉冲对中的数据脉冲的极性。通过所述参考脉冲和所述数据脉冲之间的极性差来调制一个信息比特, 并且对于每个信息比特, 发送 N_s 个这样的脉冲对, 其中 N_s 为偶数。

[0037] TR 发射机 12 包括脉冲序列生成器 1201、延迟器 1202、乘法器 1203 以及加法器 1204。由脉冲序列生成器 1201 产生的脉冲序列 $\sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} [\omega_r(t-jT_f)]$ 经延迟器 1202 延迟 T_d 后送入乘法器 1203。在乘法器 1203 中, 将上述经延迟的序列与来自于乘法器 1103 的 $\mathbf{D}^{(i)}$ 相乘, 然后将乘积送入加法器 1204。在加法器 1204 中, 将脉冲序列 $\sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} [\omega_r(t-jT_f)]$ 与上述乘

积相加,从而得到第 i 个码元 $B^{(i)}$ 的发送信号 $s_{tr}(t)$,并表示为:

$$[0038] \quad s_{tr}(t) = \sqrt{\frac{E_s}{2N_s}} \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} [\omega_{tr}(t-jT_f) + d_{j-iN_s}^{(i)} \omega_{tr}(t-jT_f-T_d)],$$

[0039] 其中 $\omega_{tr}(t)$ 是脉冲宽度为 T_ω 的发送脉冲,其中 T_ω 等于码片时间 T_c 。 T_f 是在其中发送所述脉冲对的帧时间。 T_d 是参考脉冲和数据脉冲之间的时间间隔。 E_s 是发送一个码元所使用的能量。此外,根据 FCC 原则,随机的极性转换可以应用于所述脉冲对以改善发送谱的形状,但是在这里对此不进行描述。

[0040] 当像在传统的 TR 系统中那样,采用 N_s 个脉冲对发送一个数据比特时,同时发送附加的 $\log_2 M$ 个数据比特。因此,与通过传统的 TR 方案获得的数据速率 $R_b = 1/(N_s T_f)$ 相比,总的数据速率增加到:

$$[0041] \quad R_s = (1+\log_2 M) R_b \quad (3)$$

[0042] 发射机 10 输出的信号 $S_{tr}(t)$ 然后通过通信信道 20 进行传送。如图 1 所示,通信信道 20 的脉冲响应 $h_c(t)$ 可表示为下面的抽头延迟线 (tapped-delay-line) 模型:

$$[0043] \quad h_c(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \delta(t-lT_c) \quad (4)$$

[0044] 这里, $h_c(t)$ 是多径信道, a_l 是在时间间隔 $[lT_c, (l+1)T_c)$ 内获得的多径分量 (MPC) 的增益系数之和,总的时间间隔为 L 。信道时延扩展等价地由 $T_m = LT_c$ 给出。通信信道 20 的输出可表示为:

$$[0045] \quad r(t) = s_{rec}(t) \otimes h_c(t) + n(t) \quad (5)$$

[0046] 其中, $s_{rec}(t)$ 包含了接收天线在发送脉冲 $\omega_{tr}(t)$ 上作为时域微分器的影响。 $n(t)$ 是通信信道 20 中的加性高斯白噪声 (AWGN)。 $\otimes$ 表示卷积操作。

[0047] 从式 (2) 和 (5) 中可以看出,为了保证两个连续帧中的信号之间没有帧间干扰 (IFI),因而使 $T_f > T_d + T_m$ 。此外,如果参考脉冲和数据脉冲之间的时间间隔 T_d 小于信道时延扩展 T_m ,那么多径则会导致出现 IPI。在传统的 TR 系统中,这将会降低接收机的检测性能。但是,通过采用本发明的超宽带通信方案,则可以完全消除 IPI。在下面的段落中,将说明如何通过本发明的连接信令 (joint signaling) 和接收机设计来实现这一点,并详细说明相关的设计原则和复杂性问题。

[0048] 图 3 是图 1 的超宽带通信系统中的接收机的方框图。如图 3 所示,接收机 30 包括三个模块:匹配滤波器组 31、延迟一乘法一积分模块 32 以及比较一解码模块 33。匹配滤波器组 31 包含第一匹配滤波器 $h_+^{(i)}(t)$ 和 M 个与第一匹配滤波器匹配的匹配滤波器 $\{h_{m-}^{(i)}(t) | m = 0, 1, \dots, M-1\}$ 。其中, M 个匹配滤波器 $\{h_{m-}^{(i)}(t) | m = 0, 1, \dots, M-1\}$ 中的每一个分别与 $h_+^{(i)}(t)$ 耦合,从而构成 M 个平衡匹配滤波器对,如图 3 所示。第 m 对平衡匹配滤波器能够消除采用编码 C^m 发送的信号中的 IPI。此外,由于不同的编码之间的正交性,与发射机所采用的编码不匹配的其他匹配滤波器的输出简单地变为零。这样便能够进行 M 维的正交调制。

[0049] 通过通信信道 20 传输的信号 $r(t)$ 被送入匹配滤波器组 31。匹配滤波器组 31 的脉冲响应与由下式给出的第 i 个码元的模板信号相匹配:

$$[0050] \quad h_+^{(i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} \omega_{\text{rec}}(t - jT_f) \quad (6)$$

$$[0051] \quad h_-^{(i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} c_{j-iN_s}^m \omega_{\text{rec}}(t - jT_f), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (7)$$

