文章编号: 1674-7070(2012)02-0157-06

改进参考信号的差分发送参考 UWB 自相关接收机

王峰[1,2]

摘要

针对超宽带(UWB)差分发送参考(DTR)自相关接收机参考信号中含有的较强噪声分量严重影响了其性能的情况,提出了改进参考信号的差分发送参考(MRDTR)自相关接收机. 首先通过将前一符号周期内各帧的接收信号相加取平均作为解调当前符号的参考信号,通过平均减少了参考信号中噪声的影响,然后将当前符号间隔内各帧的接收信号与参考信号进行相乘积分,随后将码元内各帧积分结果进行相加,最后通过判决恢复发送的符号. 通过改进参考信号,改善了接收机的误比特率性能,并分析了该接收机在可分辨多径信道中的理论误比特率性能. 理论分析和仿真结果证实 MRDTR 自相关接收机的误比特率性能明显优于 DTR 接收机.

关键词

超宽带(UWB);发送参考;差分发送参考(DTR);改进参考信号的差分发送参考(MRDTR);自相关接收机

中图分类号 TN973.3

文献标志码 A

收稿日期 2011-11-21

资助项目 国家自然科学基金(69872016)

作者简介

王峰,男,博士,讲师,主要从事超宽带无线通信、雷达系统、扩频通信、无线传感器网络方面的研究. wangfeng1978@163.com

1 南京信息工程大学 电子与信息工程学院,南京,210044

2 南京信息工程大学 江苏省气象传感网技术工程中心,南京,210044

0 引言

超宽带(Ultra-WideBand,UWB)作为一种室内短距离高速率无线通信技术受到了业界的普遍关注[1]. 脉冲无线电超宽带(Impulse Radio Ultra-WideBand)通信系统通常利用持续时间非常短的脉冲来传输信息,在接收端使用 Rake 接收机将丰富的多径分量合并起来,实现多径分集. 然而使用 Rake 接收机有两个主要的缺点: 其一是要尽可能多地收集扩展在丰富多径上的 UWB 信号能量,这无疑增加了复杂度和成本,不利于 Rake 接收机的实现; 其二是接收机需要估计全部的多径分量以及各个多径分量的时延. 由于每一个 UWB 分量的能量都非常低,所以准确地估计出全部多径信息是非常困难的[2]. 为了克服传统 Rake 接收机遇到的困难,发送参考(Transmitted Reference,TR)接收机被提出来[3]. TR 发射机将消息信号和参考信号嵌入到时间或者频率间隔的信道中,接收机利用包含在接收信号中的参考信号对接收信号进行解调,只要参考信号和消息信号之间的间隔足够小,就可以保证消息信号和参考信号经历近似相同的衰落[4],称其为传统发送参考系统(Conventional Transmitted Reference,CTR). 由于 CTR 系统使用 50% 的时间和能量来发送参考信号,所以能量利用率和传输效率比较低[5]. 发射机也可以将经过差分编码的消息信号嵌入其中作为参考信号,此方式中的参考信号就是前一消息信号的时延版本,这种经过差分编码的 TR 系统被称为差分发送参考(Differential Transmitted Reference,DTR)系统[6]. DTR 系统有效地提高了能量利用率和发送效率. 与传统的相关器不同,CTR/DTR 系统的相关器使用了含有噪声的参考信号,因此相关器的输出中包含了非高斯[7]的噪声项,而且含有噪声的参考信号使接收机的性能有所下降[8],因而减少参考信号中的噪声的影响成为改善 TR 接收机性能的一个重要途径. 通过平均几个参考信号以降低参考信号中噪声影响的 TR 系统被提出来,称为平均发送参考(Average Transmitted Reference,ATR)系统[9]. 此外,假设接收机已知信道响应的部分自相关信息,基于统计不变性原理的 TR-UWB 接收机被提出来[9]. 文献[10]研究了二进制相移键控发送参考 UWB 接收机在加性白高斯噪声和多径衰落信道中对同步误差的敏感性,与 Rake 接收机相比,TR 接收机对同步误差不敏感,对信噪比更加敏感. 为了在传统 UWB 发送参考接收机中降低对单位时延的要求以便能够处理宽带信号,微小频移参考 UWB 信号发送方法被提出来[11].

