

# MIMO 系统和无线信道容量研究

傅海阳<sup>1</sup>, 陈技江<sup>1</sup>, 曹士珂<sup>1</sup>, 贾向东<sup>1,2</sup>

(1. 南京邮电大学江苏省无线通信重点实验室, 江苏南京 210003; 2. 西北师范大学数学与信息科学学院, 甘肃兰州 730070)

**摘 要:** MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)理论试图在 Shannon 信道容量公式基础上导出正比于收发信天线数的 MIMO 无线信道容量(WCC)公式. 由于 MIMO 系统同时使用多根天线发送同频信号, 在 MIMO 的物理信道中会包含多个虚拟独立瑞利衰落信道. 因此 MIMO 理论关于独立瑞利衰落信道的定义在实际应用中很难成立, 会导致所依据的空分复用(SDM)无法实现, 使 MIMO 理论在数学层面导出的 WCC 公式在物理实现上会存在很大的不确定性. 由于该系统使用不控制相位的多天线同频发射, 多波干涉作用的影响是不可避免的, 一定会产生方向不确定的定向发送波束, 将形成多个电波覆盖盲区和一个不合理的无线通信系统. 本文将利用数学分析和多天线发送波束模拟的方法证明上述结论. 还将提出在 Shannon 公式应用原理和相控天线阵理论上构建的 SHPCA 系统, 将利用相控天线阵给出的定向窄波束形成功率利用率极高的 SDM 功能, 并给出对应的 WCC 公式, 其容量正比与收发天线数和 SDM 次数, 比 Shannon 公式具有更高的效率.

**关键词:** MIMO; Shannon 公式; 通信容量; 相控天线阵; 天线物理特性

**中图分类号:** TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 10-2221-09

## Study on the MIMO System and Wireless Channel Capacity

FU Hai-yang<sup>1</sup>, CHEN Ji-jiang<sup>1</sup>, CAO Shi-ke<sup>1</sup>, JIA Xiang-dong<sup>1,2</sup>

(1. Wireless Communication Key Lab of Jiangsu Province, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China;

2. College of Mathematics and Information Science, Northwest Normal University, Lanzhou 730070, China)

**Abstract:** In terms of Shannon formula, multiple-input multiple-output (MIMO) theory tries to derive the formula of wireless channel capacity (WCC), which is proportional to the number of transmitting and receiving antennas in MIMO system. As multi-antenna is used in MIMO system to transmit signals with the same carrier frequency in the same time, one physical channel in MIMO system will contain multi-virtual independent Rayleigh fading channel. So, the definition in MIMO theory for the independent Rayleigh fading channel is most possibly to be invalid. This will lead space division multiplex (SDM) to be difficult to be realized, and the derived WCC formula in mathematics to be difficult to be established. Moreover, the directional transmission beams with uncertain directions are employed in the MIMO system. The interference among those transmitting signals can not be avoided, which would form a number of blind spots of radio coverage and an unreasonable wireless communication system. In this paper, the above views are firstly proved by mathematical analysis and the simulation of the transmitting radio beam produced by multi-antenna. Then, an SHPCA system is proposed, in which phase-controlled antenna array is used to produce a narrow directional radio beam with very high power efficiency to form SDM. Finally, the WCC formula for SHPCA system is presented in the paper, and its capacity is proportional to the numbers of antennas and SDM. It has higher efficiency for that WCC formula than Shannon formula.

**Key words:** MIMO; Shannon formula; channel capacity; phase-controlled antenna array; physical characteristic of antenna

## 1 引言

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)系统的主要特点是在收发信端使用多根同频收发天线; 在收端, 将利用基带联合接收机(JD)实现由多对收发天线构成的多个信道的分集接收与合并<sup>[1,2]</sup>. 在文献[1]中还从数学上证明了在不需要增加信道带宽的条件下, 系统的信道容

量将随使用的收发天线数上升. 自从文献[1]提出较为明确的 MIMO 系统结构和理论以来, MIMO 技术立即成为无线通信领域的一个研究热点, 被认为是下一代移动通信系统的核心技术<sup>[3,4]</sup>. MIMO 的应用也已写入 3G/4G 的相关国际标准和企业技术标准<sup>[5,6]</sup>. 目前, 已有大量的文献研究了 MIMO 系统及其相应的信道容量<sup>[7~10]</sup>. 与相控天线阵(PCA)的多天线发射方式不同, MIMO 系统

在发端不使用载波相位控制方法.由于使用 PCA 发射和多根天线收信会增加信噪比(SNR)增益已成共识,而且由 Shannon 信道容量公式(简称为 Shannon 公式)可知,SNR 增益一定会导致信道容量的上升.因此 MIMO 理论中的关键问题应该是:使用多根发天线同频、无相位控制的发信能否带来所需的 SNR 增益?它将是本文的一个研究重点,并将给出我们的答案.