[0052] 相应的匹配滤波器的输出可以表示为：

$$[0053] \quad y_+^{(i)}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) h_+^{(i)}(\tau - t) d\tau \quad (8)$$

$$[0054] \quad y_{m-}^{(i)}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) h_{m-}^{(i)}(\tau - t) d\tau, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (9)$$

[0055] 如前所述,如果 $M = 1$,则没有附加的数据比特要发送。但是,在这种情况下仍然可以采用满足用于 IPI 消除机制的第一条设计标准的固定编码。

[0056] 特别地,当 $M = 1$ 时形成的特殊的 TR 系统,在下文中称为平衡的 TR 系统。

[0057] 匹配滤波器组 31 的输出被送入延迟 - 乘法 - 积分模块 32。

[0058] 延迟 - 乘法 - 积分模块 32 包括延迟器 3201、乘法器 3202₁ ~ 3202_M 以及积分器 3203₁ ~ 3203_M。所述第一匹配滤波器的输出 $y_+^{(i)}(t)$ 经延迟器 3201 延迟 T_d 后与所述 M 个匹配滤波器的输出 $y_{m-}^{(i)}(t)$ ($m = 0, 1, \dots, M-1$) 分别在乘法器 3202₁ ~ 3202_M 中相乘。然后,在积分器 3203₁ ~ 3203_M 中,将上述乘积在某个时间段内进行积分,从而产生由下式给出的 M 个判决变量：

$$[0059] \quad \xi_m = \int_{T_d - T_c}^{T_d + QT_c} y_+^{(i)}(t - T_d) y_{m-}^{(i)}(t) dt, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (10)$$

[0060] 其中,使 QT_c 大于等于零而小于等于 T_m (即, $0 \leq QT_c \leq T_m$),以收集分散在所有 MPC 的大部分信号能量。基于 $T_f > T_d + T_m$ 的假设,仅对匹配滤波器的第一帧中的波形感兴趣。此外,可对所述某个时间段进行配置,以达到最大的输出信噪比。

[0061] 将积分器 3203₁ ~ 3203_M 产生的 M 个判决变量 $\xi_0, \xi_1, \dots, \xi_{M-1}$ 输入比较 - 解码模块 33,比较 - 解码模块 33 对判决统计量 $\{\xi_m | m = 0, 1, \dots, M-1\}$ 进行比较,并从中选取绝对值最大的一个,表示为

$$[0062] \quad |\xi_k| = \max_{0 \leq m \leq M-1} \{|\xi_m|\} \quad (11)$$

[0063] 然后利用绝对值最大的判决变量 ξ_k 对 $(1 + \log_2 M)$ 个数据比特进行如下解码：

$$[0064] \quad \hat{\mathbf{I}}^{(i)} = (\mathbf{k})_2 \quad (12)$$

$$[0065] \quad \hat{\mathbf{b}}_1^{(i)} = \frac{1}{2} [1 + \text{sign}(\xi_k)] \quad (13)$$

[0066] 根据本发明的一个实施方案的接收机结构与传统 TR 系统的接收机的区别在于引入了附加的 M 个匹配滤波器,所引入的 M 个匹配滤波器的脉冲响应还与 M 维正交编码相匹配。具体地说,通过遵循上述两条设计标准,所述接收机能够消除由多径造成的 IPI,并能够实现 M 维正交调制。图 4 示出了 IPI 消除机制,其中,假定 $N_s = 4$ 、 $C^m = (1, -1, 1, -1)$ 以及 $\mathbf{b}_1^{(i)} = \mathbf{1}$ 。 R_n 和 D_n 分别表示在第 n 帧中接收的参考波形和数据波形。在第一子图中可以看出,每个参考波形的尾部与相应的数据波形重叠。在第二和第三子图中示出了滤波过程。由于模板信号 $h_+^{(i)}(t)$ 和 $h_{m-}^{(i)}(t)$ 被切换并且与接收的波形相关,因此在滤波器的输出 $y_+^{(i)}(t)$ 和 $y_{m-}^{(i)}(t)$ 中将分别出现 IPI,如最后两个子图中的虚线所示。但是不难发现,由于采用了 +1 和 -1 数量相等的编码序列 C^m ,因而在将 N_s 个帧中的 IPI 相加后完全消除了 IPI。应当

注意的是,为了完全消除 IPI,假定多径信道 (5) 至少在一个码元周期是不变的。

[0067] 为了更好地研究 IPI 的消除机制,并将本发明的超宽带通信系统与传统的 TR 系统进行比较,图 5 和图 6 分别示出了传统的 TR 系统和本发明的超宽带通信系统的两个示意性的无噪声的接收波形,其中二者均采用了与图 4 相同的参数。应当注意的是,在传统的 TR 系统中未采用正交码并且仅有一个与 $h_+^{(i)}(t)$ 匹配的匹配滤波器。图 7 和图 8 分别示出了上述两个系统中的乘法器的输出,其中乘法器的输出同时也是相关器的输入。可以看出,在本发明的超宽带通信系统中,MPC 分享由 $b_1^{(i)}$ 确定的相同极性,从而可以被连续积分以检测数据;然而,传统的 TR 系统受到 IPI 的影响,并对具有不同极性的 MPC 进行非连续积分。

