

无线超宽带传感网中 OFDM 信号的阵列化接收机制*

杜晓莉, 吕绍和, 王晓东, 周兴铭

(并行与分布处理国家重点实验室(国防科学技术大学), 湖南 长沙 410073)

通讯作者: 杜晓莉, E-mail: xiaolidu@nudt.edu.cn

摘要: 针对无线超宽带传感网中 OFDM 信号的接收, 研究了基于多窄带接收设备的阵列化处理方法, 以带宽拼接的方式实现超宽带(ultra-wideband, 简称 UWB) OFDM 信号的接收与处理. 首先, 将超宽带 OFDM 信号的频带切分成许多子带, 其中每两个相邻子带之间至少有一个子载波重叠. 这样, 超宽带 OFDM 信号被分解成多个子信号. 与子带相等数目的窄带接收设备组成接收阵列, 这些窄带设备分别工作在不同的子带上, 以分布式协作的方式对相应子信号进行采样. 然后, 以相邻设备对重叠子载波的采样为依据, 利用峰值对齐匹配法(peak value alignment retrieval, 简称 PVAR)对相邻窄带接收设备采样数据进行时间对齐. 再根据对齐的结果进行带宽拼接式数据融合, 得到超宽带 OFDM 信号的离散信号. 由于窄带接收设备的实现只需要低速 ADC, 因此有效解决了传统超宽带 OFDM 接收机中高速 ADC 的挑战. 通过仿真考察了这种方法的有效性、同步误差的容错性、设备数量的扩展性以及不同信噪比影响下的性能.

关键词: 超宽带; 无线传感网; OFDM; 接收阵列; 时间对齐; 带宽拼接; ADC

中文引用格式: 杜晓莉, 吕绍和, 王晓东, 周兴铭. 无线超宽带传感网中 OFDM 信号的阵列化接收机制. 软件学报, 2014, 25(Suppl. (1)): 30-38. <http://www.jos.org.cn/1000-9825/14004.htm>

英文引用格式: Du XL, Lü SH, Wang XD, Zhou XM. Array receiving scheme for ultra-wideband WSN OFDM signals. Ruan Jian Xue Bao/Journal of Software, 2014, 25(Suppl. (1)): 30-38 (in Chinese). <http://www.jos.org.cn/1000-9825/14004.htm>

An Array Receiving Scheme for Ultra-Wideband WSN OFDM Signals

DU Xiao-Li, LÜ Shao-He, WANG Xiao-Dong, ZHOU Xing-Ming

(Science and Technology on Parallel and Distributed Processing Laboratory (National University of Defense Technology), Changsha, 410073, China)

Corresponding author: Du Xiao-Li, E-mail: xiaolidu@nudt.edu.cn

Abstract: This paper proposes an array receiving scheme for ultra-wideband (UWB) OFDM signals in WSN networks. The major feature of the proposed scheme is recovering the UWB OFDM signal by frequency stitching. Firstly, the UWB OFDM signal is divided into multiple sub-bands. Every two adjacent sub-bands share at least one overlapped subcarrier(s), which is used for time alignment later. A sub-signal of the UWB OFDM signal is received on each sub-band by a narrow-band receiver. The received data sets of narrow-band receivers are time aligned by performing peak value alignment retrieval (PVAR) on the shared subcarriers. Then the UWB OFDM signal is recovered by fusing the received data sets according to the result of PVAR. As the implementation of narrow-band receivers only needs low-speed ADCs, the challenge of high-speed ADC in traditional UWB OFDM receiver is addressed. Extensive simulations are performed to demonstrate the validity of the proposed scheme and further look into three performance metrics: (1) synchronization error-tolerance, (2) extensibility, (3) performance under different SNR values.