虽然 ATR 系统的性能得到了改善但该系统仍需要发送专门的参考信号，能量效率和传输效率仍然较低. 尽管 DTR 系统不需要发送专门的参考信号，提高了能量利用率和发送效率，但参考信号和接收信号中包含较强的噪声分量，降低了其性能. 为了既能改善系统的性能，同时又能提高能量效率和传输效率，本文提出了一种使用 BPSK 调制的改进参考信号的差分发送参考(Modified Reference Transmitted Reference，MRDTR) UWB 自相关接收机. MRDTR 接收机发送信号的形式与 DTR 相同，但 MRDTR 接收机通过将前一符号周期内各帧的接收信号相加，取平均作为解调当前符号的参考信号，将当前符号间隔内各帧的接收信号与新的参考信号进行相乘积分，然后将积分结果相加并进行判决恢复发送的符号. 该接收机在保证有用信号不变的前提下，降低了噪声对接收机性能的影响，改善了接收机的误比特率(Bit Error Rate，BER) 性能.

1 UWB 信号模型

本文仅考虑单用户情况. 假设 $d_j \in \{0,1\}$ 是要发送的二进制符号，服从等概分布，$b_j \in \{-1,1\}$ 是其经过差分编码的双极性符号. 本文采用跳时 BPSK 调制，发送的 UWB 单脉冲为 $p_{\mathrm{tr}}(t)$，其宽度为 T_p，经过信道和接收机前置带通滤波器后的接收脉冲波形为 $p_{\mathrm{re}}(t)$，能量为 E_p. 每个比特通过 N_s 个周期为 T_f 的时间帧发送，每比特时间 $T_b = N_s T_f$，每比特能量为 $E_b = N_s E_f$，E_f 为每帧信号能量，$E_f = E_p$. MRDTR 自相关接收机不需要发射机发送专门的参考信号，与 DTR 接收机一样发送经过差分编码的双极性二进制符号调制的脉冲序列. 其发送信号的形式为

$$s(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_s-1} b_j p_{\mathrm{tr}}(t - jT_b - kT_f). \tag{1}$$

信道采用 IEEE802.15.3a 推荐的 UWB 多径信道模型，设有 L 个多径，第 l 个多径的信道增益为 α_l，传播时延为 τ_l，多径是可分辨的，信道为准静态信道，即信道在 N 个符号间隔内不变. 接收机前置带通滤波器(Band-Pass Filter，BPF) 的带宽为 W. 接收机相关器的积分时间为 T_I. 接收机已实现很好的同步. 发送的信号经过叠加有加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise，AWGN) 的多径信道和带通滤波器后的接收信号可写为

$$r(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l b_j p_{\mathrm{re}}(t - jT_b - kT_f - \tau_l) + n(t). \tag{2}$$

式(2) 中，$n(t)$ 是均值为零方差为 $N_0/2$ 的 AWGN.

考虑第 $n(n > 1)$ 个符号间隔内的接收信号. 其表达式为

$$r_n(t) = \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l b_n p_{\mathrm{re}}(t - nT_b - kT_f - \tau_l) + n_n(t). \tag{3}$$

式(3) 中，$n_n(t)$ 表示第 n 个符号间隔内的 AWGN.

2 DTR 接收机结构及性能分析

DTR 接收机将前一符号内接收到的信号延时一个符号间隔 T_b，与当前符号接收到的信号相乘积分，随后将码元内各帧积分结果进行相加，得到该码元的相关器输出，最后进行符号判决. DTR 接收机的结构如图 1 所示.

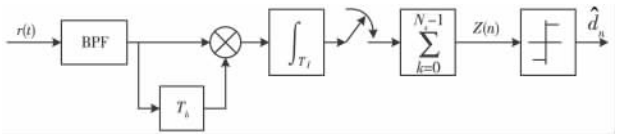


图 1 DTR 自相关接收机结构

Fig. 1 Structure to MRDTR autocorrelation receiver

根据 DTR 接收机的解调过程，可以得出关于码元 d_n 的判决变量

$$Z(n) = \sum_{k=0}^{N_s-1} \int_{nT_b+kT_f}^{nT_b+kT_f+T_I} r_{n-1}(t - T_b)\, r_n(t)\, \mathrm{d}t = N_s b_n b_{n-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 E_p + n_1 + n_2 + n_3, \tag{4}$$

其中，n_1、n_2 和 n_3 均可以近似为互不相关的零均值高斯变量[12]，其方差分别为

$$E\{n_1^2\} = \frac{N_0}{2} N_s E_p \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2, \tag{5}$$

$$E\{n_2^2\} = \frac{N_0}{2} N_s E_p \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2, \tag{6}$$

$$E\{n_3^2\} = \frac{N_0^2}{2} N_s W T_I, \tag{7}$$

则可得 BPSK 调制的 DTR 系统的误比特率为

$$P_e^{\mathrm{DTR}} = Q\left(\sqrt{\frac{\left(\sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 E_b\right)^2}{\left(N_0 E_b \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 + \frac{N_s}{2} W T_I N_0^2\right)}}\right), \tag{8}$$

其中，$E_b = N_s E_f = N_s E_p$.