[0068] 为了将本发明的超宽带通信系统的性能与传统的 TR 系统的性能进行比较,我们研究了它们的 BER 性能。为了进行公平的比较,对于两个系统来说,用于发送一个比特信息的能量是相同的,并且用 E_b 表示。假定接收的脉冲是由下式给出的高斯单周期脉冲的二阶导数

$$[0069] \quad \omega_{rec}(t) = (1 - 4\pi(t/\tau_m)^2) \exp(-2\pi(t/\tau_m)^2) \quad (14)$$

[0070] 其中 $\tau_m = 0.0686\text{ns}$,得到的码片时间 $T_m = 0.167\text{ns}$ 。对于正交的编码集,我们采用了 Walsh 序列,而未采用不满足第一条设计标准的全为一的序列。生成全部 MPC 的到达时间和信道增益系数的连续时间信道模型遵循 IEEE802.153a 室内无线信道模型,该模型被专门设计用来对高数据速率的超宽带通信系统的物理层进行分析。对于不同的信道模型,例如,视距 (LOS) 和非视距 (NLOS) 模型,根据不同的信道时延扩展, L 将会不同。为了不失一般性,我们选取代表 LOS 信道模型的信道模型 CM1。选取 LT_c 为 200 脉元 (等价于约 33ns 的信道时延扩展)。我们选取积分间隔 $QT_c = 50$ 脉元,以收集足够的信号能量,而不积累过多的噪声能量。应当注意的是,可以根据不同的输入 SNR 值进一步优化上述积分间隔值,以产生最大的输出 SNR。在所有的仿真中,帧长度满足 $T_f = T_d + T_m + T_c$,作为确保相邻的帧之间不存在 IFI 的最低要求。因此,不同的 T_d 值会导致不同的帧长度,从而导致不同的数据速率。

[0071] 图 9 分别示出了当 $\{N_s = 4, M = 2\}$ 和 $\{N_s = 16, M = 4\}$ 时,超宽带通信系统、平衡的 TR 系统以及传统的 TR 系统的 BER 性能。在图 9 中,选取 T_d 为 16 脉元。与信道时延扩展 $T_m = 200$ 脉元相比,接收的参考波形和数据波形将严重重叠。如图 9 所示,除了由于高阶调制的缘故而使得本发明的超宽带通信系统在低 SNR 范围内 ($< 6\text{dB}$) 比其他两种系统的性能差之外,本发明的超宽带通信系统和平衡的 TR 系统在整个 SNR 区域均提供了比传统的 TR 系统更佳的 BER 性能。具体地,当必须要获得大小为 10^{-2} 的 BER 时,对于 $\{N_s = 4, M = 2\}$ 和 $\{N_s = 16, M = 4\}$ 这两种情况,平衡的 TR 系统比传统的 TR 系统每比特 E_b/N_0 的 SNR 增益约高 1.5dB,而对于上述两种情况,本发明的超宽带通信系统分别提供了额外的 1dB 和 2dB 的增益。如果采用相同量的能量来发送一个比特的信息,那么,当将 N_s 从 4 增大到 16 时,传统的 TR 系统和平衡的 TR 系统的 BER 性能并没有改善。但是,对于本发明的超宽带通信系统来说,这种改善是显著的,这就表明本发明的超宽带通信系统更适合用于高数据速率通信。

[0072] 图 10 和图 11 给出了在由不同的 T_d 值所表示的不同的数据速率下,分别对于 $\{N_s = 4, M = 2\}$ 和 $\{N_s = 16, M = 4\}$ 这两种情况,本发明的超宽带通信系统和传统的 TR 系统之间的比较。可以再次观察到本发明的超宽带通信系统的较好的 BER 性能。由于本发明的系统不会受到 IPI 的影响,因此不同数据速率下的 BER 性能是相同的,因而 BER 曲线是彼此

重叠的。因此,在这两个图中仅给出一条这样的曲线。另一方面,如图 10 和图 11 所示,传统的 TR 系统的 BER 性能随 T_d 变小而下降。原因在于,参考脉冲和数据脉冲之间的间隔越小, IPI 则越大,因为到达较早的 MPC 通常携带更多的能量。这种性能的下降意味着传统的 TR 系统易受 IPI 的影响,从而进一步突出了本发明的系统的优点。

[0073] 从图 10 和图 11 中可以看出,假定必须达到某个 BER 水平,那么,当两个系统(即本发明的超宽带通信系统和传统的 TR 系统)在相同的数据速率下操作时,前者总是可以提供一定量的 SNR 增益(导致较低的发送功率)。图 12 示出了 BER 为 10^{-2} ,在不同的数据速率下,对于 $\{N_s = 4, M = 2\}$ 和 $\{N_s = 16, M = 4\}$ 这两种情况,本发明的超宽带通信系统优于传统的 TR 系统的 SNR 增益。可以看出,数据速率越高,本发明的系统所能实现的 SNR 增益就越大。

[0074] 从上面给出的仿真结果中,可以很好地看出本发明的系统优于传统的 TR 系统的性能。应当注意的是,这种性能的改善仅是在稍微增加收发机的复杂性的情况下实现的。具体地说,仅需要在发射机端增加一个附加的编码器。在接收机端需要 M 个附加的匹配滤波器。但是,即便是 M 很小(例如, $M = 2$ 或 $M = 4$),本发明的系统也能够实现显著的性能改善。与处理 IPI 的现有技术的 TR 系统(例如,最大似然模板估计器)相比,本发明的系统具有低得多的复杂性,并且需要更少的处理时间。

