

# 基于 SDR 的快跳频通信系统方案及实验

文成玉, 廖聪慧, 熊航, 杜鸿

(成都信息工程大学通信工程学院, 四川 成都 610225)

**摘 要:** 为解决现有快跳频通信系统依赖卫星授时的问题, 提出一种基于软件定义无线电 (SDR) 的快跳频方案。首先, 采用真随机序列对调制信号执行跳频运算, 并通过信道下变频、低通滤波和幅度峰值检测运算获得跳频表; 其次, 根据解跳后基带信号正交解调幅度峰峰值分布特性搜索精确起跳点; 最后, 对信号执行下变频并检查正交解调幅度峰峰值是否超过阈值, 从而实现解跳。实验使用两台通用 SDR 设备, 按照每个符号周期 4 跳的跳速, 在有其他连续信号的实际信道中进行通信实验, 验证了所提方案的有效性和适应性。

**关键词:** 跳频通信; 软件定义无线电; 最小相位频移键控; 解跳

**中图分类号:** TN914.41

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2022155

## Scheme and experiment of fast frequency hopping communication system based on SDR

WEN Chengyu, LIAO Conghui, XIONG Hang, DU Hong

School of Communication Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China

**Abstract:** A fast frequency hopping scheme based on SDR was proposed to solve the problem that the existing fast frequency hopping communication system relied on satellite timing. Firstly, a true random sequence was used to perform frequency hopping operation on the modulated signal in this scheme. And the frequency hopping table was obtained by channel down-conversion, low-pass filtering and amplitude peak detection operations. Secondly, the receiver searched for the precise starting point by the peak-to-peak distribution characteristics of the quadrature demodulation amplitude of the baseband signal after de-hopping. Finally, down-conversion was performed and the peak-to-peak amplitude of the quadrature demodulation was checked for exceeding the threshold value to achieve de-hopping for frequency hopping signals. The effectiveness and adaptability of the proposed scheme is verified by using two general-purpose SDR devices with a hopping rate of four hops per symbol period in a real channel with other continuous signals.

**Keywords:** frequency hopping communication, software defined radio, minimum frequency-shift keying, de-hopping

## 0 引言

慢跳频指每个跳频段携带一个以上码元, 快跳频指每个码元被分割成多个片段并从不同的信道频率上贯序发送<sup>[1]</sup>。在现有快跳频通信系统中, 收发两端依赖卫星授时和精密时钟建立精确起跳点<sup>[2-3]</sup>, 使用相同的伪随机序列发生器控制数控振荡

器生成混频频率<sup>[4-5]</sup>, 使快跳频通信系统需要通过专用硬件系统实现, 并且对卫星授时的依赖也限制了系统对应用环境的适应性。

到目前为止, 研究者对快跳频通信的研究主要聚焦于跳频频率、跳频周期以及起跳时间等参数估计方面<sup>[6-8]</sup>。殷婕等<sup>[9]</sup>提出将短时傅里叶变换 (STFT, short-time Fourier transform) 和图像处理

收稿日期: 2022-06-02; 修回日期: 2022-08-01

通信作者: 廖聪慧, 1596162941@qq.com

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2019YFB1706800)

**Foundation Item:** The National Key Research and Development Program of China (No.2019YFB1706800)

结合, 对时频图分析得出跳频信号参数估计, 相比传统时频分析法有更高的精确度, 但仅针对单个跳频信号的参数估计。付卫红等<sup>[10]</sup>提出通过压缩感知法和原子匹配法对跳变时刻、跳速和跳频频率进行估计。该方法显著降低计算复杂度并得到较高的估计精确度, 但未验证存在多个跳频信号时算法的有效性。张宝林等<sup>[11]</sup>通过短时傅里叶变换二次估计和多重信号分类 (MUSIC, multiple signal classification) 对跳频时刻和跳频频率进行估计。该方法参数估计精度较高, 但无法兼顾时间和频率分辨率。Li 等<sup>[12]</sup>通过截获大量跳频信号数据, 构建长短期记忆 (LSTM, long short-term memory) 神经网络模型, 预测跳频频率。该方法能显著提高预测精度, 但未实现逐点频率的高精度预测且该实验仅在单个通信网络中进行。

由于快跳频系统不易获得, 公开文献中的研究工作主要在仿真环境中实施, 研究结果在现实场景中的适用性和稳健性存在不确定性。

为了使用通用软件定义无线电 (SDR, software defined radio) 设备实现快跳频通信系统, 本文主要研究工作如下。

- 1) 根据跳频信号模型, 揭示解跳结果对起跳时间精度的敏感性。
- 2) 解析本文提出的快跳频通信方案, 包括跳频表检测、精密起跳点检测和解跳 3 个步骤。
- 3) 通过两台 SDR 设备在无线信道中的通信实验, 验证了本文方案的有效性。

