

# 基于滑动匹配功率谱分析的 TD-SCDMA 上行突发信号检测\*

周 圣, 张天骐, 陈 适, 易 琛

(重庆邮电大学 信号与信息处理重庆市重点实验室, 重庆 400065)

**摘要:** 针对低信噪比下 TD-SCDMA 上行突发信号的检测问题, 提出了一种滑动匹配功率谱分析算法。该算法利用同一用户 midamble 码序列自身高度的相关性, 当本地 midamble 码序列与接收上行突发信号中的 midamble 码序列完全匹配上时, 会有反映信号的残留载波或直流成分出现; 再对其求取功率谱, 则在该功率谱某一频率位置上会出现尖锐的谱峰, 通过检测功率谱峰的幅度与位置, 即可准确估计出该用户 midamble 码序列是否出现和残留的载波调制频率。仿真结果表明, 该算法具有良好的检测效果, 并能有效克服残余频偏的影响。

**关键词:** TD-SCDMA; midamble 码; 功率谱; 滑动匹配

中图分类号: TP391.9

文献标志码: A

文章编号: 1001-3695(2012)10-3865-05

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.10.069

## Detection of TD-SCDMA uplink burst signal based on sliding match and power spectrum analysis

ZHOU Sheng, ZHANG Tian-qi, CHEN Shi, YI Chen

(Chongqing Key Laboratory of Signal & Information Processing, Chongqing University of Posts & Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** For the problem of the TD-SCDMA uplink burst signal detection in low SNR, this paper proposed one algorithm, which used high-degreed correlation of the same midamble code. As the local midamble code match with the midamble code to receive the uplink burst signal sequences, there would appear residual carrier or DC signal (residual carrier frequency is zero) components. As to strike the power spectrum of the residual carrier or the DC, a sharp peak would appear in the frequency position of power spectrum. By detecting the peak amplitude and the position, whether there was the certain code sequence midamble and the carrier modulation frequency could be accurately estimated. Studies have shown that; this method can effectively overcome the effects of residual frequency offset. The detection algorithm has a good effect, and can overcome the effects of residual frequency offset.

**Key words:** TD-SCDMA; midamble code; power spectral; slide match

## 0 引言

TD-SCDMA 系统是由中国无线通信标准化组织(CWTS)提出并得到 ITU 通过的无线通信标准,它具有系统容量大、频谱利用率高和多址通信等优点。目前,TD 产业链日趋完善,系统和终端逐渐成熟,在军用和民用移动通信中开始得以广泛应用。在 TD-SCDMA 信号中,下行时隙信号功率远大于上行时隙信号功率,下行信号较稳定,易于检测。对于微弱的上行信号,由于难以利用短扩频码来进行用户信号检测,系统在突发结构中专门设计了训练序列(midamble 码)。训练序列常用于信道估计、功率控制测量、上行同步保持和频率校正等研究中。因此,在低信噪比下对 midamble 码序列检测的研究将具

有极其重要的意义。

在 TD-SCDMA 系统中, midamble 码序列不经过扩频和加扰处理,它也是一种伪码,因此可以根据伪码的特性来研究 midamble 码序列的捕获。在直接序列扩频通信系统中,针对低信噪比下伪码的捕获,目前国内外已经有很多文献提出了不同的快速捕获算法,如匹配滤波器法<sup>[1,2]</sup>、FFT 循环相关法<sup>[3,4]</sup>等。而在 TD-SCDMA 系统中,针对低信噪比下利用 midamble 码序列来检测上行突发信号的问题研究较少,文献[5]提出了一种利用快速傅里叶变换进行 midamble 码搜索的算法,该算法运算效率很高,但其检测性能受残余频偏的影响较大。

本文针对 TD-SCDMA 突发信号的特点,采用滑动匹配与功率谱分析相结合的方法,首先使用部分相关器完成 midamble 码的相关,然后将相关结果进行 FFT 运算,计算其功率谱的最

**收稿日期:** 2012-01-14; **修回日期:** 2012-02-29 **基金项目:** 国家自然科学基金资助项目(61071196,61102131); 国家教育部新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-10-0927); 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(CSTC2009CA2003); 重庆市杰出青年基金资助项目(CSTC2011jjq40002); 重庆市自然科学基金资助项目(CSTC2009BB2287, CSTC2010BB2398, CSTC2010BB2409, CSTC2010BB2411)

**作者简介:** 周圣(1986-),男,湖南衡阳人,硕士研究生,主要研究方向为 TD-SCDMA 信号的检测与估计(shengzhou2013@126.com); 张天骐(1971-),男,四川眉山人,教授,博士(后),主要研究方向为语音信号处理、通信信号的调制解调、盲处理、神经网络实现以及 FPGA、VLSI 实现; 陈适(1989-),男,湖南衡阳人,硕士研究生,主要研究方向为复杂环境下复杂直扩信号的捕获与跟踪; 易琛(1984-),男,湖南岳阳人,硕士研究生,主要研究方向为信道编/解码的信息隐藏及其破解。