[0075] 通过引入由用户专用的伪随机序列(现有技术中公知为跳时 (TH)) 确定的附加定时转换 (timing shift),不难将本发明的超宽带通信系统推广到支持多址接入 (MA) 通信。在本发明的系统中,有效的帧长度 T_f 可以显著地增大,以保持一定的数据速率。较大的帧长度增大了 TH 编码集的大小,从而增大了 MA 的容量。对于不同的用户来说,利用参考脉冲和数据脉冲之间的不同间隔,可以进一步增大 MA 的容量。仅对于期望的接收机来说,这会导致参考波形和数据波形之间的调整,从而降低其他用户的干扰。

[0076] 尽管本发明是基于利用参考脉冲和数据脉冲之间的相对极性来调制信息比特的传统的 TR 系统而设计的,但是也可用于利用数据脉冲相对于参考脉冲和数据脉冲之间的正常的时间间隔的位置来调制信息比特的其他传统 TR 系统。基于上面的描述,可以直接将本发明的超宽带通信系统应用于这些系统。本发明的其他类似的优点包括提高的数据速率和更好的 BER 性能。

[0077] 尽管本发明参照相应的示例性实施方案进行了描述,但是这些描述并不是用来限制本发明。本领域的技术人员可以对本发明进行各种修改和变化。因此,应该理解本发明覆盖了落入由所附权利要求书限定的本发明保护范围的所有修改、等同物、和替换。

