

快速、大范围微波光子跳频接收同步方案设计

孙一唯, 陈建平, 吴龟灵*

上海交通大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240

摘要 面向基于微波光子一体化信号处理与数字化的快速、大范围跳频接收机,设计并实现了自动同步捕获方案。所设计的同步方案基于直接功率探测-顺序搜索算法,利用现场可编程门阵列控制并调整本地接收跳频图案的时序,实现了切换时间约为 4 ms、跳频频率达到 33 GHz 的跳频信号的自动同步捕获接收。

关键词 傅里叶光学; 滤波; 微波光子; 跳频接收; 同步捕获; 顺序搜索

中图分类号 O436 文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS202242.1307001

Design of Synchronization Scheme for Frequency Hopping Receiving of Fast and Large-Range Microwave Photons

Sun Yiwei, Chen Jianping, Wu Guiling*

State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China

Abstract An automatic synchronous capture scheme is designed for a fast and large-range frequency hopping receiver based on integrated signal processing and digitization of microwave photons. The designed synchronization scheme is based on direct power detection and serial search strategy. A field-programmable gate array is used in the experiments to control and adjust the timing of locally received frequency-hopping patterns. The automatic synchronous capture receiving for frequency hopping signals with a switching time of ~ 4 ms and a hopping frequency up to 33 GHz is realized in the experiments.

Key words Fourier optics; filtering; microwave photons; frequency hopping receiving; synchronization capture; serial search

1 引言

随着电磁环境的日益复杂和电子对抗手段的升级,传统通信的安全性和稳定性受到了极大的威胁和挑战,跳频通信作为一种有效的安全通信手段获得了诸多关注^[1]。为了提升通信的抗干扰和抗截获性能,跳频通信需要支持更大的跳频范围和更快的跳频速度:更快的跳频速度能够让通信双方在被捕获式监听机锁定通信频率前,就切换到新的通信载波频率,因此降低了截获概率^[2];更大的跳频范围使得通信双方能够规避频带阻塞干扰机的干扰,在强干扰机存在的条件下维持通信^[3]。为了同时实现快速、大范围跳频通信,现有的跳频接收结构面临较大的挑战。传统的电学跳频接收机受制于电子瓶颈,支持的跳频范围较小,

并且调谐速度较慢^[4]。近年来,随着微波光子技术的发展,基于微波光子的跳频接收方案能够提供更大的跳频接收范围。基于直接频率合成(DDS)技术的微波光子跳频接收机能够将接收的载波频率提升到几十吉赫兹,但是受限于 DDS 技术的带宽,频率调谐范围一般不超过 2 GHz^[5-6]。快速可调谐微波光子滤波器(MPF)^[7-8]也可以被应用在跳频接收机中,其在快速切换接收频率的同时,受限于接收通带的周期性,无法实现超过 20 GHz 的频率调谐范围。为了避免接收通带的周期性,Fok 课题组提出了一种基于光梳状滤波器和频率-时间映射的 MPF 方案^[9],虽然该方案的频率调谐时间可达 100 ps,但是只能提供两个具有固定频率间隔的接收通带。本课题组提出了一种基于一体化信号处理与数字化^[10-11]的快速、大范围跳频接收方

收稿日期: 2021-12-17; 修回日期: 2022-01-12; 录用日期: 2022-01-19

基金项目: 国家自然科学基金(61627817)

通信作者: *wuguilin@sjtu.edu.cn

法^[12],得益于微波光子学的大带宽特性和快速可调光脉冲整形方案,该方法支持的跳频范围可达百吉赫兹,跳频切换速度可以达到纳秒级别。

为了接收到完整的跳频信号,接收机必须首先与发射机实现跳频图案的同步,才能实现载波同步、码元同步等功能^[13]。Šajic 课题组使用互相关法探测接收信号与本地跳频图案的时延,并基于实时时钟实现了跳频同步捕获^[14]。该方案可以在信噪比较低时正常工作,但是互相关探测的运算量较大,这会导致同步捕获时间较长。为了缩短同步时间,Fujino 课题组设计了一种基于直接功率探测的同步捕获方案^[15],并利用该方案在基于捷变频率合成器的跳频接收机中实现了同步。然而,受制于捷变频率合成器的性能,该方案支持的跳频范围仅为 5 MHz。Glisic 课题组提出了一种基于实时傅里叶变换的同步方案^[16],该方案使用超高速模数转换器(ADC)将通信频段内的所有信号数字化后再进行傅里叶变换,受限于高速 ADC 的带宽,该同步方案并不适用于跳频范围较大的跳频通信。随着跳频范围的增大,跳频同步的难度日渐提升,Herrick 课题组设计了一种通过在发送的数据帧中添加引导序列

