

# 滤波器组 UMTS 系统的信道估计研究

何信旺<sup>1</sup>, 芮 贇<sup>2</sup>, 王宗杰<sup>3</sup>, 宋荣方<sup>1</sup>

(1. 南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003;

2. 中国科学院 上海高等研究院, 上海 201210;

3. 华为技术有限公司, 上海 200120)

**摘 要:** 3G 的 UMTS 系统相比 4G LTE 系统, 主要在系统带宽和数据速率上存在劣势, 而在语音业务和系统覆盖上优于后者。为了保持 UMTS 演进系统的持续竞争力, 3GPP-LTE 国际标准化组织针对 2G 时代迁移过来的零散频谱, 近期启动了 S-UMTS 的研究项目。在频谱聚合条件下, 无线通信系统采用的多址技术必须能灵活支持非连续占用的频谱资源分配, 同时保持较好的抗干扰能力。而采用滤波多音调制技术(FMT)实现窄带 UMTS 信号的聚合传输成为 3GPP 中的候选方案之一。在所提出 CDMA-FMT 系统中, 传统 WCDMA 系统中的信道估计方案无法直接适用。因此, 文中根据 UMTS 系统和 FMT 系统各自的传输特点, 提出了基于滤波器组传输的窄带 CDMA 多载波系统中的信道估计方案。理论分析和仿真结果表明, 该方案的计算复杂度较低, 具有良好的信道估计性能。

**关键词:** UMTS; FMT; CDMA-FMT; 信道估计; 频谱聚合

中图分类号: TP301

文献标识码: A

文章编号: 1673-629X(2015)09-0057-04

doi: 10.3969/j.issn.1673-629X.2015.09.012

## Research on Channel Estimation of Filter Bank UMTS System

HE Xin-wang<sup>1</sup>, RUI Yun<sup>2</sup>, WANG Zong-jie<sup>3</sup>, SONG Rong-fang<sup>1</sup>

(1. College of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and

Telecommunications, Nanjing 210003, China;

2. Shanghai Advanced Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201210, China;

3. Huawei Technology Co. Ltd., Shanghai 200120, China)

**Abstract:** 3G UMTS system, compared with 4G LTE system, has the main disadvantage of the presence in the bandwidth and data rates, but better than the latter in the voice services and system coverage. In order to maintain the continued competitiveness of the evolution of UMTS systems, 3GPP-LTE International Standardization Organization recently launches the S-UMTS research projects for 2G spectrum scattered over the age of migration. In the spectrum polymerization conditions, the wireless communication system using multiple access technology must be flexible to allocate resources to support non-contiguous occupied spectrum, and also maintain a good anti-jamming capability. The use of filtered multitone (FMT) modulation to achieve polymeric transmission for narrow band UMTS signal becomes one of candidates in 3GPP. In the proposed CDMA-FMT system, the channel estimation scheme in the traditional WCDMA system can't be applied directly. Therefore, according to the transmission characteristics of the UMTS system and FMT system, propose a channel estimation of narrow band CDMA multicarrier system based on the transmission of filter bank. Theoretical analysis and simulation results show it has a low computational complexity of the program and a good channel estimation performance.

**Key words:** UMTS; FMT; CDMA-FMT; channel estimation; spectrum polymerization

## 0 引 言

近年来, 无线通信系统向着宽带方向迅速发展; 伴随着这种发展趋势, 无线通信系统占有的带宽越来越

高, 传输速率越来越高, 频谱效率也要求越来越高。现在, 宽带移动通信的信号传输技术主要有以 CDMA 为代表的单载波多址技术<sup>[1]</sup>和以 OFDM 为代表的多载

收稿日期: 2014-10-30

修回日期: 2015-01-30

网络出版时间: 2015-08-26

基金项目: 上海市科技计划项目(YB2013080037)

作者简介: 何信旺(1988-), 男, 硕士, 研究方向为现代移动通信系统设计和无线宽带通信技术; 宋荣方, 博士, 教授, 研究方向为宽带无线通信理论与技术。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20150826.1556.034.html>