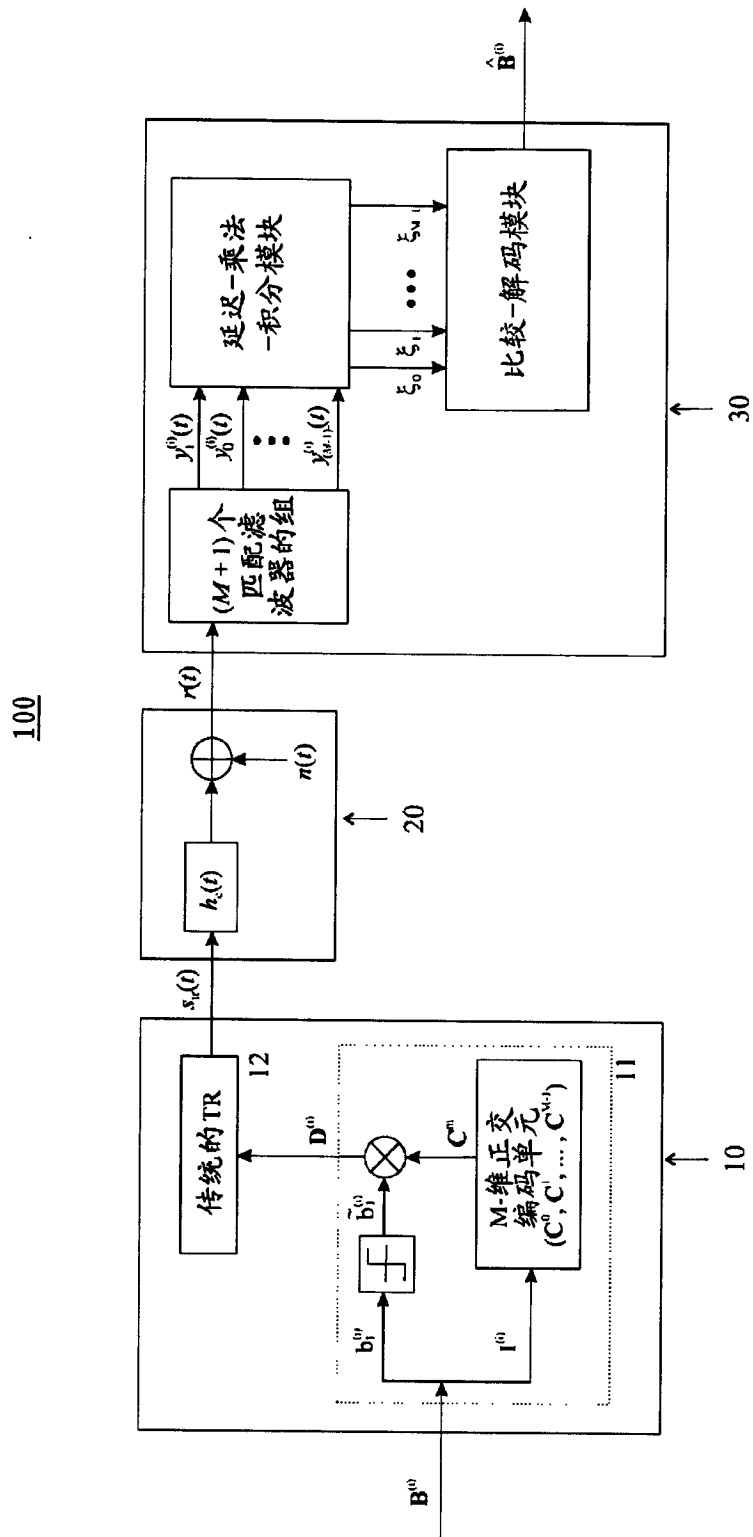


图 1

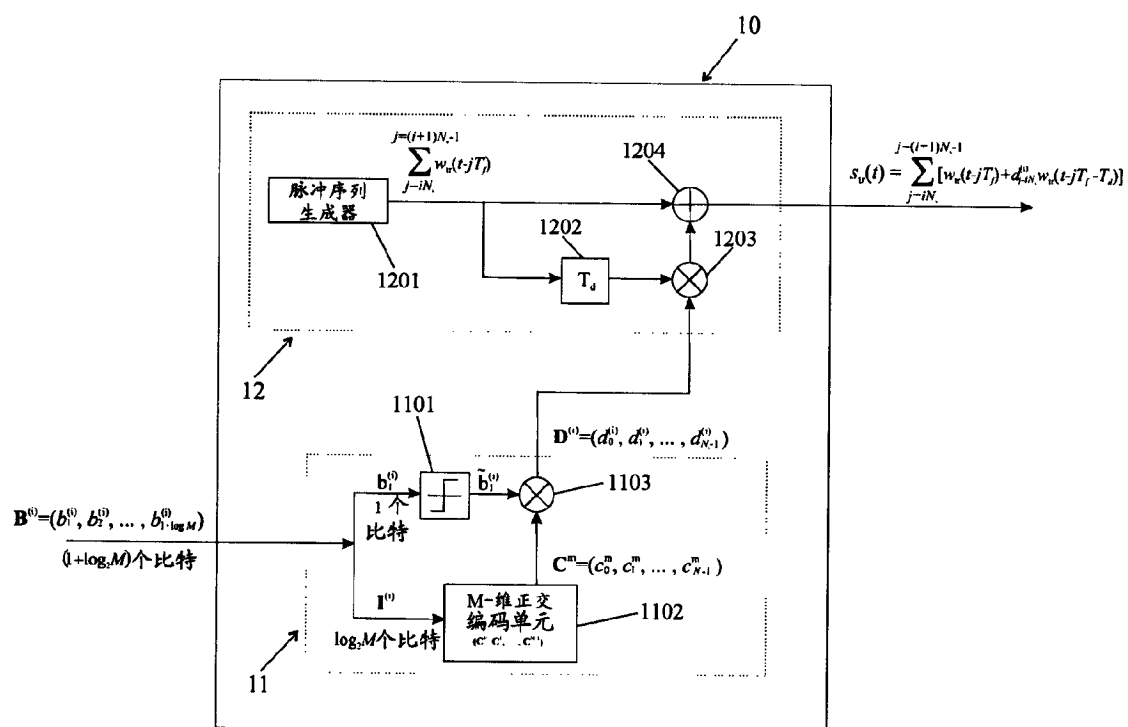


图 2

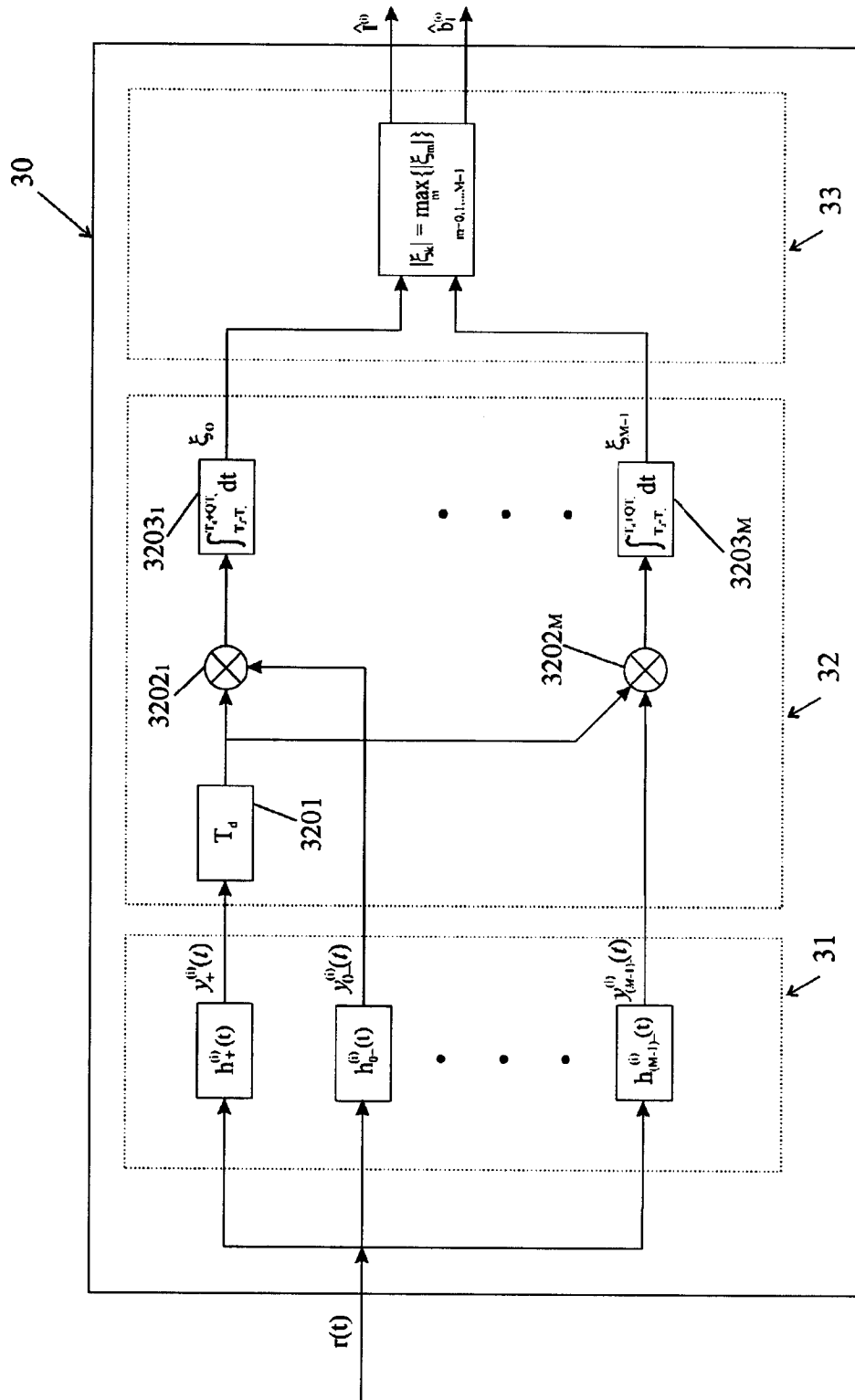


图 3