3 MRDTR 接收机结构

由于发射机没有发射参考信号，MRDTR 自相关接收机通过将前一符号周期中 N_s 个时间帧内的接

收信号经过不同的延时使其在时间上对齐,然后相加取平均,构造出解调当前符号用的参考信号,接着将当前符号间隔内各帧的接收信号与参考信号进行相乘积分,最后将各帧内的积分结果相加判决,恢复发送的符号. 第 $n-1$ 个符号间隔的第 m 帧内的接收信号可写为

$$r_{n-1,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l b_{n-1} p_{\mathrm{re}}[t-(n-1)T_b - mT_f - \tau_l] + n_{n-1,m}(t). \quad (9)$$

将 $r_{n-1,0}(t),\cdots,r_{n-1,N_s-2}(t)$ 分别延时 $(N_s-1)T_f,\cdots,T_f$,使它们在时间上对齐. 可得延时后的信号为

$$q_{n-1,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l b_{n-1} p_{\mathrm{re}}[t-(n-1)T_b-(N_s-1)T_f-\tau_l] + n_{n-1,m}[t-(N_s-1-m)T_f], \quad (10)$$

然后将它们相加求和,除以 N_s,即可得

$$m_{n-1}(t) = \frac{1}{N_s}\sum_{m=0}^{N_s-1} q_{n-1,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l b_{n-1} p_{\mathrm{re}}[t-(n-1)T_b-(N_s-1)T_f-\tau_l] + \frac{1}{N_s}\sum_{m=0}^{N_s-1} n_{n-1,m}[t-(N_s-1-m)T_f], \quad (11)$$

接着将 $m_{n-1}(t)$ 延时 T_b 即可得到解调第 n 个符号所用的新的参考信号

$$f_n(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l b_{n-1} p_{\mathrm{re}}[t-nT_b-(N_s-1)T_f-\tau_l] + \frac{1}{N_s}\sum_{m=0}^{N_s-1} n_{n-1,m}[t-(N_s-1-m)T_f-T_b]. \quad (12)$$

对于当前符号的接收信号 $r_n(t)$,将其分别延时 $T_f,\cdots,(N_s-1)T_f$,然后分别与 $f_n(t)$ 相乘积分,最后将积分结果相加进行判决,恢复发送的符号.

根据 MRDTR 的解调过程可得其接收机的结构如图 2 所示.

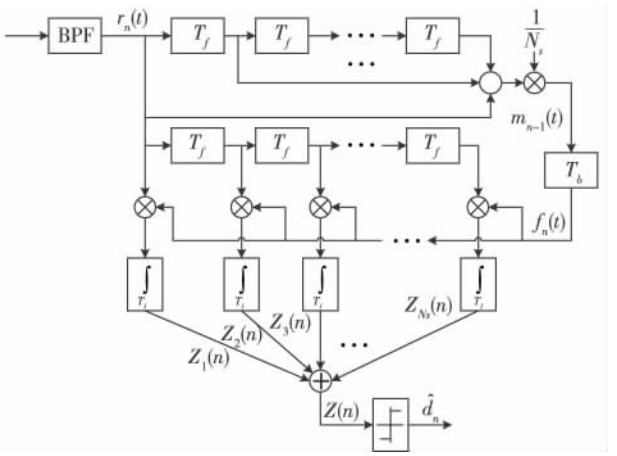


图 2 MRDTR 自相关接收机结构

Fig. 2 Structure of MRDTR autocorrelation receiver

4 MRDTR 接收机的性能分析

根据 MRDTR 自相关接收机的工作过程,可以得到第 k 个相关器的输出为

$$Z_k(n) = E_p \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 b_{n-1} b_n + n_{k_1} + n_{k_2} + n_{k_3}. \quad (13)$$