实现同步捕获的方案^[17]。该方案中传输的每个数据帧中都含有引导序列,降低了跳频速度,因此不适用于快速跳频系统。为了支持快速跳频,Li 课题组提出了只在同步阶段发送含有引导序列的数据帧,实现同步后便不再发送引导序列的同步方案^[18]。该方案要求在同步阶段使用慢速跳频,在完成同步后再提升跳频速度,但跳频速度的改变会增加额外的硬件成本,同时收发机之间的多次通信也降低了通信的安全性。因此,为了使文献[12]提出的快速、大范围跳频接收原理实用化,本文设计并实现了适用于基于一体化信号处理与数字化的跳频接收机同步捕获方案,该同步方案基于直接频率探测与顺序搜索,实现了本地接收跳频图案与接收信号的自动同步。

2 基本原理

2.1 基于一体化滤波与数字化的跳频接收的同步方案设计

基于一体化滤波与数字化的快速、大范围跳频接收机的一种实现结构^[19]如图 1 所示。

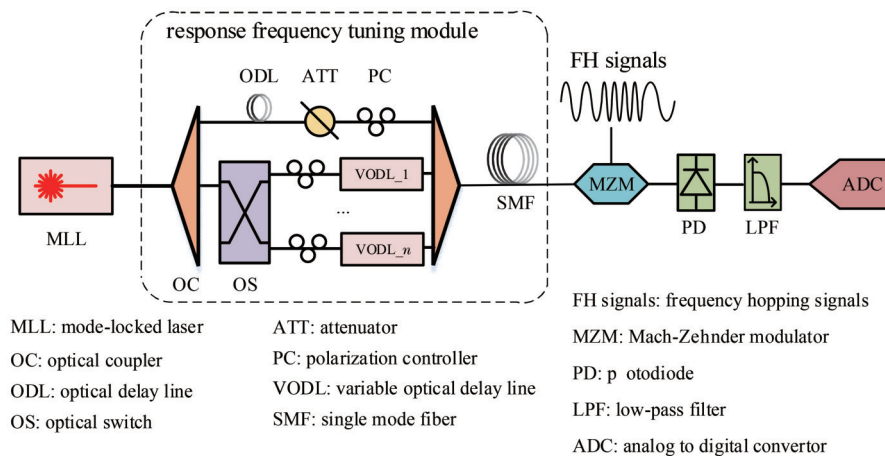


图 1 基于一体化滤波与数字化的跳频接收机结构

Fig. 1 Structure of frequency hopping receiver based on integrated filtering and digitization

接收到的跳频信号经由马赫-曾德尔调制器 (MZM) 的射频端输入系统并与锁模激光器 (MLL) 发出的、经过响应频率调整模块整形的光脉冲调制。调制后的周期光序列经过电光探测器 (PD) 的探测、低通滤波器 (LPF) 的抗混叠滤波后,送入模数转换器 (ADC) 采样。图 1 中 ADC 的采样频率与 MLL 产生的光脉冲序列的重复频率相等。ADC 采样后系统输出经过等效通道冲激响应 $h_A(t)$ 处理的数字化结果。跳频接收原理^[12]的数学表达为

$$h_A(t) \propto [p(-t) \cdot h_E(t)] * h_M(t), \quad (1)$$

式中: $p(-t)$ 是整形后周期光脉冲的时域反褶, $p(t)$ 是 MLL 产生的脉冲光序列经过响应频率调整模块整形后的周期光序列; $h_E(t)$ 是电后端响应,包含了从 PD 到 ADC 的所有器件的冲激响应; $h_M(t)$ 是在小信号条件下,工作在正交偏置点的 MZM 的冲激响应。由于时

