

# FFH/BFSK 系统的一种基于频率和 PN 序列双图案的早迟门同步捕获方法

程郁凡 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

**摘要:** 针对 FFH/BFSK 系统的同步难题, 该文提出了一种基于频率和 PN 序列双图案的早迟门同步捕获方法, 理论分析和仿真结果显示, 该方法门限的选择更为简单、准确; 克服了全跳解调时由于收发窗口未同步引起的解调不可靠性。这种捕获方法能进一步提高捕获性能, 在信道误比特率为 0.1 时, 同步捕获概率大于 95%。分析和仿真结果经过了试验台验证。

**关键词:** 快速跳频; 同步捕获; 早迟门; 双图案

中图分类号: TN914.4

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)03-0666-05

## Synchronization Acquisition Using Early-Late Gate Based on Frequency-PN Sequence Double Pattern for FFH/BFSK Spread-Spectrum systems

Cheng Yu-fan Li Shao-qian

(National Key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** FFH(Fast Frequency-Hopping) synchronization is the major challenge for FFH/BFSK system. In this paper, a novel synchronization acquisition approach using the early-late gate for FFH/BFSK system is proposed, and it is based on frequency-PN sequence double pattern. Analytical and numerical results show the following advantages: the decision of threshold is more simple and accurate, and it overcomes the unreliableness of one-hop data demodulation, the unreliableness is caused by the not-alignment hop window of transmitter and receiver. The acquisition scheme can significantly improve the acquisition performance. When  $P_B = 0.1$ ,  $P_A > 95\%$ , where  $P_B$  is the bit error rate and  $P_A$  is the probability of synchronization acquisition. The analytical and numerical results are verified by a FFH testbed.

**Key words:** Fast Frequency-Hopping(FFH); Synchronization acquisition; Early-late gate; Double pattern

### 1 引言

跳频通信系统因其较强的抗干扰性得到了广泛应用。随着信号检测能力的日益加强, 中慢速跳频系统很容易受到干扰的攻击, 而快速跳频(Fast Frequency-Hopping, FFH)由于采用  $L(L \geq 1)$  跳传输一个符号, 提高了系统的鲁棒性, 具有很强的抗衰落、抗窄带干扰和部分频带阻塞式干扰的能力<sup>[1,2]</sup>。但是高速的跳变速率带来一系列待解决的问题<sup>[3,4]</sup>, 尤其是其核心问题——快速跳频系统的同步捕获。

在中慢速跳频系统中, 一跳可传输一个同步码序列, 跳频同步捕获容易实现。有很多种同步捕获方法<sup>[5-9]</sup>: 滑动相关法、慢扫描同步法、快扫描同步法、等待搜索同步法、匹配滤波器法、组合同步法等, 虽然实现方法不同, 但都利用一跳内传输的同步码序列与本地码序列相关的原理来实现捕获。而在 FFH 系统中, 每跳只传输一个 chip, 一跳中所含的信息量很少, 不能象慢速跳频系统在一跳信号中完成

同步捕获, 此时 FFH 系统的同步将变得非常困难, 必须采用新的同步方法来实现 FFH 系统的同步。

国内外对 FFH/MFSK 系统研究较多, 大多是研究在已经同步的前提下, 采用不同合并接收算法的系统性能<sup>[10-13]</sup>, 而关于 FFH 同步捕获的文献较少<sup>[14,15]</sup>, 主要是基于串行搜索匹配滤波器与分集合并技术相结合提出的 FFH 系统的同步捕获: 先求出一个符号的能量(或信噪比)(其中每个符号由  $L$  跳传输, 每个符号的能量是合并后的  $L$  跳中所有基带调制频点能量中的大者), 再对  $N$  个符号的能量(或信噪比)与门限比较, 判断是否同步捕获到。该方法虽然可行, 但仍有以下局限: (1)合并结果并不可靠: 在捕获过程中, 收发窗口还没有对准, 每跳的基带频点能量(或信噪比)不仅受到前一跳或后一跳信号的影响, 而且基带调制频点此时在当前跳接收窗口内并不正交; (2)能量(或信噪比)的准确估计和门限选择非常困难: 衰落和干扰对信号能量(信噪比)的正确估计影响很大, 门限对信道变化很敏感。因此这种同步捕获方法在实现上仍有一定的困难和局限性。