关于码元 d_n 的相关器输出的判决变量为

$$Z(n) = \sum_{k=0}^{N_s-1} Z_k(n) = N_s E_p \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 b_{n-1} b_n + \sum_{k=0}^{N_s-1}(n_{k_1}+n_{k_2}+n_{k_3}), \quad (14)$$

式(14)中第 2 个求和项为噪声项,其中 n_{k_1},n_{k_2} 和 n_{k_3}($k \in [1,N_s]$)均可以近似为互不相关的零均值高斯变量[12]. 其中,

$$n_{k_1} = \int_{T_I} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l b_{n-1} p_{\mathrm{re}}[t-nT_b-(N_s-1)T_f-\tau_l] n_n(t-(N_s-k-1)T_f)\,\mathrm{d}t, \quad (15)$$

$$n_{k_2} = \int_{T_I} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l b_n p_{\mathrm{re}}[t-nT_b-(N_s-1)T_f-\tau_l] \frac{1}{N_s}\sum_{m=0}^{N_s-1} n_{n-1,m}[t-(N_s-1-m)T_f-T_b]\,\mathrm{d}t, \quad (16)$$

$$n_{k_3} = \int_{T_I} \frac{1}{N_s}\sum_{m=0}^{N_s-1} n_{n-1,m}[t-(N_s-1-m)T_f-T_b] n_n(t-(N_s-k-1)T_f)\,\mathrm{d}t, \quad (17)$$

则 $Z(n)$ 的均值为

$$E(Z(n)) = N_s E_p \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 b_{n-1} b_n. \quad (18)$$

$Z(n)$ 的方差为

$$D(Z(n)) = \frac{N_s+1}{2} N_0 E_p \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 + \frac{N_0^2 WT_I}{2N_s}. \quad (19)$$

因此,可以得到使用 BPSK 调制的 MRDTR 自相关接收机的误比特率为

$$P_e^{\mathrm{MRDTR}} = Q\left(\sqrt{\frac{E^2\{Z(n)\}}{D(Z(n))}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{\left(N_s E_p \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2\right)^2}{\frac{N_s+1}{2} N_0 E_p \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 + \frac{N_0^2 WT_I}{2N_s}}}\right). \quad (18)$$

将 $N_s E_f = N_s E_p = E_b$ 代入式(18),并进行一些数学运算可以得到用每比特能量表示的 MRDTR 自相关接收机的误比特率:

$$P_e^{\mathrm{MRDTR}} = Q\left(\frac{E_b\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_l^2}{\sqrt{\frac{N_s+1}{2N_s}N_0E_b\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_l^2+\frac{N_0^2WT_I}{2N_s}}}\right). \quad (19)$$

为了便于书写，令

$$E_r = E_b\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_l^2, \quad (20)$$

$$\beta = \frac{WT_I}{2}, \quad (21)$$

并将接收端接收信噪比定义为

$$R_{\mathrm{SN}} = \frac{E_r}{N_0}, \quad (22)$$

将式(20)、(21)和(22)分别代入式(8)和(19)，可得

$$P_e^{\mathrm{DTR}} = Q\left(\frac{R_{\mathrm{SN}}}{\sqrt{R_{\mathrm{SN}}+N_s\beta}}\right), \quad (23)$$

$$P_e^{\mathrm{MRDTR}} = Q\left(\frac{R_{\mathrm{SN}}}{\sqrt{\frac{N_s+1}{2N_s}R_{\mathrm{SN}}+\frac{\beta}{N_s}}}\right), \quad (24)$$

由式(23)和(24)可以看出 P_e^{MRDTR} 和 P_e^{DTR} 的表达式分子相同，因此要比较 P_e^{MRDTR} 和 P_e^{DTR} 的大小关系，仅需比较分母的大小即可. 为了方便比较，分别将它们的分母中的两项列在表 1 中.