域卷积可以看作两个线性时不变系统的级联,因此当 MZM 的带宽足够大时,可以认为 MZM 不影响跳频接收响应。因此,从式(1)中可知,跳频接收的通道冲激响应是由整形后周期光脉冲的时域反褶 $p(-t)$ 和电后端响应 $h_E(t)$ 的乘积决定的。跳频接收是通过改变等效通道冲激响应 $h_A(t)$ 的接收频率实现的。在图 1 的接收机结构中,等效通道冲激响应的接收频率可以通过响应频率调整模块来调节。响应频率调整模块包含光谱干涉和频率-时间映射两部分,光谱干涉的两臂中,一条为固定长度臂,另一条为可调长度臂,通过调整可调长度臂的长度,干涉后光脉冲的光谱会产生不同的干涉条纹,再经过单模光纤作为色散介质的频率-时间映射,会产生时域强度外形不同的光脉冲 $p(t)$ 。因此,通过高速光开关选通不同长度的干涉臂,能够产生不同外形的光脉冲,进而改变等效通道冲激响应的

接收频率,即调整跳频接收机的接收频率。

由一体化信号处理与数字化的跳频接收机的工作过程可见,微波光子一体化滤波与数字化的快速、大范围跳频接收机的同步捕获方案应当具有以下特点:

1)能够在数字域上完成同步捕获。由于微波光子一体化信号处理与数字化的快速、大范围跳频接收机输出的是经过 ADC 数字化之后的结果,并且等效通道冲激响应的滤波效应在数字化之后才会体现,因此适用于该跳频接收机的同步方案必须基于数字信号处理(DSP),并在数字域上完成同步捕获。

2)能够用较少的数据量完成同步捕获。在该方案中,跳频切换时间是由高速光开关的切换时间决定的,现有商用产品的跳频切换时间可以达到纳秒级,故前文提出的跳频接收方案具有支持高速跳频通信的能力。然而,在跳频通信中,通信中心频率的停留时间,即跳频时间,不仅受限于接收机的接收频率切换时间,还受限于用于实现同步所需数据量的积累时间。因此,为了发挥一体化信号处理与数字化跳频接收的快速跳频性能,应当选取能在较小的数据量下实现同步情况探测和时序调整的同步方案。

实现同步捕获的前提是判断到达信号的跳频图案信号与本地接收的跳频图案的同步情况。常用的判断同步情况的方法有直接功率探测法^[14]、互相关法^[20]和参数估计法^[21]。利用数值仿真分析了不同的探测方法在不同信噪比(SNR)下的探测概率。在仿真中,若恢复出的两个跳频图案之间的时间差与事先引入的时间差的偏差小于1%,则判定为探测成功,否则判定为探

测失败。进行1000次蒙特卡罗模拟实验并统计探测概率,三种探测方法的探测概率随数据量的变化结果如图2所示。从图2(a)可以看出,直接功率探测法的探测概率随着信噪比的提升逐渐提高,当信噪比达到20 dB时,可以利用少于100个的数据点实现超过90%的探测概率。从图2(b)可以看出,互相关探测法即使是在信噪比较低的情况,也可以达到超过75%的探测概率,但是探测所需要的数据量在 10^5 量级,并且随着数据量的增加,互相关探测法的探测概率会越来越高。可见,互相关探测法适用于信噪比较低的情况,但是互相关探测法需要的数据量较大。图2(c)展示了参数估计法的探测概率,其探测概率也是随着信噪比的增大而逐渐升高,当信噪比为0 dB时,可以利用不超过40个点实现90%以上的探测概率。对比图2中三种探测方式的结果可知,直接功率探测法和参数估计法都能够在数据量较少的情况下得到较准确的同步探测结果,都可以适应快速跳频通信的同步需求。然而,参数估计法的工作基础是:在用于参数估计的所有样本点中,跳频通信的载波频率只能变换一次。在快速跳频的情况下,为了满足算法的适用条件,只能减少采样时间,此时同步算法的样本数量会减少,这将降低参数估计同步方案的探测概率,因此参数估计同步算法并不适用于快速跳频的情况。综上所述,本文选取直接功率探测法对同步情况进行判决,因为直接功率探测法能够在较小数据量的情况下实现较高的探测概率,算法简单且采样时间与跳频速度无关。