应该清楚地认识到,在 MIMO 系统物理模型<sup>[2]</sup>的空中物理信道中,由于  $N_t$  根发天线同时使用相同的频点,因此在一个物理信道中会包含多对收发天线间的多个虚拟独立 Rayleigh 衰落信道(VIRFC).文献[1]将这些 VIRFC 直接定义为“独立 Rayleigh 衰落信道”是不合适的.在实际应用中,只有上述那个物理信道才是真正的独立 Rayleigh 衰落信道(IRFC).在 Shannon 公式中,这个信道的带宽和收信信噪比(SNR)是决定信道容量的全部参数.在 MIMO 系统中必须使用 CDMA 方式并具备相应条件,才有可能在收端利用基带实现的 JD 将 VIRFC 变换为 IRFC.文献[1]中引用了文献[11],试图用于说明:在 MIMO 中若引入文献[11]中的 JD,即可用于在基带形成 MIMO 系统所需的 IRFC.它的严重问题是:未认识到文献[11]中的 JD 只能用于粗多径传播环境条件下,将 CDMA 系统一个物理信道,即一个发信频点中所包含的多个 VIRFC,即多个 CDMA 用户的多径传播信道变换为多个基带的 IRFC.所谓粗多径传播环境条件是指这些多径传播信道是由相距较远的反射体产生.然而在 MIMO 系统中,这些由相距很近的多根发天线产生的 VIRFC 属于细多径传播环境,上述条件是无法具备的.由于这些物理条件在文献[1]使用的 MIMO 数学模型中未得到正确使用,而且 CDMA 方式是实现可分离 VIRFC 的必要条件,所以应该继续研究 MIMO 理论在物理上、CDMA 或非 CDMA 通信系统中或常用的 3G、4G 系统中实现的可能性.

MIMO 理论<sup>[1,2]</sup>的目的是试图在 Shannon 公式基础上导出信道容量正比于收发信天线数的 MIMO 无线信道容量(WCC)公式,然而它只是在数学模型的基础上给出了一个容量正比于收发天线数的 WCC 公式.由于在 MIMO 的物理信道中会包含多个 VIRFC,因此它所提及的空分复用(SDM)或许是一类意图利用 JD 在基带实现 IRFC 或 SDM 的概念.然而由于受到传播条件的限制,在实际应用中是很难实现的.因此会导致 MIMO 所依据的 SDM 无法实现,使 MIMO 理论在数学层面导出的 WCC 公式在物理实现时会存在很大的不确定性.

应该认识到在使用 2 根或 2 根以上的发天线即阵元(AE)时,它们一定具有某种相对位置关系,这种关系将决定多根 AE 发出同频电磁波间的相互干涉作用,会产生多径传播衰落(MPF),一定会给出具有某种方向性

的电波波束图,形成天线阵作用.因此 MIMO 中所用多天线发信和类似的说法是不合适的,应该称为天线阵发信.因为多天线发信只强调单根天线的作用,忽略了多个 AE 发出电磁波间的相互干涉作用,考虑到 MIMO 的命名习惯,后面将不区分上述两种命名方法.

因为平衰落是一类最基本的电波传播环境,将会对各种无线通信系统产生重要影响.所以下面以平衰落环境中两根相距  $\lambda/2$  的发天线阵为例,说明 MIMO 系统可能产生的结果.当送至两根 AE 的载波信号相位相同时,两根 AE 连线的垂直线上将具有较大的辐射功率,形成的正 MPF 会使该方向上的收信 SNR 增强和信道容量  $R_b$  上升.此时两根 AE 连线的水平方向上的辐射功率约等于 0,即  $R_b$  降至 0,形成负的 MPF,在节 6 中会有更详尽的描述.上述现象表示形成了方向性电波覆盖,会破坏单根天线电波均匀覆盖的场景,意味着产生了波束赋形作用,即定向发信作用.在文献[1]中定义了容量的互补积分分布函数(Complimentary Cumulative Distribution Function),并以 CCDF 的值表示容量.这种定义方法或许可以避开天线阵发送或接收时,电磁波能量在各个方向分布不均匀的影响.它产生的问题是:虽然取得了较大的信道容量,但是在需要的方向上可能收不到信号,使  $R_b$  为 0.这是以可靠性为第一要求的通信系统所不能允许的.MIMO 的多天线同频发信方式一定会产生方向不确定的定向发送波束,将形成多个电波覆盖盲区和一个不合理的无线通信系统.然而在 PCA 系统中则不会出现这类现象,在相控电路的作用下产生的方向性波束将始终指向用户方向.因此,只有利用 PCA 原理,才能取得多天线并行发射的优点.