大值。当本地 midamble 码序列与接收上行突发信号 midamble 码序列完全匹配上时,可以得到尖锐的功率谱峰和反映残余频偏的正弦信号。因此,这样既能完成 midamble 码的快速捕获,也能得到残余频偏的估计值,两者的实现完全并行。

### 1 TD-SCDMA 突发信号模型

为实现快速功率控制、定时提前校准以及为支持智能天线、上行同步等新技术,将 3GPP 定义时长为 10 ms 的 TDMA 帧分成两个结构相同的子帧,每个子帧时长为 5 ms,再将每个子帧分割成七个时长相同的常规时隙(TS0-TS6)和三个特殊时隙:下行导频时隙 DwPTS、保护间隔 GP 和上行导频时隙 UpPTS,如图 1 所示。

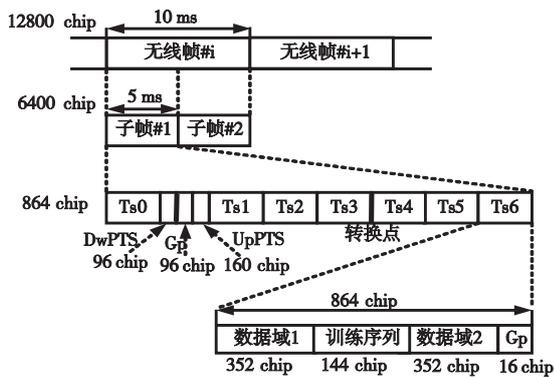


图1 物理信道结构

一个突发中包括两个数据块、一个长为 144 chip 的训练序列和一个长为 16 chip 的保护间隔。突发的每个数据块长为 352 chip,产生每个数据块所需数据的符号个数与扩频因子有关。当扩频因子为 1、2、4、8、16 时,生成每个数据块所需的数据符号个数分别为 352、176、88、44、22。假设数据块  $\underline{d}^{(k,i)}$  由  $N_k$  个数据符号  $d_n^{(k,i)}$  组成,则  $\underline{d}^{(k,i)}$  可以表示为

$$\underline{d}^{(k,i)} = (d_1^{(k,i)}, d_2^{(k,i)}, \dots, d_{N_k}^{(k,i)})^T \quad i=1,2; k=1, \dots, K \quad (1)$$

其中: $i$  表示突发中数据块号; $d_n^{(k,i)}$  表示第  $k$  个用户突发中第  $i$  个数据块中的第  $n$  个数据符号, $n=1,2, \dots, N_k$ ;  $K$  表示时隙中的用户数, $K \leq 16$ ,其具体取值与扩频因子、干扰情况和业务要求有关。在 TD-SCDMA 系统中码片速率为 1.28 Mcps/s<sup>[6,7]</sup>,假设扩频因子为  $Q_k$ ,则每个数据符号  $d_n^{(k,i)}$  的持续时间  $T_s^{(k)}$  与符号速率  $F_s^{(k)}$  可以分别表示为

$$T_s^{(k)} = Q_k \times T_c \quad (2)$$

$$F_s^{(k)} = \frac{1}{T_s^{(k)}} \quad (3)$$

其中: $T_c$  表示码片的持续时间。

按照 QPSK 调制要求,将经过信道编码和交织后的数据比特流  $b_{l,n}^{(k,i)}$  中连续的两个比特  $b_{1,n}^{(k,i)} b_{2,n}^{(k,i)}$  映射为信号空间的一个复数据符号  $\underline{d}_n^{(k,i)}$ ,如表 1 所示。

$b_{1,n}^{(k,i)}$ $b_{2,n}^{(k,i)}$	$\underline{d}_n^{(k,i)}$
00	+j
01	+1
10	-1
11	-j

数据比特流  $b_{l,n}^{(k,i)}$  可以表示为

$$b_{l,n}^{(k,i)} \in \{0,1\} \quad l=1,2; n=1,2, \dots, N_k; k=1,2, \dots, K; i=1,2 \quad (4)$$

其中: $l$  表示连续的比特号; $N_k$  是用户  $k$  的每个数据域的符号数; $K$  表示时隙中的用户数; $i$  为数据域号。为减小传输信号频带,提高信道频带利用率,可以采用多进制传输数据,多进制的基带信号对应于载波相位的多个相位值。例如在 2 Mbps 业务中,采用 8PSK 调制,复数据符号  $\underline{d}_n^{(k,i)}$  用相邻的三个比特表示。

在经过上述的 QPSK 调制后,用长度为  $Q_k$  的扩频码  $c^{(k)}$  对复数据符号  $\underline{d}_n^{(k,i)}$  进行扩频处理,如图 2 所示。