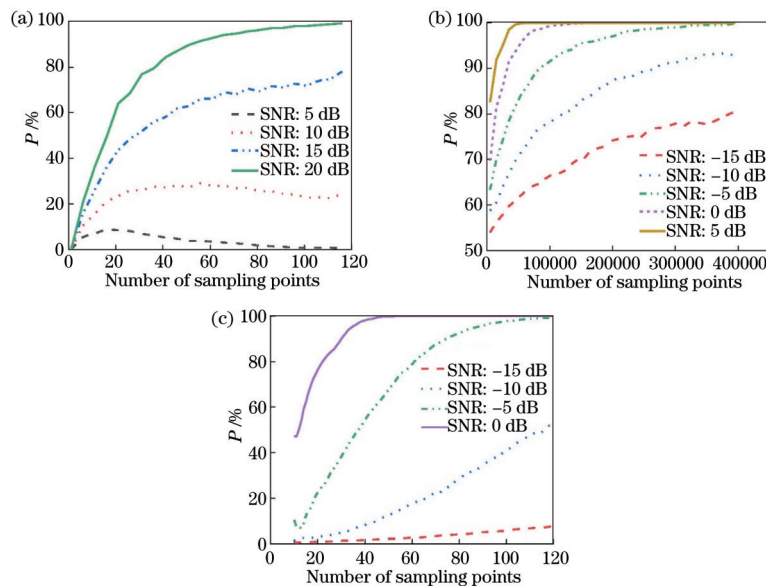


图2 不同探测方法在不同数据量和信噪比下对时间偏差的正确探测概率 P 的影响。(a)直接功率探测法;(b)互相关探测法;(c)参数估计法

Fig. 2 Correct detection probability P of different detection methods for different data amount and signal-to-noise ratio. (a) Direct power detection method; (b) correlation detection method; (c) parameter estimation method

在由直接功率探测法得到接收信号的功率后,比较接收功率与门限值并判断是否实现了同步捕获的方式被称为顺序搜索同步捕获^[13]。在顺序搜索中,如果

尚未完成同步,有几种不同的对本地时钟调整的搜索策略,这些搜索策略可以分为抑制时钟、提前时钟和持续等待等^[13]。抑制时钟是通过在尚未成功同步的频率

再次停留一段时间实现的。提前时钟是通过跳过跳频序列中的某些跳频实现的。持续等待则是停留在某一接收频率处,直到收到该频率的跳频信号再改变。持续等待法适用于较简单的跳频序列,抑制/提前时钟搜索策略的性能相似,因此本文采用延时时钟的顺序搜索策略。

2.2 直接功率探测-顺序搜索同步方案的工作过程

为了实现同步捕获,本方案首先采用直接功率探测法提取本地跳频图案和接收跳频图案的时间差,在尚未实现同步的情况下,采用顺序搜索的方法调整本地跳频图案的时序,逐步实现同步捕获。

直接功率探测-顺序搜索同步方案的工作流程如图 3 所示。在初始时刻,本地的标准跳频频率图案与接收到的频率图案的延时差为 t_0 。窗口持续时间为 t_{win} ,在此期间接收机的 ADC 对接收到的跳频信号采样,并采用直接功率探测的方法提取本地跳频图案与接收信号的时间差,对接收结果进行同步状态判决。若接收信号的功率 P_{win} 没有超过设定的阈值 P_{thres} ,则认为尚未同步,本地的标准跳频图案向后移动固定的时间 $t_{step} = |t_0 - t_1|$,完成调整后,继续在窗口时间 t_{win} 内进行采样和判决,若信号功率 P_{win} 依然没有超过阈值 P_{thres} ,则继续调整固定的时间 t_{step} ,直到 P_{win} 超过 P_{thres} ,则认定实现同步,并停止搜索。

采用图 3 所示的直接功率探测-顺序搜索的同步方案接收与本地跳频图案具有延时差的跳频信号,并调整本地接收跳频图案直至实现同步捕获,该过程的示意图如图 4 所示。图 4 中的跳频图案有三个可选的跳频频率。在最开始接收信号时,由于延时差 t_0 的存在,本地接收跳频图案与信号的跳频图案完全不同步,在探测时间窗口内没有接收到任何信号,功率提取后

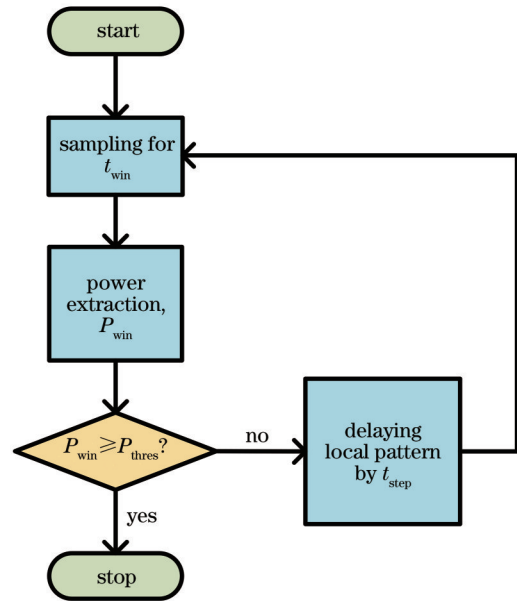


图 3 直接功率探测-顺序搜索的同步工作流程

Fig. 3 Flow chart of synchronization process based on direct power detection and serial search