MIMO 技术基本上可以分为两种类型:空时编码(Space Time Coding)和 SDM<sup>[2~4]</sup>.MIMO STC 方法主要利用不同发送天线支路上的信道编码增加信道容量,这种做法将导致各天线同频发送不同的数据流,会形成非常严重的同波道干扰(CCI)和 MPF,而且系统总的发功率还需分给多根发天线.在该方法的信号处理过程中,MIMO 系统首先会制造 CCI 和 MPF,在收端需要设法抑制 MPF 并消除 CCI,其后还要能增加信道容量.就物理概念而言,是很难成立的.若再进一步假设各天线同频发送正交的数据流,则这些数据流是否可以象 CDMA 系统中所做的一样,用一根天线发送?而 MIMO SDM 则试图利用在多对收发天线间所谓的 IRFC 上发送相同的数据来取得信道容量增益,它符合 MIMO 的初始定义<sup>[1]</sup>.限于篇幅,本文主要研究 MIMO SDM 方式的合理性.

根据给定最大信道容量的 Shannon 公式可知,信道容量取决于信道带宽(BW)和收信 SNR 这两项物理参数.因此如何利用较小的信道带宽、或在发功率不变的

情况下尽量取得较大的收信 SNR,以获取更大的信道容量是移动通信新技术所追求的重要目标,可以归结为如何提高频谱利用率  $\eta_f$  和功率利用率  $\eta_p$ <sup>[12]</sup> 的两个基本问题.现有的通信理论一般不考虑  $\eta_p$  指标.  $\eta_f$  的定义较易理解,当  $\eta_f$  增大时,传送相同比特速率  $R_b$  所需的信道带宽下降.  $\eta_p$  上升的第一定义是在保持误比特率(BER)不变的条件下,传送相同  $R_b$  所需的收信功率或 SNR 下降.我们给出的、无线通信系统中  $\eta_p$  上升的第二定义是利用较小的发功率获取较大的收信 SNR.利用该定义,可以在无线通信系统中引入 PCA,用于形成发功率的定向和集中辐射,产生能量集聚作用.可以达到利用较小的发功率获取较大收信 SNR 基本目的,大幅度提升信道容量或  $R_b$ .此时,由于引入了定向窄波束的概念,还可实现 SDM,又能用于大幅度提升信道容量.此处,应特别注意 PCA 对提升信道容量的双重作用.从上述讨论中也可以看出,在使用多天线条件下,只有利用 PCA 才能真正实现 SDM.

实际上 Shannon 公式也给出了上述两个利用率的相互转换关系,一般而言,  $\eta_f$  上升时  $\eta_p$  会下降,反之亦然.应当指出的是,Shannon 公式是一个用于求取信道容量极限的理论公式,并不能直接应用.比如,在基带信道带宽只有 20KHz 时,是不能单纯依靠加大 SNR 以获取 100Kbps 的信道容量的.此时必须保持原占用 20KHz 带宽的码元速率不变,以适应信道带宽的要求;并采用多进制调制方式,使发送的比特速率上升、导致  $\eta_f$  上升,再加大发功率提升 SNR,即可取得所需的信道容量,但这会使  $\eta_p$  下降.这虽然是一个极简单的物理概念,但却是涉及 Shannon 公式应用的重要原理.文献[1,2]中导出的 MIMO WCC 公式也是不能直接应用的,然而试图利用实验证明 MIMO WCC 公式能提升信道容量的文献[2~4]并未给出提升信道容量的具体方法,甚至从它们给出的实验结果也很难判定信道容量是否得到了提升.

文献[13,14]经性能模拟发现:对某些 SNR 或信干比(SIR)值,若将全部发功率提供一根发天线将比分配给多根发天线会取得较高的信道容量.上述结论也否定了 MIMO 理论的应用效果,但是它们并没有指出 MIMO 理论的基本缺陷和可用性.这种现象应归结为 MPF 或 CCI 的影响.