波多址技术<sup>[2]</sup>。其中,以 OFDM 为代表的多载波多址系统,以其支持灵活的频域资源调度,简单的接收端均衡算法,以及易与多天线技术相结合,使其日益成为未来宽带无线通信系统的主要多址技术解决方案之一。而 CDMA 系统相比 OFDM 系统,在语音业务、网络覆盖以及峰均比方面都有一定的优势,在未来相当长的时间里,CDMA 依旧会和 LTE 一起共存。

目前,UMTS 网络已经发展到了 HSPA+<sup>[3]</sup>,能提供很高的数据传输速率,另外,中国联通在 900 MHz 拥有的 21 MHz 带宽(包括 6 M GSM 系统和 15 M UMTS 系统)被认为是扩展覆盖范围的重要重用频率资源。模拟实验的一些初步结果也表明,部署 UMTS900M 是可行的<sup>[4-5]</sup>,但是在 900 MHz 的可用频率资源只有 6 MHz,并不是 5 MHz 的整数倍。为了更有效地利用频谱资源,3GPP 已启动了关于 S-UMTS 的项目研究,意在解决支持可扩展带宽(小于 5 MHz)的 UMTS 中的 FDD 部署。文献[6]提供了一种可行的方案,称之为 CDMA-FMT 系统,它是将原有的基带信号分成多路输入到具有频移的滤波器组中,然后将所有的输出相加在一起作为一个合成信号发射出去,由于每个子带的带宽相对于载波频偏和多普勒频移较大,同时每个子带之间具有一定的频域保护间隔,这些特征使得该系统对载波频偏和定时误差引起的多用户间干扰具有较强的鲁棒性<sup>[7]</sup>。

传统的 FMT 系统信道估计方案是在接收端加一个判决反馈均衡器<sup>[8-9]</sup>,复杂度较大,而 WCDMA 系统的信道估计方案<sup>[10-12]</sup>是利用 Rake 接收机对多径信号进行分离,由于信号的频谱较宽(5 MHz),导致在多径瑞利衰落信道<sup>[13]</sup>下,多径的分辨率也相对较高,能达到分离目的。但是对于 CDMA-FMT 系统,每个子

带的带宽只有 300 kHz,多径的分辨率很低,在接收端看来,径数很少,如果利用传统的 Rake 接收机,接收端的信道估计值势必会叠加较大的噪声。文中在原有 Rake 接收机方案的基础上进行了改进,将窄带信道估计值转换到宽带,找出多径时延位置,将其他虚拟径置零,从而大大降低噪声功率。

1 系统模型

CDMA-FMT 的系统模型如图 1 所示。设正交变换器的输入端为  $S_{k,i}(n)$ ,它是经编码调制后的信号, $k$  为子带标号, $i$  为码道标号,则其输出端为:

$$a_k(m) = \sum_i S_{k,i} * d_i * c_k(m) \tag{1}$$

式中, $d_i$  为扩频码; $c_k(m)$  为第  $k$  个子载波上的扰码; $M$  个子带的滤波器是原型滤波器的频移分量,由于原型滤波器具有比较窄的过渡带,各子带间所产生的 ICI 基本可以忽略,相比于 OFDM 系统,数据在传输时不需要多余的循环前缀和虚拟子载波。 $M$  个输入数据  $a_k(m)$ ,  $k = 0, 1, \dots, M - 1$  被  $N$  倍上采样后并行输入到原型滤波器中,然后经过频移相加得到发送信号  $s(m)$ ,  $s(m) = \sum_k s_k(m)$ ,  $s_k(m)$  为每个子带的发送信号,发送信号经衰落信道  $h(m)$  和高斯信道后到达接收端。在接收端,信号经下变频后送入匹配滤波器中,然后将  $N$  倍下采样后得到的  $\hat{a}_k(m)$  送至均衡器,接着进行解扰解扩操作恢复出信号  $\hat{S}_{k,i}(n)$ 。根据文献[14],当原型滤波器采用 FIR 滤波器时,图 1 所示的系统模型可以转换成如图 2 所示的高效实现形式。

