

信道脉冲响应估计和 FPGA 仿真

虞龙杰, 尹学锋

(同济大学 电子与信息工程学院, 上海 201804)

摘要: WCDMA 是一个成熟的 3G 网络,其下行链路中的公共导频信道为信道脉冲响应的估计提供了一个有效的方法. 使用 USRP 采集中国联通基站发射的 WCDMA 信号并进行处理,处理流程可概括为:先对接收信号进行滤波和降采样预处理,接着提出 WCDMA 小区搜索的快速算法并完成,然后检测 USRP 晶振的频偏,最后补偿频偏并估计信道的脉冲响应. 上述整个过程先用 MATLAB 进行算法描述,再用 FPGA 仿真. 在仿真过程中,多处引入流水线技术,并综合运用知识产权核复用技术,在 32 MHz 时钟频率下,FPGA 的仿真时间为 80.861 ms. 仿真结果表明,FPGA 能够用较少的硬件资源快速准确地估计信道脉冲响应.

关键词: 信道脉冲响应; 宽带码分多址; 现场可编程门阵列

中图分类号: TN 925 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-5137(2015)01-0088-07

0 引言

宽带码分多址(wideband code division multiple access, WCDMA)由第三代伙伴项目(the 3rd generation partnership project, 3GPP)制定并维护,到目前为止已是一个较为成熟的第三代(the 3rd generation, 3G)网络,中国联通使用 WCDMA 作为它的 3G 商用业务.

WCDMA 在下行链路中分配不同的扰码用来区分不同的小区,小区搜索的目的就是检测小区的主扰码^[1]. 近五年来,小区搜索的算法已经较为成熟,但国内相关文献中绝大多数用来验证小区搜索算法的 WCDMA 信号都是仿真拟合信号,并非基站发射的真实信号^[2-5];文献[6]使用基站实测信号,但信号的分析 and 处理都是放在计算机软件中进行的. 本文作者用通用软件无线电外设(universal software radio peripheral, USRP)实测中国联通基站发射的 WCDMA 信号,并用现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)进行信号处理,对于验证小区搜索算法的正确性具有实际的工程应用价值,同时具有一定的创新性.

因为 WCDMA 下行链路中的公共导频信道(common pilot channel, CPICH)只发送标准的正交化的主扰码信息^[7],所以在小区搜索的基础上通过与实测数据作循环相关可估计信道的脉冲响应. 而信道脉冲响应作为高精度信道估计算法空间交替广义期望最大(space-alternating generalized expectation-maximization, SAGE)的输入信号源^[8],可以估计出时延、多普勒、幅度、到达角、离开角等信道参数^[9-11],所以信道脉冲响应的估计对于分析信道特征具有基础性的意义.

1 接收信号预处理

1.1 滤波

3GPP 规定,WCDMA 在下行链路中共有 3 个中心载频,分别是 2.1326、2.1376 和 2.1426 GHz,每个

收稿日期: 2014-08-25

基金项目: 上海市科委国际合作科研项目(13510711000)

通信简介: 尹学锋,中国上海市曹安公路 4800 号,上海同济大学电子与信息工程学院,邮编:201804, E-mail: yinxuefeng@tongji.edu.cn

载频的带宽都是 5 MHz^[1]. USRP 以 4 倍过采样率 20 Msample/s, 20 MHz 的采样带宽实测位于上海市同济大学嘉定校区内的中国联通基站发射的 WCDMA 信号. 为了得到 2.1376 GHz 载频 5M 带宽的频谱, 需要进行数字带通滤波, 即将时域采集信号通过快速傅里叶变换 (fast fourier transform, FFT) 到频域后与理想的数字带通滤波器 (物理可实现) 点乘, 最后通过快速傅里叶逆变换 (inverse fast fourier transform, IFFT) 完成滤波过程, 如下所示:

$$B(n) = \text{IFFT}\{\text{FFT}[A(n)] \cdot BP(n)\} \tag{1}$$

$$BP(n) = \begin{cases} 0, & 1 \leq n \leq \frac{3}{8}\text{length}(A) \\ 1, & \frac{3}{8}\text{length}(A) + 1 \leq n \leq \frac{5}{8}\text{length}(A) \\ 0, & \frac{5}{8}\text{length}(A) + 1 \leq n \leq \text{length}(A) \end{cases} \tag{2}$$

其中, \odot 表示点乘运算, A 为原始采集信号, BP 为理想数字带通滤波器, B 为经过带通滤波后的信号.