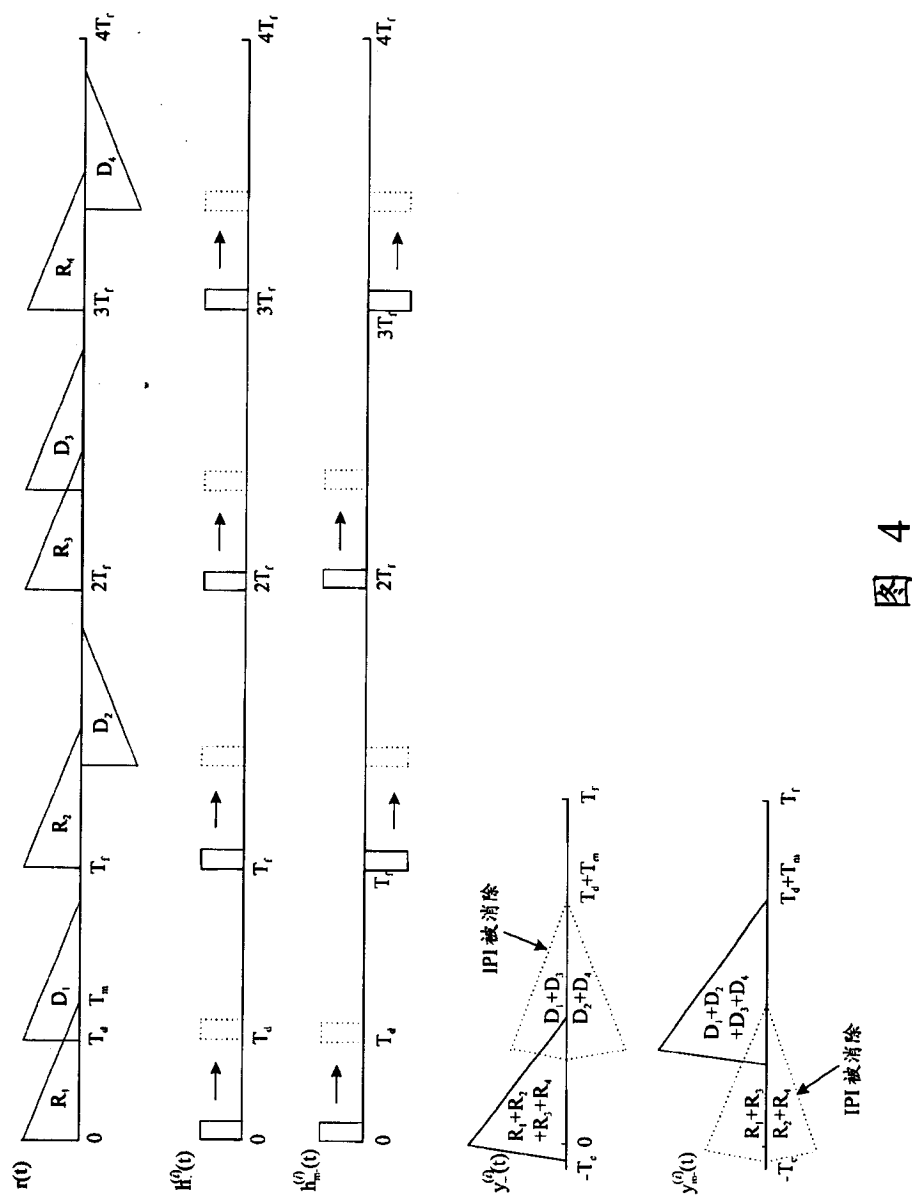


图 4

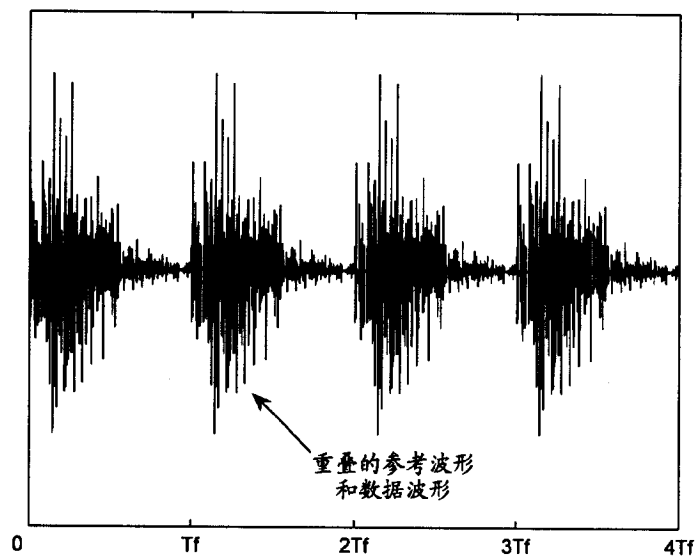


图 5

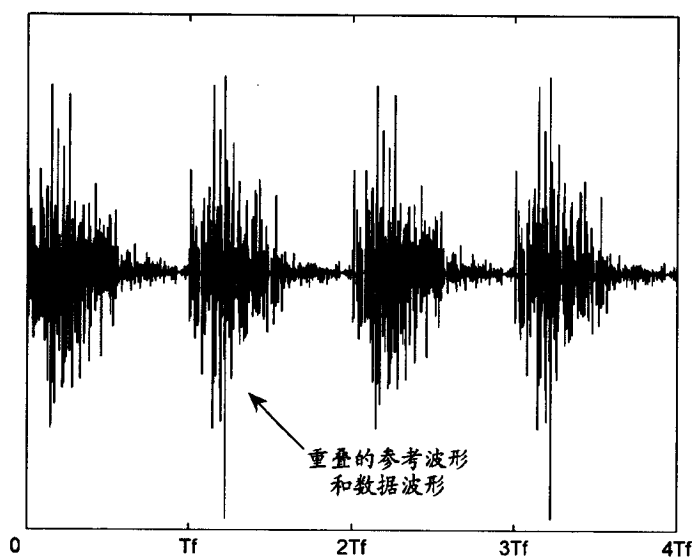


图 6