## 1 系统模型

### 1.1 跳频信号模型

跳频复信号片段如图 1 所示, real 和 imag 分别是跳频信号的  $I$  和  $Q$  分量,  $P_H$  是起跳点,  $P_P$  是跳频周期,  $P_B \leq P_P$  是一个跳频周期内发送的基带调制信号采样点数。针对跳频信号流中第  $m$  个跳频段, 跳频运算为

$$S_H(k) = \begin{cases} M(q)e^{j2\pi f_m \frac{k}{F_s}}, & 0 \leq k < P_B \\ 0, & P_B \leq k \leq P_P \end{cases} \quad (1)$$

$$q = mP_B + k \quad (2)$$

其中,  $S_H(k)$  是跳频周期内第  $k$  个复采样点,  $M(q)$  是基带调制信号  $M$  的第  $q$  个复采样点,  $f_m$  是跳频段  $m$  的跳频频率,  $F_s$  是采样率。一个跳频段消耗

$P_B$  个基带调制信号采样点, 输出  $P_P$  个跳频信号采样点。

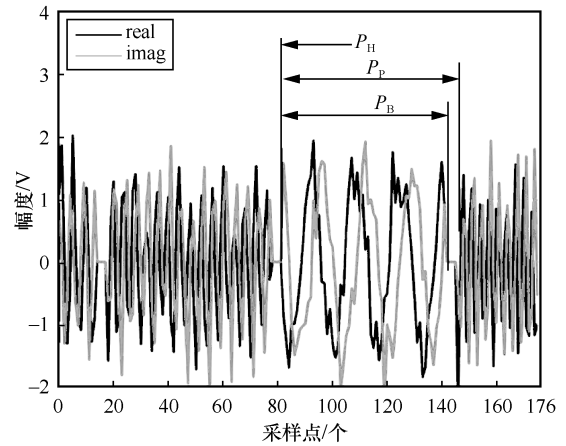


图 1 跳频复信号片段

使用欧拉公式对式(1)进行分解, 得到程序中的具体计算式为

$$\begin{aligned} \text{real}(b(k)) &= \text{real}(M(q))\cos(k\Omega) - \\ &\quad \text{imag}(M(q))\sin(k\Omega) \\ \text{imag}(b(k)) &= \text{real}(M(q))\sin(k\Omega) + \\ &\quad \text{imag}(M(q))\cos(k\Omega) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, real 和 imag 分别为复信号的实部和虚部,  $\Omega = \frac{2\pi f_m}{F_s}$ 。

### 1.2 解跳对起跳点误差的敏感性

在解跳运算中, 每个跳频段消耗  $P_P$  个跳频信号采样点, 输出  $P_B$  个调制信号采样点。对于跳频信号流中第  $n$  个跳频段, 解跳信号  $S_{\text{deH}}$  为

$$S_{\text{deH}}(nP_B + k) = S_H(nP_P + k)e^{j2\pi(-f_n)\frac{k}{F_s}} \quad (4)$$

其中,  $0 \leq k \leq P_B$ ,  $f_n$  为跳频段  $n$  的跳频频率。解跳中最大的挑战是  $k=0$  时,  $S_H(nP_P)$  能够精准对齐跳频段的第一个采样点, 即起跳点对准。

对于接收端第  $n$  个跳频段前后的采样流  $[\dots, S_H(nP_P-1), S_H(nP_P+0), S_H(nP_P+1), \dots, S_H(nP_P+P_P-1), S_H(nP_P+P_P), \dots]$ , 有以下 2 种情况。

- 1) 如果起跳点对准, 即从采样点  $S_H(nP_P+0)$  开始解跳, 使用式(4)解跳第  $n$  段时的起始相位为 0, 与式(1)执行段跳频时的起始相位一致, 解跳后  $I$  和  $Q$  分量是连续的。图 2 是起跳点误差为 0 采样点时的解跳结果。

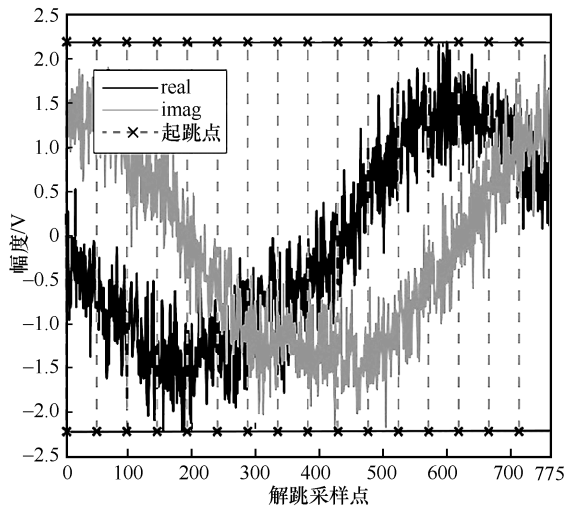


图 2 起跳点误差为 0 采样点时的解跳结果

2) 如果起跳点前移一个采样点, 即从  $S_H(nP_p-1)$  开始解跳第  $n$  段, 此时, 第  $n$  段实际起始采样  $S_H(nP_p+0)$  对应的解跳下标  $k$  就从 0 变成了 1, 该段解跳起始相位不再从 0 开始, 而是从  $2\pi(-f_n)\frac{1}{F_s}$  开始, 导致解跳后信号 I 和 Q 分量出现跳变。图 3 是起跳点误差为 1 采样点时的解跳结果。