WCDMA 小区搜索过程至少需要 2 帧数据, 综合考虑 4 倍过采样率和降采样, 则需要 4×10^5 个原始实测数据, 而 FPGA 中 FFT 知识产权 (intellectual property, IP) 核支持的最大点数是 65536. 针对这个问题, 根据“时域采样点数的多少不会改变频域的波形, 只会影响频域的分辨率”理论, 合理地将原始实测数据分成 25 段, 每段 16384 点依次通过 FFT 和 IFFT 进行带通滤波, 有效地解决了 IP 核的局限性.

1.2 降采样

WCDMA 的码片速率是 3.84 Msample/s^[1], 对应的 4 倍过采样率为 15.36 Msample/s. 由于 USRP 的采样率无法设置成 15.36 Msample/s, 因此, 选用就近的 20 Msample/s 的采样率去采集 WCDMA 信号时就需要用一维线性插值法对信号作降采样处理. 由于 $\frac{20\text{ M}}{15.36\text{ M}} = \frac{125}{96}$, 所以先在初始 20 Msample/s 采样率

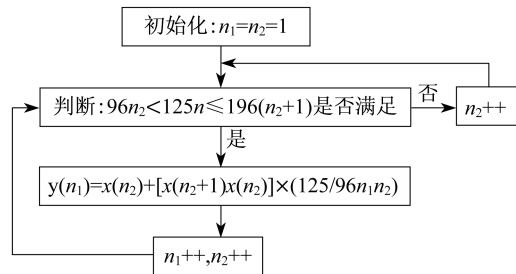


图 1 降采样算法流程图

对应的样本中, 每两点之间线性分成 96 份, 然后每隔 125 份取一个数据组成新的样本, 即可得到经过降采样后的 15.36 Msample/s 采样率样本, 降采样算法流程如图 1 所示.

图 1 中每次循环都涉及条件判断, 乘、减、加 3 种运算以及结果的写入 (125/96 属于定值, 无需计算). 为此, 在滤波 IFFT 输出到写入降采样结果的过程中引入流水线技术, 使得在每个时钟上升沿并行执行多种操作, 提高运算效率. 图 2 显示了降采样流程中前两次循环满足条件, 第三次循环不满足条件时流水线中各个操作的执行情况.

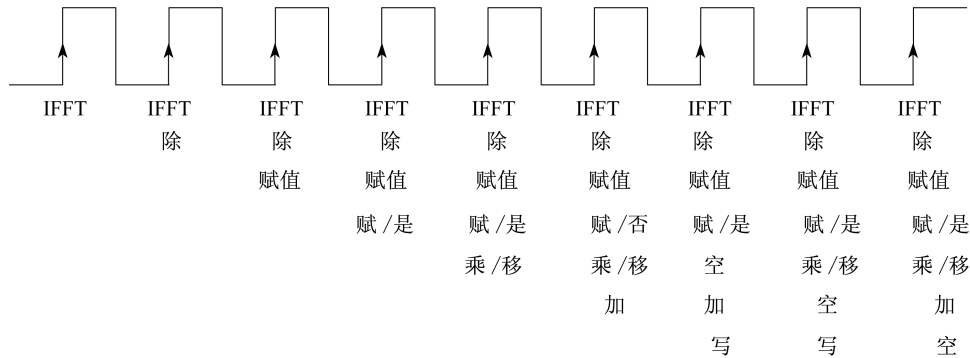


图 2 降采样中的流水线

由图 2 可见,当流水线满足条件时能够在每个时钟上升沿连续写入降采样后的结果;不满足条件时本时钟上升沿为空操作,但不会影响下个时钟上升沿的状态,因此加快了降采样的流程.