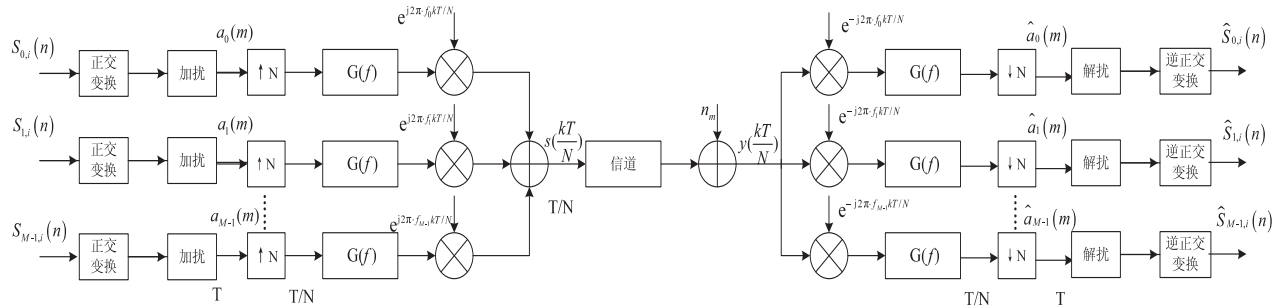


图 1 CDMA-FMT 的系统模型

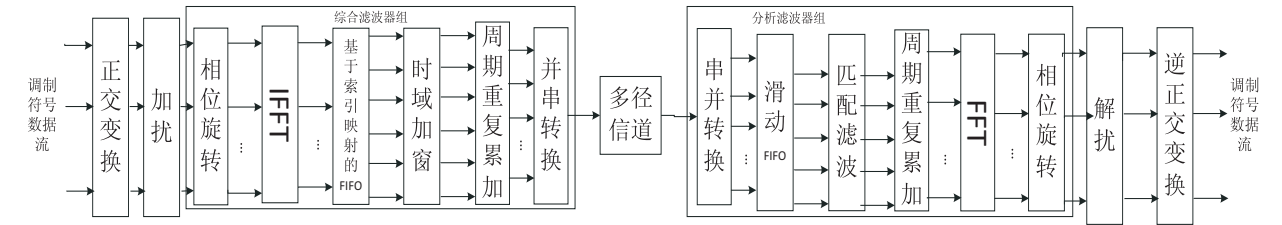


图 2 CDMA-FMT 系统的低复杂度高效实现结构

## 2 CDMA-FMT 信道估计解决方案

在接收端,首先根据接收到的导频信息对各个子带上的信号进行多径搜索、解扰解扩,估计出每个子带上的信道响应,再将各个子带上的信道响应转换到宽带,接着对宽带上的信道响应进行优化,最后将优化后的宽带信道响应变换到各个子带上。具体流程如图3所示。

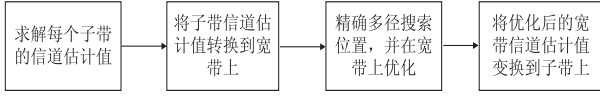


图3 信道估计具体流程图

第一步:求解  $h_k(n)$ , 对每个子带上的接收信号分别进行多径搜索、解扰、解扩,得到  $h_k(n)$ , 由于扩频增益不大,所以此时得到的子带信道估计值是叠加了较大高斯白噪声的。