Key words: Ultra-Wideband; wireless sensor network; OFDM; receiving array; time alignment; frequency stitching; ADC

无线传感网(wireless sensor network, 简称 WSN)已经形成无线通信领域的一个研究热点, 具有广泛的应用

* 基金项目: 国家自然科学基金(61070203, 61202484); 国家教育部博士点基金(20124307120033)

收稿时间: 2014-05-10; 定稿时间: 2014-08-26

前景,例如环境监控,目标跟踪等.超宽带 OFDM 是实现高速无线传感网的一项可行的技术方案^[1].根据 FCC (federal communications commission)制定的标准,超宽带的通信频段为 3.1GHz~10.6GHz,超宽带设备工作的信道带宽最小为 500MHz,最大为 7.5GHz^[2].由奈奎斯特采样定理可知,超宽带传感网接收节点中 ADC 的采样率必须大于信号带宽的 2 倍,才能恢复出原始信号.因此,按照传统的接收机设计,超宽带传感网接收节点需要采样速率至少为 1Gsps~15Gsps 的 ADC.实际应用中,ADC 的采样速率往往是信号带宽的 5 倍~10 倍,所需的 ADC 采样速率将是几十 Gsps 的量级.当前业界最快的 ADC 芯片 ADC12J4000 采样速率仅为 4Gsps,无法满足超宽带传感网接收节点的设计需求.

OFDM 是目前最有潜力的无线通信调制技术.现有的 OFDM 接收机大多基于固定的接收架构,无法胜任带宽快速增长的需求^[3-6].本文针对无线超宽带传感网中的 OFDM 信号,创新采用带宽拼接的思路,提出一种低成本、可扩展的阵列化接收机制.首先,将超宽带 OFDM 信号的频带切分成许多子带.相应地,OFDM 信号被分解为多个子信号.相邻子带之间重叠至少一个子载波.然后利用与子带相等数目的窄带接收设备组成接收阵列,每个窄带设备分别接收一个子带上的信号,得到其离散信号.再将这些离散信号进行数据融合得到超宽带 OFDM 信号的离散表示.最后进行信道估计、时频同步、FFT、逆映射等操作即可解码出原始超宽带 OFDM 中包含的信息.本文考虑的重点在于得到超宽带 OFDM 信号的离散表示,后续信道估计等操作均按常规执行.

主要研究以下两个方面的问题:

时间对齐(time alignment):阵列中的接收设备分别采样得到对应子带上的离散信号.由于这些离散信号彼此之间的采样时间对应关系不明确,无法直接进行融合,需要先进行时间对齐.在此,利用峰值对齐匹配法(peak value alignment retrieval,简称 PVAR),根据相邻设备对重叠子载波的采样值,将不同设备得到的离散信号进行时间对齐.最后按照对齐的结果将这些离散信号进行融合,得到超宽带 OFDM 信号的离散表示.

同步误差(synchronization error):阵列中的窄带设备以分布式并行的方式工作,时钟同步是任何一个分布式系统不可避免的问题.这些窄带设备由一个外部时钟源进行同步,但由于时钟线路的长度,材质各异,时钟信号到达每个设备的时间延迟不一致,该延迟叫做时钟偏斜(clock skew).时钟偏斜导致接收阵列中每个设备的采样开始时间不一致.

1 相关工作

带宽拼接的思路最早出现于 20 世纪 90 年代仪器测试领域的研究.由于多正弦波信号特性简单,一般采用周期性的多重正弦波信号(multisine signals)作为测试信号.通过比较多正弦波信号通过仪器前后的幅频特性来评价仪器的性能.拓宽测试信号的带宽,可以在更大的频率范围内观测仪器的性能.为了在更大频率范围观察仪器的性能,许多研究者开始探索带宽延展(bandwidth extension)的思路,以便在不增加信号发生设备复杂度的前提下,增大测试信号带宽.实现带宽延展主要有两种方案,软件实现和硬件实现,分别以 Remley 和 Wisell 的工作为代表.Remley 针对有重叠的相邻频带,提出一种基于相位相关的后处理算法.通过相位相关法对齐相邻频带中的重叠频点上的信号,进而将相邻频带粘贴在一起(stitching together),成倍地增加测试信号带宽.该方法可以将频谱有重叠的几组多重正弦波信号(multisine signals)通过带宽拼接,组合成一个测试信号,大幅增加测试信号带宽^[7].硬件方案中,Wisell 等利用综合滤波器组将多个窄带测试信号进行带宽拼接,来增大功率放大器测试信号的带宽^[8].与 Remley 的软件方法不同,该方法通过滤波器硬件来实现,不要求窄带测试信号有频带重叠.