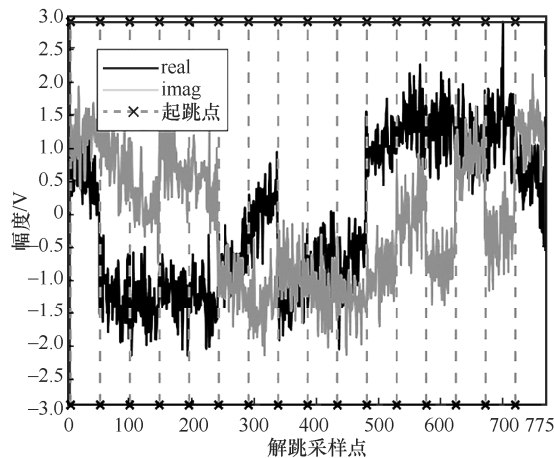


图 3 起跳点误差为 1 采样点时的解跳结果

从图 3 中解跳结果可以看出, 即使起跳点有一个采样点偏移, 也会导致解跳后基带信号在起跳点出现跳变, 这样的跳变导致基带信号幅度和相位失真, 不能被后端解调器正确解调。

## 2 快跳频通信方案

本文快跳频通信方案由 3 个模块构成: 跳频表检测、精密起跳点检测和解跳。跳频信道数  $N$ 、信道频率集  $f_0 \sim f_{N-1}$ 、跳频周期  $P_p$  和跳频周期采样数

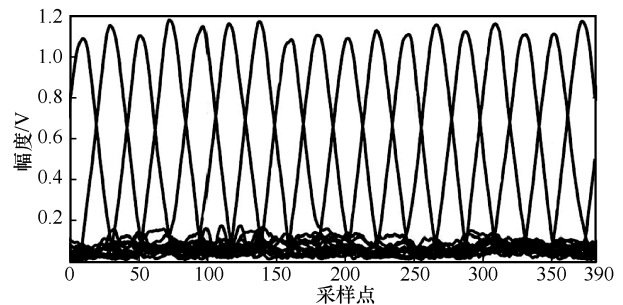
$P_B$  等参数为已知条件。对于盲跳频信号解跳, 需要首先检测这几个参数。

### 2.1 跳频表检测

在多数文献中, 通过加窗短时快速傅里叶变换, 按照特定采样点步进搜索每个跳频段的跳频频率<sup>[11,13]</sup>。这种方法存在的缺陷是当采样率较低或跳频信道频率间隔较近时, 傅里叶变换的频谱分辨率较差, 导致检测失败; 尤其不利的是, 当接收信号载噪比较低时会产生较高的误检率。跳频频率检测失败将直接导致解跳失败。

为了克服短时傅里叶变换方法存在的问题, 本文方案中的跳频表检测步骤具体如下。

1) 对到达的跳频采样块执行  $N$  次下变频、低通滤波、复数转幅度、抽取和平滑, 得到如图 4 所示的  $N$  信道幅度阵列, 其中  $N$  信道幅度显示在同一坐标轴中。

图 4  $N$  信道幅度阵列

2) 搜索每个信道幅度中的峰值点, 得到由数据下标  $q$ 、跳频频率  $f$  和幅度  $v$  构成的三元组  $(q, f, v)$ 。当其他信道在  $q \pm \tau$  区间不存在大于  $v$  的幅度时, 存储该三元组到跳频表阵列中。其中,  $\tau < \frac{P_p}{2}$  为实验常数,  $\tau$  取值与低通滤波器抽头数、 $P_p$  及  $P_B$  相关联。

3) 对频率表阵列按数据下标升序排序。其中, 低通滤波器截止频率为基带信号带宽, 抽取和平滑的目的是消除噪声引起的峰值点。

跳频表的作用是描述到达的跳频信号流中每个跳频段出现的时间戳 (数据下标  $q$  等效于时间戳)、跳频频率  $f$  和幅度  $v$  (为中间参数)。三元组中数据下标  $q$  随噪声波动较大, 不能直接用作起跳点。跳频段的精密起跳点通过专门检测算法实现。

### 2.2 精密起跳点检测

正交解调的本质是计算基带信号的瞬时频率, 正交解调输出幅度分布区间即瞬时频率分布区间。解跳信号瞬时频率分布区间与基带信号最大频偏相关联。对于跳频信号来说, 有以下 2 种情况。

1) 如果起跳点出现偏移, 每个跳频段的解跳起始相位都存在突变; 由于快跳频周期  $P_P$  小于源调制符号周期, 相当于给跳频信号叠加了符号率更高的相位调制, 即使经过低通滤波, 正交解调输出的瞬时频率分布区间也会显著增大。

