

OFDM 闭环发射分集结合自适应功率分配

李 卫 张小频 张 民 叶培大

(北京邮电大学光通信与光波技术教育部重点实验室 北京 100876)

摘 要: 将自适应功率分配技术应用于多发送多接收天线正交频分复用(MIMO-OFDM)系统, 如何在载波和天线间分配能量是个关键问题。该文提出: 对不同发射天线的各个子载波采用闭环发射分集方案; 接着再进行载波间的功率分配, 该算法的目标是使误码率最小。文中用数学方法证明了此方案是使总误码率最小的最佳方案。仿真结果显示: 在误码率取 0.1% 时, 对于两根发射天线一根接收天线 4 个子载波的 OFDM 系统, 与传统的将开环发射分集与 OFDM 相结合的算法相比, 此算法能带来 6.5dB 的增益。

关键词: 发射分集; 正交频分复用; 功率分配

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)07-1525-04

OFDM Closed-Loop Transmit Diversity Combined with Adaptive Power Allocation

Li Wei Zhang Xiao-pin Zhang Min Ye Pei-da

(Key Lab of Optical Communication & Light Wave Technologies, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: How to allocate power to antennas and carriers is a key problem when adaptive power allocation method is used to multi-antenna and multi-carriers Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) system. In this paper, a novel algorithm for allocation of power is proposed. The algorithm firstly combines OFDM with closed-loop transmit diversity technique, then allocates the power to carriers to minimize the Bit Error Rate (BER). This algorithm has the optimum performance which has been proved by mathematical method. To the two transmitted antennas and one received antenna system when the number of OFDM subcarriers are equal to 4, simulation results show that there is 6.5dB gain by comparing with the traditional OFDM-STBC method at the BER of 0.1%.

Key words: Transmit diversity; Orthogonal frequency division multiplexing; Power allocation

1 引言

在无线移动通信系统中, 发射分集技术是抵抗衰落, 提高链路性能的一项有效手段^[1]。它利用多个发射天线使得接收机能够获得有效的分集增益。在第三代移动通信标准中为了提高下行链路的性能, 在WCDMA和cdma2000 系统中都采用了发射分集技术。在新的下一代移动通信系统中, 发射分集也将是人们关注的关键技术之一。正交频分复用(OFDM)技术能把频率选择性衰落信道划分为多个平行的平坦衰落信道, 各载波呈现非频率选择性衰落。通过添加合适的循环前缀(CP), OFDM可消除符号间干扰(ISI), 易于实现高速率传输。将发射分集与OFDM技术相结合, 能大大提高无线链路的性能, 这方面研究很多是将空时分组码(STBC)与OFDM相结合^[2], 以及将空时频分组码与OFDM相结合^[3], 这些结合在发射天线端不需要信道状态信息, 属于闭环发射分集技术。在一些情况下, 如时分双工通信系统, 以及接收端与发射端有反馈通道的频分双工系统, 接收机能获知下行链路的性能。此时能够通过链路自适应技术来提高下行链路的性能。本文提出了一种将闭环发射分

集^[4,5]与OFDM载波间自适应功率调制技术^[6]相结合的方案。文献[7, 8]中提出过类似的方案, 但这些文献中没有能够进行最优的载波间能量分配。

2 开环 OFDM-STBC 系统模型

OFDM-STBC 系统如图 1 所示, 选用 Alamouti 方案, 设 s_i 和 s_{i+1} 为两 OFDM 个 OFDM 符号, 则 s_i 和 s_{i+1} 表示为向量: $s_i = [d_1^t, d_2^t, \dots, d_{N_f}^t]$, $s_{i+1} = [d_1^{t+1}, d_2^{t+1}, \dots, d_{N_f}^{t+1}]$, N_f 为子载波个数。 s_i 和 s_{i+1} 分别送入发送天线 1, 2 进行空时编码, 其中第 k 个子载波被编码成如下码结构:

$$\mathbf{d}(k) = \begin{pmatrix} d_i(k) & d_{i+1}(k) \\ -d_{i+1}(k)^* & d_i(k)^* \end{pmatrix} \quad (1)$$