本文主要借鉴软件实现方案中频带粘贴的思路,创新采用带宽拼接的思路实现无线超宽带传感网中 OFDM 信号的阵列化接收.但 Remley 所提测试信号带宽拼接方案并不能直接服务于这一目标,因为仪器性能测试利用的是测试信号的幅频特性,对不同频带上信号的时间对齐关系要求不严格,而信号接收时,需要确保子信号时间对齐之后,才能正确拼接和解码.因此时间对齐是本文所提接收机制中的一个重要研究内容.

2 系统模型

2.1 待接收信号

考虑一个基带无线超宽带传感网中的 OFDM 信号,记为 S . S 包含 N 个子载波,频谱范围为 $f_L \sim f_H$. 子载波频率均匀分布,间隔为 $f_s = (f_H - f_L) / N$. 第 k 个子载波频率表示为 $f_k = kf_s, k=0, 1, 2, \dots, N-1$.

不失一般性,考虑发送一个 OFDM 字符,记为 d . OFDM 将高速数据流转化为 N 个低速数据流, d 被分为 N 个部分, $d_1, d_2, \dots, d_{N-1}, d_N$. d_k 在特定的星座图中映射成复数 X_k , 例如 BPSK, QPSK 等. $X_1, X_2, \dots, X_{N-1}, X_N$ 分别分配到 N 个子载波上发送.

发送信号的时域表示为

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(t),$$

$$x_k(t) = X_k e^{j2\pi f_k t},$$

其中 $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

信道模型为加性高斯白噪声(additive white gaussian noise, 简称 AWGN)信道. 上述信号在 AWGN 信道中传播之后,即为待接收信号 S . S 的时域表达式为

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} [x_k(t) + n_k(t)],$$

其中 $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, $n_k(t)$ 为第 k 个子载波上的噪声信号.

2.2 信号分解

在频域将 S 分解成 P 个子信号, $S_1, S_2, \dots, S_{p-1}, S_p$. 对于 S_p , 频率范围为 $f_{pL} \sim f_{pH}$, 带宽为 $(f_{pH} - f_{pL})$, 其中 $p=1, 2, \dots, P$. 特意地, S_p 和 S_{p+1} 的频带有一小部分重叠, 即 $f_{(p+1)L} < f_{pH}$. 根据频域划分, N 个子载波分别落入这 P 个频带范围. 在 $f_{pL} \sim f_{pH}$ 频带范围之内的子载波构成 S_p . 由于频带重叠, S_p 和 S_{p+1} 有至少一个重叠子载波.

为简化问题, $S_1, S_2, \dots, S_{p-1}, S_p$ 频带宽度相同, 因此包含相同数目的子载波. 设定 S_p 和 S_{p+1} 重叠子载波数目为 1, 则共享子载波的总数为 $(P-1)$. 这些子载波的标识符分别记为 $N_1, N_2, \dots, N_{p-2}, N_{p-1}$. 信号分解情况如图 1 所示.

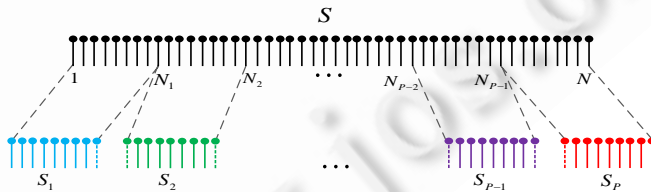


图 1 信号分解

由图 1 可见, S_p 中包含的子载波数目为 $(N_p - N_{p-1} + 1)$, 其中 $p=1, 2, \dots, P$. 特别地, 令 $N_0 = 1, N_p = N$. N_p 是 S_p 的最后一个子载波, 同时也是 S_{p+1} 的第 1 个子载波. $S_1, S_2, \dots, S_{p-1}, S_p$ 的时域表达式分别为