为了解决 FFH/BFSK 系统的可靠同步捕获问题, 本文提出了一种基于频率和伪随机(Pseudo Noise, PN)序列双图

2007-10-23 收到, 2008-05-12 改回

国家自然科学基金(60502010), 国家基础科研项目(A1420080150)和国防科技重点实验室基金(9140C0204010703)资助课题

案的同步捕获算法。在同步捕获中不仅利用同步序列的跳频频率图案,而且利用每跳携带的调制信息构成的 PN 序列图案,这两个图案构成频率和 PN 序列双图案,分别与本地双图案相关来实现快速跳频系统的同步捕获。这种同步捕获方法:(1)采用了序列相关归一化值,避免了能量门限选择的复杂性。(2)针对同步捕获过程中未同步带来的解调不可靠问题,提出一种新的利用前后半跳早迟门序列同时捕获的算法,大大提高了捕获性能。经过计算机仿真验证和试验台测试,本文所提出的基于频率和 PN 序列双图案的早迟门同步捕获算法能明显提高 FFH/BFSK 同步捕获性能。

## 2 频率和 PN 序列双图案原理

### 2.1 双图案原理

传统的同步是每跳都传输一个同步码序列  $S = \{PN_0, PN_1, \dots, PN_j, \dots, PN_{N-1}\}$ , 见图 1(a)所示。在 FFH/BFSK 系统中,每跳只携带一个 chip,必须考虑采用多跳图案来完成同步。

本文提出一种频率和 PN 序列双图案,见图 1(b)所示。其中,  $M$  和  $N$  称为双图案参数。 $M$  个同步跳频频率  $F = \{F_0, F_1, \dots, F_i, \dots, F_{M-1}\}$ , 构成一个跳频频率图案,每跳频率携带一个调制 chip— $PN_i$ ,  $N$  个调制 chip 构成一个 PN 序列图案  $S = \{PN_0, PN_1, \dots, PN_j, \dots, PN_{N-1}\}$ , 这两种图案构成一个频率和 PN 序列双图案。

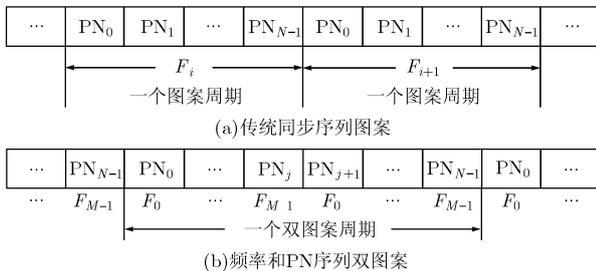


图1 传统同步序列图案、频率和 PN 序列双图案示意图

这种双图案的优点:(1)一个双图案周期中既利用了同步跳频图案的频率信息,又充分利用了每个频率携带的调制信息;(2)基于调制信息的 PN 序列归一化相关门限的选择更为简单、准确,在干扰信道和衰落信道下具有更强的鲁棒性。

### 2.2 双图案同步数据结构设计原则

要保证 FFH/BFSK 系统同步捕获的可靠性、抗干扰性,必须考虑同步建立时间、正确同步捕获概率、虚警捕获概率、隐蔽性等几项指标。设计同步数据结构时,需根据系统要求综合设计,尽量使同步捕获稳定、可靠、快速,遵从以下原则:(1)同步捕获帧不能太长,避免敌方在短时间内发现同步信号;(2)既要保证同步频点的随机性,又要增大跳频带宽,提高抗干扰性;(3)调制信息构成的 PN 序列的信号特征与通信信息数据的信号特征尽量一致,提高对同步信息的保护能力,同时又要有很好的相关性便于捕获。

## 3 基于双图案的早迟门同步捕获算法

### 3.1 基于双图案的早迟门同步捕获算法设计思路

快速跳频的双图案同步捕获是一种粗同步,使收发跳频频率图案对准、收发 PN 序列允许时间误差在一跳之内,其捕获算法设计思路如下:

(1)双图案同时相关 采用收发同步跳频图案相关、接收解调出的 PN 序列和本地 PN 序列相关的思路进行同步捕获。

(2)早迟门同时相关 为了克服未同步带来的解调误码率增加的问题,对一跳信号分成两个半跳分析,前后半跳各形成早、迟门序列,再分别与本地 PN 序列相关。其优点是:当收发频率对准时,在一跳接收窗口内,本地的早门或迟门总有一路是完全落入当前发送跳窗口的,这样必然有一路解调数据更为准确,例如图 2 所示,本地信号比发送窗口超前时,迟门能够准确地被解调。

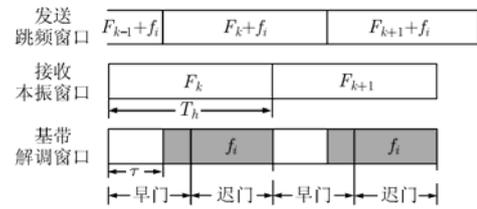


图2 本地信号比发送窗口超前

(3) 串/并结合 为了既使结构简单,又保证同步快速建立,可选择  $K = N / M$ , 且  $K > 1$ , 即在每跳时间内,接收检测出的早迟门序列都分别与本地 PN 序列再并行  $K$  路相关。

### 3.2 基于双图案的早迟门同步捕获原理

基于双图案的早迟门同步捕获原理见图 3 所示。收发双方约定好相同的双图案,收端不知道发送方当前瞬时频率和调制信息,先设定好一个起始频率,然后每跳按照同步跳频图案产生相应的频率,分别对当前跳早迟门各半跳信号做频域非相干解调,解调出每跳所携带的早迟门调制信息,然后再与前面  $N-1$  个早迟门解调信息形成早迟门 PN 序列,与收端本地 PN 序列进行  $K$  路相关,判断是否有相关峰值(归一化相关检测值不小于归一化相关门限  $\zeta$ )输出。若在一定的时间内(例如两个 PN 序列长度)没有相关峰值输出,则更换起始频率,改变跳频规律,重复以上的过程,直到检测到早迟门序列中任意一个出现相关峰。为了验证其相关检测的正确性,接着进行  $V$  个 PN 序列相关检测验证,若连续  $V$  个序列都检测到相关峰,则同步捕获成功,系统转入同步跟踪状态;若验证没有通过,则继续相关检测。

## 4 基于双图案的早迟门同步捕获性能分析

### 4.1 同步捕获时间

设每跳驻留时间为  $T_h$ , 双图案周期为  $NT_h$ 。同步捕获头中有  $H \cdot M$  个双图案周期,则同步捕获头长度为  $HMNT_h$ ,

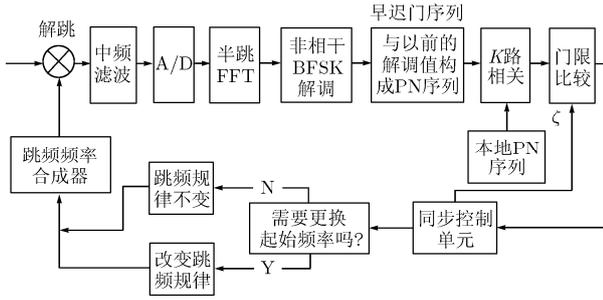


图3 双图案早迟门同步捕获原理框图

设在收端击中发端跳频频率时，接收机与发射机之间的序列初始相位差在  $[0, NT_h]$  内均匀分布。则同步捕获时间  $T_A$  的均值为

$$E[T_A] = \frac{HMNT_h}{2} + \frac{NT_h}{2} \quad (1)$$

从式(1)可以看出，在双图案周期一定时，同步跳频频点个数  $M$  的选择很关键。 $M$  较小时，同步捕获时间短，但若  $M$  太小，同步跳频频点个数太少，抗干扰性能差； $M$  太大，同步捕获时间变长。需要根据 FFH 系统的具体参数和同步性能指标要求来折衷设计  $M$ 。