2) 如果起跳点对准, 即使在有噪声的信道中, 经过低通滤波后, 正交解调输出的瞬时频率分布区间也相对较小。

图 5 给出了不同起跳误差情况下解跳信号的正交解调幅度。

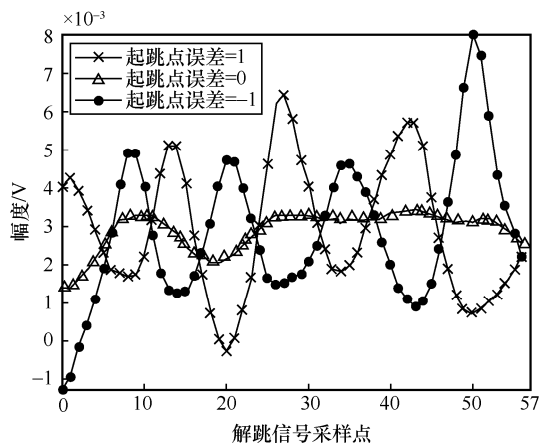


图 5 不同起跳误差下解跳信号的正交解调幅度

根据上述分析, 当起跳点误差为 0 时, 正交解调幅度峰峰值最低; 而当起跳点存在正或负误差时, 正交解调幅度峰峰值显著变大。基于这一性质, 精密起跳点检测的步骤如下。

1) 以跳频表首节点数据下标  $q_0$  为参考点, 置参考起跳点  $P''$  区间为  $q_0 - D_L < P'' < q_0 - D_R$ , 使用每个  $P''$  对到达的跳频数据块执行解跳、低通滤波和正交解调运算, 将正交解调幅度峰峰值  $Q_{pp}$  和参考起跳点  $P''$  按  $P''$  升序排列缓存到正交解调幅度峰峰值二元组阵列中, 其中  $D_L$  和  $D_R$  是 2 个常数。

2) 从正交解调幅度峰峰值二元组阵列中搜索  $Q_{pp}$  最小的节点, 对应的  $P''$  即精密起跳点  $P_H$ 。

3) 输出起跳点出现漂移时的正交解调幅度峰峰值阈值  $Q_{pp\_thr}$ 。

$$Q_{pp\_thr} = \alpha \min(Q_{pp\_pre}, Q_{pp\_suc}) \quad (5)$$

其中,  $Q_{pp\_pre}$  和  $Q_{pp\_suc}$  分别是二元组阵列中精密起跳点  $P_H$  节点的前序和后继节点的正交解调幅度峰峰值,  $\alpha < 1.0$  为常数。

在首次计算精密起跳点时, 由于跳频表中峰值

点数据下标  $q$  是非常粗糙的值, 需要对到达的跳频数据块执行  $D_R - D_L - 1 < P_P$  次解跳、低通滤波和正交解调运算, 故计算开销较大。首次精密起跳点较大的计算开销会引起到达的跳频数据缓存在计算机中, 这等效于一个较长处理时延。

由于本文方案不依赖卫星授时和驯服时钟, 在通信过程中可能存在起跳点随时间漂移的问题。为了容忍起跳点漂移, 在首次检测起跳点  $P_H$  时, 同时记录起跳点  $P_H$  出现漂移时的正交解调幅度峰峰值阈值  $Q_{pp\_thr}$ , 在后续解跳过程中, 当解跳后数据块的正交解调幅度峰峰值  $Q_{pp}$  超出阈值  $Q_{pp\_thr}$  时, 置精密起跳点检测步骤 1 中参考起跳点  $P''$  区间为  $P_H \pm 1$ , 重新搜索起跳点  $P_H$ 。起跳点漂移即使存在也是一个慢变过程。

### 2.3 解跳

解跳过程步骤如下。

1) 将每个到达的跳频数据块缓存到 FIFO 队列中, 记录队列中第一采样点全局数据下标  $Ptr_0$ , 在通信过程中  $Ptr_0$  随时间不断递增。

2) 按 2.1 节方法对 FIFO 队列中采样集执行跳频表检测, 其中数据下标使用全局数据下标, 缓存到跳频表阵列。

3) 按 2.2 节方法执行精密起跳点  $P_H$  检测, 记录正交解调峰峰值阈值  $Q_{pp\_thr}$ , 此步骤仅执行一次。

4) 按式(4)对每个跳频段执行解跳; 对解跳后复信号执行低通滤波和正交解调, 获得正交解调峰峰值  $Q_{pp}$ , 当  $Q_{pp} > Q_{pp\_thr}$  时, 按 2.2 节方法重新计算精密起跳点  $P_H$ , 此时置参考起跳点  $P''$  区间为  $P_H \pm 1$ , 更新  $Q_{pp\_thr}$ 。