第二步:  $h_k(m) \rightarrow h(n)$ , 若设  $L$  为宽带信道响应

$$\begin{bmatrix} h(0, n') \\ h(1, n') \\ \vdots \\ h(L_s - 1, n') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(-n') & R(-M - n') & \cdots & R(-M(L_s - 1) - n') \\ R(N - n') & R(N - M - n') & \cdots & R(N - M(L_s - 1) - n') \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ R(N(L_s - 1) - n') & R(N(L_s - 1) - M - n') & \cdots & R(N(L_s - 1) - M(L_s - 1) - n') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h(n') \\ h(M + n') \\ \vdots \\ h(M(L_s - 1) + n') \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} h(n') \\ h(M + n') \\ \vdots \\ h(M(L_s - 1) + n') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(-n') & R(-M - n') & \cdots & R(-M(L_s - 1) - n') \\ R(N - n') & R(N - M - n') & \cdots & R(N - M(L_s - 1) - n') \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ R(N(L_s - 1) - n') & R(N(L_s - 1) - M - n') & \cdots & R(N(L_s - 1) - M(L_s - 1) - n') \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} h(0, n') \\ h(1, n') \\ \vdots \\ h(L_s - 1, n') \end{bmatrix} \quad (5)$$

$h(m, n')$  可由  $h_k(m)$  经过 IFFT 变换得到,对于  $h(m, n')$ , 带入不同的  $n', n' = 0, 1, \dots, M-1$ , 将可以得到整个宽带上的时域响应  $h(n), n = 0, 1, \dots, ML_s - 1$ 。其中,  $m$  代表子带信道响应长度,即径数的取值;  $n'$  代表宽带信道响应的长度,即延时的采样点数的取值;  $N$  是滤波器组上采样率;  $M$  是滤波器组子带数目;  $h(m, n')$  代表第  $m$  条径第  $n'$  个延时的等效信道的时域响应值;  $R(n)$  代表原型滤波器的自卷积函数。由  $h(m, n')$  和  $R(n)$  可依次得到宽带的信道响应  $h(n)$ 。

第三步:  $h(n) \rightarrow \hat{h}(n)$ , 将上一步求得的宽带信道值在一帧时间内 (10 ms) 取平均,接着取出几条幅

的长度,每个子带信道响应的长度为  $L_s$ , 令输入端子带信号为  $x_k(n), k = 0, 1, \dots, M-1$ , 则第  $k$  个等效子带信道模型为:

$$h_k(m) = \sum_{n=0}^{L-1} h(n) e^{-j\frac{2\pi}{M}nk} R(mN - n), k = 0, 1, \dots, M-1, m = 0, 1, \dots, L_s - 1 \quad (2)$$

对公式两边乘以  $e^{-j\frac{2\pi}{M}nk}$ , 并对  $k$  在一个周期  $M$  内求和,即:

$$\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} h_k(m) e^{j\frac{2\pi}{M}nk} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{L-1} h(n) e^{j\frac{2\pi}{M}nk} R(mN - n) e^{j\frac{2\pi}{M}nk} = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{L-1} h(n) R(mN - n) \sum_{k=0}^{M-1} e^{-j\frac{2\pi}{M}(n-n')k} = \sum_{l=0}^{L-1} h(Ml + n') R(mN - Ml - n'), L_s = \lceil L/M \rceil + 1 \quad (3)$$

令  $h(m, n') = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} h_k(m) e^{j\frac{2\pi}{M}nk}$ , 得:

值相对较大的径,其他位置归零,由于噪声是均匀分布在整个时域响应上的,取平均之后噪声功率会迅速减小,从而原来存在的径可以被观察到。

第四步:  $\hat{h}(n) \rightarrow \hat{h}_k(m)$ , 再由等效子带信道公式

$$\hat{h}_k(m) = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{h}(n) e^{-j\frac{2\pi}{M}nk} R(Nm - n), \text{ 得到优化后的每个子带上的信道响应。}$$

## 3 性能分析

### 3.1 信道估计性能仿真与分析

在搭建的仿真平台上对文中所提信道估计方法进

行了仿真,仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数介绍

仿真参数	仿真值
载波频率/MHz	900
调制编码方式	QPSK,1/3 码率
天线数	单发双收
信道类型	PA3,VA30,PB3
接收机类型	Type3 LMMSE