2 WCDMA 小区搜索快速算法

WCDMA 帧长为 38400 码片,分为 15 个时隙,每个时隙共有 2560 码片.每帧时长为 10 ms,对应的码片速率为 3.84 Mchip/s^[1].小区搜索由时隙同步、帧同步和主扰码捕获 3 个阶段组成,涉及 3 种不同的信道,分别是主同步信道、辅同步信道和公共导频信道.主同步信道在每个时隙的前 256 码片发送相同的主同步码;辅同步信道在每个时隙的前 256 码片发送不同的辅同步码(共有 16 种辅同步码,每帧 15 个时隙中辅同步码的排列组合共有 64 种);公共导频信道在每个时隙的所有码片发送扰码,扰码共有 512 种,每个小区分配的扰码有且仅有一种,称为主扰码,小区搜索的目的就是检测主扰码^[1].

本文作者先提出小区搜索的快速算法并用 MATLAB 进行算法描述,而后在 FPGA 仿真过程中,通过 IP 核复用减少硬件资源开销,引入流水线技术加快处理速度,用较少的资源快速完成小区搜索.

2.1 时隙同步

主同步码是数字信号,必须经过脉冲成型滤波器变成模拟信号后才能在空中传输.该脉冲成型滤波器是一个滚降系数为 0.22 的根升余弦滤波器,其脉冲响应 $RC_0(t)$ 为^[12]:

$$RC_0(t) = \frac{\sin\left[\pi \frac{t}{T_c}(1-\alpha)\right] + 4\alpha \frac{t}{T_c} \cos\left[\pi \frac{t}{T_c}(1+\alpha)\right]}{\pi \frac{t}{T_c} \left[1 - \left(4\alpha \frac{t}{T_c}\right)^2\right]}, \quad (3)$$

其中,滚降系数 $\alpha = 0.22$,码片周期 $T_c = \frac{1}{3.84 \times 10^6} \approx 0.26042 \mu\text{s}$.

主同步码脉冲成型是通过主同步码与脉冲成型滤波器进行循环卷积实现的,循环卷积公式由下式给出:

$$C = \text{IFFT}[\text{FFT}(A) \cdot \text{FFT}(B)]. \quad (4)$$

故时隙同步的算法是先对标准的主同步码进行脉冲成型,然后与 1.1 个时隙的降采样数据作循环相关,会出现 1 个峰值点,即时隙同步点,时隙同步过程完成.大多数情况下只用 1 个时隙的降采样数据就可以同步时隙,当且仅当主同步码分布在被截的一个时隙数据的两端时,才用 1.1 个时隙的降采样数据.频域循环相关公式由下式给出:

$$C = \text{IFFT}\{\text{FFT}(A) \cdot \text{conj}[\text{FFT}(B)]\}, \quad (5)$$

其中,conj 表示取共轭运算.循环相关的相关性体现在 C 向量的第一个元素,该元素的幅值越大,说明相关性越强;反之,当该元素的幅值为 0 时,说明 A 与 B 两向量正交.

算法上,时隙同步只需要 1.1 个时隙的降采样数据就可以完成,但在 FPGA 仿真过程中,考虑到要节省硬件资源,复用 FFT IP 核,故选择 1.6 个时隙长度的降采样数据来和经过脉冲成型后的主同步码进行频域相关,借此来找时隙同步点,即从相关结果的前 1.1 个时隙数据中找最大相关值,其所在的位置就是时隙头.如果该时隙头大于 10240,说明检测到了 2 个时隙头且第二个时隙头的值比第一个时隙头的值更大,在这种情况下应该减去 10240,从而得到第一个时隙头.

