

# 一种新的跳频信号检测模型

曾 禹, 李 鸥

(郑州市 1001 信箱 825 号, 信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450002)

**摘 要:** 对基于信道化处理的跳频信号检测模型进行了研究. 在介绍并推导了该检测结构的基础上, 分析了该模型运算复杂度过高的原因, 设计了一种基于分层处理的跳频信号检测模型. 该模型通过对信号进行分层处理, 减少了监控无用信道的面积, 较大幅度降低了模型的运算量, 提高了模型对资源的利用率, 提升了模型的实用价值. 仿真结果表明, 改进后模型的运算量得到了大幅降低, 验证了模型的有效性.

**关键词:** 跳频通信, 信号检测, 信道化

**中图分类号:** TN971. + 1

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2012) 04-0832-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.04.034

## A Novel FH Signal Detection Model

ZENG Yu, LI Ou

(Information and Engineering University, Information and Engineering Institute, P. O. BOX 1001, No. 825, Zhengzhou, Henan 450002, China)

**Abstract:** The detection model of Frequency-Hopping(FH) signal based on channelization is studied. After introducing and deriving the traditional detection model, the reason why the complexity of this model is high is analysed and a kind of step-division detection model is presented. By the operation of step-division, the useless bandwidth monitored is reduced, the computation is reduced largely and the utilization efficiency of the resource for the model is increased. After deriving the computation formula of every step-division, a kind of assembly-line model is presented. It can reduce the computation further and enhance the practical value of the model. The simulation results show that the computation of the improved model is reduced largely comparing with the condition model.

**Key words:** Frequency-Hopping(FH) communication; signal detection; channelization

### 1 引言

跳频通信系统因其良好的抗干扰、低截获特性及较好的组网能力, 在很多领域中都得到了较为广泛的应用, 所以对跳频信号的检测方法的研究与设计也就成为了相关领域研究人员的热点研究问题.

从实时性的角度讲, 对跳频信号的检测可分为实时检测和非实时检测. 实时检测一般是在接收过程中即可完成对待测信号的识别, 而非实时检测通常会有较长的时延. 文献[1]提出的部分频段监控的检测方法, 和文献[2]提出的扫频检测法等都属于实时检测, 这些方法基本在接收的同时即可完成对信号的识别, 适用于对实时性要求较高的场合. 但是前一种方法遗漏了很多频段的信号, 无法给出完整的跳频图案, 后一种方法也可能会由于搜索速度不够而出现信号丢失的问题, 以至于无法进行后续的信号分析和处理. 文献[3~10]提出的诸如谱分析法, 短时 Fourier 变换, Gabor 变换以及 SPWVD 分

布等算法属于非实时检测方法. 这些方法的检测性能较好, 但算法都很复杂, 不适于实时性较高的场合.

软件无线电中的信道化接收理论<sup>[11~14]</sup>为无线信号的接收及实时检测提供了依据, 它对频道进行全部的覆盖, 对信号进行全概率的截获, 可以兼顾实时性和检测性能. 但是由于某次通信过程中信号实际所占用的频段范围与其整个通信频段的范围相比是很小的, 如果对整个频段进行段监控会使得很多资源耗费在监控无待测信号的信道上, 模型的运算复杂度很高, 也可以说是模型对于资源的利用率很低.

本文在综合分析考虑了实时性需求, 模型检测性能和模型对资源的利用率这三个因素后, 设计了一种新的检测模型. 该模型在检测性能只受到较小影响的前提下, 通过分层延时来降低模型的运算复杂度, 较好的平衡了三者之间关系. 文章首先介绍了信道化技术并分析了造成其运算复杂度较高的原因. 然后提出了解决方法, 并给出了基于分层信道化处理的跳频信号检测模

型.最后,对改进前后模型的运算量和检测性能分别对比,并对改进模型的实时性能进行了分析.仿真结果验证了模型的有效性.