表 1　DTR 接收机和 MRDTR 接收机误比特率表达式分母中的两项

Table 1　Two terms in denominator of BER expression for DTR and MRDTR receiver

比较项	接收机类型	
	DTR	MRDTR
第 1 项	R_{SN}	$\frac{N_s+1}{2N_s}R_{\mathrm{SN}}$
第 2 项	$N_s\beta$	$\frac{\beta}{N_s}$

从表 1 中可以看出：MRDTR 接收机 BER 表达式分母的第 1 项是 DTR 接收机 1 项的 $\frac{N_s+1}{2N_s}$ 倍；其第 2 项是 DTR 接收机的 $\frac{1}{N_s^2}$ 倍. 当 $N_s = 1$ 时，MRDTR 接收机误比特率表达式中的第 1 项和第 2 项与 DTR 接收机的第 1 项和第 2 项相同. 因此这两个接收机的误比特率性能相同. 这是由于 $N_s = 1$ 时，MRDTR 接收机对参考信号的平均作用消失，MRDTR 接收机退化为 DTR 接收机；当 $N_s > 1$ 时，MRDTR 接收机的第 1 项和第 2 项均分别小于 DTR 接收机的对应的第 1 项和第 2 项，因而 MRDTR 接收机的 BER 性能优于 DTR 接收机. 这是由于 $N_s > 1$，平均作用降低了参考信号中噪声的影响，提高了 MRDTR 接收机的误比特率性能；此外，N_s 越大，MRDTR 接收机的性能越好，而 DTR 的性能则越差. 所以理论分析结果表明本文所提出的 MRDTR 自相关接收机通过对参考信号和接收信号分别进行平均，降低了噪声对接收机性能的影响，改善了接收机的性能，使得 MRDTR 接收机的 BER 性能明显优于 DTR 接收机.

5　计算机仿真与结果分析

为了更好地验证本文所提出的 MRDTR 接收机的性能，本文对 DTR 自相关接收机和 MRDTR 自相关接收机在 IEEE802.15.3a 推荐的 UWB 典型多径信道模型 CM1 中的误比特率性能进行了计算机仿真. 信道 CM1 是视距(Line of Sight，LOS)的，接收机和发射机的距离为 2 m，信道的时间分辨率为 2 ns，观测时间为 100 ns，均方根时延扩展为 $\tau_{\mathrm{rms}} = 5.121\ 2$ ns，帧时间 T_f 为 10 ns，积分时间 T_I 为 10 ns. 为了简化仿真过程，接收机均没有使用带通滤波器. UWB 单脉冲采用高斯脉冲的二阶导数，其时域表达式为[13]：

$$p(t) = \left[1-4\pi\left(\frac{t}{\tau_m}\right)\right]\exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{\tau_m}\right)^2\right]. \quad (25)$$

其中，τ_m 为脉冲成形因子，本文中 $\tau_m = 0.2$ ns，$T_p = 0.5$ ns.

图 3 给出了信噪比为 6 dB 时，DTR 接收机和 MRDTR 接收机的 BER 性能随 N_s 的变化情况.

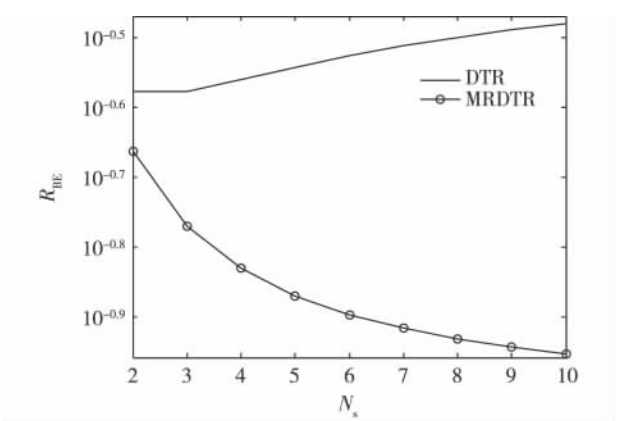


图 3　$R_{\mathrm{SN}} = 6$ dB 时 DTR 接收机和 MRDTR 接收机的 BER 性能随 N_s 的变化情况

Fig. 3　Variation of BER with N_s at $R_{\mathrm{SN}} = 6$ dB for DTR and MRDTR autocorrelation receivers

从图3中可以看出:在相同 N_s 时,本文所提出的MRDTR接收机的性能明显优于DTR;此外,DTR接收机的BER随着 N_s 的增加而逐渐增加,而MRDTR接收机的BER则随着 N_s 的增加而降低.这与理论分析的结果是一致的.其原因是 N_s 越大,通过平均降低参考信号中噪声影响的效果越明显.由于SNR较低,所以性能改善不是特别明显.

图4则给出了 $R_{SN}=12$ dB 时,DTR接收机和MRDTR接收机的BER性能随 N_s 的变化情况.