#### 4.2 未同步状态下全跳和半跳窗口的 BFSK 的误比特率

**4.2.1 未同步状态下全跳窗口的 BFSK 误比特率** AWGN 信道中，同步状态下 BFSK 系统频域非相干解调误比特率为<sup>[16]</sup>

$$P_B = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \quad (2)$$

但实际上在同步捕获过程中，收发对应窗口随机，一般情况下收发窗口没有对齐。在收发跳频频率相同时，落入收端基带解调窗口的信号通常是大半跳。见图2所示。其中， $F_k (k \in [0, M-1])$  为跳频频率， $f_1$  和  $f_2 (i=1,2)$  为两个正交的基带调制频率。 $\tau$  为本地跳频窗口比发送跳频窗口的超前时间。设 BFSK 基带信号为

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_h}} \cos(\omega_i t + \phi), \quad 0 \leq t \leq T_h, \quad i=1,2 \quad (3)$$

很显然，在收端一跳基带解调窗口内，只有  $T_h - \tau$  的有效信号。相当于发送信号经过了一个窗函数  $g(t)$ ：

$$g(t) = \begin{cases} 0, & t \in [NT_h - \tau, NT_h] \\ 1, & t \in [NT_h, (N+1)T_h - \tau] \end{cases} \quad (4)$$

则接收到的一跳基带解调信号为

$$r(t) = [s_i(t) + n(t)] \cdot g(t) \quad (5)$$

其中  $n(t)$  为噪声，显然，由于窗函数  $g(t)$  的影响，此时在  $T_h$  内，两个基带频率分量已不再正交。

当发送如式(3)所示的  $s_2(t)$  时，分析  $r(t)$  的频谱，可得

$$R(k) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_h}} \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_h}\right) e^{j\phi} \cdot Sa\left[\left(k - m_i\right)\pi\left(1 - \frac{|\tau|}{T_h}\right)\right] \cdot e^{-j(k-m_i)\pi\left(1 - \frac{|\tau|}{T_h}\right)} + W(k) \quad (6)$$

其中  $W(k)$  为高斯随机变量<sup>[17]</sup>， $m_i$  为基带调制频点。显然，

当发送  $s_2(t)$  时，窗口的未同步使两个频率分量  $f_2$  和  $f_1$  上的幅值  $A_2$ ， $A_1$  分别为

$$A_2 = \sqrt{\frac{2E_b}{T_h}} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_h}\right), \quad A_1 = A_2 \left| Sa\left[\pi\left(1 - \frac{|\tau|}{T_h}\right)\right] \right|, \quad 0 < |\tau| < T_h/2 \quad (7)$$

所以，即使没有噪声影响，收发窗口的错开时间  $|\tau|$  也会导致  $s_2(t)$  在  $f_2$  频率分量上幅值下降，而且在  $f_1$  频率分量上也会产生较大的幅值。令两个频率分量上的检验统计量分别为  $z_1(T_h)$  和  $z_2(T_h)$ ，则在高斯白噪声的影响下，它们的包络分布分别呈莱斯分布<sup>[18]</sup>，即

$$p(z_1|s_2) = \frac{z_1}{\sigma_0^2} \exp\left[-\frac{(z_1^2 + A_1^2)}{2\sigma_0^2}\right] I_0\left(\frac{z_1 A_1}{\sigma_0^2}\right) \quad (8)$$

$$p(z_2|s_2) = \frac{z_2}{\sigma_0^2} \exp\left[-\frac{(z_2^2 + A_2^2)}{2\sigma_0^2}\right] I_0\left(\frac{z_2 A_2}{\sigma_0^2}\right)$$

则未同步时一跳窗口内的 BFSK 信号的误比特率  $P'_B$  为

$$P'_B = P(z_1 > z_2 | s_2) = \int_0^\infty p(z_2 | s_2) \left[ \int_{z_2}^\infty p(z_1 | s_2) dz_1 \right] dz_2$$

$$= \int_0^\infty \frac{z_2}{\sigma_0^2} \exp\left[-\frac{(z_2^2 + A_2^2)}{2\sigma_0^2}\right] I_0\left(\frac{z_2 A_2}{\sigma_0^2}\right) Q_1\left(\frac{A_1}{\sigma_0}, \frac{z_2}{\sigma_0}\right) dz_2 \quad (9)$$