2.2 帧同步

帧同步的算法是先对 16 种标准辅同步码作脉冲成型,接着,在时隙同步的基础上,以 1 帧中 15 个时隙头为起点,向后各取 1024 个降采样数据分别与 16 种辅同步码脉冲成型在时域上作点乘相关,乘积累加求和,以时隙为单位依次找出 15 个最大值及其位置,对应 1 帧中 15 个时隙分配的辅同步码编号,最后对检测到的辅同步码编号循环移位,并与 3GPP 规定的 WCDMA 64 组辅同步码编号的排列顺序作

比较^[7],直至完全匹配为止.匹配成功所在组的组号就是主扰码所在的扰码组组号^[7],同时也检测到了帧头位置,时域点乘相关公式由下式给出:

$$C = \sum [A \cdot \text{conj}(B)], \quad (6)$$

其中, \sum 表示求和运算.

在 FPGA 仿真过程中,由于文本数据的读写总是要从首行开始按行进行,导致每次时域点乘相关都要从头开始读取数据,非常耗时.对此作了改进,即首先从 1 帧降采样数据中分别提取每个时隙的前 1/10 数据形成较小的数据流,再用每个时隙的降采样数据(补 0 ~ 16 个时隙的长度)与 16 种辅同步码脉冲成型在频域上作相关,复用 FFT IP 核.从相关结果中的第一个开始取,之后每隔 1024 个取 1 个,共得到 16 个相关值,最大相关值所在的位置就是该时隙分配的辅同步码编号.上述过程共遍历 15 次,就可以找到 1 帧 15 个时隙分配的辅同步码编号,最后按照帧同步算法检测帧头位置和主扰码所在的扰码组组号.

2.3 主扰码捕获

WCDMA 共有 512 个扰码,分成 64 组,每组 8 个.在帧同步过程中,已经确定了主扰码所在的扰码组组号,接下来对该扰码组里的每个扰码作脉冲成型,然后用 1 帧降采样数据分别和 8 个扰码脉冲成型作相关,最大相关值所对应的扰码便是小区的主扰码.

用 FPGA 仿真时,可以对上述算法进行简化,以降低运算复杂度.降采样数据以帧头为起始点,向后只取 1024 点,然后补 0 ~ 16384 点;取 8 个扰码脉冲成型各自前 1024 点,组成新的数据流,也补 0 ~ 16384 点.两组数据复用 FFT IP 核在频域中作相关,然后从相关结果中的第一点开始取,之后每隔 1024 个取 1 点,取满 8 个相关值为止.最大相关值所在的位置便是主扰码在该扰码组里的位置,从而检测到主扰码号.主扰码号计算公式如下所示:

$$\text{主扰码号} = \text{扰码组号} \times 8 + \text{扰码组内位置} - 1. \quad (7)$$

至此,主扰码捕获过程结束,同时也标志着 WCDMA 小区搜索过程完成.

FPGA 仿真结果显示上海市同济大学嘉定校区所在小区的主扰码号是 198 号.

3 USRP 晶振频偏补偿

接收信号的相位主要有两个来源:一是信号本身的相位信息;二是由于 USRP 晶振造成的频偏.另外,如果发送方和接收方有相对运动时,此时接收信号的相位还应包括由于相对运动产生的多普勒信息.

USRP 晶振在工作时基本处于稳定状态,但也会稍微波动,其常温下的频偏值为 0.6 ppm,最大频偏值为 2.5 ppm.因此,常温条件下,在高频中心频点 2.1376 GHz 处采样时会产生 ± 1282 Hz 频偏的随机现象.为了还原真实的接收信号,需要对 USRP 晶振造成的频偏进行估计,继而用估计值补偿频偏.