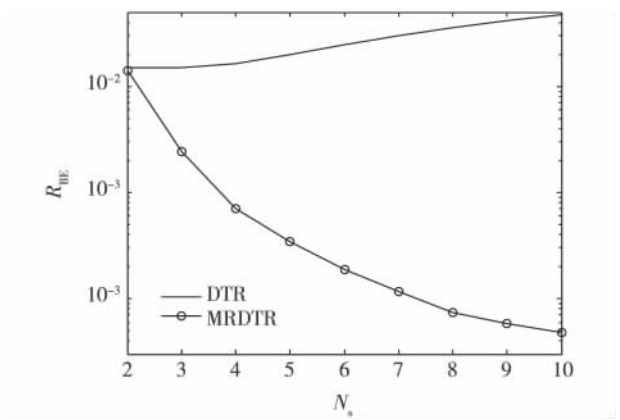


图4 $R_{SN}=12$ dB 时DTR接收机和MRDTR接收机的BER性能随 N_s 的变化情况

Fig. 4 Variation of BER with N_s at $R_{SN}=12$ dB for DTR and MRDTR autocorrelation receivers

从图4中可以看出:在 $N_s=2$ 时MRDTR接收机的BER性能与DTR接近;随着 N_s 的增加,MRDTR的BER明显下降,而DTR接收机的BER性能则随着 N_s 增加而逐渐恶化,$N_s=10$ 时与 $N_s=2$ 时相比,MRDTR接收机的BER下降了3个数量级.

图5则给出了 $N_s=3$ 时,DTR和MRDTR接收机的BER性能随SNR的变化情况.

从图5中可以看出:$N_s=3$ 时,MRDTR接收机与DTR接收机相比,其误比特率获得了明显地改善.在 $R_{BE}=10^{-4}$ 时,MRDTR接收机与DTR接收机相比,其SNR改善了约1.2 dB.这表明本文提出的MRDTR接收机可以明显改善系统的接收性能.

图6则给出了 N_s 增加到6时,MRDTR接收机与DTR接收机的BER性能曲线.

从图6中可以看出:当 N_s 增加到6时,MRDTR接收机与DTR接收机相比的性能改善更加明显.在 $R_{BE}=10^{-4}$ 时,MRDTR接收机与DTR接收机相比,其SNR的改善约有2.8 dB.这表明,本文提出的MRDTR接收机通过平均前一符号周期内各帧的接收信号作为新的参考信号,降低了参考信号中的噪声对接收机性能的影响,误比特率性能得到了显著改善.