其中  $Q_1$  为广义马库姆  $Q$  函数，该函数定义为

$$Q_1(a, b) = e^{-(a^2 + b^2)/2} \sum_{k=0}^\infty \left(\frac{a}{b}\right)^k I_k(ab), \quad b > a > 0 \quad (10)$$

$I_k(x)$  为第一类  $k$  阶修正贝塞尔函数。

虽然，式(9)所示的  $P'_B$  没有封闭形式的表达式，但从以上公式可以分析出，当发送  $s_2(t)$  时，在同步状态下， $z_1(T_h)$  本不含信号分量，为高斯噪声随机变量，其包络分布为瑞利分布；但在未同步状态下，由于收发窗口未对准，导致  $z_1(T_h)$  为部分信号加噪声，与  $z_2(T_h)$  的包络分布同呈莱斯分布，而且  $z_2(T_h)$  的信号幅值下降。例如当  $|\tau| = T_h/2$ ， $f_2$  上的信号幅度降为  $1/2$ ， $A_2$  和  $A_1$  的比值为  $\pi/2$ ，相当于在  $f_1$  上有强干扰，已远远大于噪声的影响，这必然会导致误比特率大大增加。

**4.2.2 未同步状态下半跳窗口的 BFSK 误比特率** 若当前跳收发频率一样，早迟门中必有一个完全落入发送跳窗口，即没有跨跳。例如在图3中，迟门信号与发端信号完全对准。但由于只利用了半跳能量，比同步状态下的全跳信号信噪比低 3dB，此时半跳的误码率  $P_{hB}$  为

$$P_{hB} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{4N_0}\right) = \frac{\sqrt{2P_B}}{2} \quad (11)$$

尽管迟门信号有 3dB 的损失，但由于窗口完全对准，低 3dB 的影响已经远小于全跳的窗口错位造成的干扰影响。

另一个半跳由于跨跳，其误码率  $P'_{hB}$  计算见式(9)，其中

$$A_2 = \sqrt{\frac{E_b}{T_h}} \cdot \left(1 - \frac{2|\tau|}{T_h}\right), \quad A_1 = A_2 \left| Sa\left[\pi\left(1 - \frac{2|\tau|}{T_h}\right)\right] \right|.$$

### 4.3 基于双图案的早迟门同步捕获概率和虚警捕获概率

**4.3.1 PN 序列的检测概率和虚警概率** 一个双图案 PN 序列长度为  $N$ , 归一化相关检测门限为  $\zeta$ , 对应长度  $N$  中正确检测到的 chip 数为  $G$ :

$$G = \left\lfloor \frac{N}{2}(1 + \zeta) \right\rfloor \quad (12)$$

其中  $\lfloor A \rfloor$  表示不大于  $A$  的整数。

在同步捕获头中, 收端在击中跳频图案的每个机会中, 在 AWGN 信道下, 没有跨跳和跨跳的早门或迟门 PN 序列正确检测到 PN 序列的概率  $P_{hD}$  和  $P'_{hD}$  分别为

$$\left. \begin{aligned} P_{hD} &= \sum_{i=G}^N C_N^i (1 - P_{hB})^i (P_{hB})^{N-i} \\ P'_{hD} &= \sum_{i=G}^N C_N^i (1 - P'_{hB})^i (P'_{hB})^{N-i} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

由于早迟门同时进行相关检测, 根据前面的分析可知, 跨跳的 PN 序列的相关检测概率  $P'_{hD}$  必然小于  $P_{hD}$ ; 在发端没有发送信号时, 将噪声判为信号的误比特率为 0.5, 将其代入式(13)即可得早门或迟门 PN 序列的虚警检测概率:

$$P_{hFD} = P'_{hFD} = \sum_{i=G}^N C_N^i 0.5^N \quad (14)$$

因此, 在早门或迟门 PN 序列任意检测到一个相关峰值, 即可认为检测到一个早迟门 PN 序列。则一个早迟门 PN 序列的检测概率  $P_D$  和虚警检测概率  $P_{FD}$  分别为

$$P_D = (P_{hD} + P'_{hD}) - P_{hD} \cdot P'_{hD}, \quad P_{FD} = 2P_{hFD} - P_{hFD}^2 \quad (15)$$