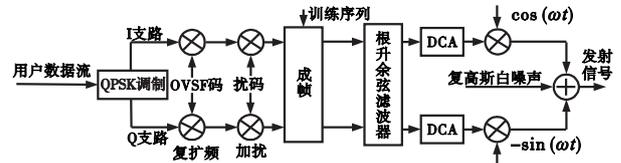


图2 码片序列的调制框图

扩频码  $c^{(k)}$  是一种正交可变扩频因子(OVSF)码,其长度  $Q_k$  是 2 的整数次幂。在 TD-SCDMA 系统中,上行方向  $Q_k$  可取值 1、2、4、8、16,下行方向  $Q_k$  可取值 1、16。扩频码  $c^{(k)}$  可以表示为

$$c^{(k)} = (c_1^{(k)}, c_2^{(k)}, \dots, c_{Q_k}^{(k)}), q=1,2, \dots, Q_k \quad (5)$$

其中: $c_q^{(k)} \in \{1, -1\}$ 。在采用多个码元传输数据时,为降低峰均值比,每个扩频码  $c^{(k)}$  都有一个对应的特征乘法算子  $w_{Q_k}^{(k)} \in \{e^{j\pi/2pk}\}, p_k \in \{0,1, \dots, Q_k - 1\}$ ,通常在扩频之前用特征算子  $w_{Q_k}^{(k)}$  与经过映射的复数据符号相乘。复数据符号  $\underline{d}_n^{(k,i)}$  经过长度为  $Q_k$  的扩频码  $c^{(k)}$  扩频后,与一个长度为 16 的复扰码  $\underline{v}$  进行加扰处理。复扰码  $\underline{v}$  可以表示为

$$\underline{v} = (v_1, v_2, \dots, v_{16}) \quad (6)$$

其中: $v_i \in \{1, j, -1, -j\}$ 。在 TD-SCDMA 系统中共定义了 128 个实二元扰码。复扰码与实扰码之间的关系可以表示为

$$v_i = (j)^i \cdot v_i \quad v_i \in \{1, -1\}; i=1,2, \dots, 16 \quad (7)$$

结合前面的分析,将扩频码  $c^{(k)}$  与小区特定扰码  $\underline{v}$  的组合看做用户与小区特有的扩频码  $s^{(k)}$ ,则  $s^{(k)}$  可以表示为

$$s^{(k)} = (s_1^{(k)}, s_2^{(k)}, \dots, s_{16}^{(k)}),$$

$$s_i^{(k)} = c_{1+(i-1) \bmod Q_k}^{(k)} \cdot v_{1+(i-1) \bmod 16} \quad i=1,2, \dots, 16 \quad (8)$$

当扩频因子  $Q_k$  与扰码长度不等时,在加扰前级联多个扩频数据来实现长度匹配。由于基带信号的频谱很宽,所以不能在有限带宽内传输,为避免不同频道间的干扰,对基带信号进行滤波处理。为此,在发射端与接收端使用相同的根升余弦滤波器,两者分别起到对发射信号进行限带与对传输过程中的带外干扰进行滤波的作用。定义根升余弦滤波器的冲激响应  $RC_0(t)$  为

$$RC_0(t) = \frac{\sin(\frac{\pi t(t-\alpha)}{T_c}) + 4\alpha \frac{t}{T_c} \cos(\frac{\pi t(t-\alpha)}{T_c})}{\frac{\pi t}{T_c} (1 - (\frac{4\alpha t}{T_c})^2)} \quad (9)$$

其中:滚降系数  $\alpha$  为 0.22,  $T_c$  表示码片的持续时间。在单个突发中,突发中 midamble 码前后的数据块  $\underline{d}^{(k,1)}$ 、 $\underline{d}^{(k,2)}$  经过根升余弦滤波器后可以分别表示为

$$\underline{d}^{(k,1)}(t) = \sum_{n=1}^{N_k} d_n^{(k,1)} w_{Q_k}^{(k)} \sum_{q=1}^{Q_k} s_{(n-1)Q_k+q}^{(k)} RC_0[t - (q-1)T_c - (n-1)Q_k T_c] \quad (10)$$

$$\underline{d}^{(k,2)}(t) = \sum_{n=1}^{N_k} d_n^{(k,2)} w_{Q_k}^{(k)} \sum_{q=1}^{Q_k} s_{(n-1)Q_k+q}^{(k)} RC_0[t - (q-1)T_c - (n-1)Q_k T_c - N_k Q_k T_c - L_m T_c] \quad (11)$$