编码器的输出在两个连续发射周期里从两根发射天线发射出去。在第 1 个发射周期中, 信号 $d_i(k)$ 和 $d_{i+1}(k)$ 同时从天线 1 和天线 2 分别发射。在第 2 个发射周期中, 信号 $-d_{i+1}(k)^*$ 从天线 1 发射, 而 $d_i(k)^*$ 从天线 2 发射, 其中 $d_i(k)^*$ 是 $d_i(k)$ 的复共轭。这样两个周期的接收信号 r_1 和 r_2 分别可表示为

$$\begin{pmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2P}}{2} \begin{pmatrix} d_i(k) & d_{i+1}(k) \\ -d_{i+1}(k)^* & d_i(k)^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_k^1 \\ h_k^2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(k) \\ n_2(k) \end{pmatrix} \quad (2)$$

式中 \bar{P} 为信号的能量期望, 一般令 $\bar{P} = 1$; h_k^1 和 h_k^2 为相互独立的衰落信道系数; n_1 和 n_2 为零均值、加性复高斯噪声, 每维方差为 σ^2 ; 系数 $\sqrt{2}/2$ 是使总的发送功率归一化。由式 (2) 可得信噪比:

$$\text{SNR}(k) = \frac{\bar{P}}{2\sigma_0^2} \left(|h_k^1|^2 + |h_k^2|^2 \right) \quad (3)$$

式中 σ_0^2 为噪声方差。

3 闭环发射分集

图 2 为闭环发射分集的示意图。

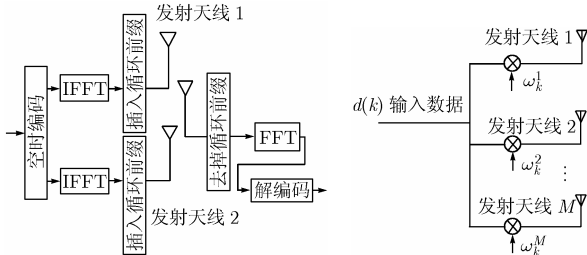


图 1 OFDM-STBC 框图

图 2 闭环发射分集

假设接收机通过反馈信道将理想信道信息反馈给发射机。在闭环方案中, 发射机从两根发射天线发射相同的符号, 但加权因子不同。加权因子取决于反馈信道信息, 选择方法是: 使接收信号信噪比 SNR 最大。参考文献[4]中: 当考虑总的发送能量归一化时, 即 $\sum_{i=1}^M |\omega_k^i|^2 = 1$, 第 i 根发射天线的加权因子为:

$$\omega_k^i = (h_k^i) / \sqrt{\sum_{i=1}^M |h_k^i|^2} \quad (4)$$

第 i 根发射天线上的发射信号为

$$s_i(k) = \sqrt{\bar{P}} d(k) (h_k^i)^* / \sqrt{\sum_{i=1}^M |h_k^i|^2} \quad (5)$$

接收天线上的接收信号为

$$r(k) = \sqrt{\bar{P}} \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 d(k) + n(k) \quad (6)$$

接收机输出端瞬时信噪比为

$$\text{SNR}^k = \bar{P} \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 / \sigma_k^2 \quad (7)$$

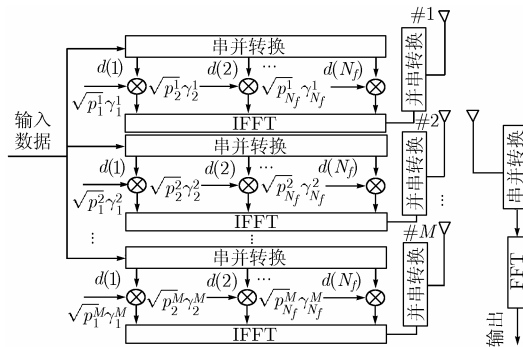


图 3 OFDM 闭环分集自适应功率分配系统模型

4 天线、载波间的功率分配

上面分析闭环发射分集, 下面分析更一般的载波间功率

自适应分配方式, 这种功率分配方式如图 3 所示, 可以表示为下式

$$y(k) = \left(\sum_{i=1}^M \sqrt{p_k^i} \gamma_k^i h_k^i \right) d(k) + n(k) \quad (8)$$

