

面向后三代移动通信的 MIMO-GMC 无线传输技术

高西奇, 尤肖虎, 江 彬, 潘志文

(东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096)

摘 要: 面向后三代移动通信应用, 本文提出多入多出 (MIMO) 信道环境下广义多载波 (GMC) 无线传输技术方案, 对其中若干关键技术进行了简要阐述, 包括广义多载波合成与分析系统的设计与实现、双循环自适应时隙结构、导频设计与信道估计、迭代检测译码方法等, 并给出瑞利衰落 MIMO 信道环境下链路仿真结果。

关键词: 多载波传输; 多天线传输; 滤波器组; 信道估计; 检测译码

中图分类号: TN929. 5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 12A-105-04

MIMO-GMC Wireless Transmission Technique for Beyond 3G Mobile Communications

GAO Xi-qi, YOU Xiao-hu, JIANG Bin, PAN Zhi-wen

(National Mobile Communication Laboratory, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: A generalized multi-carrier (GMC) wireless transmission scheme is presented in multi-input and multi-output (MIMO) channel environments for beyond 3G mobile communications. Several key techniques including the design and implementation of the GMC synthesis/analysis system, adaptive double-cyclic timeslot structure, pilot design and channel estimation, and iterative detection/decoding are briefly discussed. Link-level simulation results in Rayleigh fading MIMO channels are provided.

Key words: multi-carrier transmission; multi-input and multi-output (MIMO); filter bank; channel estimation; detection/decoding

1 引言

为适应未来发展的需要, 后三代 (B3G) 或称第四代 (4G) 移动通信系统必须能够支持全 IP 高速分组数据传输、高的终端移动性和高的传输质量, 提供高的频谱利用率和功率效率, 有效地支持在用户数据速率、用户容量、服务质量和移动速度等方面大动态范围的变化^[1,2]。为满足这些技术需求, 后三代移动通信系统在网络结构、空中接口、传输体制、编码与调制、检测与估计等各个方面必将具有全新的面貌, 具体地说, 在网络结构方面, 将采用全 IP、分布式、自组织和多层的无线广带个人通信新体制和新模式; 在空中接口方面, 将采用分布式的接入方式, 多天线技术具有至关重要的作用; 在传输体制方面, 多载波并行传输是必须的; 在编码与调制方面, Turbo 码、LDPC 码、高阶调制、以及自适应编码调制等将得到发展和应用; 在检测与估计方面, 迭代式检测与估计是获得最优性能的有效方法。

即使是在多天线环境下, 为有效可靠地支持数据速率为数十兆 bps 甚至数百兆 bps 的全 IP 高速分组数据传输, 后三代移动通信系统仍然需要很高的带宽, 必须采用多载波并行传输技术。OFDM 技术由于其很强的抗多径能力、简单易行的 DFT 实现及易于采用 MIMO 技术, 得到广泛的重视^[3]。保持 OFDM 技术的优点, 克服其峰均比高和频偏敏感等缺点, 构造新的多载波传输技术方案, 是解决后三代系统传输体制问题的另一重要途径, 基于此, 我们提出了广义多载波无线传输技

术, 研究工作表明, 所提出的多载波技术方案具有潜在的技术优势^[4]。

2 MIMO-GMC 无线传输技术方案

MIMO-GMC 无线传输技术方案可描述为: (a) 系统可在基本模式和扩展模式下工作。在基本模式下, 可把总带宽为 B_w 的信道分解成一组并行的 3dB 带宽为 1.28MHz 的子信道, 通过多载波滤波器组进行多载波合路和分路, 多载波滤波器组可通过 DFT 快速实现; 在扩展模式下, 可把相邻的基本子载波合成为带宽为 3.84MHz 扩展子载波, 可根据未来不同国家的频谱分配情况, 灵活地分配不同的扩展子载波, 并可实现与 3G 系统的共存与后向兼容。(b) 在每个子载波, 采用双循环自适应时隙结构、高效编码与调制、空时分集与空分复用、迭代式空时联合检测译码等技术, 支持高效的分组数据传输, 满足 B3G 系统对传输速率、系统容量、频谱效率以及功率效率等方面的要求。(c) 采用 FDD 或 TDD 双工方式, 适用于广域覆盖和热点覆盖蜂窝通信环境。(d) 采用 FDMA、TDMA 和 CDMA 混合多址方式共享无线资源, 其中 CDMA 为辅选, 每个移动用户可动态地占用一个或多个基本子载波或扩展子载波, 或占用一个子载波的一个或多个时隙、码道等, 从而达到大动态范围传输的要求。