本文将首先研究由 MIMO 系统中多天线发射所引入 MPF 对系统的影响和 MIMO 理论的可用性.然后,将在 Shannon 公式和 PCA 理论的基础上给出 SHPCA 无线通信系统,还将导出物理概念清晰、与 SHPCA 系统相对应的 WCC 公式,其信道容量与空间维度有关,将正比于收发信天线数和 SDM 次数,比 Shannon 公式具有更高的效率.SHPCA 系统的 WCC 公式是在 Shannon 公式应用

原理和 PCA 理论上构建的,从电波能量守恒的概念而言,该 WCC 公式的正确性是毋庸置疑的.

## 2 Shannon 公式在多天线系统中的应用原理

Shannon 公式可用于求解最大信道容量,它的常用表达式如下:

$$\begin{aligned} C &= BW \log_2(1 + S/N) \\ &= BW \log_2(1 + \rho) \text{ bps} \end{aligned} \quad (1)$$

式中  $BW$ 、 $\rho$  分别表示信道占用带宽和收信 SNR, bps 表示比特速率.在给定信道带宽和 SNR 的条件下,Shannon 公式给出了最大信道容量的理论解,但如何在各种通信系统中应用 Shannon 公式,使信道容量能够接近 Shannon 公式给出的最大容量,即比特速率  $R_b$ ,应该是通信系统研究的一项长期任务.下面将给出它在多天线系统中应用原理的简单介绍.

首先应该认识的一个问题是:在通信系统应用中不能按照 Shannon 公式的形式使用 Shannon 公式.例如在基带传输系统中,常用的余弦滚降系统所需基带带宽为

$$BW = f_s(1 + \alpha)/2 \quad (2)$$

其中  $f_s$  为码元速率,设  $BW = 15\text{KHz}$ ,取余弦滚降系数  $\alpha = 0.5$  时,可求得信道的最高可用码元速率  $f_{s\max} = 20\text{Ksps}$ ,若要传  $R_b = 80\text{Kbps}$  的数据时,则根据

$$R_b = f_s \log_2 M \text{ bps} \quad (3)$$

其中  $M$  为多进制脉冲幅度调制(MPAM)的进制数,必须选用 16PAM,并使其码元速率等于  $f_{s\max}$ ,才能在此信道带宽中得到正常传输.采用 16PAM 时,在规定的 BER 条件下所需的 SNR 值将上升,导致功率利用率  $\eta_p$  下降.但此时的频谱利用率  $\eta_f$  上升.上述例子说明,依据 Shannon 公式,可用  $\eta_p$  换取频谱利用率  $\eta_f$ .通信系统中经常采用多进制调制方式提升  $\eta_f$ ,但此时需加大发信功率.在发功率保持不变的前提下,若能利用 PCA 的定向发射能力或电磁波辐射能量的集聚能力提升收信端的 SNR,则可以达到提升信道容量的目的.

Shannon 公式的另一种表示形式为

$$\begin{aligned} C_s &= \log_2(1 + S/N) \\ &= \log_2(1 + \rho) \text{ bps/Hz} \end{aligned} \quad (4)$$

上式应该是信道的  $\eta_f$  表达式,因为在文献[1,2]等中都未区分式(1)和式(4)的差别,这种做法会混淆容量和  $\eta_f$  增益的定义.为简化本文,将继续使用式(4).可以看出该式中只存在一个物理量 SNR 可用于改进信道容量.

下面研究 Shannon 公式在天线阵系统中的应用.以天线阵发系统为例,可以分为无定向发信要求的 MIMO 系统或可实现定向发信的 PCA 系统.MIMO 系统与 PCA

系统的最大差别是:MIMO 系统的收信端存在多天线同频发送产生的负 MPF,而 PCA 系统收信端收到的信号是多个天线发信号的同相叠加,属于正 MPF,会使收信 SNR 大幅上升.此外,还能大幅降低多径传播环境中产生粗多径干扰的概率.这里需要注意的是:在 MIMO 系统中虽然无定向发信要求,但是由于多天线的存在及其排列方式,会不可避免的产生多天线发送电波间的相互干涉作用,在实际系统中形成某种方向很难预测的定向发送波束,导致某些方向的 SNR 上升或下降,使得某些方位通信终端的  $R_b$  降至 0,会大幅减少正常覆盖区域,这在无线通信中是不能允许的.这是至今还未被认识的、MIMO 理论明显的技术缺陷.