的阈值判决为“否”。在判决后,根据顺序搜索策略,将本地的跳频图案延时某个固定的延时量 t_{step} 。在延时后,本地跳频图案与接收信号的跳频图案在部分时段是重叠的,因此在探测时间窗口内能够接收到断续的跳频信号。由于此时的同步状态较差,接收信号的功率未超过判决阈值,因此本地的跳频图案将会继续引入延时 t_{step} ,直到接收的跳频图案与本地跳频图案的同步程度足够高且接收到的跳频信号功率超过阈值,此时同步过程结束,实现了同步捕获。

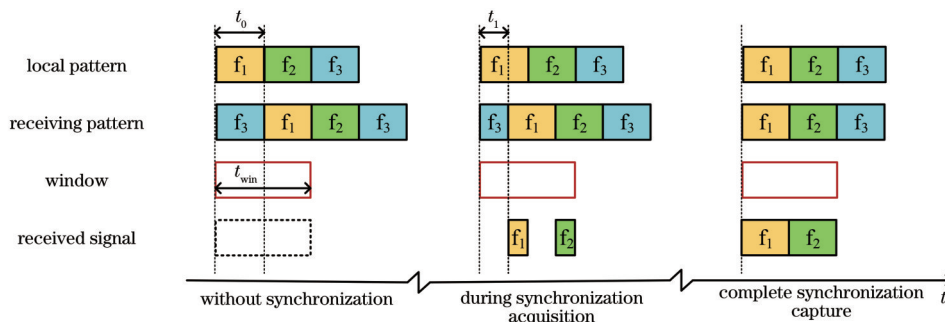


图 4 基于直接功率探测-顺序搜索的同步过程示意图

Fig. 4 Schematic diagram of synchronization process based on direct power detection and serial search

3 实验验证

为了验证上述同步方案能够在基于一体化信号处理与数字化的快速、大范围跳频接收机中完成自动同步搜索,搭建了如图 5 所示的实验平台。在实验中,MLL (Onefive, Origami-15) 的光脉冲重复频率是 250 MHz,经过光耦合器(OC)被按照功率均匀分配为两路,分别进入两条干涉臂,其中一条为可变长度臂,另一条为固定长度臂。可变长度臂可以通过高速数控

光开关(OS, Sercalo, SL4×4)选通具有不同长度的光路,实验中设置了两路长度不同的光路。每条可选光路上除了包含一个用于调整干涉臂长度差的可调光延时线(VODL)外,还包含了一个偏振控制器(PC)。固定长度臂上包含一段固定长度的光纤(ODL)、一个光衰减器(ATT)和一个偏振控制器,其中:ODL用来补偿固定长度臂的光纤长度,使得固定长度臂的光路长度与可调长度臂相近,能够实现干涉;ATT用来补偿可变长度臂中光开关的插损,使得两条干涉臂中的光

功率保持一致;PC则用来控制偏振态,通过调节ATT和PC能够维持干涉的最大消光比^[19]。在实验中,两路可调干涉臂与固定干涉臂的延时差分别为488 ps和13 ps。经过两条干涉臂后,两路光再次由OC等比例地合并为一路,完成干涉。干涉后的光被送入一段长度约为9.7 km的单模光纤中进行频率-时间映射。经

过干涉和频率-时间映射后的光脉冲序列完成了光脉冲整形,被送入正交偏置的40 GHz调制器(Fujitsu, FTM7939EK)中,与测试跳频信号调制,并且在被PD探测、LPF滤波后被ADC(Keysight, M9703A)数字化。实验中使用的PD、LPF和ADC的模拟带宽分别为300 MHz、167 MHz和2 GHz。