MIMO-GMC 无线传输链路具有如图 1 所示的模块构成。在发送端, 不同用户或同一用户的 M 个并行比特流, 分别经过子载波发送处理, 得到子载波多天线数字基带发送信号, 对

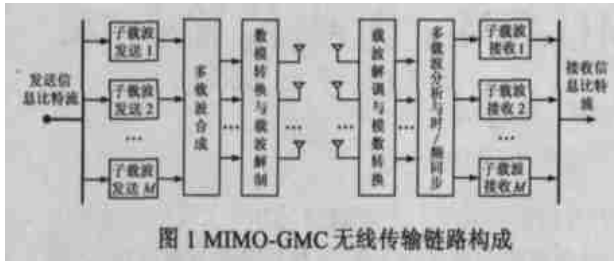


图 1 MIMO-GMC 无线传输链路构成

应于每个发送天线的子载波发送信号,经过多载波合成滤波器组进行多载波合成,生成多载波数字基带发送信号,再经过数模转换和载波调制,分别产生各发射天线上多载波发送射频信号.在接收端,各接收天线接收的多载波信号经过载波解调和模数转换,产生多载波数字基带接收信号,经过多载波分析滤波器组进行多载波分解,并进行定时/频率同步,生成同步后各子载波多天线的数字基带接收信号,各子载波的多天线接收信号再经过相应子载波接收处理,得到 M 个并行的接收信息比特流.

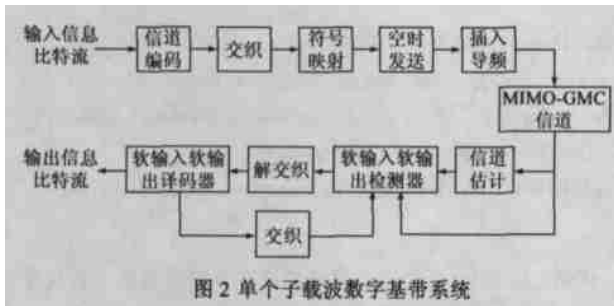


图 2 单个子载波数字基带系统

单个子载波数字基带系统如图 2 所示.在发送端,输入信息比特流经过信道编码和交织,得到编码的比特流,然后经过符号映射和空时发送处理,并插入导频,生成子载波多天线的数字基带发送信号,这里空时发送处理可以采用空时编码和空分复用等技术.在接收端,首先利用接收导频信号进行信道参数的估计,然后进行迭代检测译码,得到接收的信息比特流.在迭代检测译码中,检测器为软输入软输出检测器,译码器为软输入软输出译码器,检测器与译码器之间交互软信息,检测与译码过程多次迭代,以显著提高接收性能.

3 广义多载波合成与分析系统

广义多载波并行传输的基本原理是把宽带传输信道分解为多个子信道,不同的用户或同一用户的并行数据流通过各子载波并行地传输.发送的多载波模拟复基带信号可以表示为:

$$s_a(t) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(n) p_{a,m}(t - nT_m) e^{j2\pi f_m t} \quad (1)$$

式中 M 为子载波的个数, $x_m(n)$ 表示第 m 路发送数据序列, T_m 为第 m 路发送信息序列的时间间隔, $p_{a,m}(t)$ 为第 m 个子载波的基带成形脉冲波形, f_m 为第 m 个子载波中心频率相对于载波频率的偏移量.我们取: $f_m = \left(m - \frac{M-1}{2} \right) f$, $T_m = T$, $p_{a,m}(t) = p_a(t)$.此时,式(1)变为:

$$s_a(t) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(n) p_a(t - nT) e^{j2\pi \left(m - \frac{M-1}{2} \right) ft} \quad (2)$$