### 3 MIMO 系统的定义

文献[2]中给出取较大  $N$  时、以  $\eta_f$  形式给出的 MIMO WCC 公式如下:

$$C_m = N \log_2(1 + \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad (5)$$

其中  $N = N_t = N_r$  表示收发天线数,MIMO 信道容量公式的物理含义应该是在多天线总的发功率等于单天线系统发功率的条件下,利用多天线同频分集发送和分集接收可以取得正比于  $N$  的信道容量增益.由 Shannon 公式可知,在信道带宽保持不变时,在 Shannon 公式中只有 SNR 这一物理量可用于提升信道容量.实际上,只有利用 PCA 产生的定向发送波束,才能减少发波束覆盖范围,使辐射能量相对集中,才能提升  $\rho$ .文献[2]还给出了 MIMO 系统的物理模型,见图 1.该模型也符合文献[1]中的定义.图中左侧多个发天线在文献[1,2]定义的 SDM 方式中应输入相同的信号,即  $S_1 = S_2 = \dots = S_{N_t}$ .根据 MIMO 的基本理论,图中的传输矩阵  $H$  表示由多根收、发天线产生的多对收发天线间的“IRFC”.此模型未考虑不同天线类型的影响,对抛物面天线而言根本是不适用的,只能用于全向辐射类的偶极子天线.

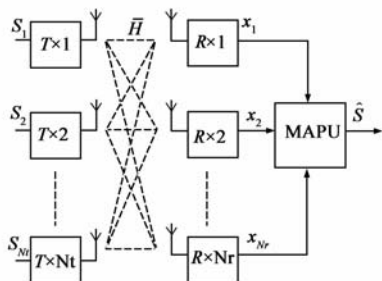


图1 MIMO系统的物理模型

显然图1的物理模型只适用于平衰落电波传播环境,文献[1,2]还规定多天线处理单元(MAPU),即在基带实现的JD必须完成  $H$  中  $M = N_t \times N_r$  路“IRFC”的特性估计和接收过程,然后再按最大比合并准则(MRC)合并这  $M$  路信号,才能取得同时利用  $N_t$  根发天线功率的

效果.与单天线系统相比,显然 MIMO 系统极大地加大了充分利用发功率的难度.虽然上述复杂过程可以用一个看似简单的矩阵运算<sup>[1]</sup>来表示,因为受到天线阵物理特性的限制,却是现有无线技术几乎无法解决的难题.

除了上述问题之外,应该看到在实际的 MIMO 物理系统中,图1中的收天线  $R_{x1}$  的收信号  $x_1$  中含有  $N_t$  根发天线的信号,为了构成  $T_{x1}$  和  $R_{x1}$  之间的 IRFC,必须从  $x_1$  的基带收信号中去除  $N_t - 1$  路非期望信号,此时还未考虑多径传播和  $N_t - 1$  路非期望信号的能量利用及其引入的噪声处理问题.文献[1]中称可以用在基带上实现的 JD 完成这一过程,然而 JD 只在粗多径传播环境的 CDMA 系统中才有理论上实现的可能性,在实践中有许多难题尚待解决.在 MIMO 研究文献[2,3]中都未给出这一重要问题的解决方法,所以它们所给结论的正确性尚待研究.

MIMO 系统物理模型的另一个问题是它并不适用多散射或多径传播无线环境,因为在图1中并未给出由散射或多径传播所形成的信道.考虑到多径传播影响时,给出的总信道数  $M$  还需上升数倍.若假定多根发天线由无线环境中的多个散射源或多径传播反射源替代时,即使不使用多根发天线,也能得到类似的 MIMO 物理模型,而且还无需将发功率分配给  $N_t$  根发天线使用,还可减少所需处理的信道数,大幅度简化接收电路并减少 MPF 出现的概率.这将否定使用多根发天线的必要性,使 MIMO 理论的基础不稳.

需要强调的是:实现 JD 时要求的环境特点是粗多径传播环境.它的物理含义是多径信号间的时延较大,必须大于 CDMA 系统中一个码片的持续时间.能实现 JD 的另一个条件是:需要使用扩频通信系统.由于多根发天线间的距离很近,它们产生的多径信号到达收天线时,多径信号间的时延极小,属于细多径传播环境.室内散射环境也同样属于细多径传播环境,此时无法利用码片持续期较长的训练序列测出多径信道特性,所以也无法构建 JD.实用 OFDM 系统的频道带宽约为 20KHz,在其中传送的、可用于测试多径信道特性的前缀码元的持续期更长.又没有使用 CDMA 通信方式,所以在 OFDM 系统中成功构建 JD 的可能性更小.然而用于论证 MIMO 理论正确性的论文却都选用了 OFDM 系统.由上述讨论可以证明,MIMO 理论中构建  $M$  路 IRFC 的基础条件是很难实现的.