式中 M 是发送天线的数量, $d(k)$ 是第 k 个子载波发送的未编码数据, p_k^i 是第 i 个发送天线、第 k 个子载波上的能量分配因子, p_k^i 是非负实数, γ_k^i 是模为 1 的相位调整因子。显然, 要获得最大的分集增益, 不同发送天线的同一子载波首先要满足等相位条件。相位调整因子 γ_k^i 由下式确定

$$\gamma_k^i = (h_k^i)^* / |h_k^i| \quad (9)$$

能量分配因子 p_k^i 要满足总发送能量不变, 由下式表示

$$\sum_{k=1}^{N_f} \sum_{i=1}^M p_k^i = N_f M \bar{P} \quad (10)$$

按照图 3 的方式, 接收天线处的第 k 子载波的信噪比 δ_k 可以表示为

$$\delta_k = \left| \sum_{i=1}^M h_k^i \sqrt{p_k^i} \gamma_k^i \right|^2 / \sigma_k^2 = \left(\sum_{i=1}^M |h_k^i| \sqrt{p_k^i} \right)^2 / \sigma_k^2 \quad (11)$$

自适应功率分配的目的在于式(10)能量约束条件下确定合适的能量分配因子 p_k^i , 使接收机总误码率最小。众所周知误码率是信噪比的函数, 图 3 中第 k 个子载波上发送数据的误码率可以表示为

$$p_b(e | h_k^1, h_k^2, \dots, h_k^M) = f \left(\left| \sum_{i=1}^M h_k^i \sqrt{p_k^i} \right|^2 / \sigma_k^2 \right) \quad (12)$$

式中 $f(\bullet)$ 是由调制方式决定的函数。各个子载波总的误码率可以表示为

$$p_b(e | h_1^1, h_1^2, \dots, h_{N_f}^1, h_1^2, h_2^2, \dots, h_{N_f}^2, \dots, h_{N_f}^M) = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} f \left(\left| \sum_{i=1}^M h_k^i \sqrt{p_k^i} \right|^2 / \sigma_k^2 \right) \quad (13)$$

在式(10)能量约束条件下利用 Lagrange 数乘方法确定合适的能量分配因子 p_k^i 使式(13)最小。

$$J(p_1, p_2, \dots, p_k) = \frac{1}{N_f} \sum_{i=1}^{N_f} f \left(\left| \sum_{i=1}^M h_k^i \sqrt{p_k^i} \right|^2 / \sigma_k^2 \right) + \lambda \left(\sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^{N_f} p_k^i - M N_f \bar{P} \right) \quad (14)$$

式中 λ 代表 Lagrange 数乘因子。在能量约束条件下, 对式 (14) 以 p_k^i 为变量进行求导, 令导数为 0, 得到下面 $M \times N_f + 1$ 个方程

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{N_f} \frac{d}{dp_k^i} f \left(\left| \sum_{i=1}^M h_k^i \sqrt{p_k^i} \right|^2 / \sigma_k^2 \right) + \lambda &= 0, \quad k = 1, 2, \dots, N_f \\ \frac{1}{N_f} \frac{d}{dp_k^i} f \left(\left| \sum_{i=1}^M h_k^i \sqrt{p_k^i} \right|^2 / \sigma_k^2 \right) + \lambda &= 0, \quad k = 1, 2, \dots, N_f \\ &\vdots \\ \frac{1}{N_f} \frac{d}{dp_k^M} f \left(\left| \sum_{i=1}^M h_k^i \sqrt{p_k^i} \right|^2 / \sigma_k^2 \right) + \lambda &= 0, \quad k = 1, 2, \dots, N_f \\ \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^{N_f} p_k^i &= M N_f \bar{P}, \quad k = 1, 2, \dots, N_f \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