## 2 信道化处理的原理

首先介绍一下信道化的工作原理.信道化<sup>[15]</sup>的思想是将  $A/D$  的输出结果通过一个数字滤波器组,该滤波器组的中心频率分别为跳频信号的频点.图 1 为实信号的信道化接收低通实现示意图.那么在经过变频、低通滤波和抽取后即可得到每个频点所在信道的信号输出.

该模型的复杂度较高,所以对上述模型的数学表达式进行了推导,得到了一种基于复多项滤波结构模型的数学表达式.

首先对信道进行划分.图 2 是以 3 个信道为例的信道划分情况.

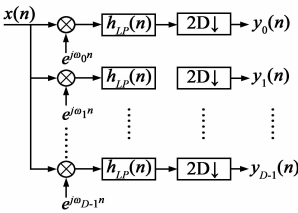


图1 实信号信道化接收的低通

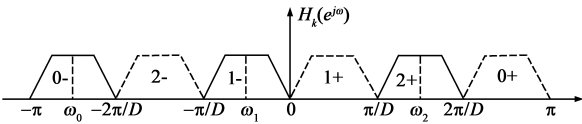


图2 实信号的信道分配方案

按照这种分配方法可以推导出每个信道中心频率  $\omega_k$  的表达式:

$$\omega_k = -\pi + \frac{\pi}{2D} + k \frac{\pi}{2D} = (k - \frac{2D-1}{4}) \cdot \frac{2\pi}{D}, k=0,1,2 \cdots D-1$$

式中:  $D$  为数据抽取率.

那么,以第  $k$  个信道的输出为例,其输出可以表示为:

$$\begin{aligned} y_k(m) &= \{ [s(n)e^{j\omega_k n}] * h_{LP}(n) \} |_{n=m(2D)} \\ &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} s(2mD-i) e^{j\omega_k(2mD-i)} \cdot h(i) \\ &= \sum_{p=0}^{D-1} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} s(2mD-iD-p) e^{j\omega_k(2mD-iD-p)} \cdot h(iD+p) \end{aligned}$$

定义  $s_p(m) = s(mD-p)$ ,  $h_p(m) = h(mD+p)$ .

则有

$$\begin{aligned} y_k(m) &= \sum_{p=0}^{D-1} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} s_p(2m-i) e^{j\omega_k(2m-i)D} \cdot h_p(i) e^{-j\omega_k p} \\ &= \sum_{p=0}^{D-1} \{ [s_p(n)e^{j\omega_k n D}] * h_p(n) \} |_{n=2m} e^{-j\omega_k p} \end{aligned}$$

定义  $x_p(n) = [s_p(n)e^{j\omega_k n D}] * h_p(n)$ . 则有  $y_k(m)$

$= \sum_{p=0}^{D-1} x_p(2m) e^{-j\omega_k p}$ , 代入  $\omega_k = (k - \frac{2D-1}{4}) \times \frac{2\pi}{D}$ , 可得:

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{D-1} [x_p(2m) \times e^{j\frac{(2D-1)\pi}{2D} p}] e^{-j\frac{2\pi}{D} kp}$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{p=0}^{D-1} x'_p(2m) e^{-j\frac{2\pi}{D} kp} \\ &= DFT[x'_p(2m)] \end{aligned}$$

式中:  $x'_p(2m) = x_p(2m) \times e^{j\frac{(2D-1)\pi}{2D} p}$ ,  $DFT[x'_p(2m)]$

$$= \sum_{p=0}^{D-1} x'_p(2m) e^{-j\frac{2\pi}{D} kp}.$$

按照图 2 的信道划分方法和前面的数学推导,可以得到基于复多项滤波结构的信道化接收机的模型,如图 3 所示:

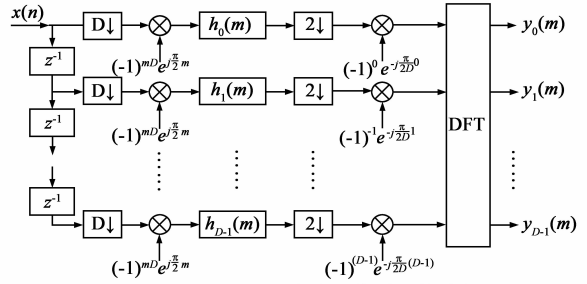


图3 基于复多项滤波的信道化接收机

下面推导一下图 3 所示模型的运算复杂度. 设抽样率为  $f_s$ , 原型低通滤波器的阶数为  $N$ , 信道总数为  $D$ , 那么图 3 所示结构在单位时间内的乘法运算量为:

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{f_s}{D} \times D \times (2 + \frac{N}{D}) + \frac{f_s}{2D} \times D \times (2 + \log_2^D) \\ &= f_s \times (3 + \frac{N}{D} + \frac{1}{2} \log_2^D) \end{aligned} \quad (1)$$

按照带通采样定理求抽样率, 对信道数逐渐增加的情况进行了计算, 得到关于计算量的仿真曲线, 如下所示.

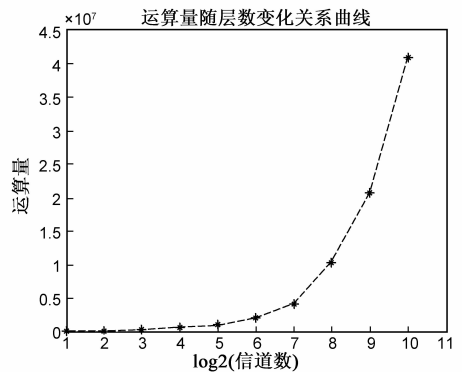


图4 运算量随信道数变化示意图

说明: 图中横坐标的值均是将信道数取以 2 为底的对数 ( $\log_2$ ) 后的结果.

从图 4 中可以看出, 在信道数量较少时该模型的复杂度和运算量是可以接受的. 但是随着信道数的增加, 该模型的运算复杂度将会呈指数趋势变化, 那么图 3 中的模型将难以应用于实践. 在检测性能只受较小影响并且实时性也可以得到满足的情况下, 如果该模型的复杂度能有较大幅度的降低, 那么就可以解决该模型

在处理此类问题时实用性较差的问题。

### 3 改进的检测模型

想要提高模型对资源的利用率,就必须减少无谓的资源消耗,也就是要将监控无待测信号传递的信道的数量降低。本文设计的模型是一种对待监控频段进行由粗到细分时分层处理的结构。其具体的工作原理如下:

接收到的信号分为  $N$  路,一路送入检测模型中,另外  $N-1$  路进行一个周期的缓存延迟。

进入检测模型的一路信号首先进行第一层的处理:将整个频段粗划分为  $L_1$  个信道,其中  $L_1$  远远少于总的跳频信道数。对这  $L_1$  个信道先后进行多项滤波处理以及时间相关处理<sup>[14]</sup>,这一层中滤波器的带宽应为整个频带宽度的  $1/L_1$ 。如果信号出现,那么其中的某一路将会显示检测到待测信号。

在下一个周期内,对上一个周期有检测结果的部分频段进行第二层的检测:从  $N-1$  路延迟了一个周期的信号中取出一路,以第一层中检测到待测信号所对应的那部分频段为研究对象,将这部分频段划分为  $L_2$  个信道,其中  $L_2$  少于该频段内实际所包含的跳频信道数。对这  $L_2$  个划分后的信道再次进行多项滤波以及时间相关处理,这一层中滤波器的带宽应为整个频带宽度的  $1/(L_1 \times L_2)$ 。那么这  $L_2$  个信道中的一个会显示出检测到信号。

以此类推,设到第  $N$  层的时其模型复杂度很低,此时分层结束。对最后一路延迟了  $N-1$  个周期的信号进行多项滤波以及时间相关处理,这时就可以计算出这一跳的频率。这样,在经过  $N$  个周期的分层处理后,跳频信号即可被分离出来。

如果跳频信号的信道总数为  $M$  个,那么应该满足  $L_1 \times L_2 \cdots L_N \geq M$ ,即保证可以全概率的接收并处理信号。