$$s_1(t) = \sum_{k=N_0}^{N_1} [x_k(t) + n_k(t)],$$

$$s_2(t) = \sum_{k=N_1}^{N_2} [x_k(t) + n_k(t)], \dots,$$

$$s_{p-1}(t) = \sum_{k=N_{p-2}}^{N_{p-1}} [x_k(t) + n_k(t)],$$

$$s_p(t) = \sum_{k=N_{p-1}}^{N_p} [x_k(t) + n_k(t)].$$

2.3 子信号接收

利用 P 个窄带接收设备 $R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 组成接收阵列, 分别对 $S_1, S_2, \dots, S_{p-1}, S_p$ 进行采样. 为了获得相同的采样速率, $R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 由一个外部时钟源进行同步, 采样速率即为时钟频率. 为满足奈奎斯特采样定理的要求, 采样速率至少为 $2 \times (f_{pH} - f_{pL})$, 记采样间隔为 T . R_p 对 S_p 进行采样, 则 R_p 对第 k 个子载波进行采样当且仅当 $N_{p-1} \leq k \leq N_p$. 子载波 N_p 同时被 R_p 和 R_{p+1} 采样, 其中 $p = 1, 2, \dots, P-1$. 第 k 个子载波的采样表示为 $[a_k(0), a_k(T), \dots, a_k(nT)]$, 采样点个数为 $(n+1)$. 为了区分, R_p 对子载波 N_p 的采样表示为 $[a_{N_p}(0), a_{N_p}(T), \dots, a_{N_p}(nT)]$, R_{p+1} 对子载波 N_p 的采样表示为 $[a'_{N_p}(0), a'_{N_p}(T), \dots, a'_{N_p}(nT)]$. N_{p-1} 与 N_p 之间的子载波被 N_p 采样, 其采样值形成一个时频矩阵 M_p, M_p 的行对应表示 S_p 中的子载波标识符, M_p 的列表示子载波的采样值.

$R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 采样得到 P 个时频矩阵 $M_1, M_2, \dots, M_{p-1}, M_p$, 其中,

$$M_1 = \begin{pmatrix} a_1(0) & \cdots & a_1(nT) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_1}(0) & \cdots & a_{N_1}(nT) \end{pmatrix},$$

$$M_2 = \begin{pmatrix} a'_{N_1}(0) & \cdots & a'_{N_1}(nT) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_2}(0) & \cdots & a_{N_2}(nT) \end{pmatrix}, \dots,$$

$$M_{p-1} = \begin{pmatrix} a'_{N_{p-2}}(0) & \cdots & a'_{N_{p-2}}(nT) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_{p-1}}(0) & \cdots & a_{N_{p-1}}(nT) \end{pmatrix},$$

$$M_p = \begin{pmatrix} a'_{N_{p-1}}(0) & \cdots & a'_{N_{p-1}}(nT) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_N(0) & \cdots & a_N(nT) \end{pmatrix}.$$

2.4 时间对齐

对子信号的采样是以一个分布式并行方式进行的, 虽然 $R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 由一个外部时钟进行同步, 但得到的时频矩阵 $M_1, M_2, \dots, M_{p-1}, M_p$ 是互不关联的数据集. 对子信号采样得到的是数据流, 无法确定不同设备采样点的时间对应关系. 因此, 在数据融合之前, 首先要找到 M_{p-1} 和 M_p 中数据的采样时刻对应关系.

本文利用峰值对齐匹配法 (peak value alignment retrieval, 简称 PVAR) 对 M_{p-1} 和 M_p 进行时间对齐. PVAR 通过对 M_{p-1} 的最后一行和 M_p 的第 1 行 (即 R_{p-1} 和 R_p 对重叠子载波的采样) 进行滑动相关找到匹配峰值.

PVAR 的工作原理如图 2 所示. 图 2(a) 表示在 M_{p-1} 的最后一行放置一个固定窗口; 图 2(b) 表示在 M_p 的第 1 行放置一个与固定窗口大小相等的滑动窗口. 随着滑动窗口不停地移动, 两个窗口取值的互相关值不断的被计算出来. 图 2(c) 中, x 轴表示滑动窗口的位置, y 轴表示两个窗口取值的互相关值, 相关值达到峰值时, M_{p-1} 和 M_p 时间对齐.