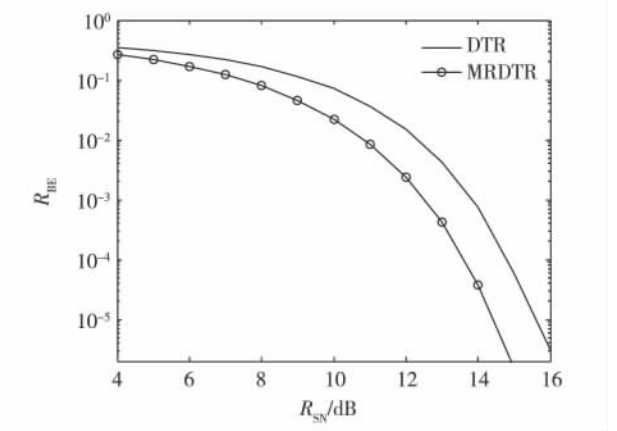


图5 $N_s=3$ 时DTR和MRDTR自相关接收机的误比特率性能曲线

Fig. 5 Variation of BER with $N_s=3$ for DTR and MRDTR autocorrelation receivers

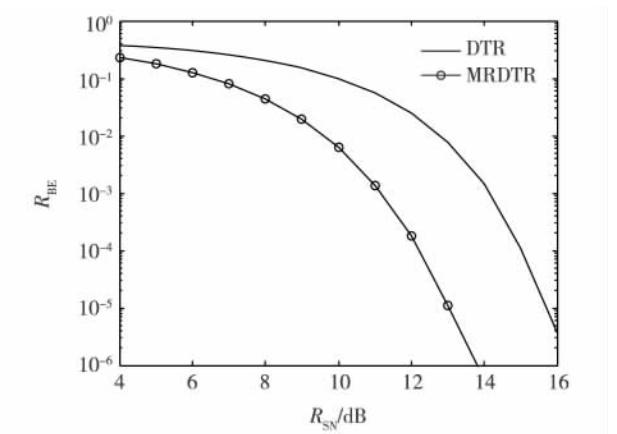


图6 $N_s=6$ 时DTR和MRDTR自相关接收机的误比特率性能曲线

Fig. 6 Variation of BER with $N_s=6$ for DTR and MRDTR autocorrelation receivers

6 结论

本文提出了一种MRDTR超宽带自相关接收机,该接收机通过将前一符号周期内各帧的接收信号相加取平均作为解调当前符号的新的参考信号,降低了噪声对接收机性能的影响,改善了误比特率(BER)性能.从理论上分析了MRDTR接收机的BER性能,推导了BER性能的表达式.理论分析和仿真结果表明:在相同参数条件下,MRDTR接收机的BER性能明显优于DTR接收机,而且 N_s 越大,与

DTR 接收机相比的性能改善越明显. 但增加 N_s 会降低传输速率,因而在实际应用时,N_s 的值要权衡传输速率和 BER 性能进行折中选择.

参考文献

References

[1] Liang L, Hum S V. Experimental characterization of UWB beamformers based on multidimensional beam filters [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(1): 301-309

[2] Niu W H, Li J, Talty T. Quantization of UWB TR receiver with slightly frequency shifted reference [C] // IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Phoenix, Arizona, USA, 2011: 198-201

[3] Hingorani G D, Hancock J C. A transmitted reference system for communication in random of unknown channels [J]. IEEE Transactions on Communication Technology, 1965, 13(3): 293-301

[4] Niranjayan S, Beaulieu N C. Accurate performance analysis of TR UWB systems with arbitrary front-end filters [C] //2007 IEEE International Conference on Communications, Glasgow, Scotland, 2007: 4122-4127

[5] Yang L Q, Giannakis G B, Swami A. Noncoherent ultra-wideband (de) modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(4): 810-819

[6] Chao Y L, Scholtz R A. Optimal and suboptimal receivers for ultra-wideband transmitted reference systems [C] // IEEE Global Telecommunications Conference, 2003, 2: 759-763

[7] Niranjaya S, Beaulie N C. On the integrated cross-noise component in correlation receivers [C] // IEEE Global Telecommunications Conference, 2006: 1-6

[8] Goeckel D L, Zhang Q. Slightly frequency-shifted reference ultra-wideband (UWB) radio [J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(3): 508-519

[9] D'Amico A A. IR-UWB Transmitted-reference systems with partial channel knowledge: A receiver design based on the statistical invariance principle [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(4): 1435-1448

[10] Zhao B, Chen Y F, Green R J. Capacity sensitivity of UWB TR receivers to synchronization errors [J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(4): 371-373

[11] Niu W H, Li J, Talty T. Quantization of UWBTR receiver with slightly frequency shifted reference [C] // IEEE Radio and Wireless Symposium, Phoenix, Arizona, 2011: 198-201

[12] Choi J D, Stark W E. Performance of ultra-wideband communications with suboptimal receivers in multipath channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(9): 1754-1766

[13] Li Q H, Rusch L A. Multiuser detection for DS-CDMA UWB in the home environment [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(9): 1701-1711

Differential transmitted reference UWB autocorrelation receiver based on modified reference signal

WANG Feng[1,2]

1 School of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

2 Jiangsu Technology and Engineering Center of Meteorological Sensor Network, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

Abstract Due to the serious impact of the noise component contained in reference signal on Differential Transmitted Reference (DTR) receiver's performance, the paper proposes the Modified Reference Differential Transmitted Reference (MRDTR) autocorrelation receiver for Impulse Radio Ultra-WideBand (IR-UWB) wireless communication systems. This receiver sums up the reference signals in every frame during the previous symbol interval and then averages them to form the new reference signal. The noise effect on the receiver performance is reduced by the average method. Then the received signals in each frame during the current symbol interval are multiplied with the new reference signal and the products are integrated. These integral results in every frame are summed up and the sum is decided to recover the transmitted symbol. The Bit Error Rate (BER) performance of the receiver is improved by constructing the new reference signal. Its BER performance is analyzed over resoluble multipath channel. Theoretic analysis and simulation results verify that the BER performance of the MRDTR receiver is superior to DTR receiver evidently.

Key words ultra-wideband; transmitted reference; differential transmitted reference (DTR); modified reference differential transmitted reference (MRDTR); autocorrelation receiver