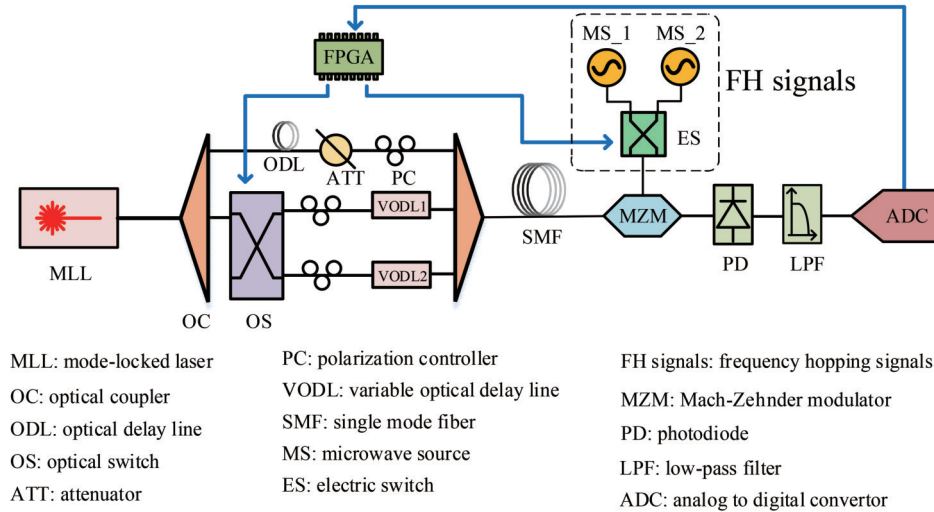


图5 一体化信号处理与数字化的快速、大范围跳频接收同步方案的实验装置

Fig. 5 Experimental setup of synchronization scheme for fast and large-range frequency hopping receiving based on integrated signal processing and digitization

根据式(1),调整光学开关(OS)可以实现不同的光脉冲整形,而不同的光脉冲外形则对应了不同的接收频率。OS的控制信号即为本地跳频图案的时序信号。在本次实验中,由于实验室没有快速、大范围的跳频测试源,因此采用两个微波源(MS_1和MS_2)同时输出不同频率的微波信号,利用电开关(ES,苏州泰莱微波技术有限公司,R12-KF12T40)在不同时刻选通某一个信号的方式构造了用于实验测试的快速、大范围跳频源。ES的控制信号即接收跳频信号的跳频图案时序。在实验中,FPGA(Altera, EP4CE10)分别发送OS和ES的控制信号,同时接收上位机传来的对ADC采样结果的功率阈值判决结果。ADC在长度为60 ms的时间窗口范围内采集信号,并提取接收信号的功率,在判决接收信号是否与本地跳频图案同步后,通过串口将判决结果发送给FPGA。如图3的工作流程图所示,当FPGA收到的判决结果是尚未同步时,对OS的控制信号即本地跳频序列引入4 ms的固定延时。在操作完毕后,ADC再次在60 ms的窗口内采样、提取功率并进行判决,直到判决结果为实现同步,FPGA便不再改变本地跳频图案和接收跳频图案之间的延时,保持在稳定接收模式。

在实验中,FPGA首先生成随机延时,并在ES的控制信号发送之前引入该随机延时,这是用来模拟真实跳频通信中本地跳频图案和接收跳频图案之间的未知延时。采用与实验中同样的初始延时和同步捕获方法,搭建了同步捕获过程的数值仿真。图6展示的是在仿真和实验的同步过程中,接收信号的功率随本地

跳频图案延时的变化。

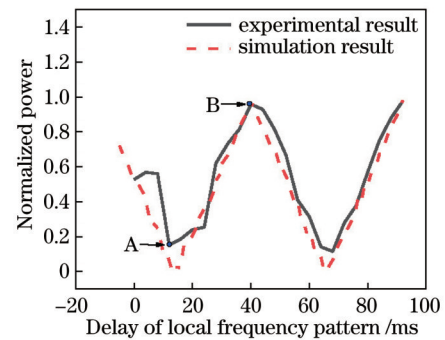


图6 同步过程中接收信号功率的变化情况

Fig. 6 Power of received signals during synchronization process

从图6可以看出,随着对本地跳频图案的延时,接收信号的功率先下降后上升,这意味着最开始的随机状态逐渐远离了同步点,直到完全不同步。如图6中A点所示,此时在探测窗口中没有接收到任何跳频信号。随着本地跳频图案的继续延时,本地与接收信号的跳频图案又逐渐开始同步,并最终在图6中的B点接收到了最大的信号功率,实现了完全同步。继续对本地跳频图案引入延时,同步状态会被破坏,并再次进入功率逐渐下降的不同步状态。对比实验和仿真结果可以发现,二者的变化趋势相同,说明实验采用的同步方案能够如设计的同步方案一样,正确实现本地跳频序列和接收跳频序列的自动同步捕获。当完全同步时,仿真和实验结果的判决功率比较吻合,如B点所