其中:  $L_m$  为 midamble 码码片数。在 TD-SCDMA 系统中,共有 128 个长度为 128 chip 的基本 midamble 码,可以分成 32 个码组。对某一特定的基本 midamble 码,其二进制形式可以表示为  $m = [m_1, m_2, \dots, m_p]$ ,  $m_i \in \{1, -1\}$ ,  $i = 1, \dots, P$ ;  $P = 128$ 。由于数据段采用的是 QPSK 调制方式,基本 midamble 码  $m$  需要进行复值化处理,即有  $\underline{m} = [m_1, m_2, \dots, m_p]$ , 其中  $m_i = (j)^i \cdot m_i$ ,  $i = 1, \dots, P$ 。为得到可用的 midamble 码序列,根据当前小区匹配的用户数  $K$ 、无线信道冲激响应的窗长  $W$ ,将序列  $\underline{m}$  周期性地扩展到长度  $i_{\max}$  的序列  $\underline{m}'^{[8]}$  中。

$$\underline{m}' = [m_1, m_2, \dots, m_{i_{\max}}] \quad (12)$$

其中:  $m'_i = m_{i \bmod P}$ ;  $i = 1, 2, \dots, i_{\max}$ ;  $i_{\max} = L_m + (K-1)W$ ;  $L_m = 144$ ;  $K \in \{2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16\}$ ,  $W = \lfloor \frac{P}{K} \rfloor$ ,  $\lfloor x \rfloor$  表示小于等于  $x$  的最大整数。从序列  $\underline{m}'$  中截取用户  $k$  的 midamble 码序列  $\underline{m}^{(k)}$ :

$$\underline{m}^{(k)} = [m_1^{(k)}, m_2^{(k)}, \dots, m_{L_m}^{(k)}] \quad (13)$$

其中:  $m_i^{(k)} = m'_{i+(k-1)W}$ ;  $i = 1, \dots, L_m$ ;  $k = 1, \dots, K$ 。因此,突发中的 midamble 码序列  $\underline{m}^{(k)}$  经过根升余弦滤波后的输出为

$$\underline{d}_m^{(k)}(t) = \sum_{n=1}^{L_m} m_n^{(k)} RC_0(t - (n-1)T_c - N_k Q_k T_c) \quad (14)$$

由式(10)(11)(14)可知,载波调制前的上行突发信号的时域表达式可以表示为

$$d_{id}(t) = \begin{cases} \underline{d}_m^{(k,1)}(t) & 0 \leq t \leq N_k Q_k T_c \\ \underline{d}_m^{(k)}(t) & N_k Q_k T_c < t \leq N_k Q_k T_c + L_m T_c \\ \underline{d}_m^{(k,2)}(t) & N_k Q_k T_c + L_m T_c < t \leq 2N_k Q_k T_c + L_m T_c \end{cases} \quad (15)$$

上行突发信号  $d_{id}$  经过载波调制,调制到高频频段,经过高斯白噪声信道到达接收端。

## 2 Midamble 码捕获

在 TD-SCDMA 系统中,由于收发设备间的频率偏差与多普勒频移,导致接收到的基带信号存在一定的频偏。在接收端,对收到的 TD-SCDMA 信号作模拟下变频处理;然后进行模数转换,采样速率等于码片速率,即  $f_s = \frac{1}{T_c}$ ,接收信号的模型可以用带有残余频偏的数字复正弦信号表示:

$$r(iT_c) = d(iT_c) \exp[j(2\pi\Delta f iT_c + \varphi)] + n_0(iT_c) \quad (16)$$

其中:  $d(iT_c)$  为接收信号的离散幅度值;  $\Delta f$  为系统残余频偏;  $T_c$  表示码片宽度;  $\varphi$  表示初相,  $\varphi$  在  $(0, \pi]$  内服从均匀分布;  $n_0(i)$  是均值为 0、方差为  $\sigma_0^2$  的复高斯白噪声。为了分析方便,用  $i$  代表  $iT_c$ ,则式(16)可以表示为

$$r(i) = d(i) \exp[j(2\pi\Delta f i + \varphi)] + n_0(i) \quad (17)$$

使用相关器将接收信号  $r(i)$  与本地 midamble 码  $m(i+i')$  进行相关,相关器与本地 midamble 码序列的长度均为  $L$ ,  $i'$  为本地 midamble 码序列与接收序列之间的时延。对单个突发信号而言,由于接收信号的起始位置满足随机性,要对整个上行突发信号的所有相位点进行 midamble 码序列匹配,共需要进行  $L_s$  次滑动匹配。若第  $k(0 \leq k \leq L_s - 1)$  次滑动匹配的输出为  $y_k(i)$ ,则  $y_k(i)$  中有用信息部分可以表示为  $s_k(i)$ ,噪声部分可以表示为  $n_k(i)$ 。

$$y_k(i) = r(i) \cdot m(i - kL + i') =$$

$$d(i) \cdot \exp[j(2\pi\Delta f i + \varphi)] \cdot m(i - kL + i') + n_0(i) \cdot m(i - kL + i') =$$

$$R_k(i) \cdot \exp[j(2\pi\Delta f i + \varphi)] + n_k(i) \quad (k-1)L + 1 \leq i \leq kL \quad (18)$$