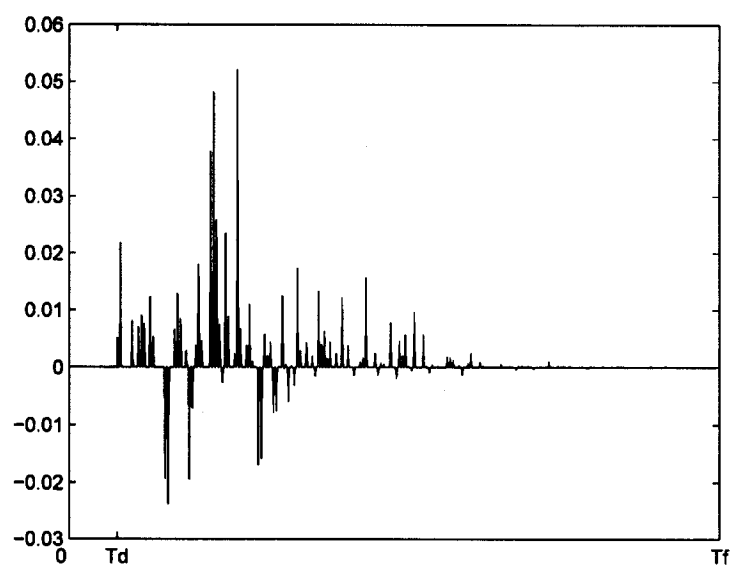


图 7

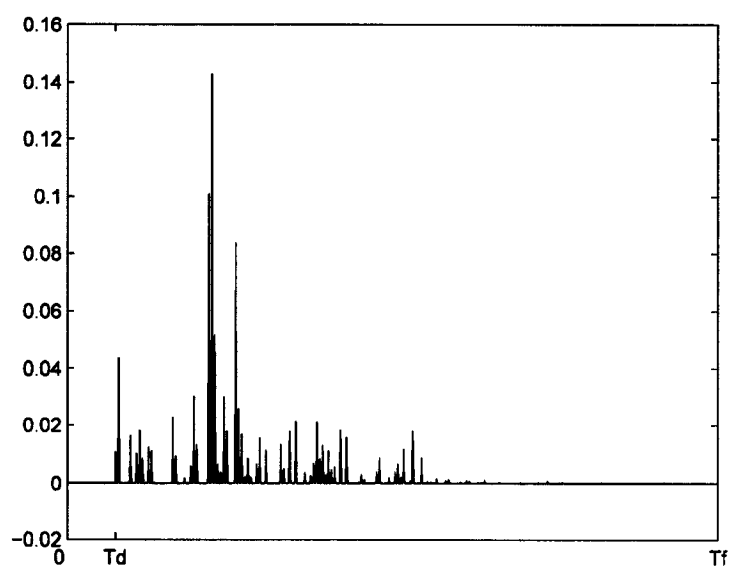


图 8

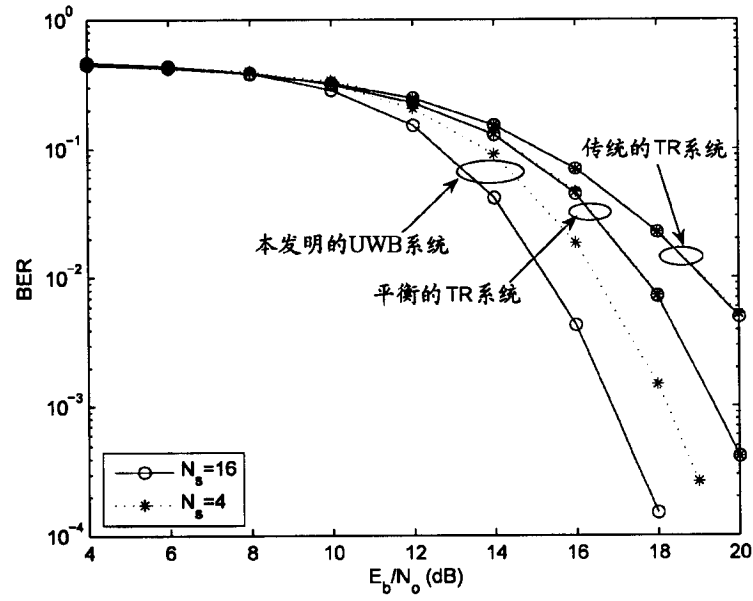


图 9