示。而当完全不同步时,实验结果的功率会高于仿真结果,如 A 点所示。这是由于实验中使用的 PD 等有源器件引入了噪声,使得实验中完全不同步时的通带接收到了噪声功率,故实验中完全不同步时的接收功率比无噪声的仿真中的接收功率略高。当 OS 在不同状态时,跳频接收机的两个接收通道响应如图 7(a)所示。完全同步时跳频信号接收结果的时频图如图 7(b)所示。实验中的跳频信号频率为 33.17 GHz

和 9.45 GHz,经过采样率为 250 MSa/s 的降采样后得到的信号频率分别是 80 MHz 和 50 MHz。从时频图中可以看到接收频率从 50 MHz 跳变到 80 MHz,通过观察跳频接收信号的时域结果[图 7(b)插图],读得不同频率接收信号的时间间隔约为 4 ms,这对应了实验中使用的微波开关的切换速度,说明此时跳频接收机工作在完全同步的状态下,并成功实现了跳频信号的接收。

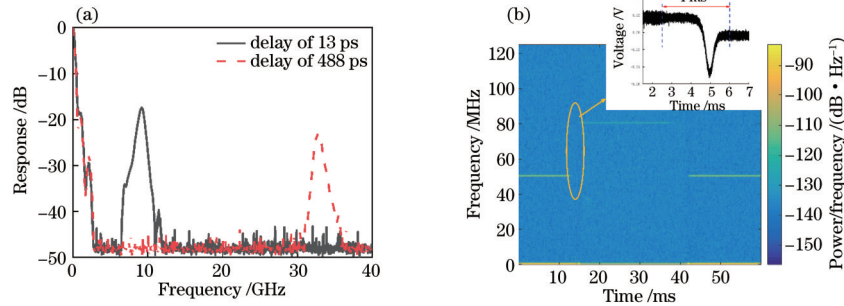


图 7 完全同步时的跳频接收结果。(a)不同延时通路的通道响应;(b)同步情况下跳频接收信号的时频图(插图为完全同步情况下第一个频率切换时间段内的接收跳频信号)

Fig. 7 Received frequency hopping signals for full synchronization. (a) Channel response of different delay channels; (b) spectrogram of received frequency hopping signals for synchronization condition (inset shows received frequency hopping signal during first frequency switching period in case of full synchronization)

4 结 论

设计并实现了一种适用于一体化信号处理与数字化的快速、大范围跳频接收机的同步捕获方案,该同步方案采用了直接功率探测-顺序搜索的方法,能够使用较少的数据点实现本地跳频图案与随机时刻到达的跳频信号的同步捕获。验证实验采用 FPGA 调整本地跳频图案和接收跳频图案之间的时间差,并成功实现了同步捕获和 33.17 GHz/9.45 GHz 的跳频信号接收。实验的同步过程与数值仿真结果吻合,说明了该同步方案按照设计正确实现了同步捕获。利用该同步捕获方案能够让基于一体化信号处理与数字化的快速、大范围跳频接收机在发挥其大接收跳频范围、快频率切换速度的性能优势的同时,实现自动同步。