5) 每完成一个段解跳, 置  $P_H = P_H + P_P$ ; 删除 FIFO 队列中已经完成解跳的接收采样; 删除跳频表中已经使用的节点。

### 2.4 系统流程

图 6 为本文快跳频通信系统流程。

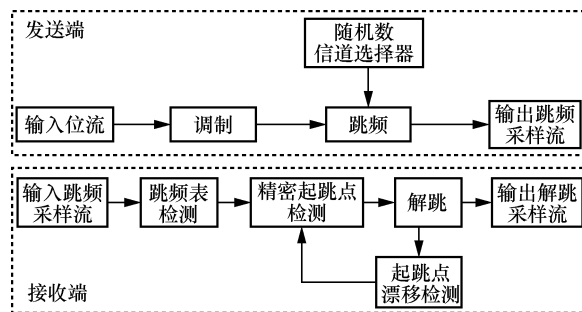


图 6 本文快跳频通信系统流程

本文方案与文献[1-2]方案的系统流程区别在于以下几点。

1) 发送端不使用伪随机码发生器选择跳频信道，而使用随机数选择跳频信道，形成随机跳频序列，而不是伪随机跳频序列。

2) 接收端解跳中不使用伪随机码发生器来跟踪发送端跳频图案，而使用 2.2 节精密起跳点检测算法直接检测起跳点。

3) 本文方案不依赖高精度卫星授时，发送端和接收端间采样时钟速率偏差可能导致收发两端采样点出现滑动漂移。为了克服采样点滑动漂移引起的起跳点漂移，解跳后同时执行起跳点漂移检测，如果出现漂移，则重新检测起跳点并再次执行解跳。

### 3 通信实验

#### 3.1 调制类型选择

对于快跳频通信，每个跳频段仅仅传输一个符号的片段，所以，调制信号应该具有恒幅度包络，如 2FSK (frequency-shift keying)、MSK (minimum frequency-shift keying)、GMSK (Gaussian MSK) 或 OQPSK (offset quadra phase shift keying)。2FSK 带外呈慢波纹衰减，频谱利用率不高；GMSK 有较好的频谱利用率，但正交解调后符号轨迹与前后符号的状态相关联，载噪比较低或采样数较少时频偏估计误差较大<sup>[14]</sup>；相对而言，MSK 有接近 GMSK 的频谱利用率，突出优点是在低载噪比和少量符号条件下，频偏估计误差优于 GMSK。

鉴于上述因素，在快跳频通信实验中，使用 MSK 调制。

#### 3.2 GNU Radio OOT 模块

为了利用 GNU Radio 执行快跳频通信实验，开发相关 OOT (out of tree) 模块如下。

1) MSK 调制模块。输入字节流，输出 MSK 调制采样流；MSK 解调器使用 GNU Radio 的符号同步模块实现，同步算法选用 zero crossing。

2) BER 测量模块。该模块包括 BER 测量帧字节流发送和 BER 统计 2 个子模块。

3) 跳频模块。输入调制复信号采样流，输出跳频复信号采样流。

4) 解跳模块。输入跳频复信号采样流，输出解跳复信号采样流。

#### 3.3 通信发送端

通信发送端信号处理流程如图 7 所示，主要由 4 个模块组成。

1) BerEst\_FrmGen 模块。输出 BER 测量帧字节流，每个帧由首部、计数器以及用户自定义字符消息组成。

2) MSK Mod 模块。执行 MSK 调制，位速率为 1 024 bit/s，每个符号采样点数为 2 048，调制信号采样率  $F_s=2.0$  Msps。

3) CuitFhssFast\_Sender 模块。使用真随机数从信道频率表中选择跳频频率，对调制信号执行跳频运算；跳频周期  $P_p=512$  采样点，每个跳频周期发送信号采样点数  $P_B=448$ ，此时每个符号通过 4.6 跳发送，跳频信道数  $N=16$ ，信道间隔 65.536 kHz 围绕 0 中频左右依次分布。

CuitFhssFast\_Sender 模块输出跳频信号时，同时输出 2 个连续 QPSK 调制信号，参照图 8 中左右两端幅度较低的突出尖峰，用于验证同频段内存在其他连续信号时算法的有效性；QPSK 信号幅度为跳频信号幅度的 1/8，若提升 QPSK 信号幅度，接收端收到的射频信号将会出现明显的互调失真。