在接收端,为获得发送的信息序列,首先对接收的多载波复基

带信号 $r_a(t)$ 进行如下的多载波分析:

$$\hat{x}_m(n) = \int p_a(t - nT) r_a(t) e^{-j2\pi f_m t} dt \quad (3)$$

每个子信道发送信息序列的时间间隔为 T ,为保证在无失真信道环境下各子信道无符号间干扰,脉冲成形波形需满足奈奎斯特条件,即: $\int p_a(t) p_a(t - nT) dt = \delta(n)$,通常采用的均方根升余弦波形满足这一条件,此时各子信道的 3dB 带宽为 $1/T$.为降低各子信道之间的信道间干扰,要求相邻子信道中心频率之间的间隔不小于各子信道的 3dB 带宽,即: $f = 1/T$.为便于数字实现,我们取 $f = N/M/T$,其中 N 为不小于 M 的整数.此时,发送的多载波信号的带宽约为 $M f = N/T$.相应地,其严格采样的时间间隔为 $T_s = T/N$,发送多载波信号的离散时间形式为:

$$s(l) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(n) p(l - nN) e^{j2\pi \left(m - \frac{M-1}{2} \right) l/M} \quad (4)$$

式中, $p(l) = p_a(lT_s)$.在接收端,以求和代替积分,多载波分析的离散时间形式为:

$$\hat{x}_m(n) = \sum_{l=nN} p(l - nN) r(l) e^{-j2\pi \left(m - \frac{M-1}{2} \right) l/M} \quad (5)$$

式中, $r(l) = r_a(lT_s)$.

经过进一步的整理,式(4)和式(5)变为:

$$s(l) = \sum_{m=0}^{M-1} \left(x_m(n) e^{j2\pi \left(m - \frac{M-1}{2} \right) nN/M} \right) h_{s,m}(l - nN) \quad (6)$$

$$\hat{x}_m(n) = e^{-j2\pi \left(m - \frac{M-1}{2} \right) nN/M} \sum_{l=nN} r(l) h_{a,m}(nN - l) \quad (7)$$

其中, $h_{s,m}(l) = p(l) e^{j2\pi \left(m - \frac{M-1}{2} \right) l/M}$, $h_{a,m}(l) = p(-l) e^{-j2\pi \left(m - \frac{M-1}{2} \right) l/M}$.式(6)和式(7)给出了多载波合成与分析的滤波器组实现,图 1 中多载波合成与多载波分析分别实现式(6)和式(7).

这里,多载波合成与分析滤波器组为 DFT 调制滤波器组,即用于多载波合成与分析的各子带滤波器 $h_{s,m}(l)$ 和 $h_{a,m}(l)$ 均为一低通原型滤波器 $p(l)$ 通过调制得到,低通原型滤波器可优化设计为 FIR 滤波器,设其抽头数为 L .通常,文献中讨论的 DFT 调制滤波器组多为最大采样滤波器组^[5],即 $N = M$ 时的情况,其实现可采用多相分解和 FFT,每 M 点复数输入(或输出)需要 $2L$ 次实数乘法和一次 M 点 FFT.直接对式(6)和式(7)进行推演,可得到一种简洁的快速实现算法,适用于 N 为任意整数的情况.在快速算法中,每得到 N 点 $s(l)$ (或 $\hat{x}_m(n)$) 的输出,需要计算一次 M 点 FFT 运算、 $2M$ 次复数相位旋转运算、 $2L$ 次实数乘法运算、 $2L - 2N$ 次实数加法运算.

为支持混合多址方式,定时同步在子载波上进行,为提高同步的精度,要求接收端多载波分析滤波器组的输出为过采样信号,高的过采样率提供高的同步精度,但也意味着接收滤波器组实现复杂度的增加.理论上,两倍的过采样信号具有全信息保持的特征,由此可以得到任意高的同步精度,因此可采用基于两倍过采样的时间同步方法.多载波滤波器组输出的两倍过采样信号与本地同步信号进行相关运算,得到相关信号,然后采用快速插值算法进行 S 倍插值,得到 $2S$ 倍过采样

的相关信号,再利用滑动能量窗,进行多径能量合并,得到一数据序列,最后搜索此数据序列的最大值的位置,即得到同步位置.在获取同步位置信息后,由两倍过采样信号经过插值,可以得到同步的接收信号,送到后继的信道估计和信号检测模块.由于同步信号为非过采样信号,其插值计算过程可以通过多相滤波器快速实现.