从以上的工作过程可以看出,该模型只对所有信道中的部分信道进行了检测,所以大幅减少了浪费在监控无用信道上的资源。

虽然模型对资源的利用率提高了,但是由于每一个周期内只能进行一层的检测。如果想要完成多层的检测,则必须要适当的牺牲一部分实时性能,使得检测结果和跳频图案延迟输出。

图 5 是以两层为例给出了其设计思想。设信道总数 16,第一层粗分为 4 个信道组成,第二层也划分为 4 个信道。

对该图的说明如下:

其中的 Channel 1-1 表示第一层处理的第一路信道,Channel 2-2 表示第二层处理的第二路信道,以此类推。

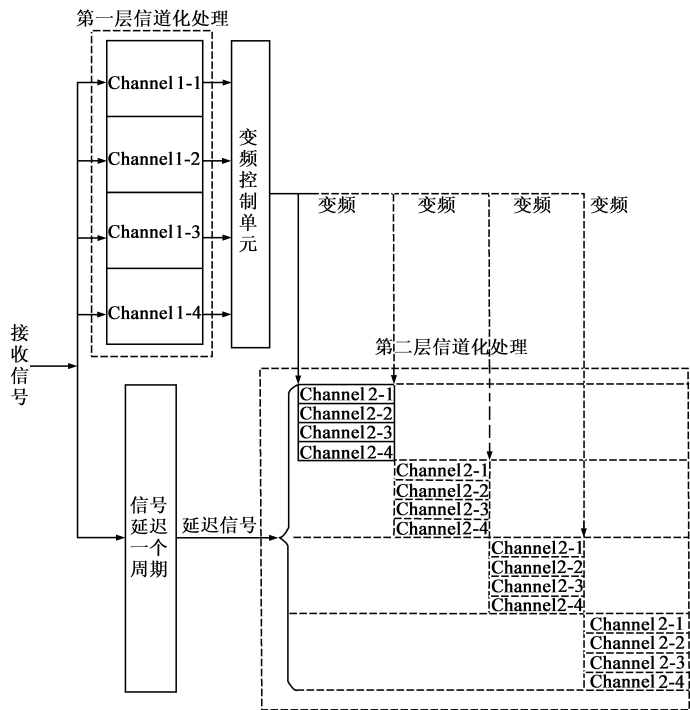


图5 基于层次信道化处理检测法的实现模型

每一层的检测结构:  $\{\text{Channel 1-1} \sim \text{Channel 1-4}\}, \{\text{Channel 2-1} \sim \text{Channel 2-4}\}$  的组成均为图 3 所示的结构。

在第二层信道化处理的虚线框内共标注有 4 组  $\{\text{Channel 2-1} \sim \text{Channel 2-4}\}$  的信道。意思是指这组信道的位置有可能出现在图示的这些位置,但是具体在哪个位置是根据变频控制单元的判决结果来设定的。

## 4 仿真与结果分析

### 4.1 运算复杂度对比

首先,根据图 5 推导一下改进模型的运算复杂度。设抽样率为  $f_s$ ,原型低通滤波器的阶数为  $N$ ,信道总数为  $D$ ,处理的层数为  $K$ ,每一层的信道数分别为  $L_1, L_2, \dots, L_K$ ,且  $L_1 \times L_2 \cdots L_K = D$ ,每一层所使用的滤波器的阶数分别为  $N_1, N_2, \dots, N_K$  那么改进的结构在单位时间内的乘法运算量为:

$$S_K = \frac{f_s}{L_1} \times L_1 \times (2 + \frac{N_1}{L_1}) + \frac{f_s}{2L_1} \times L_1 \times (2 + \log_2^1) + \frac{f_s}{2L_1 \times L_2} \times L_2 \times (2 + \frac{N_2}{2L_1 \times L_2}) + \frac{f_s}{2L_1 \times 2L_2} \times L_2 \times (2 + \log_2^2) + \frac{f_s}{2L_1 \times 2L_2 \times L_3} \times L_3 \times (2 + \frac{N_3}{2L_1 \times 2L_2 \times L_3}) + \frac{f_s}{2L_1 \times 2L_2 \times 2L_3} \times L_3 \times (2 + \log_2^3) + \frac{f_s}{2L_1 \times 2L_2 \cdots L_K} \times L_K \times (2 + \frac{N_K}{2L_1 \times 2L_2 \cdots L_K})$$

$$+ \frac{f_s}{2L_1 \times 2L_2 \cdots \times 2L_K} \times L_K \times (2 + \log_2^L K)$$