仿真结果如图 4~6 所示。

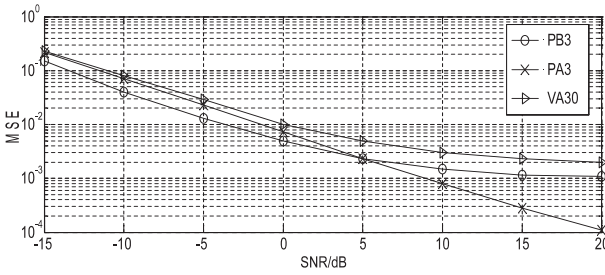


图 4 各衰落信道下信道估计的 MSE 对比

从图 4 中可以看到,随着信噪比的增加,PB3 和 VA30 的信道估计误差最后都能趋向于 0.001,而 PA3 始终快速下降,这是因为 CDMA 系统本身是自干扰系统,在多径信道下,径与径之间存在一定的干扰,当信噪比增加到一定值时,影响系统性能的干扰就主要来自子径间干扰了,而 PA3 信道几乎可以看成是一条单径,其径间干扰很小,所以在一定信噪比下,观察不到平层的出现。

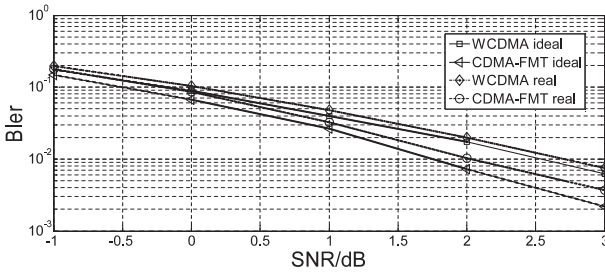


图 5 VA30 信道下实际估计与理想估计的性能对比

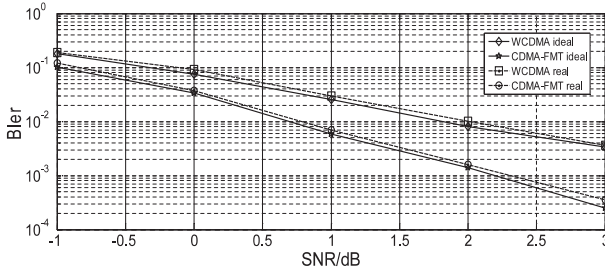


图 6 PB3 信道下实际估计与理想估计的性能对比

从图 5 和图 6 可知,对于 CDMA-FMT 系统,VA30 信道实际估计性能与理想估计性能只有 0.2~0.3 dB 的差距,而 PB3 信道只有 0.1 dB 左右的差距,对比 WCDMA 系统在 VA30 和 PB3 信道下的性能,认为这个差距是可接受的。

3.2 所提信道估计方案的复杂度分析

考虑表 1 所示的参数,以 PB3 信道为例进行分析。

窄带信息转宽带信息的复杂度:首先是做 16 点的 IFFT,需要做  $16 * \log_4 16 = 64$  次加法和  $16 * (\log_4 16) / 2 = 32$  次乘法,由于子带所搜到的径数为 3,总共要做  $64 * 3 = 192$  次加法和  $32 * 3 = 96$  次乘法,而后每个子带都要经过一个  $3 * 3$  的  $R$  矩阵处理,需要做 9 次乘法和 6 次加法,16 个子带就要做  $16 * 9 = 144$  次乘法和  $16 * 6 = 96$  次加法,所以要得到宽带信道估计值必须做  $96 + 144 = 240$  次乘法和  $192 + 96 = 288$  次加法。

解扰解扩的复杂度:对于 CDMA-FMT 系统,由于每个子带上的径数较少,所以复杂度相对于传统的 WCDMA 系统有所降低,对于 PB3 信道,子带所搜到的径数为 3,扩频因子为 16,解调出每个导频符号需要  $3 * (16 - 1) = 45$  次加法,所有子带就需要作  $45 * 16 = 720$  次加法。