4 单个子载波数字基带系统

4.1 双循环自适应时隙结构

在传统的蜂窝移动通信系统中,时隙结构通常是固定的,为了保证能适应不同的移动速度,需要按照支持的最高移动速度来进行时隙设计,从而往往导致了系统资源的浪费.为了充分利用信道资源,我们提出基于最大多普勒频移估计的自适应时隙结构,根据得到的最大多普勒频偏估计选择合适的时隙结构.如图 3 所示为双循环自适应时隙结构示意图,每个时隙由一个或多个子时隙及尾部组成,依据移动终端的移动速度,自适应地选择具有不同子时隙个数的时隙结构.每个子时隙由循环保护 G、导频 P、用户数据 D 和控制信息 C 组成,而尾部由循环保护和导频组成.循环保护的长度 L_G 不小于信道的最大时延,导频序列的长度 L_P 大于 L_G ,由导频序列的最后 L_G 个数据构成保护序列,各导频段采用相同的导频序列.值得注意的是,如图 3 所示的时隙结构具有一个重要的特点:每个导频段之前都有循环保护,便于接收端信道参数的估计;每个数据和控制信息段及其后继的循环保护和导频段所构成的长度与子时隙长度相同的段之前亦有“循环保护”(G+P),则便于接收端信号的检测.



图 3 双循环自适应时隙结构示意图

4.2 导频设计与信道估计

信道估计是信号检测的基础,在 MIMO 环境下,待估计的信道参数个数随着发送天线个数的增加而线性增加,导频设计与信道估计成为构建实用系统的难点.

在双循环自适应时隙结构下,我们采用循环正交序列不同相位的循环移位序列作为不同发送天线的导频序列,在接收端,利用循环正交序列的特性,以低的实现复杂度可获得 MMSE 意义上最优的最小二乘信道估计,利用时域相关性,可获得导频段更为精确的信道估计和噪声方差估计,进一步采用插值可获得数据段信道参数的估计.

若长度为 L_p 的序列 $\{s_l, l=0, 1, \dots, L_p-1\}$ 与其循环移位序列正交,则此序列为循环正交序列. 设 $s = [s_0 \ s_1 \ \dots$

$$s_{L_p-1}]^T, s_k = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I}_k \\ \mathbf{I}_{L_p-k} & \mathbf{0} \end{bmatrix} s, k=0, 1, \dots, L_p-1, \text{ 则有:}$$

$$s_{k_1}^T s_{k_2} = L_p (k_1 - k_2) \quad (8)$$

这里,我们假设序列的能量等于序列的长度.当用作导频序列时,希望 $|s_l|$ 为常数,不失一般性,可取 $|s_l| = 1$,此时,序列能量等于序列长度假设即可满足,同时希望 s_l 的符号集尽可能地小,以降低直接实现的代价.

有关循环正交序列的构造,在文献中已有报道^[6],我们发现 $L_p = 2^{2^n}$ 和 $L_p = 2^{2^n-1}$ 的循环正交序列可以从 2^n 点 DFT 矩阵元素直接得到. 设 W 为 2^n 点 DFT 矩阵, $W_{m,n} = e^{-j2\pi mn/N}$, 并设 $W = [W_0^T \ W_1^T]^T$, 其中 W_0 和 W_1 均为 $2^{n-1} \times 2^n$ 的子矩阵, 则 $\text{Vec}\{W\}$ 和 $\text{Vec}\{(W_0 + jW_1)/(1+j)\}$ 分别是 $L_p = 2^{2^n}$ 和 $L_p = 2^{2^n-1}$ 的循环正交序列矢量. 这里, $\text{Vec}\{\cdot\}$ 为拉伸算子.

可以证明:在最小二乘信道估计下,利用具有循环正交特性的导频序列,可以获得 MMSE 意义上最优的信道估计. 此外,利用接收导频矩阵的分解,可得到信道估计的快速实现算法,其复杂度低于 L_p 点 FFT 运算的复杂度.