其中:  $R_k(i)$  表示相关。令  $s_k(i) = R_k(i) \cdot \exp[j(2\pi\Delta f i + \varphi)]$ ;  $n_k(i) = n_0(i) \cdot m(i - kL + i')$ ,则式(18)可以表示为

$$y_k(i) = s_k(i) + n_k(i) \quad (k-1)L \leq i \leq kL - 1 \quad (19)$$

若采用向量形式表达,令  $T$  表示转置,则有

$$\underline{y}_k = [y_k(0), y_k(1), \dots, y_k(L-1)]^T \quad (20)$$

$$\underline{s}_k = [s_k(0), s_k(1), \dots, s_k(L-1)]^T \quad (21)$$

$$\underline{n}_k = [n_k(0), n_k(1), \dots, n_k(L-1)]^T \quad (22)$$

第  $k$  次相关器运算后的输出信号可以表示为

$$\underline{y}_k = \underline{s}_k + \underline{n}_k \quad (23)$$

由于接收信号中噪声符合均值为零、方差为  $\sigma_0^2$  的高斯分布,根据中心极限定理,若相关器的长度  $L$  足够大,则经过相关运算后输出的噪声  $n_k(i)$  服从均值为零、方差为  $L\sigma_0^2$  的高斯分布,且互不相关。数据向量  $\underline{y}_k$  为一含有  $\omega_D$  ( $\omega_D = 2\pi\Delta f$ ) 的复正弦随机信号,其概率密度函数<sup>[9]</sup>可以表示为

$$p(\underline{y}_k - \underline{s}_k) = \frac{1}{(\pi L \sigma_0^2)^L} \exp\left[-\frac{1}{L \sigma_0^2} (\underline{y}_k - \underline{s}_k)^H (\underline{y}_k - \underline{s}_k)\right] \quad (24)$$

其中:  $H$  表示共轭转置。对观测数据  $y_k$  直接作傅里叶变换,然后将傅里叶变换输出值的平方值作为功率谱密度的估计值  $\hat{S}(\omega) = \frac{1}{L} \left| \sum_{i=0}^{L-1} y_k(i) \exp(-j\omega_D i) \right|^2$ 。对于含噪声复信号  $y_k(r)$ ,其频率的最大似然解  $\hat{\omega}_D$  是功率谱最大值所对应的频率。当接收信号中的 midamble 码序列与本地 midamble 码序列相位对齐时,在频点  $\hat{\omega}_D$  上,快速傅里叶变换的输出幅度会出现最大值<sup>[10,11]</sup>。因此,根据功率谱的最大值可以捕获到同步 midamble 码序列,同时可以得到残余频偏的估计值  $\hat{\Delta f}$ 。

在使用周期图法进行功率谱估计时,谱估计存在一定的偏差,这种偏差不随样本数据的增加而减少到零。这就使得低信噪比下,对 TD-SCDMA 信号的检测难以达到满意的效果。为改善检测性能,通过功率谱累积来降低其估计方差,从而达到检测 TD-SCDMA 信号的目的。其方法就是将一段长度为  $M$  的数据序列分成  $Q$  段,每段长度为  $L_s$ ,即  $M = QL_s$ ,然后在每段中每次截取与本地 midamble 码序列等长的信息序列进行滑动相关,若第  $q(1 \leq q \leq Q)$  段中第  $k$  次滑动相关运算的结果为

$$Y_{q,k} = [y_{q,k}(0), y_{q,k}(1), \dots, y_{q,k}(L-1)] \quad 0 \leq k \leq L_s - 1 \quad (25)$$

对  $Y_{q,k}$  利用傅里叶变换进行功率谱估计,令

$$Y_{q,k} = [Y_{q,k}(0), Y_{q,k}(1), \dots, Y_{q,k}(L-1)] \quad (26)$$

$Y_{q,k}$  表示第  $q$  段中第  $k$  次滑动匹配 FFT 输出值构成的向量,则第  $q$  段中第  $k$  次滑动匹配的第  $i$  点功率谱可以表示为

$$P_{q,k}(i) = \frac{1}{L} \left| \sum_{n=0}^{L-1} Y_{q,k}(n) \exp(-j\frac{2\pi}{L} ni) \right|^2 \quad 0 \leq i \leq L-1 \quad (27)$$

那么  $L$  个离散的功率谱输出值构成的向量可以表示为

$$\underline{P}_{q,k} = [P_{q,k}(0), P_{q,k}(1), \dots, P_{q,k}(L-1)] \quad (28)$$

然后将  $Q$  段中第  $k$  次功率谱进行累积,累积后功率谱输出可用向量  $\underline{P}_k$  表示,同时筛选取  $\underline{P}_k$  中的最大值,记为  $A(k)$ ,即  $A(k) = \max \{ \underline{P}_k \}$ ,  $0 \leq k \leq L_s - 1$ 。

$$\underline{P}_k = [P_k(0), P_k(1), \dots, P_k(L-1)] \quad (29)$$

$$\underline{A} = [A(0), A(1), \dots, A(L_s - 1)] \quad (30)$$

其中:  $P_k(i) = \sum_{q=1}^Q P_{q,k}(i)$ 。最后,根据各功率谱值构成的向量  $\underline{A}$  可以检测 midamble 码序列是否匹配成功。