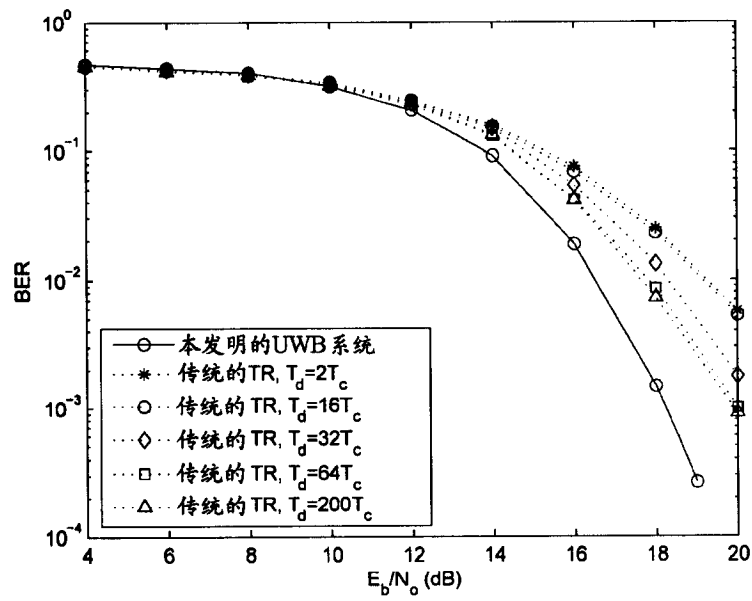


图 10

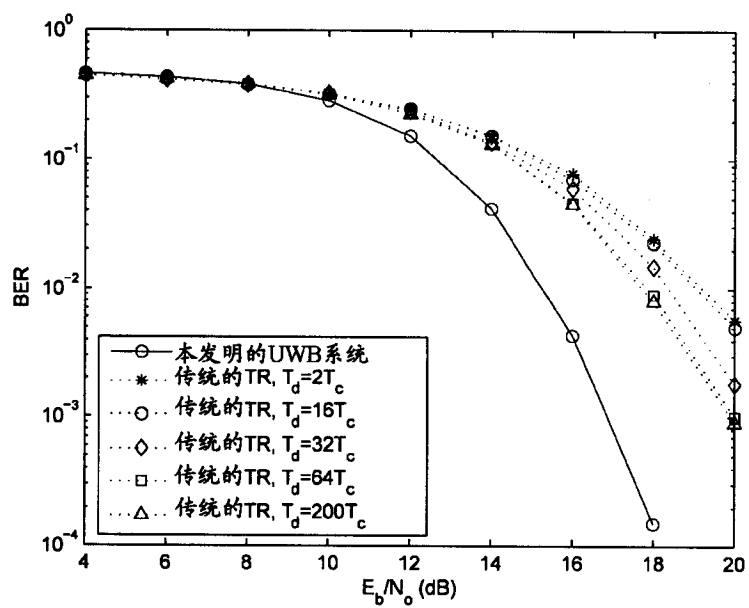


图 11

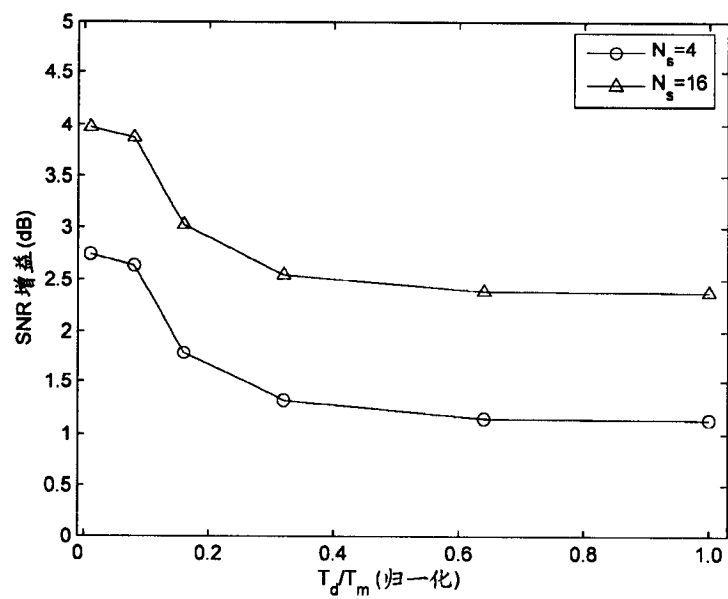


图 12