

## 基于两跳载波配对策略的非再生 OFDM 中继系统性能优化

吴彤<sup>①</sup> 王莹<sup>①②</sup> 束超<sup>①</sup> 张平<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(北京邮电大学无线新技术研究所 北京 100876)

<sup>②</sup>(北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室 北京 100876)

**摘要:** 该文针对非再生中继方式,分析了基于正交频分复用(OFDM)的两跳中继系统的容量,并推广到发送端具有两根天线采用空时块码(STBC)的情形。以最大化端到端的信息速率为优化准则,提出了非再生两跳载波配对定理,并结合注水定理分别在频域、空域,以及空频二维进行了资源联合优化。仿真结果表明,资源联合优化与传统的平均资源分配相比,显著提高系统容量,且 STBC-OFDM 能获得更高性能增益。通过子载波配对方案能进一步增强系统性能。

**关键词:** 正交频分复用; 非再生中继; 两跳载波配对; 联合优化

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2547-05

## The Performance Optimization for Non-regenerative OFDM Relaying System Based on Two-hop Subcarrier Pairing Strategy

Wu Tong<sup>①</sup> Wang Ying<sup>①②</sup> Shu Chao<sup>①</sup> Zhang Ping<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(Wireless Technology Innovation Institutes, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

<sup>②</sup>(Key Laboratory of Ubiquitous Wireless Communication, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract:** Based on the non-regenerative relaying mode, the capacity of the two-hop relaying system is analyzed based on Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM), and the analysis is extended to the scenario with two antennas in transmitter using Space Time Block Coding (STBC). Taking the maximum end-to-end data rate as the optimization criterion, the two-hop subcarrier pairing theorem is proposed, and the joint optimization is investigated across frequency domain, space domain as well as space-frequency planar domain respectively combined with the water-filling theory. The simulation results show that the proposed joint optimization scheme can improve the system capacity obviously compared with the uniform resource allocation scheme, and STBC-OFDM scheme can achieve performance gain. The proposed two-hop subcarrier pairing strategy can enhance the system performance further.

**Key words:** OFDM; Non-regenerative relaying; Two-hop subcarrier pairing; Joint optimization

### 1 引言

未来移动通信系统需要支持在高移动性下的高速传输,且具有更广业务覆盖<sup>[1]</sup>。正交频分复用(OFDM)是下一代无线通信系统的关键技术<sup>[2]</sup>,在移动、多径、衰落环境下,OFDM有很大的技术优势<sup>[3, 4]</sup>,它能满足更快传输速率、更好传输质量、更高频谱效率要求<sup>[5]</sup>。协同中继网络是近年来的研究热点,它通过中继节点的协作传输和资源优化分配能获得空间分集增益,提高系统容量,增强系统性能<sup>[6]</sup>。因此,综合以上两种技术的 OFDM 中继系统应运而生。

在单天线单中继系统中,文献[7, 8]分别研究了在再生

和非再生中继方式下子载波中继网络的最优功率分配方案。文献[9]基于Karush-Kuhn-Tucker(KKT)条件研究了非再生中继方式下的两跳功率联合优化。在OFDM中继系统中,文献[10]忽略不同中继方式的影响,提出了不同于匈牙利算法的子信道配对策略,以达到系统的性能优化。但目前对于两跳子载波配对的准则以及结合空频二维联合优化的研究不多,还需要更进一步的探讨。

针对上述情况,本文根据非再生中继方式,在无分集瑞利衰落信道的条件下,分析了两跳OFDM中继系统的容量,并作了发送端采用空时块码(STBC)的推广。还提出了非再生中继下的两跳子载波配对定理,给出了相应的数学证明。并结合注水定理分别在频域、空域,以及空频二维进行了资源联合优化,以达到最大化系统容量目的。

## 2 系统模型

图1示出两跳OFDM中继系统的模型。假设系统子载波总数为 $K$ ，第1跳各子载波的状态为 $h_{1,k}$  ( $k=1,2,\dots,K$ )，第2跳各子载波的状态为 $h_{2,k'}$  ( $k'=1,2,\dots,K$ )，系统总带宽为 $B$ ，总功率为 $P$ ，将时隙等分为两个部分，一部分用于从发送端(TX)发送信号到中继节点(RN)，另一部分用来从RN发送到接收端RX。RN通过非再生的方式将其接收到的信号转发至RX。需要指出，模型并没有考虑从TX到RX的直达路径，这样的假设前提能降低接收终端的复杂度。