由于 M_{p-1} 和 M_p 是 S_{p-1} 和 S_p 的时频矩阵, 因此 M_{p-1} 和 M_p 的时间对应关系与 S_{p-1} 和 S_p 的时间对应关系是一致的.

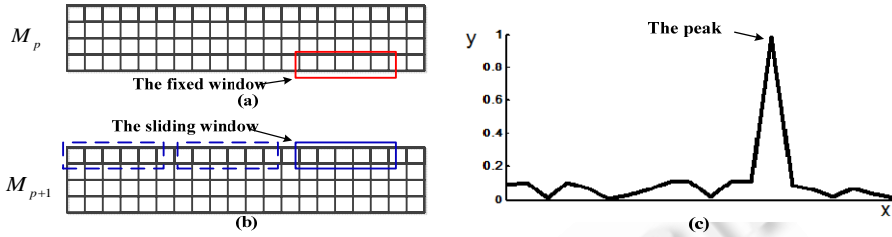


图2 PVAR

2.5 数据融合

根据时间对齐的结果,将 $M_1, M_2, \dots, M_{p-1}, M_p$ 融合成 S 的时频矩阵 M . 重叠子载波 N_{p-1} 的采样值由 M_{p-1} 最后一行和 M_p 第 1 行的均值决定,如图 3 所示.

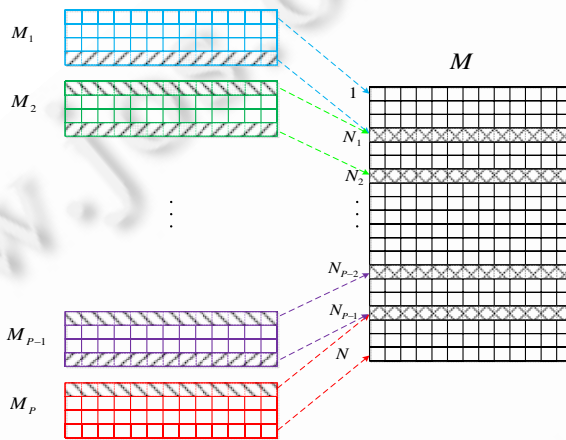


图3 数据融合

3 一个可行的接收机架构

一个可行的接收机架构如图 4 所示. S 由模拟分析滤波器组按频域切分成子信号 $S_1, S_2, \dots, S_{p-1}, S_p$. S_{p-1} 和 S_p 有一个重叠子载波. $R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 分别对 $S_1, S_2, \dots, S_{p-1}, S_p$ 进行采样并输出他们的时频矩阵 $M_1, M_2, \dots, M_{p-1}, M_p$. 通过时间对齐和数据融合,得到 S 的时频矩阵 M . 最后, M 经过 DFT 和信号逆映射,串并变换等过程即可解码出发送的信息 \hat{d} , 通过比较 \hat{d} 和 d , 即可得到误码率(bit error rate, 简称 BER). 为了清楚地描述这一“带宽拼接”式的阵列化信号接收机制,信道模型中没有考虑多径效应. 因此图中没有加入信道估计, 时频同步等模块, 但该机制与这些模块是完全兼容的, 在考虑多径效应的信道模型中, 完全可以加入这些模块.

4 误差分析

阵列中的接收机 $R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 以分布式并行的方式工作. 时间同步是任何一个分布式系统都面临的关键问题. 该机制中, 时间同步误差和信道信噪比会严重影响解码的误比特性能. 本节主要分析时钟同步误差.