对于传统的 WCDMA 系统,只计算解扰解扩的复杂度,对于 PB3 信道,宽带上搜索到的径数为 6,扩频因子为 256,所以,解调出每个导频符号需要  $6 * (256 - 1) = 1530$  次加法。

综上所述,解调一个导频符号,WCDMA 系统需要 1530 次加法,而 CDMA-FMT 系统总共需要 240 次乘法和  $288 + 720 = 1008$  次加法,对比前者,乘法次数变多,加法次数变少。

4 结束语

FMT 系统由于发送滤波器组的存在,有效地克服了 ICI,并同时引入了 ISI,因此在时域中对 FMT 进行信道估计较频域更加方便和精确。文中根据 FMT 系统和 UMTS 系统各自的特点,从理论分析和仿真两个方面讨论了 CDMA-FMT 系统的信道估计问题。实验结果表明,基于这种联合子带信道估计的方法很好地解决了每个子带信道估计增益不足的问题,有效地减小了噪声功率,估计性能较好。

参考文献:

[1] 曾海. WCDMA 系统中关键技术的研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2012.

[2] 梁婷. OFDM 系统中信道估计技术的研究[D]. 长沙:湖南大学,2007.

[3] Oudelaar J. Evolution towards UMTS[C]//Proc of 5th IEEE international symposium on personal, indoor and mobile radio communications. [s. l.]:IEEE,1994.

[4] Sheikh M U, Lempiainen J. UMTS900 deployment with different call handling strategies[C]//Proc of 6th international symposium on wireless communication systems. [s. l.]:[s.].



性能越高。无论在市区还是山区环境下,文中算法的性能都远优于文献[4]中CHAN算法性能,因为文中将NLOS误差考虑在内,且对其值进行修正优化。从仿真结果还可以看出,市区的定位性能远比山区环境的差,因为在市区建筑物比较密集,多径干扰影响更大,从而引起的NLOS误差也更大。

4 结束语

文中在对CHAN算法研究的基础上,通过对NLOS引起的超量时延统计特性进行分析,以此来对TDOA的测量值进行修正优化,将修正后的CHAN算法和文献[4]未考虑NLOS误差的CHAN算法进行仿真比较。仿真结果表明,不管在市区还是山区环境下,文中算法精度都要优于文献[4]中的算法性能,并且对TDOA测量误差的修正在理论程度上能够达到无偏的,即在一定程度上消除了NLOS环境的影响。

CHAN算法是目前应用比较广泛的一种算法,比如GPS、GSM蜂窝网等,在测量误差服从高斯分布的情况下能获得比较好的定位性能,并且该算法的运算复杂度不大;虽然在NLOS环境下其定位精度急剧下降,但是可以通过各种改进的CHAN算法来达到比较理想的效果。通过对CHAN算法的不断改进,它可以应用到更多复杂的定位环境中,例如眼下流行的LTE网络甚至以后的4G、5G网络环境中。以CHAN算法的优点及基于该算法上研究的开展,相信在未来蜂窝网络的定位中它能够有更好的应用前景。

参考文献:

[1] 3GPP\_TS\_25\_305. 3GPP TS group radio access network, functional specification of location services – stage 2 [EB/OL]. 2002. <http://www.3gpp.org:ftp,specs:1>.

(上接第60页)

n. ],2009;590–594.

[5] Chio Chan–Keong, Ting Sio–Weng, Tam Kam–Weng, et al. Radiation analysis for co–existing GSM900 and UMTS900 networks[C]//Proc of APSURSI. [s. l. ]:IEEE,2013;1528–1529.

[6] Wang Zongjie, Fan Shuju, Rui Yun. CDMA–FMT;a novel multiple access scheme for 5G wireless communications[C]//Proc of 19th international conference on digital signal processing. [s. l. ]:[s. n. ],2014;898–902.

[7] 李晨. 滤波多音调制系统中降低码间干扰(ISI)的方法与技术研究[D]. 济南:山东大学,2005.

[8] 何贤杰. 滤波器组多载波系统信道估计技术研究[D]. 杭州:浙江大学,2013.