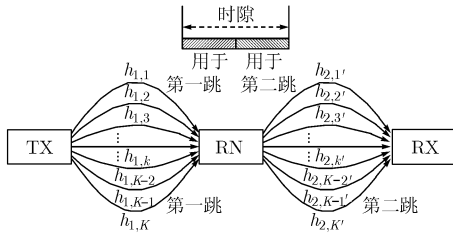


图1 非再生 TDD/OFDM 中继系统模型

## 3 容量分析与空频二维处理

### 3.1 系统容量分析

两跳OFDM中继系统中，系统端到端的信息速率与各跳的子载波状况有关。假设信道平坦，且接收端已知信道状态信息(Channel State Information, CSI)，即RN已知第1跳的CSI，RX已知第2跳的CSI (RX不需知道第1跳CSI)。 $\mathbf{X}_{1,k}$ 表示TX端在 $k$ 号载波上的发送信号矢量， $\mathbf{Y}_{1,k}$ 表示RN端在 $k$ 号载波上的接收信号矢量，于是：

$$\mathbf{Y}_{1,k} = h_{1,k} \sqrt{P_{1,k}} \mathbf{X}_{1,k} + \mathbf{Z}_{1,k} \quad (1)$$

其中 $P_{1,k}$ 为TX在 $k$ 号载波上的发射功率， $\mathbf{Z}_{1,k}$ 代表引入的高斯白噪声，服从零均值高斯分布，平均功率为 $\sigma_{1,k}^2$ 。RN先将 $\mathbf{Y}_{1,k}$ 归一化，再把信号调制到 $k'$ 号载波上以 $P_{2,k'}$ 发送，假设 $\mathbf{Y}_{2,k'}$ 为RX端在 $k'$ 号载波上的接收信号矢量，得

$$\mathbf{Y}_{2,k'} = Gh_{2,k'} \mathbf{Y}_{1,k} + \mathbf{Z}_{2,k'} \quad (2)$$

$$G^2 = P_{2,k'} \left( |h_{1,k}|^2 P_{1,k} + \sigma_{1,k}^2 \right)^{-1} \quad (3)$$

将式(1)代入式(2)展开可得

$$\mathbf{Y}_{2,k'} = Gh_{2,k'} h_{1,k} \sqrt{P_{1,k}} \mathbf{X}_{1,k} + Gh_{2,k'} \mathbf{Z}_{1,k} + \mathbf{Z}_{2,k'} \quad (4)$$

式(4)右边第1项为接收端的有用信号，后两项为经历 $(k, k')$ 两跳后的累积噪声。假设中继两跳噪声变量独立，则中继路径的等效信噪比 $\Gamma_{k,k'}$ 为

$$\Gamma_{k,k'} = \frac{E \left[ \left| Gh_{2,k'} h_{1,k} \sqrt{P_{1,k}} \right|^2 \right]}{E \left[ \left| Gh_{2,k'} \mathbf{Z}_{1,k} + \mathbf{Z}_{2,k'} \right|^2 \right]} = \frac{G^2 |h_{1,k}|^2 |h_{2,k'}|^2 P_{1,k}}{G^2 |h_{2,k'}|^2 \sigma_{1,k}^2 + \sigma_{2,k'}^2} \quad (5)$$

将式(3)代入式(5)，可化简得等效信噪比的表示为

$$\Gamma_{k,k'} = P_{1,k} a_{1,k} P_{2,k'} a_{2,k'} (P_{1,k} a_{1,k} + P_{2,k'} a_{2,k'} + 1)^{-1} \quad (6)$$

其中 $a_{1,k} = |h_{1,k}|^2 / \sigma_{1,k}^2$ ， $a_{2,k'} = |h_{2,k'}|^2 / \sigma_{2,k'}^2$ 。将第1跳 $k$ 号子载波与第2跳 $k'$ 号子载波进行配对记为 $f(k, k')$ ，其满足(0,1)分布，代表载波分配与配对的标识。基于香农公式，非再生OFDM中继系统的模型可以刻画为

$$\max \left\{ C = \frac{B}{2K} \sum_{f(k,k')} \log_2 (1 + \Gamma_{k,k'}) \right\} \quad (7)$$