**4.3.2 同步捕获概率和虚警捕获概率** 收端击中发端跳频图案时, 在两个早迟门 PN 序列中任意检测到一个相关峰值, 并且连续  $V$  个序列相关检测验证通过, 则称为捕获到一组同步序列。一组同步序列组由  $V+2$  个 PN 序列组成, 则一组同步序列组的捕获概率  $P_{GA}$  和虚警捕获概率  $P_{FGA}$  为

$$P_{GA} = P_D^V (2P_D - P_D^2), \quad P_{FGA} = P_{FD}^V (2P_{FD} - P_{FD}^2) \quad (16)$$

在同步捕获初期, 收发起始频率的相对位置在  $M$  个同步频点中均匀分布。由于在未检测到相关峰值时, 收端每两个双图案周期更换一次起始频率, 所以在长为  $(HM + V)NT_h$  的同步捕获头中(其中,  $H$  为  $\geq 2$  的偶数,  $V$  为验证序列个数), 收端能击中发端跳频图案的平均次数为  $H/2$  次。设前  $(i-1)$  ( $1 \leq i \leq H/2$ ) 次击中跳频图案, 但没有检测到 PN 序列, 而在本次击中机会中, 捕获到一组同步序列的概率为  $P_{Ai}$ 。同步捕获概率  $P_A$  为

$$P_A = \sum_{i=1}^{H/2} \left[ (1 - P_D)^2 \right]^{i-1} P_{Ai} \quad (17)$$

在第  $i$  次击中机会中, 共有  $n_i$  组同步序列组, 若前  $j-1$  组检测到 PN 序列, 而验证没有通过, 但在第  $j$  组捕获到同步序列组, 则  $P_{Ai}$  为

$$\begin{aligned} P_{Ai} &= \sum_{j=1}^{n_i} \left[ (2P_D - P_D^2)(1 - P_D^V) \right]^{j-1} P_{GA} \\ &= (2P_D - P_D^2) P_D^V \cdot \frac{1 - \left[ (2P_D - P_D^2)(1 - P_D^V) \right]^{n_i}}{1 - (2P_D - P_D^2)(1 - P_D^V)} \end{aligned} \quad (18)$$

其中  $n_i = \frac{2M(H/2 - i)}{V + 2}$ , 通常  $M \gg V$ , 此时  $n_i$  较大, 各个

$P_{Ai}$  近似相等, 根据式(17)和式(18)可得

$$P_A \approx \frac{P_D^V \left[ 1 - (1 - P_D)^H \right]}{1 - (2P_D - P_D^2)(1 - P_D^V)} \quad (19)$$

同理只需将式(19)中的  $P_D$  换为  $P_{FD}$  即可得虚警捕获概率  $P_{FA}$ 。

当  $E_b/N_0 = 5.08\text{dB}$ , 信道误比特率  $P_B = 0.1$  时,  $P_{hB} = 0.2236$ 。由于  $P'_{hB}$  没有封闭形式的表达式, 本文对  $|r|$  在  $[0, T_h/2]$  均匀分布情况下, 统计计算出  $P'_{hB} \approx 0.3302$ , 再取  $\zeta = 0.5$ 。根据式(13)-式(19)计算得出:  $P_A = 0.961, P_{FA} \ll 10^{-6}$ 。

## 5 仿真结果分析

为了验证同步性能, 不失一般性, 只考虑同步组网跳频系统或频率集不同的异步组网跳频系统, 在这种情况下, 各个用户的跳频图案通常是正交的。每个用户的跳频接收机的窄带滤波器将其他用户的信号作为带外信号滤除, 所以多用户下的性能近似等效于单用户下的性能。为了验证这种基于频率和 PN 序列双图案的早迟门同步捕获算法的性能, 本文对具体的 FFH/BFSK 系统的同步捕获做了单用户下的同步性能仿真。该系统的各项参数设置为:  $M = 21, N = 63, V = 3, H = 6$ 。为了便于并行  $K = N/M = 3$  路相关, 又选择具有优良自相关特性的 m 序列作为 PN 序列,  $S = \{0000, 0100, 0011, 0001, 0100, 1111, 0100, 0111, 0010, 0101, 1011, 1011, 0011, 0101, 0111, 1111\}$ 。