[9] 魏慧玲,高振明,朱维红,等. FMT系统中信道估计的分析

[2] Silventoinen M I, Rantalainen T. Mobile station emergency locating in GSM[C]//Proc of IEEE international conference on personal wireless communications. India: IEEE, 1996; 232–238.

[3] Chan Y T, Ho K C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(8):1905–1915.

[4] 陈晓维,李校林. 蜂窝网络中基于TDOA的CHAN定位算法性能分析[J]. 广东通信技术,2007,27(8):66–68.

[5] 郑飞,郑继禹. 基于TDOA的CHAN算法在UWB系统LOS和NLOS环境中的应用研究[J]. 电子技术应用,2007,33(11):110–113.

[6] Li Cong, Zhuang Weihua. Non–line–of–sight error mitigation in TDOA mobile location[C]//Proc of global telecommunications conference. San Antonio: IEEE, 2001; 680–684.

[7] Al–Jazzar S, Caffery J, You H R. A scattering model based approach to NLOS mitigation in TOA location systems [C]//Proc of IEEE 55th vehicular technology conference. [s. l. ]: IEEE, 2002; 861–865.

[8] Carter G C. Coherence and time delay estimation[J]. Proceedings of IEEE, 1987, 75(2):236–255.

[9] 蔡永棋. NLOS环境下的TDOA定位算法研究[D]. 长沙:中南大学,2009.

[10] 章坚武,唐兵,秦峰. Chan定位算法在三维空间定位中的应用[J]. 计算机仿真,2009,26(1):323–326.

[11] 范平志,邓平. 蜂窝无线定位技术[M]. 北京:电子工业出版社,2002.

[12] 张鹤峰. 蜂窝网络无线定位算法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学,2009.

[13] Asplund H. A channel model for positioning[M]. Switzerland: [s. n. ], 1998.

[14] 段凯宇,张力军. 一种在NLOS环境下提高精度的TDOA定位方法[J]. 南京邮电学院学报:自然科学版,2005,25(5):15–19.

与仿真[J]. 山东大学学报:理学版,2005,40(3):62–65.

[10] 史晶晶,杜栓义,姚需. WCDMA中信道估计的研究与仿真[J]. 电子科技,2008,21(9):43–45.

[11] 刘涛. 第三代移动通信中RAKE接收技术研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2006.

[12] 王大勇,周朝霞. HSDPA连续导频信道估计原理与实现[C]//2007年通信理论与技术新发展—第十二届全国青年通信学术会议论文集(下册). 出版地不详:出版者不详,2007;141–148.

[13] Li Yunxin, Huang Xiaojing. The generation of independent Rayleigh faders[C]//Proc of ICC 2000. [s. l. ]:IEEE, 2000.

[14] Moret N, Tonello A M. Design of orthogonal filtered multitone modulation systems and comparison among efficient realizations[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2010, 2010:141865.

滤波器组UMTS系统的信道估计研究

作者：[何信旺](#)，[芮贇](#)，[王宗杰](#)，[宋荣方](#)，[HE Xin-wang](#)，[RUI Yun](#)，[WANG Zong-jie](#)，[SONG Rong-fang](#)

作者单位：[何信旺, 宋荣方, HE Xin-wang, SONG Rong-fang \(南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏南京, 210003\)](#)，[芮贇, RUI Yun \(中国科学院 上海高等研究院, 上海, 201210\)](#)，[王宗杰, WANG Zong-jie \(华为技术有限公司, 上海, 200120\)](#)

刊名：[计算机技术与发展](#)

英文刊名：[Computer Technology and Development](#)

年，卷(期)：2015 (9)

引用本文格式：[何信旺. 芮贇. 王宗杰. 宋荣方. HE Xin-wang. RUI Yun. WANG Zong-jie. SONG Rong-fang 滤波器组UMTS系统的信道估计研究\[期刊论文\]-计算机技术与发展 2015 \(9\)](#)