约束条件为  $\sum_k P_{1,k} + \sum_{k'} P_{2,k'} = P$ ， $\sum_k f(k, k') = 1 \quad \forall k'$ ，

$\sum_{k'} f(k, k') = 1 \quad \forall k$ ， $1/2$ 是时分引入的容量加权因子。

此分析可以推广至发送端多天线，采用STBC的情形。假定发送端TX具有两根天线，第1跳 $k$ 号载波上的两根发射天线采用不同的发射功率 $P_{1,k}^{1tx}$ ， $P_{1,k}^{2tx}$ 和信道状态 $h_{1,k}^{1tx}$ ， $h_{1,k}^{2tx}$ ，且两根发射天线的发射功率和信道状态相互独立，基于上述分析方法推导接收端的信噪比可得STBC-OFDM中继系统的优化目标为

$$\max \left\{ C = \frac{B}{2K} \sum_{f(k,k')} \log_2 \left[ 1 + \frac{(P_{1,k}^{1tx} a_{1,k}^{1tx} + P_{1,k}^{2tx} a_{1,k}^{2tx}) P_{2,k'} a_{2,k'}}{1 + P_{1,k}^{1tx} a_{1,k}^{1tx} + P_{1,k}^{2tx} a_{1,k}^{2tx} + P_{2,k'} a_{2,k'}} \right] \right\} \quad (8)$$

其中 $a_{1,k}^{1tx} = |h_{1,k}^{1tx}|^2 / \sigma_{1,k}^2$ ， $a_{1,k}^{2tx} = |h_{1,k}^{2tx}|^2 / \sigma_{1,k}^2$ ， $P_{1,k} = P_{1,k}^{1tx} + P_{1,k}^{2tx}$ 。

对于系统优化目标式(7)，以及式(8)，很难直接求得其闭式最优解。可依据必要的条件假设，把问题的求解过程分解成两步，并依次在频域和空域上进行优化，以求得较为理想的次优解。

### 3.2 空频二维处理

首先忽略载波配对的影响，并且信号在经历两跳的过程中采用同一个子载波。于是目标式(7)可改写为：

$$\max \left\{ C = \frac{B}{2K} \sum_{k=1}^K \log_2 \left( 1 + \frac{P_{1,k} a_{1,k} P_{2,k} a_{2,k}}{1 + P_{1,k} a_{1,k} + P_{2,k} a_{2,k}} \right) \right\} \quad (9)$$

**3.2.1 频域优化处理** 由于各个载波存在不同的衰落，它们对于系统性能的贡献也不相同。因此，首先应确定在不同的载波 $k$ 上的发送功率大小，此过程利用了载波性能影响，被称为频域处理。假设在同号载波上，两跳的发送功率均分，则有

$$P_{1,k} = P_{2,k} = P_k / 2 \quad (10)$$

$P_k$ 为系统在 $k$ 号子载波上两跳的发射总功率。由于中继链路传输质量较好，可假设 $P_{1,k} a_{1,k} + P_{2,k} a_{2,k} \gg 1$ ，在总功率受限的约束条件下，将式(10)代入式(9)，利用注水定理求得在各载波上的发射总功率为<sup>[8]</sup>

$$P_k = \left\{ \mu - 2(a_{1,k} + a_{2,k})(a_{1,k} a_{2,k})^{-1} \right\}^+ \quad (11)$$

式(11)中,  $\{x\}^+ = \max\{x, 0\}$ ,  $\mu$  是满足约束  $\sum_{k=1}^K P_k = P$  的拉格朗日乘子。

若采用 STBC, 假设在两跳同号载波上功率均分, 且两根发射天线上功率均分, 通过注水可求得的结果为

$$P_k = \left\{ \mu - 2 \left( (a_{1,k}^{1tx} + a_{1,k}^{2tx}) + 4a_{2,k} \right) \left( (a_{1,k}^{1tx} + a_{1,k}^{2tx}) a_{2,k} \right)^{-1} \right\}^+ \quad (12)$$