4.3 迭代检测译码

在 MIMO 信道环境下,为提高传输速率和传输性能,可根据信道环境的不同采用空分复用、空时编码、以及空时联合发送技术等^[7-9]. 空分复用是提高传输速率的重要途径,空时编码是提高传输性能的重要措施,利用 MIMO 信道的先验信息,提高传输性能并自适应于信道环境的变化,可采用空时联合发送技术. 为获得逼近信道容量的系统性能,在接收端可采用迭代检测译码技术,而探索具有可实现复杂度的迭代检测译码方法成为构建 MIMO 传输系统的关键.

迭代检测译码方法得到国内外研究者广泛的关注. 在 CDMA 多用户系统框架下,出现了 MMSE 滤波的软干扰抵消迭代检测译码方法和匹配滤波软干扰抵消迭代检测译码方法^[10,11],而应用于单载波信道均衡的 MMSE Turbo 检测器^[12]与 MMSE 滤波的软干扰抵消迭代检测译码方法是一致的,这类方法常被直接应用于 MIMO 系统. 在 MIMO 平衰落信道下,出现了采用球形译码等方法的迭代检测译码方法^[13],这些方法向多径衰落信道环境的推广则基于 OFDM 传输系统框架. 针对分块传输和 MIMO 信道的具体特点,寻找单载波传输系统的低复杂度迭代检测译码方法,是我们研究的重点.

利用分块传输的特点,即每个数据块前有循环保护,迭代检测译码中软输入软输出(SISO)检测器,可采用 MMSE 软干扰抵消检测器^[14,15],此时检测器具有 DFT 快速实现,其实现复杂度低于通常的单载波系统中 MMSE 软干扰抵消检测器,但每个数据块必须在一定程度上满足信道参数恒定的假设,在高速移动通信环境下,接收性能会有所降低. 事实上,单个子载波系统的迭代检测译码无需假定每个数据块信道参数恒定,在高速移动通信环境下,我们可以把每个数据块分解为信道参数近似恒定的若干个数据子块,采用迭代软干扰抵消检测器作为迭代检测译码中的 SISO 检测器,由此增强系统抗多普勒频偏的能力. 在 MIMO 信道存在空间相关性的情况下,可采用空域滤波的迭代软干扰抵消检测器取得迭代软干扰抵消检测器^[4]. 此外,在迭代检测译码中,在不明显降低检测译码性能的情况下,SISO 检测器的迭代次数和 SISO 译码器的迭代

次数可在很大程度上予以减少,从而显著降低系统实现的复杂度^[4].

5 链路仿真

在统计独立的多径 MIMO 瑞利信道下,我们对 MIMO-GMC 传输方案进行了链路仿真.链路设置为:载波频率为 3.2GHz,终端移动速度为每小时 250 公里,信道模型为 COST207 车载移动信道模型,发送天线个数为 4,接收天线个数为 4 或 8;总带宽为 17.28MHz 的频带,被分解为 12 个 3dB 带宽为 1.28MHz 的子带,子载波之间的频率间隔为 1.44MHz,多载波信号的合路与分路在基带完成,通过 16 带广义 DFT 调制滤波器组实现,滤波器组的插值和采样因子为 $N = 18$,低通原形滤波器采用长度为 $L = 2KN + 1$ 的实系数 FIR 滤波器,其中 $K = 6$;每个子载波数字基带系统采用固定的双循环时隙结构,每个时隙有 8 个子时隙,每个子时隙长度为 256,导频采用长度为 32 的循环正交序列,编码采用 1/2 的 (11,13) Turbo 码,交织为随机交织,调制方式为 16QAM,采用空分复用传输,信道估计为利用时域相关性的 MMSE 信道估计,采用软干扰抵消迭代检测器和空域滤波的软干扰抵消迭代检测器.在此设置下,数据传输速率为 101.6Mbps,频谱效率约为 5.88bits/Hz.