取 1 个帧或比 1 个帧更短的 1 个时隙实测数据来估计 USRP 晶振频偏主要有以下两点考虑:一是帧的时间长度为 10 ms,可认为这段时间内 USRP 晶振产生的频偏值固定不变,1 个时隙更是如此;二是实测数据当时所处的测试场景中基站和 USRP 的位置都是固定的,主径的多普勒信息为 0,如果有第二条路径因为反射运动物体产生的多普勒信息,对频偏估计的影响也很小,可以忽略不计.那么,1 个帧接收数据包含的相位信息主要由发送信号本身的相位和 USRP 晶振造成的固定频偏组成.

根据 $x(t)e^{j2\pi f_0 t}$ 和 $X[j2\pi(f-f_0)]$ 是傅里叶变换对的原理,先对实测数据作试补偿,即先在时域中用一系列的频率值 $e^{j2\pi f t}$ 点乘,然后与 WCDMA 小区搜索得到的标准主扰码脉冲成型(正交信号)在时域中作点乘相关,多组相关结果中相关值最大的组所用的频率值就是待估计的 USRP 晶振频偏值,如下所示:

$$f_e = \max_{f_i} \left(\sum_t \{ [A(t)e^{j2\pi f_i t}] \cdot \text{conj}[B(t)] \} \right), \quad (8)$$

其中, \max 表示求最大值运算, A 为实测数据, B 为经过脉冲成型的标准主扰码, f_c 为使得累加和最大对应的自变量, 即估计得到的晶振频偏值.

这里涉及到频率估计范围与算法复杂度的权衡问题, 有以下两种方案可供选择: 第一种方案, 第一次估计时以晶振最大频偏 $-1282 \sim +1282$ Hz 作为频率范围, 估计频偏值, 第二次以第一次的估计值为中心, ± 500 Hz 作为频率范围, 估计频偏值, 从第三次开始, 取前面估计值中最大值与最小值的平均值为中心, ± 500 Hz 作为频率范围, 估计频偏值, 依次类推, 直到最大值与最小值之间的差值稳定在 500 Hz 之内, 才以最大值与最小值的平均值为中心, ± 250 Hz 作为频率范围进行估计; 第二种方案, 在 30 min 内, 可认为晶振造成的频偏值的波动范围基本稳定在 500 Hz 以内, 因此可在 USRP 实测前进行试测, 事先找出该段波动范围, 然后就在该波动范围内估计实测数据的频偏值. 两种方案各有优点: 第一种方案, 估计精度较高, 实用性强; 第二种方案, 算法复杂度较低, 易于实现. 本文作者选用第二种方案来估计 USRP 晶振造成的频偏.

常温条件下, USRP 以 2.1376 GHz 为中心频率, 实测用时 11 min, 共得 70 组数据, 频偏估计结果如图 3 所示. 以实线为例说明参数的设置情况, 该曲线每组实测数据取 1 帧, 以 -1200 Hz 为起点, -700 Hz 为终点, 1 Hz 为步长估计晶振造成的频偏, 其他 2 条曲线同理.

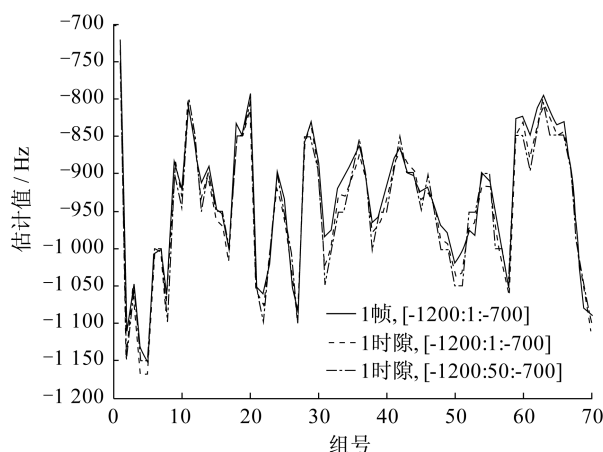


图3 USRP 晶振频偏估计结果

从图 3 中可以看出, 70 组实测数据的频偏值都落在 -1200 Hz 到 -700 Hz 的区间内, 且代表频偏估计值的 3 条曲线基本重合. 其中, 用密虚线估计频偏值就显得最为合适, 在相同估计效果的前提下体现出数据量小、估计速度快的优势. 因此, 在 FPGA 仿真中, 采用了疏虚线中的参数设置估计频偏.