通过频域优化处理, 可有效补偿频域选择性衰落, 提高系统容量。

**3.2.2 空域优化处理** 有中继参与的协作传输能获得空间分集增益。因此, 需要确定在 TX 端和 RN 端的发射功率大小, 此过程利用了发送端所处空间的不同传输特性, 被称作为空域处理。假设系统在各个载波上的发射功率相同, 即满足

$$P_{1,k} + P_{2,k} = P / K \quad (13)$$

在总功率受限的约束条件下, 利用拉格朗日乘法, 可以求得最大化系统容量的最优解为

$$P_{1,k} = P \left( K \left( 1 + \frac{a_{1,k}P + K}{a_{2,k}P + K} \right) \right)^{-1} \quad (14)$$

$$P_{2,k} = P \left( K \left( 1 + \frac{a_{2,k}P + K}{a_{1,k}P + K} \right) \right)^{-1} \quad (15)$$

可以看出, OFDM 中继系统的空域优化处理结果同单载波 TDMA 中继系统的最优分配方案类似<sup>[9]</sup>, 原因是模型假设了 OFDM 各载波间完全独立。若采用 STBC, 优化结果同式(14), 式(15), 在发端的两根天线上的各自发射功率可通过拉格朗日乘法求得为:

$$P_{1,k}^{1tx} = a_{1,k}^{1tx} P_{1,k} (a_{1,k}^{1tx} + a_{1,k}^{2tx})^{-1} \quad (16)$$

$$P_{1,k}^{2tx} = a_{1,k}^{2tx} P_{1,k} (a_{1,k}^{1tx} + a_{1,k}^{2tx})^{-1} \quad (17)$$

通过空域优化处理, 系统的两跳协作性增强, 仿真可证明性能将大幅提高。

**3.2.3 空频联合处理** 综合上述两种优化手段, 可以演绎出空频二维联合优化策略。第 1 步如 3.2.1 节中的频域优化处理。第 2 步将式(11)中的分配结果, 作为空域优化的前提条件, 再次利用拉格朗日乘法, 可以求得此时各载波, 各跳上的发射功率为

$$P_{1,k} = P_k \left( 1 + \frac{\sqrt{a_{1,k}P_k + 1}}{\sqrt{a_{2,k}P_k + 1}} \right)^{-1} \quad (18)$$

$$P_{2,k} = P_k \left( 1 + \frac{\sqrt{a_{2,k}P_k + 1}}{\sqrt{a_{1,k}P_k + 1}} \right)^{-1} \quad (19)$$

若采用 STBC, 同理根据式(12)的分配结果, 作为第 2 步空频优化的前提条件, 求得的两跳功率分配结果同式(18), 式(19)。发端两天线的功率分配同式(16), 式(17)。通过空频二维联合处理, 系统能获得上述两种优化处理的优势, 但同一载波在两跳的 CSI 存在差异, 这样将导致非再生中继方式下, 同一载波在两跳间资源匹配度不高。因此, 回归最

原始的优化目标, 需要在上述空频联合处理的基础上, 再考虑两跳间的子载波配对策略。

#### 4 两跳载波配对策略

针对两跳载波的配对策略, 文献[10]里面提到的匈牙利算法( $o(n^3)$ ), 同时它还提出了另一种配对策略( $o(n^3)$ )。各种算法复杂度不同, 但优化后的性能接近, 经研究发现, 基于香农公式的信号接收端信噪比的表达形式, 任何优化算法搜索出来的最优解会收敛于一种特殊形式。在此, 提出两跳 OFDM 中继系统载波配对定理:

**两跳载波配对定理** 在两跳 OFDM 中继系统中, 使得系统端到端信息速率最大化的配对准则是, 由资源分配方式所决定的两跳子载波上的信噪比( $\Gamma_{1,k}$ ,  $\Gamma_{2,k'}$ ,  $k, k' = 1, 2, \dots, K$ )分别进行排序, 两跳均以从大到小(或从小到大)的顺序排列, 必可得  $\Gamma_{1,k_1} > \Gamma_{1,k_2} > \dots > \Gamma_{1,k_K}$  与  $\Gamma_{2,k'_1} > \Gamma_{2,k'_2} > \dots > \Gamma_{2,k'_K}$ , 并以此对应的载波配对为系统所求的最优解( $o(n^2)$ ), 即所求的  $f(k, k') = \{(k_1, k'_1), (k_2, k'_2), \dots, (k_K, k'_K)\}$ 。