对于给定的子载波 k , 将式(9)的关系 $\gamma_k^i = (h_k^i)^* / |h_k^i|$ 代入方程组式(15)的前 $M \times N_f$ 个方程, 整理求导运算, 得

$$\left. \begin{aligned} & \left(\sum_{l=1}^M |h_k^l| \sqrt{p_k^l} \right) \frac{2|h_k^i|}{\sqrt{p_k^i}} f' \left(\frac{\sum_{l=1}^M |h_k^l| \sqrt{p_k^l}}{\sigma_k^2} \right) + \lambda = 0 \\ & \left(\sum_{l=1}^M |h_k^l| \sqrt{p_k^l} \right) \frac{2|h_k^i|}{\sqrt{p_k^i}} f' \left(\frac{\sum_{l=1}^M |h_k^l| \sqrt{p_k^l}}{\sigma_k^2} \right) + \lambda = 0 \\ & \quad \vdots \\ & \left(\sum_{l=1}^M |h_k^l| \sqrt{p_k^l} \right) \frac{2|h_k^M|}{\sqrt{p_k^M}} f' \left(\frac{\sum_{l=1}^M |h_k^l| \sqrt{p_k^l}}{\sigma_k^2} \right) + \lambda = 0 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

对比方程组式(16)中的各方程, 得

$$|h_k^1|/\sqrt{p_k^1} = |h_k^2|/\sqrt{p_k^2} = \dots = |h_k^M|/\sqrt{p_k^M}, \quad k = 1, 2, \dots, N_f \quad (17)$$

上式是在能量约束条件下, 式(13)取得极小值的必要条件。

由式(17)可以得到下面的推导

$$p_k^i = p_k^1 |h_k^i|^2 / |h_k^1|^2 \quad (18)$$

$$\sum_{i=1}^M p_k^i = p_k^1 \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 / |h_k^1|^2 \quad (19)$$

将式(19)代入能量约束条件式(10)中, 得

$$\sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^{N_f} p_k^i = \sum_{k=1}^{N_f} p_k^1 \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 / |h_k^1|^2 = MN_f \bar{P} \quad (20)$$

既然式(18)是式(13)在能量约束条件下取极小值的必要条件, 将(18)代入式(13)同时将式(9)也代入, 这样问题转化为在能量约束条件下对下式求极小值

$$\begin{aligned} & p_b \left(e |h_1^1, h_2^1, \dots, h_{N_f}^1; h_1^2, h_2^2, \dots, h_{N_f}^2; \dots; h_1^M, h_2^M, \dots, h_{N_f}^M \right) \\ & = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} f \left(\sum_i |h_k^i|^2 / |h_k^1|^2 \right) p_k^1 / \sigma_k^2 \end{aligned} \quad (21)$$

在能量约束表达式(20)的约束下, 再次应用 Lagrange 数乘方法, 对式(21)求极小值, Lagrange 数乘表达式为

$$\begin{aligned} G & = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} f \left(\sum_i |h_k^i|^2 / |h_k^1|^2 \right) p_k^1 / \sigma_k^2 \\ & + \lambda \left(\sum_{k=1}^{N_f} p_k^1 \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 / |h_k^1|^2 - MN_f \bar{P} \right) \\ & = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} f \left(\sum_i |h_k^i|^2 / |h_k^1|^2 \right) p_k^1 |h_k^1|^2 / \sigma_k^2 \\ & + \lambda \left(\sum_{k=1}^{N_f} p_k^1 \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 / |h_k^1|^2 - MN_f \bar{P} \right) \end{aligned} \quad (22)$$

式中 λ' 是 Lagrange 数乘因子。令 $\alpha_k = \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 / \sigma_k^2$, $w_k = p_k^1 \sum_{i=1}^M (|h_k^i| / |h_k^1|)^2$, 称 α_k 为信道状态参量。由式(20)变量 w_k 可以表示为

$$\sum_{k=1}^{N_f} w_k = MN_f \bar{P} \quad (23)$$

利用变量 w_k 以及信道状态参量 α_k , 表达式(22)可以简化为

$$G = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} f(\alpha_k w_k) + \lambda' \left(\sum_{k=1}^{N_f} w_k - MN_f \bar{P} \right), \quad k = 1, 2, \dots, N_f \quad (24)$$

对于采用 M 相位的 PSK 或 QAM 调制时, 直接利用误比特率的闭合表达式求解最优的分配系数 $\{w_k\}$ 是非常困难的, 如果通过误比特率的近似而不是精确值, 采用一种更简化方法来得到一组接近最优解的值^[6]。通过这种方法, 可得到 M 相位 QAM 调制方式下的次优解的闭合表达式。对于 M 相位 QAM 调制方式来说, 误比特率可以通过一个上界表达式来表示:

$$f(a_k w_k) \approx aQ(\sqrt{ba_k w_k}) \leq \frac{a}{2} \exp\left(-\frac{b}{2} a_k w_k\right) \quad (25)$$