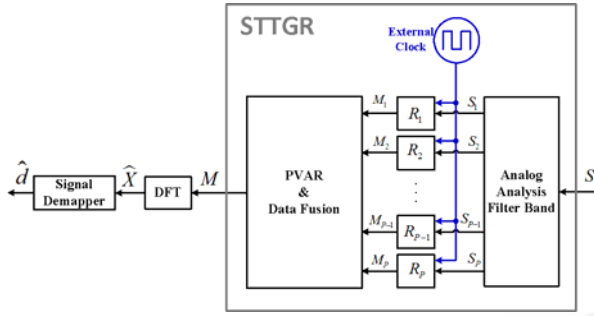


图 4 一个可行的接收机方案

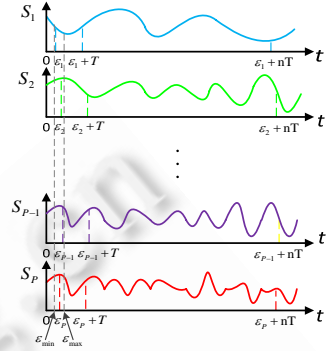


图 5 时钟偏移

4.1 误差源

尽管 $R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 由一个外部时钟进行同步来保证具有相同的采样速率和采样间隔,但由于时钟信号线路的长度不同,材质不同,时钟信号到达 $R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 的延迟也不相同,该延迟叫做时钟偏移(clock skew)。时钟偏移的本质是时钟延迟之间的差异。如果时钟延迟都相同,将不存在时钟偏移。事实上,并非时钟延迟,而是时钟偏移会导致系统性能下降。因为 R_{p+1} 的采样时刻与 R_p 的采样时刻轻微漂移。在时钟偏斜的影响下, $R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 的采样开始时间各不相同。 R_p 开始采样的时间为 $\epsilon_p, \epsilon_p > 0$ 。时钟偏移会使相关峰值受到影响。

R_p 的时钟延迟记为 $\epsilon_p, p=1, 2, \dots, P$,如图 5 所示。令 $\epsilon_{\max} = \max\{\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_{p-1}, \epsilon_p\}$, $\epsilon_{\min} = \min\{\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_{p-1}, \epsilon_p\}$ 。 $R_1, R_2, \dots, R_{p-1}, R_p$ 的时钟延迟为 $[\epsilon_{\min}, \epsilon_{\max}]$ 范围内的随机值。 $\epsilon_{\min} < \epsilon_{\max}$ 是时钟偏移产生的原因,如图 5 所示。STTGR 的同步误差定义为时钟偏移的值 $(\epsilon_{\max} - \epsilon_{\min})$ 。

在同步误差的影响下, R_p 开始采样的时间为 $\epsilon_p, \epsilon_p > 0$ 。P 个时频矩阵重写为

$$M_1 = \begin{pmatrix} a_1(\epsilon_1) & \dots & a_1(\epsilon_1 + nT) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_1}(\epsilon_1) & \dots & a_{N_1}(\epsilon_1 + nT) \end{pmatrix},$$

$$M_2 = \begin{pmatrix} a_{N_1}(\epsilon_2) & \dots & a_{N_1}(\epsilon_2 + nT) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_2}(\epsilon_2) & \dots & a_{N_2}(\epsilon_2 + nT) \end{pmatrix}, \dots,$$

$$M_{p-1} = \begin{pmatrix} a_{N_{p-2}}(\epsilon_{p-1}) & \dots & a_{N_{p-2}}(\epsilon_{p-1} + nT) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_{p-1}}(\epsilon_{p-1}) & \dots & a_{N_{p-1}}(\epsilon_{p-1} + nT) \end{pmatrix},$$

$$M_p = \begin{pmatrix} a_{N_{p-1}}(\epsilon_p) & \dots & a_{N_{p-1}}(\epsilon_p + nT) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_N(\epsilon_p) & \dots & a_N(\epsilon_p + nT) \end{pmatrix}.$$

在这里, R_p 对子载波 N_p 的采样值表示为 $[a_{N_p}(\epsilon_p), a_{N_p}(\epsilon_p + T), \dots, a_{N_p}(\epsilon_p + nT)]$, R_{p+1} 对子载波 N_p 的采样值表示为 $[a_{N_p}(\epsilon_{p+1}), a_{N_p}(\epsilon_{p+1} + T), \dots, a_{N_p}(\epsilon_{p+1} + nT)]$ 。由于 ϵ_p 和 ϵ_{p+1} 之间的差异,这两行之间的相关性较弱。

4.2 容错性能

精确时间同步的最大障碍时不确定性,时钟信号在线路中传播路径的随机性导致不确定性^[9]。鉴于此,对误差进行建模或者量化分析都是不适用的。因此,本文分析该阵列化接收机的容错性能。一般认为,当误比特率的量级大于 1×10^{-4} 是不可接受的。通过实验验证,确定系统的容错性能为 $0.3 \times T$,其中 T 为采样时间间隔。

5 性能评价

在 Matlab 中建立仿真工具验证该机制的性能.评价的性能指标包括:(1) 可用性;(2) 容错性能;(3) 扩展性;(4) SNR 的影响.