4) UHD。USRP Sink 使用 Ettus B210 总线形射频收发器，工作在无同步、内时钟模式，未使用射频功放，通过天线将信号发送到无线信道。

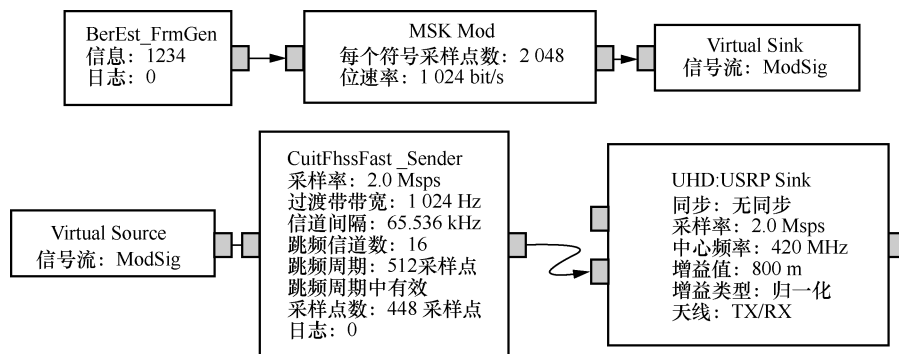


图 7 通信发送端信号处理流程

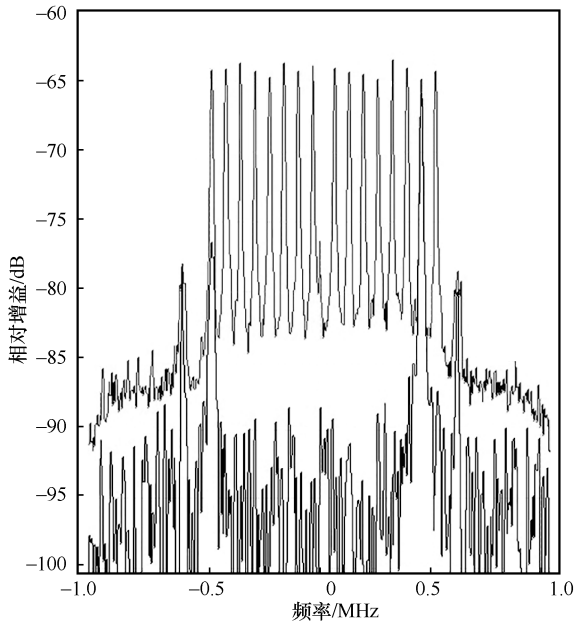


图 8 接收端跳频信号 PSD 最大保持幅度

### 3.4 通信接收端

通信接收端信号处理流程如图 9 所示，主要由 7 个模块组成。

- 1) UHD。USRP Source 使用 Ettus B210 总线形射频收发器，通过天线接收空中信道跳频信号。
- 2) CuitFhss\_DeHop 模块。该模块将跳频信号解跳为基带信号。
- 3) Frequency Xlating FFT Filter 模块。该模块有 2 个作用，一是修正发送/接收 SDR 设备间的频率差，二是执行低通滤波。由于发送端未发送频率校

准信号，实验中 SDR 设备间频率差需要通过人工观察正交解调幅度中值来估计。

- 4) Quadrature Demod 模块。执行正交解调。
- 5) Symbol Sync 模块。执行符号同步，输出 1 sps 的同步波形，同步算法选用 zero crossing。
- 6) Binary Slicer 模块。将 1 sps 同步波形转换为二进制位流。
- 7) BerEst Excutor 模块。执行误码率 (BER, bit error ratio) 统计，结果显示在控制台，同时存储到 csv 文件。

受主机性能限制，在实验中，接收端分 3 个步骤实现：首先通过 USRP 模块接收无线信道跳频信号，将其存储到数据文件；然后使用解跳程序 CuitFhss\_DeHop 对文件中跳频信号执行解跳，并将解跳结果存储到数据文件；最后读取解跳数据文件，使用处理流程末端 5 个模块，即修正频偏、执行低通滤波、跟踪位同步、位同步转位流、统计 BER。

### 3.5 实验结果

在现实无线信道中，一般用载噪比 (CNR, carrier noise ratio) 近似评价接收端信号质量。CNR 定义为信号载波平均功率与噪声平均功率比值。对于快跳频信号来说，难以通过功率谱平均获得客观的 CNR 指标。在快跳频通信实验中，使用 PSD 最大保持幅度  $A_{max}$  评价接收信号质量，使用  $A_{max}$ -BER 关系评价系统性能。在 GNU Radio 中，PSD 计算的输入是 SDR 设备 DSP 输出的正交信号，并不等于