图4为在 AWGN 信道下, 当  $E_b/N_0 = 5.08\text{dB}$ , 信道误比特率  $P_B = 0.1$  时, 分别在半跳解调(早迟门同步捕获)和全跳解调时, 基于双图案的同步捕获在不同相关检测门限下的同步捕获概率仿真结果。由于两种情况下的虚警捕获概率都很低, 远小于  $10^{-6}$ , 这里不再画出。

从图4可以看出, 当相关检测门限较大( $G > 49$ )时, 全跳解调和半跳解调的捕获概率都较低(低于 50%); 当相关检测门限小于一定值( $G \leq 49$ )时, 半跳解调的捕获概率大于全跳解调; 当归一化的相关门限  $\zeta$  为 0.5 ( $G = 47$ )时, 半跳解调时的捕获概率就远远大于全跳解调时的捕获概率了, 所以要满足同步性能要求, 选择合适的门限非常关键。在  $P_B = 0.1$  时, 选择归一化相关门限  $\zeta$  为 0.5 比较合适, 已能保证一个 PN 序列中的 3/4 的 chip 解调正确, 而且捕获概率高, 虚警概率小。此时半跳窗口带来的低 3dB 的影响已经远远小于全跳的窗口错位造成的干扰影响, 这验证了 4.2 节的分析。

图5为在 AWGN 信道下, 在不同的相关检测门限  $G$  下, 基于频率和 PN 序列双图案的早迟门同步捕获概率  $P_A$  与信道误比特率  $P_B$  关系的仿真结果。由于虚警捕获概率远小于  $10^{-6}$ , 这里不再画出。

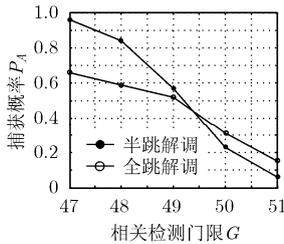


图4 信道误比特率为0.1时,半跳解调和全跳解调的同步捕获概率

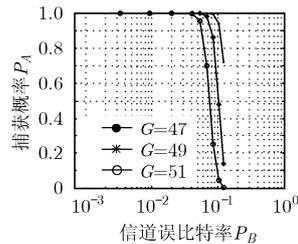


图5 双图案早迟门同步捕获概率  $P_A$  与信道误比特率  $P_B$  的关系

从图5可以看出,只要选择合适的相关门限( $\zeta = 0.5$ ),即使在信道比较恶劣时( $P_B = 0.1$ ),基于双图案的早迟门同步捕获概率大于95%,而且虚警概率很小。仿真结果与理论分析值相吻合,证实了4.3节理论分析的正确性。

## 6 结束语

针对FFH系统的同步难题,本文提出了一种应用于FFH系统的新同步捕获方法——频率和PN序列双图案同步捕获法,这种捕获方法避免了能量门限选择的复杂性,其门限选择更为简单、准确;同时本文又提出基于双图案利用前后半跳早迟门序列同时捕获,以克服全跳解调同步捕获的不可靠性,进一步提高捕获性能。

以上同步捕获方法已用于快速跳频通信试验平台中,试验结果与理论分析、仿真结果一致,验证了这种双图案同步捕获方法不仅性能优异,完全满足快速跳频系统的同步要求,而且简单易实现。