5.1 可用性和容错性

考虑超宽带 OFDM 信号 S 的带宽为 5GHz,包含 10 240 个子载波.一个 OFDM 符号包含 102 400 个比特位.总共发送了 30 个符号,BPSK 调制,SNR=17.

观察 S 被该阵列化机制接收的性能.作为比较, S 也被传统接收机接收.不失一般性,考虑阵列化接收机中窄带接收机的采样速率为 320Msps,160Msps,80Msps,40Msps 这 4 种情况.根据奈奎斯特采样定理,相应的阵列中窄带接收机数量为 64,128,256,512.下面用 STTGR64 表示 64 个窄带接收机组成的接收阵列,以此类推.

(a) 可用性.如图 6 所示,阵列化接收机与传统接收机具有可比性能,误码率在 1×10^{-4} 量级.表明了带宽拼接式阵列化接收机的可用性.

(b) 容错性.由图 6 可见,当同步误差接近 $0.3 \times T$ 时,阵列化接收机的误比特率接近 1×10^{-4} .因此,可知同步误差容错性能为 $0.3 \times T$.

(c) 优势对比.接收带宽为 5GHz 的超宽带接收机的实现需要采样速率至少为 10Gsps 的 ADC,目前的工艺水平无法实现.而阵列化接收机的实现仅需采样速率为几百 Msps 的 ADC,几乎任何一家电子器件公司都可以提供.

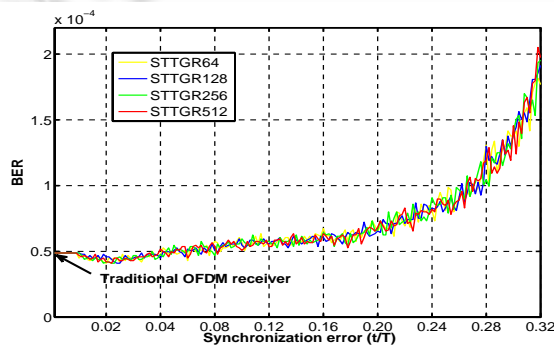


图 6 可用性和同步误差容错性

5.2 可扩展性

接收带宽可扩展是该阵列化接收机的特色之一.通过改变接收信号的带宽来观察阵列化接收机的可扩展性.假定待接收 OFDM 信号带宽为 10GHz,20GHz,50GHz,100GHz,200GHz,窄带接收机的采样速率统一为 500Msps.所需设备数目分别为 40,80,200,400,800,即分别用 STTGR40,STTGR80,STTGR200,STTGR400,STTGR800 来接收这些 OFDM 信号.SNR=17.考虑同步误差为 $0.1 \times T, 0.2 \times T, 0.3 \times T$ 这 3 种情况.

由图 7 可见,同步误差直接影响阵列化接收机的误比特率.当同步误差为 $0.1 \times T$,阵列化接收机的误比特率在 4.5×10^{-5} 左右;当同步误差为 $0.2 \times T$,误比特率在 6.0×10^{-5} 左右;当同步误差为 $0.3 \times T$,误比特率在 9.0×10^{-5} 左右.

同时,不难发现,在特定的同步误差下,STTGR40,STTGR80,STTGR200,STTGR400,STTGR800 的误比特特性并没有呈现上升或下降趋势,只有很小的随机波动.因此,阵列中的接收机的数目对阵列化接收机的误比特率与影响不大.

可以得出结论,本文提出的阵列化接收机具有很好的可扩展性.可根据待接收信号的带宽,利用大量窄带接收设备组成接收阵列进行阵列化接收.