参 考 文 献

- [1] 冯涛. 基于时频分析的跳频通信侦察技术研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2012: 1-2.
Feng T. Reconnaissance of frequency-hopping communication based on time-frequency analysis[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2012: 1-2.
- [2] Felstead E B. Follower jammer considerations for frequency hopped spread spectrum[C]//IEEE Military Communications Conference, MILCOM 98 (Cat. No.98CH36201), October 19-21, 1998, Boston, MA, USA. New York: IEEE Press, 1998: 474-478.
- [3] Beaulieu N C, Hopkins W L, McLane P J. Interception of frequency-hopped spread-spectrum signals[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1990, 8 (5): 853-870.
- [4] 张渊, 张立冬, 孙振超. 225~400 MHz 宽带跳频收发模块的设计[J]. 现代电子技术, 2019, 42(19): 15-17, 22.
Zhang Y, Zhang L D, Sun Z C. Design of 225-400 MHz broadband frequency-hopping transceiving module[J]. Modern Electronics Technique, 2019, 42(19): 15-17, 22.
- [5] Wei J, Kwon D, Pan S L, et al. Ultralow-noise and agile microwave synthesizer based on a femtosecond mode-locked fiber laser[C]//Conference on Lasers and Electro-Optics, May 13-18, 2018, San Jose, California. Washington, D.C.: OSA, 2018: JTh2A.144.
- [6] Venkatmuni T, Fouziya C, Kumar V, et al. Fast settling ultra low phase noise synthesizer for frequency agile RADARS[C]//2015 International Conference on Microwave, Optical and Communication Engineering (ICMOCE), December 18-20, 2015, Bhubaneswar, India. New York: IEEE Press, 2015: 299-302.
- [7] Kim H J, Leaird D E, Weiner A M. Rapidly tunable dual-comb RF photonic filter for ultrabroadband RF spread spectrum applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(10): 3351-3362.
- [8] Li P X, Pan W, Zou X H, et al. Fast tunable photonic single-bandpass RF filter with multiple arbitrary switching flat-top passbands[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(19): 4583-4590.
- [9] Ge J, Fok M P. Optically controlled fast reconfigurable microwave photonic dual-band filter based on nonlinear polarization rotation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(1):

- 253-259.
- [10] Su F R, Wu G L, Chen J P. Photonic analog-to-digital conversion with equivalent analog prefiltering by shaping sampling pulses[J]. *Optics Letters*, 2016, 41(12): 2779-2782.
- [11] Wang S T, Wu G L, Sun Y W, et al. Principle of integrated filtering and digitizing based on periodic signal multiplying[J]. *Optics Letters*, 2019, 44(7): 1766-1769.
- [12] Sun Y W, Wang S T, Chen J P, et al. Fast and large-range frequency hopping receiving based on simultaneous photonic filtering and digitizing[J]. *Optics Letters*, 2021, 46(4): 749-752.
- [13] (美)托里斯·唐. 扩展频谱通信系统原理[M]. 牛英滔, 朱义勇, 胡绘斌, 等, 译. 3版. 北京: 国防工业出版社, 2019.
- Don T. Principles of spread-spectrum communication systems[M]. Niu Y T, Zhu Y Y, Hu H B, et al., Transl. 3rd ed. Beijing: National Defense Industry Press, 2019.
- [14] Šajic S, Maletic N, Todorovic B M, et al. Frequency hopping synchronization scheme based on real-time clock [C]//2012 IEEE 19th International Conference and Workshops on Engineering of Computer-Based Systems, April 11-13, 2012, Novi Sad, Serbia. New York: IEEE Press, 2012: 293-297.
- [15] Fujino S, Oie T, Iritani T. A study of performance of frequency hopping-spread spectrum communication using rapidly synchronous acquisition system[C]//Singapore ICCS/ISITA 92, 1992, August 6, 2002, Singapore. New York: IEEE Press, 1992: 745-749.
- [16] Glisic S G. Frequency-hopping spread spectrum receiver synchronization using real time Fourier transform of the input signal[C]//MILCOM 1984-IEEE Military Communications Conference, October 21-24, 1984, Los Angeles, CA, USA. New York: IEEE Press, 1984: 115-119.
- [17] Herrick D L, Lee P K, Ledlow L L. Correlated frequency hopping-an improved approach to HF spread spectrum communications[C]//Proceedings of the 1996 Tactical Communications Conference. Ensuring Joint Force Superiority in the Information Age, April 30-May 2, 1996, Fort Wayne, IN, USA. New York: IEEE Press, 1996: 319-324.
- [18] Li F L, Li Z Q, Lou D K, et al. Analysis and research of synchronization technique for frequency-hopping communication systems[C]//Proceedings of 2011 International Conference on Computer Science and Network Technology, December 24-26, 2011, Harbin, China. New York: IEEE Press, 2011: 1968-1972.
- [19] Sun Y W, Wang S T, Chen J P, et al. Interference and frequency-to-time mapping based high anti-jamming and anti-interception frequency hopping receiving[J]. *Optics Express*, 2021, 29(17): 26486-26495.
- [20] Tong F, Lu J R, Zhang H T, et al. Frequency hopping underwater data communication system's synchronization processing[C]//International Conference on Neural Networks and Signal Processing, December 14-17, 2003, Nanjing, China. New York: IEEE Press, 2003: 960-964.
- [21] Ko C C, Zhi W J, Chin F. ML-based frequency estimation and synchronization of frequency hopping signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(2): 403-410.