### 3 检测概率分析

在 midamble 码匹配过程中,用  $H_0$  表示本地 midamble 码序列与接收信号中 midamble 码序列未匹配成功,  $H_1$  表示本地 midamble 码与接收信号中 midamble 码匹配成功。当检测器检测到输出值超过预设门限值  $V_T$  时,捕获指示输出为  $D_1$ ; 否则输出  $D_0$ , 即

$$\max(A) \begin{cases} > V_T & \text{指示 } D_1 \\ \leq V_T & \text{指示 } D_0 \end{cases} \quad (31)$$

第  $k$  次滑动匹配后进行  $L$  点快速傅里叶变换,其输出噪声具有方差  $L\sigma_0^2$  和均值为零的高斯分布。在  $H_1$  假设情况下,检测概率  $p_d$  为捕获指示输出端判决为  $D_1$  的概率,第  $k$  次滑动匹配输出幅度值的概率分布为具有  $2Q$  个自由度的非中心  $\chi^2$  分布:

$$p_{\chi^2}(A(k) | H_1) = \frac{1}{(2\sigma^2)^Q} \left( \frac{A(k)}{\lambda(k)} \right)^{Q-1} \exp\left(-\frac{A(k) + \lambda(k)}{2\sigma^2}\right) \cdot I_{Q-1}\left(\frac{A(k) \cdot \lambda(k)}{\sigma^2}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (32)$$

其中:  $A(k) \geq 0; \lambda(k) = \sum_{q=1}^Q [S_q(k)]^2$  为非中心参量;  $S_q^2(k)$  是由式(26)表示 midamble 码序列匹配成功时快速傅里叶变换的输出值;  $I_n(\cdot)$  是  $n$  阶修正贝塞尔函数。若将  $L_s$  个输出值中的最大值与判决门限值  $V_T$  进行比较,则第  $k$  次滑动匹配输出值  $A(k)$  大于门限值  $V_T$  的检测概率为

$$p_k(A(k) > V_T | H_1) = \int_{V_T}^{\infty} p_{\chi^2}(A(k) | H_1) dA(k) \quad (33)$$

在累加过程中,由于每个累加器输出值具有相同的分布,则在累加器的输出值中,任何一个大于门限值  $V_T$  信号被捕获的概率为

$$p_d = 1 - \prod_{k=0}^{L_s-1} [1 - p_k(A(k) > V_T | H_1)] \quad (34)$$

### 4 算法流程

TD-SCDMA 上行突发信号中 midamble 码序列检测算法框图如图 3 所示。

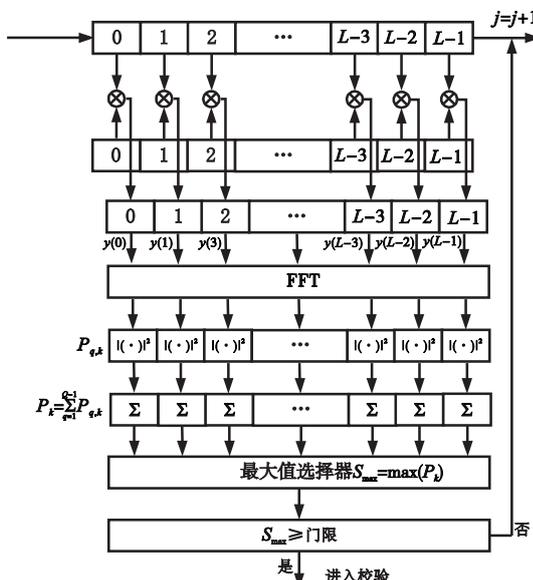


图3 Midamble码序列捕获框图

其中:  $q$  表示截取的第  $q$  个突发,  $1 \leq q \leq Q$ ;  $Q$  表示截取突发个数;  $k$  表示在截取的第  $q$  个突发中进行的第  $k$  次 midamble

码序列匹配;  $L, L_s$  分别表示本地 midamble 码序列与单个突发序列的长度;  $j$  表示滑动的码片数, 即  $j = (q-1) \cdot L_s + k$ 。

该算法可以归纳如下:

a) 将 TD-SCDMA 接收信号模拟下变频以后, 以码片速率进行采样, 按顺序取  $Q \cdot L_s$  点,  $Q = 1, 2, \dots$ , 以  $L_s$  点为一段, 可以分割为  $Q$  段。

b) 将每一段接收信号与本地 midamble 码序列进行滑动相关运算, 从接收信号中, 每次取  $L$  点与接收信号进行  $L$  点的相关运算。

c) 将相关运算的结果  $y_{q,k}$  进行  $L$  点 FFT 运算, 并取模平方得到  $P_{q,k}$ , 然后接收信息序列与本地 midamble 码序列之间相对滑动一个码片, 即  $k = k + 1$ 。

d) 当  $k + 1 \geq L_s$  时,  $k = 0, q = q + 1$ , 重复步骤 b) 与 c)。

e) 当  $q + 1 \geq Q$  时, 将各段信号内的第  $k$  次运算结果  $P_{q,k}$ , 进行  $Q - 1$  次非相关累加得到  $P_k$ , 同时筛选出第  $k$  个累加器组中的最大值  $A(k)$ , 即  $A(k) = \max(P_k), 0 \leq k \leq L_s - 1$ 。将各个累加器组筛选出的最大值与门限值进行比较, 若超过预设的门限值, 则本地 midamble 码序列与接收信号中的 midamble 码匹配成功, 检测到上行突发信号; 反之, 未检测到上行突发信号。