**证明** 令  $\Gamma_{1,k} = P_{1,k} a_{1,k}$ , 其物理意义为第 1 跳的信噪比。同理,  $\Gamma_{2,k'} = P_{1,k} a_{1,k'}$ , 其物理意义为第 2 跳的信噪比。根据系统的终极优化目标式(8), 其可以改写成:

$$\max \left\{ C = \frac{B}{2K} \sum_{f(k,k')} \log_2 \left( 1 + \frac{\Gamma_{1,k} \Gamma_{2,k'}}{1 + \Gamma_{1,k} + \Gamma_{2,k'}} \right) \right\}$$

$$\text{推出} \quad \frac{2CK}{B} = \sum_{f(k,k')} \log_2 \left( 1 + \frac{\Gamma_{1,k} \Gamma_{2,k'}}{1 + \Gamma_{1,k} + \Gamma_{2,k'}} \right)$$

两边同时取 2 为底数, 逐步化简, 可将优化目标转化为:

$$\max \{C\} \Leftrightarrow \max \left\{ \left( 1 + \frac{\Gamma_{1,k_1} \Gamma_{2,k'_1}}{1 + \Gamma_{1,k_1} + \Gamma_{2,k'_1}} \right) \left( 1 + \frac{\Gamma_{1,k_2} \Gamma_{2,k'_2}}{1 + \Gamma_{1,k_2} + \Gamma_{2,k'_2}} \right) \dots \left( 1 + \frac{\Gamma_{1,k_K} \Gamma_{2,k'_K}}{1 + \Gamma_{1,k_K} + \Gamma_{2,k'_K}} \right) \right\}$$

运用数学归纳法, 假设系统是两载波情况, 即  $K = 2$ , 且满足:  $\Gamma_{1,k_1} > \Gamma_{1,k_2}$ ,  $\Gamma_{2,k'_1} < \Gamma_{2,k'_2}$ 。令目标函数为  $\mathbb{R}$ 。

$$\mathbb{R}^{\text{order}} = \left( 1 + \frac{\Gamma_{1,k_1} \Gamma_{2,k'_2}}{1 + \Gamma_{1,k_1} + \Gamma_{2,k'_2}} \right) \left( 1 + \frac{\Gamma_{1,k_2} \Gamma_{2,k'_1}}{1 + \Gamma_{1,k_2} + \Gamma_{2,k'_1}} \right) \quad (20)$$

$$\mathbb{R}^{\text{disorder}} = \left( 1 + \frac{\Gamma_{1,k_1} \Gamma_{2,k'_1}}{1 + \Gamma_{1,k_1} + \Gamma_{2,k'_1}} \right) \left( 1 + \frac{\Gamma_{1,k_2} \Gamma_{2,k'_2}}{1 + \Gamma_{1,k_2} + \Gamma_{2,k'_2}} \right) \quad (21)$$

令  $\eta = \mathbb{R}^{\text{order}} / \mathbb{R}^{\text{disorder}}$ , 根据假设条件  $\Gamma_{1,k_1} > \Gamma_{1,k_2}$ ,  $\Gamma_{2,k'_1} < \Gamma_{2,k'_2}$  展开后, 可得  $\eta > 1$ 。于是有

$$\mathbb{R}^{\text{order}} > \mathbb{R}^{\text{disorder}} \quad (22)$$

则当  $K = 2$  时得证。并假设  $K = K'$  时成立,  $K' \gg 2$ 。当  $K = K' + 1$  时, 其推导过程类似, 当任何两个载波间的配对不满足信噪比的匹配关系, 即造成  $\mathbb{R}^{\text{disorder}}$ , 根据  $K = 2$  的证明, 都能得出最终的目标式(22)。

因此,对于两跳信噪比排序  $\Gamma_{1,k_1} > \Gamma_{1,k_2} > \dots > \Gamma_{1,k_K}$  与  $\Gamma_{2,k'_1} > \Gamma_{2,k'_2} > \dots > \Gamma_{2,k'_K}$ , 最终的配对方案如式(23):

$$f(k, k') = \left\{ (k_1, k'_1), (k_2, k'_2), \dots, (k_K, k'_K) \right\} \quad (23)$$