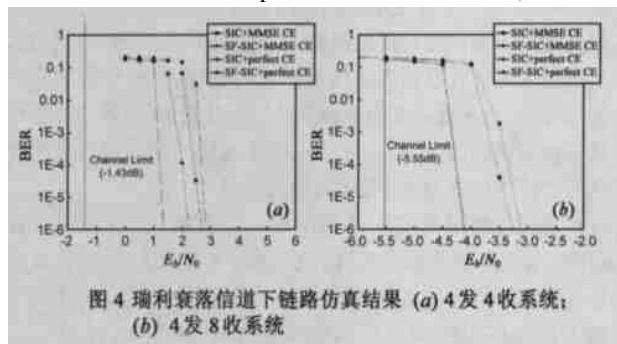


图4 瑞利衰落信道下链路仿真结果 (a) 4发4收系统; (b) 4发8收系统

仿真结果如图4所示,其中 SIC 和 SF-SIC 分别表示软干扰抵消迭代检测器和空域滤波的软干扰抵消迭代检测器,Perfect CE 和 MMSE CE 分别表示理想信道估计和 MMSE 信道估计, E_b 为发送信号的总能量除以发送的总比特数, N_0 为加性高斯噪声的功率谱密度.由仿真结果,我们可以得到如下结论:理想信道估计下,采用 SF-SIC 迭代接收技术可相当逼近信道容量界;MMSE 信道估计下,系统误码性能降低约 1dB.这里给出的信道容量界是通过蒙特卡罗仿真获得的.

此外,我们也在相关的瑞利衰落信道环境下进行了链路仿真,结果表明 SF-SIC 的性能明显优于 SIC 的性能.

6 小结

本文简要介绍了 MIMO-GMC 无线传输技术方案及若干关键技术.在 MIMO-GMC 系统中,当移动用户使用单个子载波传输时,可避免高峰均比问题,当检测器无需假定每个数据块内信道参数恒定时,可降低多普勒频偏对系统性能的影响.仿真结果表明:在低于 20MHz 的带宽内,MIMO-GMC 系统可以支持峰值传输速率不低于 100Mbps 的高速数据传输.

参考文献:

[1] RECOMMENDATION ITU-R M. 1645. Framework and overall objec-

tives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000[S]. 2003.

- [2] Xiao-Hu You, Guo-An Chen, Ming Chen, Xi-Qi Gao. Toward beyond 3G: the FuTURE project of China[J]. To appear in IEEE Communications Magazine, 2004.
- [3] G L Stuber, J R Barry, S W McLaughlin, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications[J]. Proceedings of the IEEE, 2004. 92 (2): 271 - 294.
- [4] Xi-qi Gao et al. MIMO-GMC Wireless Transmission Technique [R]. National 863-FuTURE Project Research Report, Southeast University, 2004.
- [5] P P Vaidyanathan. Multirate Systems and Filterbanks[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [6] W H Mow. A new unified construction of perfect root-of-unity sequences[A]. Proc. Spread-Spectrum Techniques and Applications[C]. 1996. 3:955 - 959.
- [7] V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1999. 45:1456 - 1467.
- [8] G J Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. Bell Labs Tech J, 1996. 1 (2): 41 - 59.
- [9] S Zhou, G B Giannakis. Single-carrier space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2003. 49:164 - 179.
- [10] X Wang, V Poor. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA[J]. IEEE Trans Commun., 1999. 47 (7): 1046 - 1061.
- [11] J F Robler, J B Huber. Matched-filter based iterative soft decision interference cancellation employing the distribution of interference[A]. Proc of IEEE VTC 2003-Spring[C]. IEEE, 3:1619 - 1623.
- [12] M Tuchler, A Singer, R Koetter. Minimum mean square error equalization using a priori information[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2002. 50:673 - 683.
- [13] B M Hochwald, S ten Brink. Achieving Near-capacity on a multiple-antenna channel[J]. IEEE Trans Communications, 2003. 51 (3): 389 - 399.
- [14] Dongming Wang, Junhui Zhao, Xiqi Gao, Xiaohu You. Space-time turbo detection and decoding for MIMO block transmission systems[A]. Proc of IEEE Int Conf Commun. [C]. IEEE, 2004.
- [15] Dongming Wang, Junhui Zhao, Xiqi Gao, Xiaohu You, et al. Turbo detection and decoding for space-time block-coded block transmission systems[A]. Proc of IEEE Wireless Communications and Networking Conference[C]. IEEE, 2004. 3:1631 - 1635.

作者简介:



高西奇 男,1967年3月生,东南大学无线电工程系教授,博士生导师,主要研究方向为空时无线通信理论与技术、多载波传输技术、现代信号处理及其在移动通信中的应用研究. E-mail: xqgao@seu.edu.cn.

尤肖虎 (见本期第21页)