将上式与式(1)相比,可以得到改进模型与原始模型的运输量之比:

$$\frac{S_K}{S_1} = \frac{\sum_{q=1}^K \left( \frac{3 + \frac{1}{2} \log_2^L q + \frac{N_q}{2^{q-1} \times \prod_{p=1}^q L_p}}{2^{q-1} \times \prod_{p=0}^{q-1} L_p} \right)}{3 + \frac{N}{D} + \frac{1}{2} \log_2^D D}$$

其中:规定  $L_0 = 1$ .

经过对模型和式(2)的分析以及仿真实验,得到了

两条结论.下面分别给出这两条结论及相关的仿真结果.

**结论 1** 在分层检测模型中,当各层的信道数分配的越均匀时,模型总的运算复杂度越低.

以 1024 个信道为例,对分层数为 2-10 的情况分别进行了运算复杂度的仿真,结果如图 6 所示.

对各个图中的横坐标的说明如下:所以图中的横坐标都表示不同的分层方案.由于分配方案内容较多,所以在附录中分别以分层数为 2 和 3 为例给出了具体的结果(见附录表 1 和表 2),其他分层数的具体分配方案结果以此类推.

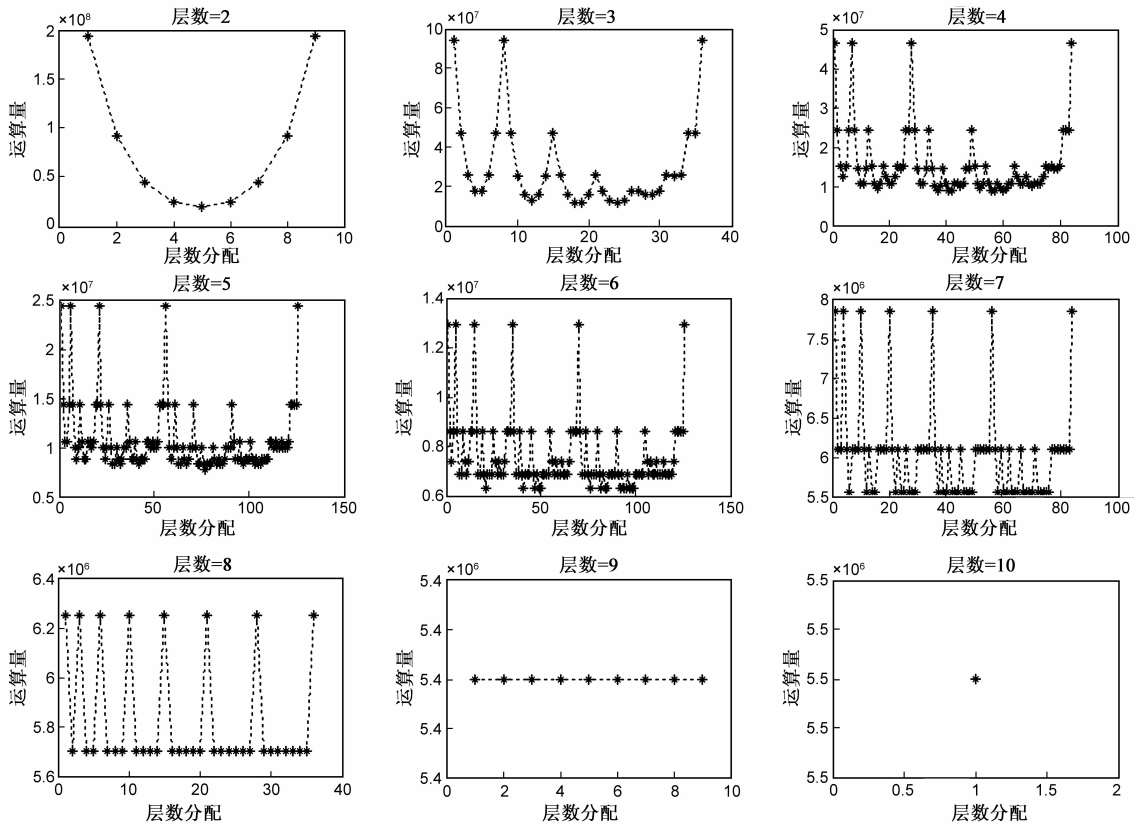


图6 分层数不同情况下的运算量