$\forall k, k' \in \mathbb{Z}$

配对定理得证。需要指出的是,这里的证明针对的是发送端单天线的情况,若发送端TX多天线,且采用STBC,情况比较复杂,为降低系统复杂度,两跳子载波配对算法不针对STBC-OFDM进行讨论。

### 5 仿真结果与分析

在瑞利衰落信道下,仿真在不同资源优化策略的条件下系统的容量性能。中继RN在TX和RX之间移动,仿真用RN到TX间的距离除以TX与RX间的距离,即用归一化的距离表示。其仿真参数如表1所示。

表1 OFDM 中继系统的仿真参数表

参数	取值
TX 到 RX 的距离	1000m
路损因子(TX-RX, TX-RN, RN-RX)	(4; 4/3.5; 4)
视距传输 $d_0$	10m
发射总功率	5W
载波频率	2GHz
系统总带宽	1.92MHz
子载波总数	128
载波带宽	15kHz
发端天线数	1 (STBC 采用 2)
快衰功率衰减	(0, -0.9, -4.9, -8, -7.8, -23.9)dB
快衰时延参数	(0, 0.2, 0.8, 1.2, 2.3, 3.7) $\mu$ s

图2,图3分别示出了非再生OFDM中继系统在路损因子为4:4:4时,无载波配对和带载波配对的系统容量对比。可以看出,通过频域处理,空域处理,以及空频二维联合处理,系统的性能在资源优化作用下,能较平均资源分配策略获得更高的性能增益,其中,空频二维处理的结果比平均资源分配的性能大约平均高出10.83%。同时,通过图2与图3的对比,可以明显看出子载波配对策略能进一步增强系统性能,在峰值容量处,带配对的空频联合处理比无配对的空频联合处理大约能使系统性能再提高6%~7%。

图4,图5示出了在路损因子为4:3.5:4时的对比性能。如图,此时配对策略所带来的性能增益不明显,原因是中继用户第1跳的性能已经足够好,且远远好于第2跳性能,从而使得最优化目标中对于载波配对带来的容量增益不敏感。表明了两跳载波配对策略需要运用于两跳信道状况大体相近时的情形,才能进一步提高系统性能。

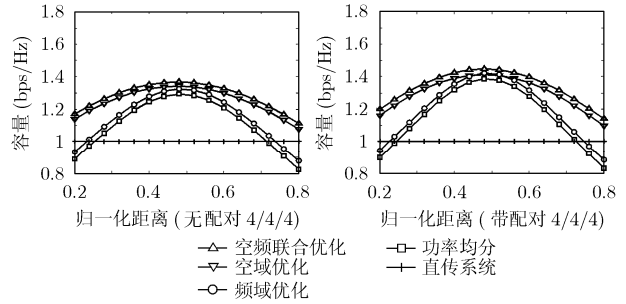


图2 非再生OFDM中继系统容量(4:4:4, 无配对)

图3 非再生OFDM中继系统容量(4:4:4, 带配对)

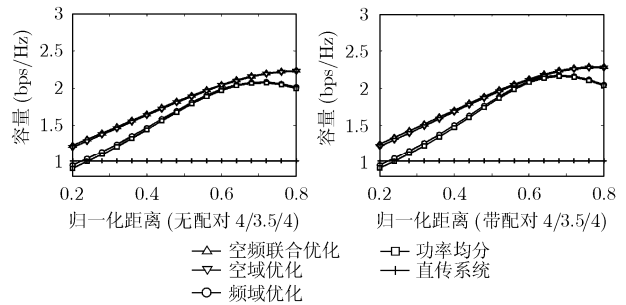


图4 非再生OFDM中继系统容量(4:3.5:4, 无配对)

图5 非再生OFDM中继系统容量(4:3.5:4, 带配对)

图6,图7分别示出了在不同路损因子下,非再生STBC-OFDM中继系统的容量。对比图2,图4,系统采用STBC后能获得空间分集增益,峰值容量处能使得系统性能提升13%~14%。综上,带配对的资源联合优化和采用STBC的资源联合优化都能获得较好的系统性能,且并不大量增加实现复杂度,它们均不失为未来协作通信的良好方案。