### 5 仿真实验与分析

为了进一步验证上述算法的检测性能, 本文通过 MATLAB 仿真软件对 midamble 码检测过程进行仿真。以下仿真中在产生 TD-SCDMA 突发信号时, 采用码长为 16 的正交可变扩频码 (ovsf 码)、码长为 16 的扰码, 以及滚降因子为 0.22 的根升余弦滤波器, 在信号经过传输信道时添加均值为 0、方差为  $\sigma_0^2$  的高斯白噪声。

实验 1 信噪比 SNR 为 -10 dB, 对接收信号进行四倍下采样后, 用本地 midamble 码与接收信息序列进行匹配, 比较各匹配阶段的功率谱, 如图 4 所示。

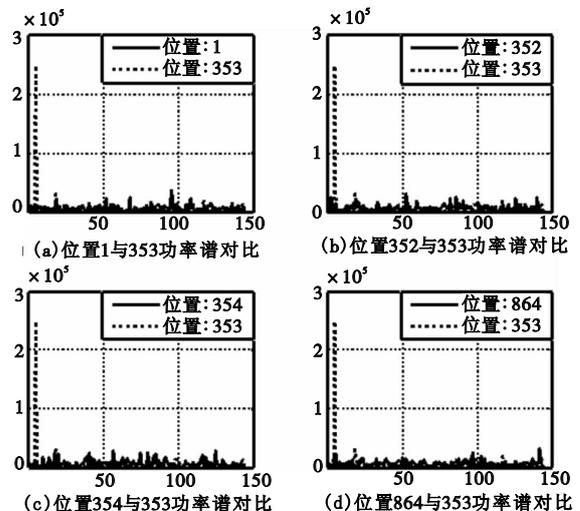


图4 各个匹配阶段的功率谱

从图 4 中可以看出, 在本地 midamble 码与接收信号中相关的 midamble 序列匹配成功时 (位置 353 处), 功率谱中出现尖锐的峰值, 而在其他各个滑动匹配阶段, 功率谱的幅度值相对较小。同时, 由于频偏的影响, 在 midamble 码序列匹配成功时, 可以得到相关的复正弦信号, 如图 5 (c) 所示。因此, 根据是否出现复正弦信号这一现象, 也可以确定是否检测到上行突发信号, 如图 5 所示。

实验 2 对单个上行突发信号,采样速率倍数分别为 4、8、16、32 时,考察不同采样倍数对 midamble 码序列检测概率的影响,仿真结果如图 6 所示。

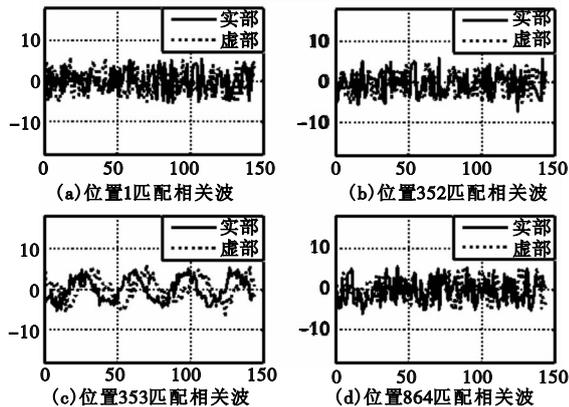


图5 各个匹配阶段的相关波

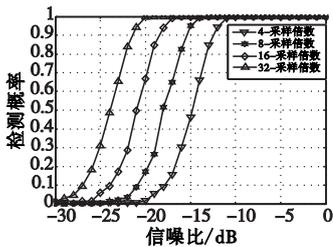


图6 采样点数对检测性能的影响

从图 6 中可以看出,随着采样倍数的增加,检测概率在逐渐地提高,也就是说增加采样倍数可以提高检测性能。

实验 3 采用四倍的下采样处理速率,FFT 点数分为 144、256、512、1024 时,对比 FFT 点数对 midamble 码序列检测概率的影响,如图 7 所示。图 8 为 FFT 点数对检测概率的影响。