在所有的分层的组合中,当取得某些值时,可以获得最小的运算复杂度,这些点所对应的情况是本文所希望采用的信道分配方案.比如,当分层数为 2 时,在横坐标为 5 时图像有最小值,对应到附录表 1 中,此时信道分配数为第一层 32 个,第二层 32 个.在所有的组合当中,这种分配方法最均匀.同样,当分层数为 3 时,在横坐标为 18、19 和 24 时图像有最小值,对应到附录表 2 中,此时信道分配数为第一层 8 个,第二层 8 个,第三层 16 个;第一层 8 个,第二层 16 个,第三层 8 个;第一层 16 个,第二层 8 个,第三层 8 个.同样,在所有的组合当中,这三种分配方法最均匀.其他情况,同理可证.这就证

明了结论 1.

**结论 2** 改进模型比原始模型的运算复杂度更低,而且改进模型的复杂度随着分层数的增加而逐渐降低.

图 4 中横坐标取“10”时候的运算量即为原始模型的运算量.再将其与图 6 中分层数为 2 层~10 层中最低的运算量进行对比,得到了本文模型与原始模型的运算量之比随层数变化的关系曲线图,如图 7 所示.

从图中可以清晰的看出:通过对模型进行分层处理后,随着分层数的增加,改进后模型的运算复杂度与原始模型(相当于图中层数等于 1)的运算复杂度相比

不断降低,较大幅度的起到了节约资源的效果.由此证明了结论2的正确性.

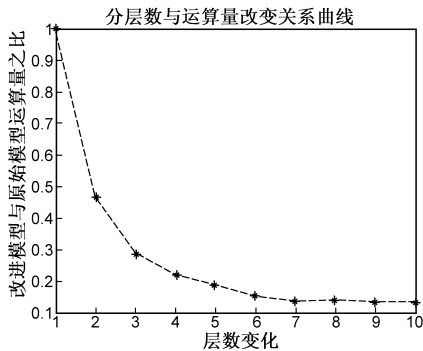


图7 运算量之比与分层数之间的关系

另外,当分层处理的次数超过4以后,整个运算量的降低速率迅速下降.这符合经济学中的“边际递减效应”理论.同时也说明了在进行了一定次数的分层操作后就不必要继续无止境的增加分层的次数了.在运算量已经有了较大的降低的情况下,每增加一次分层就