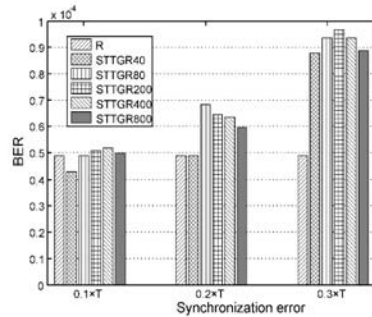


图 7 可扩展性

5.3 SNR的影响

在不同的 SNR 值下观察阵列化接收机的误比特性能。OFDM 信号 S 的带宽为 7.5GHz。用 STTGR64, STTGR128, STTGR256, STTGR512 和传统接收机分别接收 S 。图 8 中,传统接收机记为 R 。同步误差为 $0.3 \times T$ 。

由图 8 可见,阵列化接收机与传统接收机有相似性能。与传统接收机相比,当 SNR 较低时,阵列化接收机比传统接收机性能较差。随着 SNR 提高,阵列化接收机性能逐渐接近传统接收机性能。当信噪比大于 19 时,阵列化接收机与传统接收机性能基本无差异。

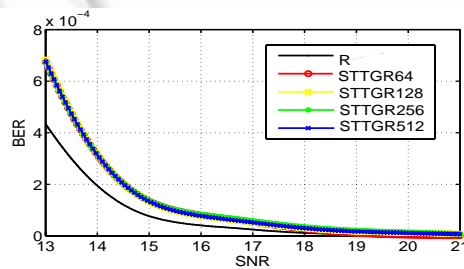


图 8 SNR 的影响

6 结束语

针对超宽带 OFDM 传感网信号,本文提出了一种带宽拼接式阵列化接收机制。有效解决了传统宽带接收机的实现要求高速 ADC 的挑战。该接收机具有低成本,可扩展的特点,在未来的高速无线通信领域具有良好的应用前景。在下一步的工作中,将开展利用 USRP N210 组成接收阵列,实现阵列化 OFDM 信号接收机的开发。

References:

- [1] Akyildiz IF, Su W, Sankarasubramanian Y, Cayirci E. Wireless sensor networks: A survey. *Computer Networks*, 2002,38(4): 393–422.
- [2] Breed G. A summary of FCC rules for ultra wideband communications. *High Frequency Electronics*, 2005,4(1):42–44.
- [3] Chiueh TD, Tsai PY. OFDM baseband receiver design for wireless communications. John Wiley & Sons, 2008.
- [4] Zhang BL, Kiasaleh K. Broadband receiver design on FPGA. *Int'l Journal of Managment, IT and Engineering*, 2013, 3(8):65–79.
- [5] Liu H, Li G. OFDM-Based broadband wireless networks: Design and optimization. John Wiley & Sons, 2005.
- [6] Speth M, Fechtel S, Fock G, Meyr H. Optimum receiver design for ofdm-based broadband transmission-Part II: A case study. *IEEE Trans. on Communications*, 2001,49(4):571–578.
- [7] Remley KA, Williams DF, Schreurs D, Myslinski M. Measurement bandwidth extension using multisine signals: Propagation of error. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2010,58(2):458–467.
- [8] Wisell D, Ronnow D, Handel P. A technique to extend the bandwidth of an RF power amplifier test bed. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 2007,56(4):1488–1494.
- [9] Elson J, Girod L, Estrin D. Fine-Grained network time synchronization using reference broadcasts. *ACM SIGOPS Operating Systems Review*, 2002,36(SI):147–163.



杜晓莉(1989-),女,河北石家庄人,主要研究领域为无线网络与通信,无线传感网.

E-mail: xiaolidu@nudt.edu.cn



吕绍和(1982-),男,博士,助理研究员,主要研究领域为无线网络调度,路由与 MAC 协议设计.

E-mail: shaohelv@nudt.edu.cn



王晓东(1973-),男,博士,研究员,CCF 高级会员,主要研究领域为计算机支持协同工作,移动计算环境.

E-mail: xdwang@nudt.edu.cn



周兴铭(1938-),男,教授,博士生导师,中国科学院院士,CCF 高级会员,主要研究领域为超高性能计算机体系结构,微处理器,分布移动数据库技术,计算机支持协同工作.

E-mail: xmzhou@nudt.edu.cn

www.jos.org.cn