用估计得到的频偏值在时域中与实测数据作点乘运算, 补偿由于 USRP 晶振造成的频偏, 还原真实的接收信号.

4 信道脉冲响应估计

WCDMA 的公共导频信道采用正交可变扩频因子 (orthogonal variable spreading factor, OVSF) 码扩频, 承载主扰码信息^[7]. 由于 OVSF 码相互完全正交, 故可通过相关法去除与主扰码正交的其他信号, 只剩下主扰码的自相关, 估计出信道脉冲响应, 公式由下式给出:

$$C = \frac{\text{IFFT}\{\text{FFT}(A) \cdot \text{conj}[\text{FFT}(B)]\}}{\sum \|B\|^2}. \quad (9)$$

其中, $\| \cdot \|$ 表示取模运算, A 为经过频偏补偿后的降采样数据, B 为 WCDMA 小区搜索得到的标准主扰码脉冲成型, 估计得到的信道脉冲响应幅值如图 4 所示:

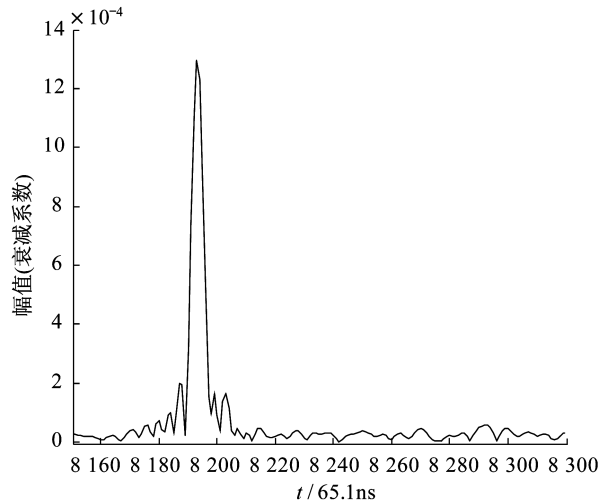


图 4 信道脉冲响应估计结果的幅度

WCDMA 的码片都是经过根升余弦滤波器进行脉冲成型的,而该滤波器的脉冲响应的带宽为 3.84 MHz,由此也决定了信道路径的分辨率.当两条功率相同的路径的相对时延大于带宽倒数的 2 倍(520.8 ns)时,可以直接观察到这两条路径,对应的这两条路径的路程差大于 156.25 m;当两条功率相同的路径的相对时延介于带宽倒数(260.4 ns)和带宽倒数的 2 倍(520.8 ns)之间时,可以用高精度估计算法(如 SAGE 算法)将这两条路径分离开来^[9-11],对应的这两条路径的路程差介于 78.125 m 和 156.25 m 之间;当两条功率相同的路径的相对时延小于带宽倒数(260.4 ns)时,再也无法区分开来,此时可视为一条路径,对应的路程差小于 78.125 m.

从图 4 中并没有观察到明显的多条路径并存的现象,那是因为主径的功率很强,次径的功率较弱,加上 WCDMA 3.84 MHz 带宽对应的分辨率的限制,且没有使用高精度信道估计算法分离路径,导致了主径和多条次径叠加在一块.

信道脉冲响应的一个典型应用是在高带宽信号的条件下,利用 SAGE 算法通过多次反复信号迭代和重构过程,使得估计值收敛到一定程度,从而分离出一条主径和多条次径,估计各条路径之间的相对时延、多普勒、幅度、到达角、离开角等信道参数.此外,SAGE 算法的一个优点是可以对上述信道参数进行单独估计,无需联合估计,从而可以大幅度地减少计算量^[9-11].