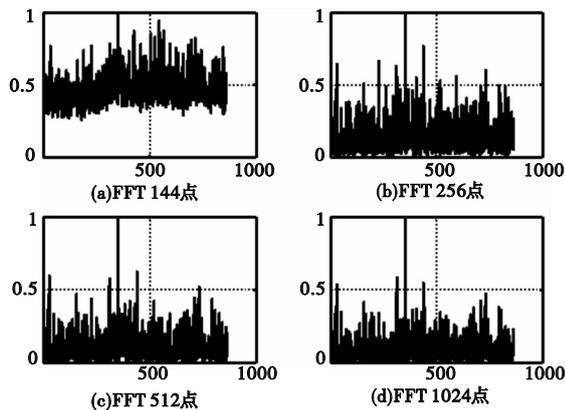


图7 对比FFT点数下功率谱峰(归一化)

从图 7、8 中可以看出,随着 FFT 点数的增加,检测概率也在逐渐提高。这是因为 FFT 点数的增加,样点间距离更近,谱线变密,频率分辨率增大,从而达到提高检测概率的目的。

实验 4 采用四倍的下采样处理速率,FFT 点数 144 时,在不同信噪比下对比残余频偏对检测概率的影响。

随着残余频偏的增大,匹配运算带来的相关损失增大,检测概率逐渐降低,相同的条件下,对比文献[5]中基于快速傅里叶变换 FFT 检测 midamble 码序列的方法,该方法能有效克服频偏的影响,如图 9 所示。

实验 5 采用四倍的下采样处理速率,在各匹配阶段功率谱峰的累加次数为 1、2、3、4、5、6 时,根据累加次数的不同,在不同信噪比下对 midamble 码序列的检测概率进行仿真分析,

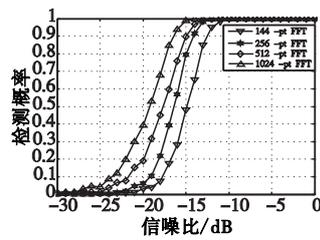


图8 FFT点数对检测概率的影响

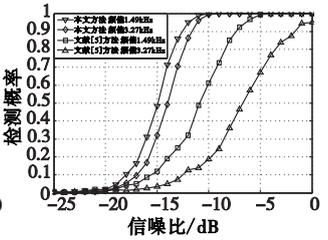


图9 残余频偏对检测性能的影响

仿真结果如图 10 所示。

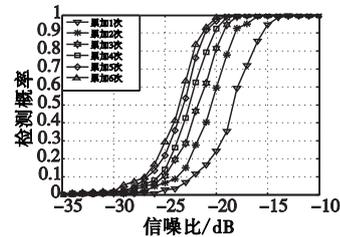


图10 累加次数对检测性能的影响

从图 10 中可以看出,随着累加次数的增加,检测概率随之逐渐提高;但是当累加次数达到一定值时,检测性能的提高变得缓慢,因此增加一定的累加次数可以有效地提高检测性能。

## 6 结束语

本文采用滑动匹配功率谱分析的方法,实现低信噪比下 TD-SCDMA 上行突发信号的检测,推导了在功率谱最大处,不仅可以捕获到 midamble 码序列,而且可以获得残余频偏的近似值。通过功率谱累积,降低了功率谱估计的方差,提高了检测概率。仿真实验结果表明,增加采样倍数、FFT 点数和累加次数都能提高系统的检测性能。在采样倍数为 4、FFT 点数 144 时,可以在 SNR = -11 dB 的高斯白噪声下检测到期望的上行用户突发信号。

### 参考文献:

- [1] SPANGENBERG S, SCOTT I, MCLAUGHLIN S, et al. An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems[J]. *Wireless Personal Communications*, 2000, 13(1-2): 27-55.
- [2] 国世超, 陈安乐, 韩方剑. 基于部分匹配滤波的伪码捕获方法研究[J]. *电子信息对抗技术*, 2010, 25(2): 20-23.
- [3] AKOPIAN D. Fast FFT based GPS satellite acquisition methods[J]. *IEE Proceeding Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(4): 277-286.
- [4] 罗炬锋, 王翔, 付耀先, 等. 基于 FFT 并行搜索伪码和频偏的快速捕获新方法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(3): 563-568.
- [5] 胡赞鹏, 刘波. 一种基于 FFT 的 Midamble 码搜索算法[J]. *电视技术*, 2005, 45(6): 77-79.
- [6] 3Gpp TS25. 221 physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) [S]. 2004.
- [7] 3Gpp TS25. 223 spreading and modulation (TDD) [S]. 2004.
- [8] 李小文, 李贵勇, 陈贤亮, 等. TD-SCDMA 第三代移动通信系统、信令及实现[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [9] 刘燕丽, 张天骐, 苗圆, 等. 部分相关与功率谱相结合的伪码快捕算法[J]. *测控技术*, 2009, 9(6): 13-18.
- [10] 陈培, 王云, 陈杰. 短时相关和 FFT 相结合的伪码快速捕获算法[J]. *电子科技大学学报*, 2009, 38(1): 59-62.
- [11] 石代军. 直接序列扩频突发信号同步算法研究及实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2007.