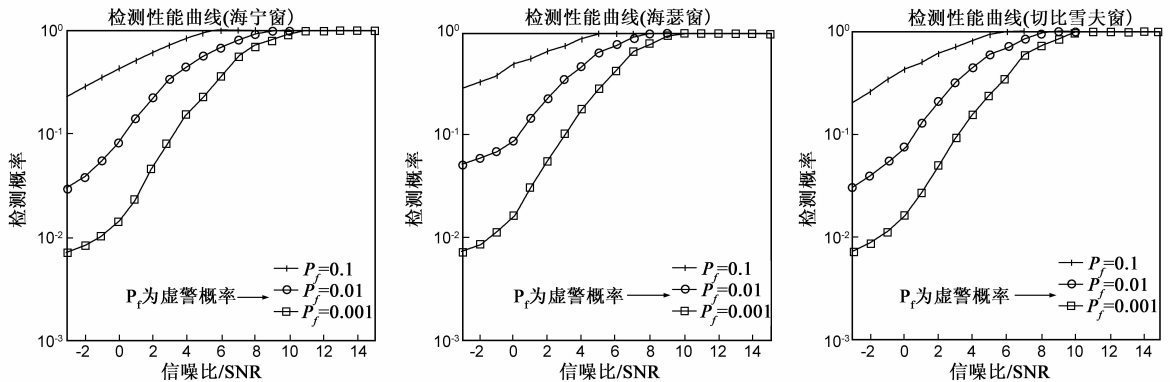


图8 三种窗函数的检测性能曲线

从上面的仿真结果可以看出:采用多信道结合信号相关处理的跳频信号检测模型在信噪比大于6~8dB时较好.其中,利用海宁窗和切比雪夫窗函数设计的多信道接收机的检测性能接近.而采用凯瑟窗的检测性能相对更好一点,这主要与凯瑟窗能够获得较窄的过度带有一定关系.

按照上面的结论,以凯瑟窗设计的信道化接收机

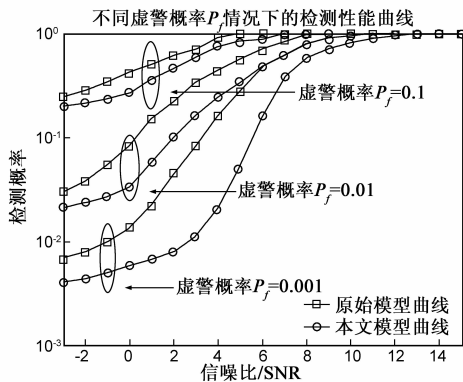


图9 检测性能对比曲线

会增加一个跳频周期的延时,会影响到整个检测模型的实时性能.

## 4.2 实时性分析

另外,该模型层数的确定需要根据硬(软)件实现平台的设备情况以及对检测实时性的要求来拟定.不同的需求可以通过调节分层数或者延时数来获得最佳检测效果.比如,实现平台性能非常好且项目对实时性要求非常高时,可以只做较少层数的处理,这样就只有几个跳频周期的延时.由于通常跳频周期很短(毫秒级或微秒级),这就以较小的延时换取了较大幅度降低运算量的目的.如果实现平台的性能一般且项目对实时性要求也较低时,那么分层数可以适当增加.

## 4.3 检测性能对比

针对仿真跳频信号源,采用不同窗函数设计信道化接收机,并进行连续50个观测周期的检测试验,下图是在1000次独立检测试验后得到的不同虚警概率下检测概率与信噪比的关系曲线.

对本文的所提出的模型与原始模型的检测性能进行了对比,得到了不同虚警概率( $P_f$ 分别等于0.1,0.01,0.001)下检测概率与信噪比的关系曲线,如下.

从上图可以看出:本文模型的检测性能在信噪比大于8~10dB时较好,较原始模型略差.

## 5 结束语

本文对跳频信号检测过程中模型复杂度较高的问题进行了研究.在介绍并推导了传统检测结构的基础上,找出其瓶颈问题,提出并设计了一种分层信道化处理的跳频信号检测模型.该模型以较小时延为代价,较大幅度降低了模型运算复杂度,提升了模型的实用价值,是一种各项性能更加均衡的检测模型.但是,与原始模型相比,该模型的检测性能略有下降.

目前,该模型已经应用在实际项目中.从整套设备的运行结果来看,该分层处理模型的检测性能较好.在一定的信噪比条件下,在200个码元内可给出检测结果,并且正确检测率超过90%.

## 附录:

由于其他分层数的分层方案较多,本文并未一一列出,只对分层数为 2 和 3 的情况进行了列举.

表 1 分层数为 2 时的分层情况

对应于图中的横坐标	第一层信道数	第二层信道数
1	2	512
2	4	256
3	8	128
4	16	64
5	32	32
6	64	16
7	128	8
8	256	4
9	512	2