这里, Q 函数表示如下: $Q(X) = \frac{1}{2\pi} \int_X^\infty \exp(-t^2/2) dt$,

$a = \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}}$, $b = 3/(M-1)$ 。将式(25)代入式(24),

再利用式(23)得到求次优解的 $(N_f + 1)$ 个闭合表达式。这组次优解中的一些解可能为负值, 这时, 可以使用 Kuhn-Tucker 条件, 那么为负值的解被设为 0, 然后重新计算直到所有的解都是非负值。这样得到的次优解为

$$w_k = \begin{cases} \lambda_0 / a_k - (2/b)(1/a_k) \ln(1/a_k), & a_k \geq \exp(-b\lambda_0/2) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (26)$$

这里, $\lambda_0 = -\frac{2}{b} \ln\left(\frac{4k\lambda'}{ab}\right)$ 。为了满足由式(23)的功率限制, λ_0 可以通过下式计算得到

$$\lambda_0 = \frac{N_f \bar{P} + \sum_{k \in S} (2/b)(1/a_k) \ln(1/a_k)}{\sum_{k \in S} (1/a_k)} \quad (27)$$

这里, $S = \{k | a_k \geq \exp(-b\lambda_0/2)\}$ 。从式(27)可以看出, 当信道状态参量 $a_k < \exp(-b\lambda_0/2)$ 时, 就没有功率分配在这个子载波上了。上面分析了利用信道状态参量 α_k 求分配系数 w_k 的方法, 下面分析由 w_k 确定能量分配因子 p_k^1 。由于 $w_k = p_k^1 \sum_{i=1}^M (|h_k^i| / |h_k^1|)^2$, 则 p_k^1 可以表示为

$$p_k^1 = w_k / \sum_{i=1}^M (|h_k^i| / |h_k^1|)^2, \quad k = 1, 2, \dots, N_f \quad (28)$$

将式(28)代入式(18), 得

$$p_k^m = w_k \left[|h_k^m|^2 / \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 \right], \quad k = 1, 2, \dots, N_f; \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (29)$$

利用式(29)确定的能量分配因子表达式以及式(9)确定的相位调整因子。可以得到图 3 方案上发射天线 m 子载波上 k 的加权因子 η_k^m :

$$\eta_k^m = \sqrt{p_k^m} \gamma_k^m = \sqrt{w_k} \left((h_k^m)^* / \sqrt{\sum_{i=1}^M |h_k^i|^2} \right) = \sqrt{w_k} \omega_k^m \quad (30)$$

式中 ω_k^m 是由式(4)按照最大比合并原则确定的加权因子。前面分析了分配因子 w_k 的确定方法, 现在再将它总结为下式

$$\left. \begin{aligned} \alpha_k &= \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 / \sigma_k^2 \\ w_k &= \begin{cases} \lambda_0 / a_k - (2/b)(1/a_k) \ln(1/a_k), & a_k \geq \exp(-b\lambda_0/2) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \\ \lambda_0 &= \left(N_f \bar{P} + \sum_{k \in S} (2/b)(1/a_k) \ln(1/a_k) \right) / \sum_{k \in S} (1/a_k) \end{aligned} \right\} (31)$$

从式(31)可以看出,知道信道状态参量 α_k 就能求的分配因子 w_k 。对比分析式(9)与式(31)可以看出信道参量实际上就是最大比合并算法后的信噪比。上面的分析可以用图 4 来表示,为了使系统得到最优的误码率性能,首先按照最大比合并的原则在载波和天线上分配加权因子 ω_k^i ,在此基础上再根据最大比合并原则所决定的载波信噪比 $\alpha_k = \sum_{i=1}^M |h_k^i|^2 / \sigma_k^2$ 在载波间分配能量因子 $\sqrt{w_k}$,这种能量分配与单发射天线 OFDM 载波间的能量分配采用同样的法则。