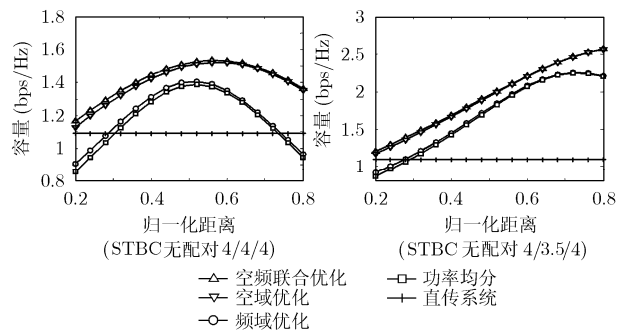


图6 非再生STBC-OFDM中继系统容量(4:4:4)

图7 非再生STBC-OFDM中继系统容量(4:3.5:4)

### 6 结束语

本文重点研究了非再生OFDM中继系统性能优化,分析了该系统的系统容量,并推广到发端两天线,采用STBC的情形。以最大化端到端信息速率为优化目标,分别在频域、空域,以及空频二维进行了资源联合优化,提出了两跳载波配对定理。仿真结果表明,资源联合优化与传统的平均资源

分配相比,显著提高系统容量,且 STBC-OFDM 能获得更高性能增益。通过子载波配对方案能进一步增强系统性能。带配对的 OFDM 中继资源联合优化策略和采用 STBC 的 OFDM 中继资源联合优化策略均不失为未来协作通信的良好方案。

### 参 考 文 献

- [1] Pabst R, Walke B H, and Schultz D C, *et al.* Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio. *IEEE Communication Magazine*, 2004, 42(9): 80-89.
  - [2] Sampath H, Talwar S, and Tellado J, *et al.* A fourth generation MIMO-OFDM broadband wireless system: Design, performance and field trial results. *IEEE Communication Magazine*, 2002, 40(9): 143-149.
  - [3] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *IEEE Communication Magazine*, 1990, 28(5): 5-14.
  - [4] 张平. Beyond 3G 移动通信系统关键技术. 北京邮电大学学报, 2002, 25(3): 1-6.  
Zhang Ping. Some research issues for beyond 3G mobile system. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2002, 25(3): 1-6.
  - [5] Tsai Y, Zhang G, and Pan, J L. Orthogonal frequency division multiplexing with phase modulation and constant envelope design. In Proc. IEEE Military Communications Conference, Atlantic City, New Jersey, 2005, 4: 2658-2664.
  - [6] Steiner A and Shamai S S. Single-user broadcasting protocols over a two-hop relay fading channel. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2006, 52(11): 4821-4838.
  - [7] Zhang Qi, Zhang Jingmei, and Shao Chunju, *et al.* Power allocation for regenerative relay channel with rayleigh fading. in Proc. IEEE VTC 2004-Spring, Milan, Italy, 2004, 1: 1167-1171.
  - [8] Zhang Jingmei, Zhang Qi, and Shao Chunju, *et al.* Adaptive optimal transmit power allocation for two-hop non-regenerative wireless relaying system. In Proc. IEEE VTC 2004-Spring, Milan, Italy, 2004, 2: 1213-1217.
  - [9] Hammerstroem I and Wittneben A. On the optimal power allocation for non-regenerative OFDM relay links. Proceedings of ICC, Istanbul, 2006. [www.nari.ee.ethz.ch/wireless/pubs/files/icc06.pdf](http://www.nari.ee.ethz.ch/wireless/pubs/files/icc06.pdf).
  - [10] Hottinen A, and Heikkinen A, *et al.* Subchannel assignment in OFDM relay nodes. 40th Annual Conference on Information Sciences and Systems, Princeton, 2006: 1314-1317.
- 吴 彤: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为移动通信系统无线资源管理。  
王 莹: 女, 1976 年生, 副教授, 研究方向为移动通信系统无线资源管理。  
束 超: 男, 1982年生, 硕士生, 研究方向为移动通信系统无线资源管理。  
张 平: 男, 1959年生, 教授, 博士生导师, 研究领域包括未来移动通信系统的体系结构及关键技术研究。