表 2 分层数为 3 时的分层情况

对应于图中的横坐标	第一层信道数	第二层信道数	第二层信道数
1	2	2	256
2	2	4	128
3	2	8	64
4	2	16	32
5	2	32	16
6	2	64	8
7	2	128	4
8	2	256	2
9	4	2	128
10	4	4	64
11	4	8	32
12	4	16	16
13	4	32	8
14	4	64	4
15	4	128	2
16	8	2	64
17	8	4	32
18	8	8	16
19	8	16	8
20	8	32	4
21	8	64	2
22	16	2	32
23	16	4	16
24	16	8	8
25	16	16	4
26	16	32	2
27	32	2	16
28	32	4	8
29	32	8	4
30	32	16	2
31	64	2	8
32	64	4	4
33	64	8	2
34	128	2	4
35	128	4	2
36	256	2	2

## 参考文献

- [1] L E Miller, J S Lee, and D J Torrieri. Frequency-hopping signal detection using partial band coverage[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, April 1993, 29(2): 540 – 553.
- [2] B K Levitt, M K Simon, A Polydoros and U Cheng. Partial-band detection of frequency-hopped signals[A]. in Proc. IEEE Globalcom93, vol. 4[C], Houston, USA, Nov./Dec. 1993. 70 – 76.
- [3] 刘忠英, 张毅, 姚富强. 基于 STFT 与 G 函数相结合的短波 DFH 跳检测方法[J]. 电子学报, 2003, 31(1): 1 – 4.  
LIU Zhong-ying, ZHANG Yi, YAO Fu-qiang. HF DFH Hop-Detecting Method Based on STFT and G Function[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(1): 1 – 4. (in Chinese)
- [4] KALEH G K. Performance Comparison of Frequency-Diversity.

and Frequency Hopping Spread-Spectrum systems [J]. IEEE Trans COM, 1997, 45(8): 910 – 912.

- [5] Liu zhen yu, HAN Yue qiu Dual Butterfly Matched Filter ASIC Design[J]. Chinese Journal of Electronics, 2001, 10(4): 563 – 566.
- [6] S Mallat, Wen-Liang Hwang. Singularity detection and processing with wavelets[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1992, 38(2): 617 – 643.
- [7] JUNE N. Subspace Multiuse Detection for Multi-carrier DS-CDMA[J]. IEEE Trans on Communications, 2008, 48(11): 1897 – 1908.
- [8] S Barbarossa, A Scaglione. Parameter estimation of spread spectrum frequency hopping signals using time-frequency distributions [A]. First IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications Vol. 4, No. 16 [C]. 1997. 213 – 216.
- [9] TJELTA T, NORDBOTTEN A, ANNONI M, et al. Future Broadband Radio Access System for Integrated Services With Flexible Resource Management [J]. IEEE Communications Magazine, 2001, 39(8): 563 – 566.
- [10] 代俊光. 基于 DFT 和小波变换的数字信号分析的研究及其在现代仪器平台中的应用[D]. 成都: 电子科技大学, 2000, 9 – 24.  
DAI Jun-guang. Study of Digital Signal Processing Based on Fourier Transform and Wavelet Transform and Their Application in Modern Instrumentation Platform[D]. Chengdu: university of Electronic Science and Technology of China, 2000: 9 – 24.
- [11] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电原理与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001: 68 – 88.  
YANG Xiao-niu, LOU Cai-yi, XU Jian-liang. Principle and Application of Software Radio[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2001. 68 – 88. (in Chinese)
- [12] Hentschel T, Henker M, Fettweis G. The digital front-end of software radio terminals[J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 40 – 46.
- [13] Abu-Al-Saud W A, Studer G L. Efficient wideband channelizer for software radio systems using modulated pr filterbanks[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2004, 52(10): 2807 – 2820.
- [14] J Mitola. The Software radio architecture[J]. IEEE Communication Magazine, 1995, 33(5): 26 – 38.
- [15] Fredric J. Harris. Digital Receivers and Transmitters Using Polyphase Filter Banks for Wireless Communications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, April 2003, 51(4): 1395 – 1412.

## 作者简介

曾 禹 男, 1982 年生于辽宁沈阳, 现为解放军信息工程大学信息工程学院博士研究生, 主要研究方向为无线通信技术。  
E-mail: michaelzengyu@126.com.

李 鸥 男, 1961 年生于河南郑州, 现为解放军信息工程大学信息工程学院教授, 博士研究生导师, 主要研究方向为无线通信技术。