## 参考文献

- [1] Chang C L and Tu T M. Performance analysis of FFH/BFSK product-combining receiver with partial-band jamming over independent rician fading channels [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2005, 4(6): 2629-2635.
- [2] Han Y and Teh K C. Error probabilities and performance comparisons of various FFH/MFSK receivers with multitone jamming [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2005, 53(5): 769-772.
- [3] Zou H, Mohan S, Ćabric' D, and Daneshrad B. Implementation and field trial results of a fast frequency hopped FSK testbed for wireless communications [C]. ICC 2001. IEEE International Conference on Communications, Helsinki, 2001, 5: 1486-1489.
- [4] Ćabric' D, Eltawil A M, and Zou H, *et al.* Wireless field trial results of a high hopping rate FHSS-FSK testbed [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2005, 23(5): 1113-1122.
- [5] 王丹, 黄瑞光. 短波慢跳频同步系统的分析和研究. 电信快报, 2002, (11): 23-26.  
Wang Dan and Huang Rui-guang. Analysis and study of HF slow frequency hopping systems [J]. *Telecommunications Information*, 2002, (11): 23-26.
- [6] 甘良才, 阚爱武. 基于短波FH/DQPSK系统的FFT同步方案[J]. 电波科学学报, 2001, 16(3): 390-393.  
Gan Liang-cai and Kan Ai-wu. The FFT synchronization scheme based on short wave FH/DQPSK system[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2001, 16(3): 390-393.
- [7] 甘良才, 周敏锋. 一种短波混沌跳频的捕获方法. 电波科学学报, 2002, 17(4): 405-411.  
Gan Liang-cai and Zhou Min-feng. An acquisition method for short wave chaotic FH. *Chinese Journal of Radio Science*, 2002, 17(4): 405-411.
- [8] 蒋定顺, 金力军. 高速跳频通信系统同步技术研究[J]. 电子科技大学学报, 2005, 34(1): 48-52.  
Jiang Ding-shun and Jin Li-jun. Research on synchronization technique for a high-speed FH communication system [J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2005, 34(1): 48-52.
- [9] 任玉生, 唐向宏, 廖见盛. 跳频通信系统同步的一种方法. 杭州电子工业学院学报, 2003, 23(6): 39-42.  
Ren Yu-sheng, Tang Xiang-hong, and Liao Jian-sheng. A wynchronization method of FH/MFSK communication System [J]. *Journal of Hangzhou Institute of Electronic Engineering*, 2003, 23(6): 39-42.
- [10] Zhu L P, Yao Y, and Zhu Y S. Antijam performance of FFH/BFSK with noise-normalization combining in a Nakagami-m fading channel with partial-band interference [J]. *IEEE, Communications Letters*, 2006, 10(6): 429-431.
- [11] Han Y and The K C. Performance study of linear and nonlinear diversity-combining techniques in synchronous FFH/MA communication systems over fading channels [J]. *IET Communications*, 2007, 1(1): 1-6.
- [12] Ahmed S, Yang L L, and Hanzo L. Mellin transform based performance analysis of FFH M-ary FSK Using product combining against partial band noise jamming [C]. Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring, Dublin, April 2007: 1901-1905.
- [13] Hanzo L and Ahmed S, *et al.* Iterative decoding and soft interference cancellation in fast frequency hopping multiuser system using clipped combining [C]. Wireless Communications and Networking Conference, WCNC 2007. IEEE, Kowloon, March 2007: 723-728.
- [14] Chung C D and Huang P C. The effects of fading and partial-band noise jamming on a fast FH/BFSK acquisition receiver with noise-normalization combination [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1996, 44(6): 94-104.
- [15] Sheen W H, Tseng C C, and Wang H C. Multiple-dwell and sequential code acquisition with diversity for FFH/MFSK spread-spectrum systems under band multitone jamming [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(5): 841-851.
- [16] Shaapos A A Z. Bit-error rate performance analysis of spectrum based detector for FSK digital modulation [C]. APCC 2003. The 9th Asia-Pacific Conference on Communication, 2003, (9): 531-535.
- [17] Chan Y T and Coutrou F. Comparison of two FFT-based demodulation schemes for M-ary FSK [C]. Proceedings for MILCOM-92, San Diego, CA, 1992, (2): 603-606.
- [18] 赵淑清, 郑薇. 随机信号分析[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1999: 143-147.  
Zhao Shu-qing and Zheng Wei. Analysis of Random Signal [M]. Harbin: Publishing House of Harbin Institute of Technology, 1999: 143-147.

程郁凡: 女, 1971年生, 副研究员, 研究方向为通信抗干扰技术、无线与移动通信。  
李少谦: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信抗干扰技术、无线与移动通信。