至此,作者的工作全部结束,完成了从 USRP 实测数据到估计信道脉冲响应的算法描述和 FPGA 仿真验证.在仿真过程中,共使用了 4 个单精度浮点加法器、4 个单精度浮点乘法器、2 个单精度浮点除法器、1 个单精度浮点比较器和 1 个 16384 点 FFT IP 核.

5 结 语

本文作者使用 USRP 实测中国联通基站发射的 WCDMA 信号,并依次完成滤波、降采样、小区搜索、晶振频偏补偿和信道脉冲响应估计的 MATLAB 算法描述和 FPGA 仿真验证.在算法描述过程中,以循环相关和 FFT 理论为主线,严格论证数字信号处理方法的正确性和完备性;在 FPGA 验证过程中,多次引入流水线技术并复用多种硬件 IP 核,使得速度和资源达到平衡.在 32 MHz 时钟频率下,仿真用时 80.861 ms,还检测到上海市同济大学嘉定校区所在小区的主扰码号为 198 号.仿真结果表明,FPGA 能以较少的硬件资源快速准确地完成信道脉冲响应估计的算法,具有较高的工程应用价值.

参考文献:

- [1] 3GPP TS 25.211 V7.9.0. Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)[S]. Beijing:3GPP,2009.
- [2] JIANG Z M. FPGA implementation of WCDMA cell search in low SNR environment[J]. Electronic Design Engineering, 2012,20(14):173-175.
- [3] WANG H Y. Research and implementation on cell search technique in WCDMA system[D]. Beijing:Beijing University of Posts and Telecommunications,2009.
- [4] GU T. Synchronization principle and FPGA implementation of WCDMA downlink system[D]. Beijing:Beijing University of Posts and Telecommunications,2009.
- [5] LI Z X. Cell Search Method in WCDMA and Its Chip Design in Terminal[D]. Guangdong:South China University of Technology,2010.
- [6] YUAN Z W, WANG C Y, TIAN Y, et al. One algorithm design for cell searching in WCDMA and implementation[J]. Digital Communication,2013,40(1):22-26.
- [7] 3GPP TS 25.213 V11.4.0. Spreading and modulation (FDD)[S]. Valbonne:3GPP,2012.
- [8] FESSLER J A, HERO A O. Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm [J]. IEEE Transactions on Signal Processing,1994,42(10):2664-2677.
- [9] REN C Y. Modeling and Parameter Estimation for Wideband Channel System[D]. Nanjing:Nanjing University of Posts and Telecommunications,2011.
- [10] HUANG J R. Research on Data Fitting in Wireless Channel Measurement and Modeling [D]. Tianjin:Tianjin University,2010.
- [11] GAO Y. Parameter Estimation for Broadband Channel System based on SAGE Algorithm[D]. Nanjing:Nanjing University of Posts and Telecommunications,2013.
- [12] 3GPP TS 25.104 V11.4.0. Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD) [S]. Valbonne:3GPP,2012.

Estimation of channel impulse response and FPGA simulation

YU Longjie, YIN Xuefeng

(School of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: Wideband code division multiple access (WCDMA) is a 3G wireless communication network. The common pilot channel in downlink of WCDMA provides an effective method to estimate the channel impulse response. In this paper, universal software radio peripheral (USRP) is utilized to sample and process WCDMA signal which is emitted by China Unicom base station. Firstly, the received signal is pre-processed with filtering and down-sampling. Secondly, fast algorithm of WCDMA cell search is fulfilled. Thirdly, frequency shift caused by USRP's crystal oscillator is checked and compensated. Eventually, channel impulse response is estimated. In this paper, MATLAB is used to describe the above algorithm and field programmable gate array (FPGA) is used to simulate algorithm. In the process of simulation, pipeline and IP core multiplexing are introduced. In the case of 32 MHz clock frequency, FPGA simulation time is 80.861 ms. Simulation results show that FPGA is able to estimate the channel impulse response quickly and accurately with less hardware resources.

Key words: channel impulse response; WCDMA; FPGA

(责任编辑:包震宇)