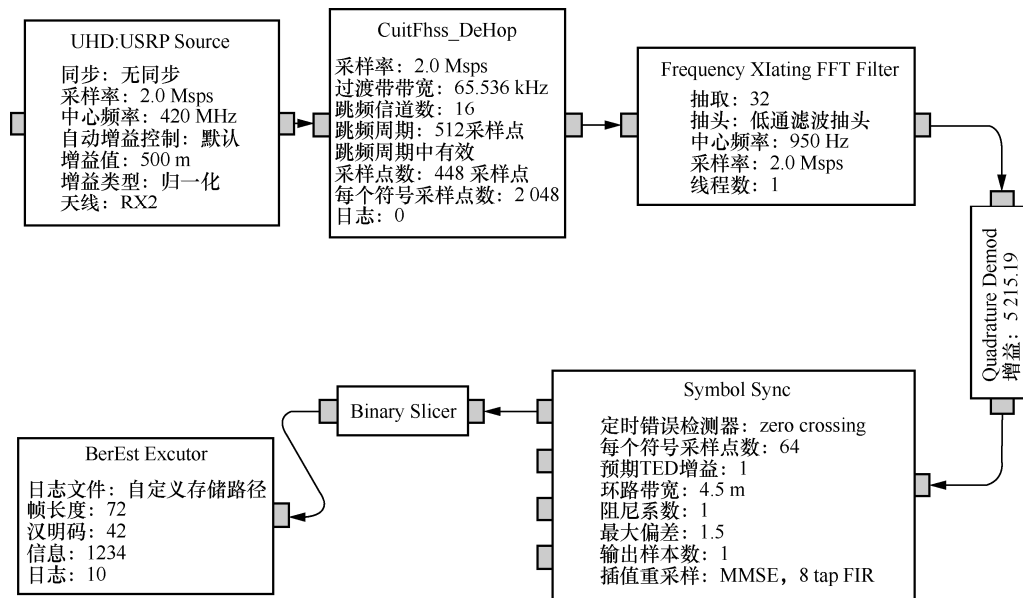


图 9 通信接收端信号处理流程

天线上的信号电平, 且该结果仅为参考值。接收端 SDR 设备 DSP 输出信号  $R$  可近似表示为

$$R(k) = g(S_H(k) + n_{\text{chan}}(k)) + n_{\text{adc}}(k) + n_{\text{lo}}(k) + n_{\text{itr}}(k) \quad (6)$$

其中,  $g$  为射频前端增益,  $S_H(k)$  为发送端发射的跳频信号,  $n_{\text{chan}}(k)$  为无线信道噪声, 这 2 个分量来自无线信道;  $n_{\text{adc}}(k)$  为 ADC 量化噪声,  $n_{\text{lo}}(k)$  为本振泄露,  $n_{\text{itr}}(k)$  为交调失真, 这 3 个噪声分量由 SDR 设备自身产生, 忽略热噪声成分。

实验中, SDR 发送端未连接射频功放, 发射归一化增益置为 0.7; 两台 SDR 设备天线间距恒定 4 m, 按 0.5 步进改变接收端归一化增益, 控制 SDR 设备 DSP 输出信号幅度, 此时, 由于天线端口信号电平是恒定的, 影响跳频信号质量的主要因素为接收端内部产生的 3 个噪声分量; 每个增益传输 3 组 10 KB 数据, 测量接收信号 PSD 最大保持幅度  $A_{\text{max}}$  与 BER 的关系, 结果如图 10 所示。

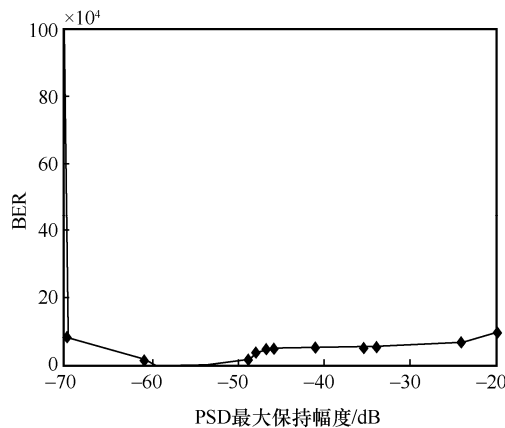


图 10 接收信号 PSD 最大保持幅度与 BER 的关系

1) 当接收端增益为 0 时,  $A_{\text{max}}$  低于 -70 dB, 解跳/解调后只有少数正确帧, 整体 BER 较高; 参照式(6), DSP 输出信号主要噪声成分为 ADC 量化噪声项和本振泄露项, 此时容易看到 0 中频本振泄露幅度已接近跳频信号幅度。

2) 当接收端归一化增益提升到 0.15~0.45 时,  $A_{\text{max}}$  分布区间约为 -65~-45 dB, 来自天线的信号分量显著强于本振泄露和量化噪声, 此区间 BER 有最低均值。

3) 由于 SDR 设备射频前端没有预选滤波器, 实验场地与三大运营商基站只有 30 m 左右距离, 接收端归一化增益进一步提升到 0.50 以上,  $A_{\text{max}}$  幅度大于 -45 dB, DSP 输出信号中出现交调失真成分, BER 随射频增益正比上升。

## 4 结束语

本文提出了一种基于 SDR 的快跳频方案。发送端使用真随机序列对调制信号执行跳频运算后发射。接收端通过信道下变频、低通滤波和幅度峰值检测运算检测跳频表; 通过解跳后基带信号正交解调幅度峰峰值分布特性搜索精确起跳时间; 根据跳频表和起跳时间对跳频信号执行下变频实现解跳。

解跳真随机序列跳频信号, 意味着本文方案结合 SDR 设备除了可实现快跳频通信外, 还具备解跳盲跳频信号的能力。在跳频表检测和精密起跳点检测中使用解跳和低通滤波运算, 使本文方案在低载噪比或低采样率条件下仍可正常工作。在实际信道通信实验中, 使用两台通用 SDR 设备, 不依赖外部时间源和时钟源, 测试了跳频信号的 PSD 最大保持幅度  $A_{\text{max}}$  和 BER 关系, 验证了方案的有效性和简洁性。

受实验主机配置和性能限制, 接收端全流程未在同一程序中实时连续执行, 但从本质上来说, 计算开销比重最高的滤波器卷积运算和解跳中的下变频运算都具有显著的单数据多指令特征, 适合在 GPU 或 FPGA 中通过并行计算加速, 因此本文方案具备良好工程实现潜力。