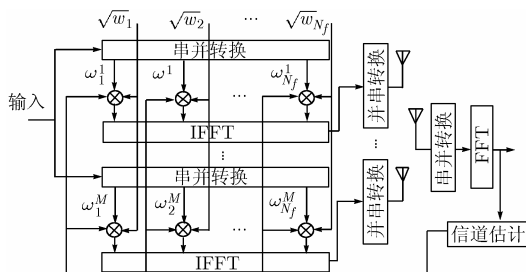


图 4 OFDM 闭环发射分集自适应功率分配算法描述

5 系统仿真

根据以上的算法描述,进行计算机仿真试验。为了简化仿真分析载波数量选的较少,其数量为 4。令两个天线的信道为瑞利衰落信道,并进一步假定两个信道是无关的。数据编码调制选为 QPSK,每个载波的仿真数据为 2×10^5 个,并假设所有方案都满足总的发射能量归一化的条件。为了便于分析仿真结果,分别进行了开环 OFDM-STBC,基于最大比合并(MRC)的 OFDM 闭环发射分集,以及在闭环发射分集基础上再进行 OFDM 载波间能量自适应分配的仿真试验,其结果如图 5 所示。从图中结果可以看出,开环 OFDM 发射分集与闭环 OFDM 发射分集增益相同,但信噪比损失 3 dB;当在闭环发射分集的基础上同时结合载波间的功率分配时,系统获得了更高的分集增益。

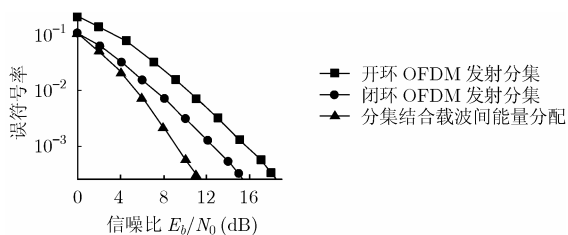


图 5 自适应功率分配 OFDM 发射分集仿真结果

6 结束语

本文提出了一种在闭环发射分集的基础上进行 OFDM

载波间自适应功率调制的方案。仿真结果显示,此方案较开环 OFDM-STBC 方案,和闭环发射分集 OFDM 方案在性能上有了很大的提高,仿真结果还显示 OFDM 自适应功率调制能比发射分集方案提供更高的增益。

参考文献

- [1] Alamuti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, 1998, 16(8): 1451-1458.
 - [2] Lee K F and Williams D B. A space time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels[C]. *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing, Workshop*, Cambridge MA, 2000: 149-152.
 - [3] Liu A, Xin Y, and Giannakis G B. Space time frequency coded OFDM over frequency selective fading channels [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2465-2476.
 - [4] Hochwald B, Marzetta T L, and Papadias C B. A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading, *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, 2001, 19(1): 48-60.
 - [5] 苏彦兵,谈振辉. 开环和闭环发射分集的性能分析[J]. *重庆邮电学院学报*, 2003, 15(1): 10-14.
Su Yan-bing, Tan Zhen-hui, Performance analysis of open-loop and closed-loop transmit diversity[J]. *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications*, 2003, 15(1): 10-14.
 - [6] Park Chang Soon and Lee Kwang Bok. Transmit power allocation for BER performance improvement in multicarrier systems. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(10): 1658-1663.
 - [7] Zheng Kan, Huang Lin, and Wang Wen Bo. Improved power allocation schemes based on STBC-OFDM in frequency selective fading channel, In *Prof. Communication Technology Proceedings[C]*, Beijing, 9-11, April, 2003, vol.2: 1042-1045.
 - [8] 姜海宁等. 用于宽带无线通信的空时频编码OFDM技术[J]. *上海交通大学学报*, 2004, 38(11): 1792-1795.
Jiang Hai-ning, et al. Space-time-frequency coded OFDM technique for broadband wireless communications [J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2004, 38(11): 1792-1795.
- 李 卫: 男, 1970年生, 博士生, 研究方向为空时信号处理、阵列天线技术。
张小频: 男, 1958年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为阵列天线技术。
张 民: 男, 1974年生, 副教授, 研究方向为融合型宽带接入网。
叶培大: 男, 1915年生, 教授, 博士生导师, 中科院资深院士, 研究方向为光通信网络与宽带接入系统。