## 参考文献:

- [1] 赵祥武, 全厚德, 崔佩璋, 等. 跳频通信同步技术发展综述[J]. 飞航导弹, 2018(10): 69-72.  
ZHAO X W, QUAN H D, CUI P Z, et al. A review on the development of synchronization technology for frequency hopping communication[J]. Flying missiles, 2018(10): 69-72.
- [2] 崔勇强, 陈曦, 熊华, 等. 基于北斗授时和星历的卫星跳频通信方法[J]. 武汉大学学报-信息科学版, 2016, 41(12): 1643-1648.  
CUI Y Q, CHEN X, XIONG H, et al. Frequency hopping communication method for satellites using BeiDou time service and ephemeris[J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2016, 41(12): 1643-1648.
- [3] 胡汉武, 赵峙岳. 一种基于北斗授时的跳频同步实现方法[J]. 国外电子测量技术, 2013, 32(8): 10-13.  
HU H W, ZHAO Z Y. Frequency hopping synchronization method based on Beidou timing[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2013, 32(8): 10-13.
- [4] 席有猷, 郝建华, 程乃平, 等. DS/FH 测控系统测试指标分析[J]. 电信科学, 2013, 29(2): 58-63.  
XI Y Y, HAO J H, CHENG N P, et al. Analysis of the indicators based on the DS/FH TT&C system[J]. Telecommunications Science, 2013, 29(2): 58-63.
- [5] 唐鹏. 压缩频谱的 Turbo-DFH 系统性能分析[D]. 成都: 电子科技大学, 2016.

- TANG P. Performance analysis of a compressed spectrum turbo-DFH system[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2016.
- [6] ZHAO L F, WANG L, BI G A, et al. Robust frequency-hopping spectrum estimation based on sparse Bayesian method[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(2): 781-793.
- [7] WEI S, ZHANG M, WANG G Y, et al. Robust multi-frame joint frequency hopping radar waveform parameters estimation under low signal-noise-ratio[J]. IEEE Access, 2019, 7: 177198-177210.
- [8] 刘佳敏, 赵知劲, 叶学义, 等. 基于形态学滤波和时频谱图对消的多跳频信号参数估计[J]. 电子技术应用, 2021, 47(12): 83-88.  
LIU J M, ZHAO Z J, YE X Y, et al. Morphological filtering and time-spectrogram cancellation based parameters estimation algorithm of multi FH signals[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(12): 83-88.
- [9] 殷婕, 龚晓峰, 武瑞娟, 等. 基于图像处理的跳频信号参数估计[J]. 电子技术应用, 2013, 39(1): 83-85, 89.  
YIN J, GONG X F, WU R J, et al. A parameter estimation for frequency-hopping signals based on image processing[J]. Application of Electronic Technique, 2013, 39(1): 83-85, 89.
- [10] 付卫红, 张云飞, 韦娟, 等. 基于压缩感知的跳频信号参数盲估计算法[J]. 通信学报, 2017, 38(12): 48-56.  
FU W H, ZHANG Y F, WEI J, et al. Blind parameter estimation algorithm for frequency-hopping signals based on compressed sensing[J]. Journal on Communications, 2017, 38(12): 48-56.
- [11] 张宝林, 吕军, 李彤, 等. 一种改进的跳频信号参数估计方法[J]. 电讯技术, 2018, 58(11): 1310-1316.  
ZHANG B L, LYU J, LI T, et al. An improved method for parameter estimation of frequency hopping signals[J]. Telecommunication Engineering, 2018, 58(11): 1310-1316.
- [12] LI G, WANG W, DING G R, et al. Frequency-hopping frequency reconnaissance and prediction for non-cooperative communication network[J]. China Communications, 2021, 18(12): 51-64.
- [13] 张宝林, 吕军, 李彤. 基于最小二乘法的跳频信号参数估计[J]. 信息通信, 2018, 31(3): 4-7.  
ZHANG B L, LYU J, LI T. Parameter estimation of frequency hopping signals base on least squares[J]. Information & Communications, 2018, 31(3): 4-7.
- [14] 邵尤榜. 短时猝发通信系统基带设计与FPGA实现[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2017.  
SHAO Y B. Design and FPGA implementation of baseband for short-time burst communication system[D]. Hangzhou: Hangzhou Dianzi University, 2017.

#### [作者简介]



文成玉 (1972- ), 男, 四川眉山人, 成都信息工程大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信技术与应用、网络通信技术、数字图像处理。

廖聪慧 (1998- ), 女, 四川资中人, 成都信息工程大学硕士生, 主要研究方向为通信与信息系统和通信信号分析。

熊航 (1997- ), 男, 四川万源人, 成都信息工程大学硕士生, 主要研究方向为 QPSK 通信系统、战术数据链系统。

杜鸿 (1963- ), 男, 陕西泾阳人, 博士, 成都信息工程大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信技术与应用、通信与信息系统、通信信息分析和数字图像分析。