### 4 MIMO 多天线发信波束的方向性

本节将主要利用物理概念清晰且简单的相干解调表达式证明 MIMO 多天线发送的技术缺陷.假定 MAPU 在处理收信机  $R_{x1}$  输出的收信号  $x_1$  时,首先对  $x_1$  进行

相干解调处理. 设该系统工作于 CDMA 方式, 并带有下行导频信号; 发端只有 2 根发天线, 即只有  $T_{x1}$  和  $T_{x2}$  两套发信设备, 并采用 QPSK 调制方式. 相干解调时需要提供与收信号载波同步的本地载波. 接收到的导频信号 (Pilot) 经载波恢复电路处理后得到一路本地恢复的与  $T_{x1}$  收信号相干的载波, 可以表示为

$$C_{1L}(t) = \cos w_{1L}t - \sin w_{1L}t \quad (6)$$

其中  $w_{1L}$  为相干载波角频率, 它的具体实现方法见文献[15].

图 1 中的输出信号  $x_1$  中应包含  $T_{x1}$  的发信号  $S_1(t)$  和  $T_{x2}$  的发信号  $S_2(t)$ , 可分别表示为

$$S_1(t) = D_1(t)PN_{11}(t)\cos w_1t - D_1(t)PN_{Q1}(t)\sin w_1t \quad (7)$$

$$S_2(t) = S_1(t - t_{d1}) \quad (8)$$

式中,  $D_1(t)$  为用户数据,  $PN_{11}(t)$  和  $PN_{Q1}(t)$  用于表示系统的地址码. 根据相干解调原理, 在 QPSK 相干解调器中, 用本地恢复相干载波信号  $C_{1L}(t)$  与接收信号  $x_1$  相乘进行相干解调, 可获得 QPSK 解调器两路正交解调输出信号如下

$$I = I_1 + I_2\cos\theta_2 + Q_2\sin\theta_2 \quad (9-1)$$

$$Q = Q_1 + Q_2\cos\theta_2 - I_2\sin\theta_2 \quad (9-2)$$

显然, 基带信号  $I$  中含有三个 VIRFC 的信号, 其中  $I_1$  为对应于  $T_{x1}$  和  $R_{x1}$  间独立随机信道的信号. 由式 (7)、(8) 和 (9), 可得如下各变量的对应关系.

$$I_1 = D_1(t)PN_{11}(t) \quad Q_1 = D_1(t)PN_{Q1}(t) \quad (10-1)$$

$$I_2 = D_1(t - t_{d1})PN_{11}(t - t_{d1}) \quad (10-2)$$

$$Q_2 = D_1(t - t_{d1})PN_{Q1}(t - t_{d1})$$

如果  $T_{x2}$  的信号与  $T_{x1}$  的信号相比, 有  $t_{d1}$  的时间延迟, 则其相位延迟  $\theta_2$  应等于  $[w_1(t - t_{d1}) - w_1t]/2\pi$  的余数, 故  $x_1$  中  $T_{x2}$  的收信号为:

$$S_2(t) = I_2\cos(w_1t + \theta_2) - Q_2\sin(w_1t + \theta_2) \quad (11)$$

由式 (9)、(11) 可以看出, 当本地恢复载波  $C_{1L}(t)$  与收信号  $S_2(t)$  不同步并存在相位误差  $\theta_2$  时, 解调器输出信号  $I$  和  $Q$  中,  $T_{x2}$  的收信号并未实现相干解调, 会受到相干载波相位差  $\theta_2$  的影响.

将式 (9-1) 用在处于粗多径传播环境中的 CDMA 单天线发信系统时, 设  $S_2(t)$  为多径干扰 (MPI), 其影响表现在两个方面: 一方面使得输出信号中  $I_2$  或  $Q_2$  的幅度下降甚至极性变反, 会使 RAKE 接收机的隐分集接收性能下降; 另一方面表现为由于相位差的存在, 在解调器输出信号中引入了  $I$  路与  $Q$  路信号之间额外互干扰, 即  $I$ 、 $Q$  正交信道间干扰, 它也会对系统的性能产生重要影响. 对于其它路径收信号的分析与此类似, 在此不再赘述. 显然, 由式 (9-1) 也可以判定, 当 MPF 发生时, 利用基带处理提升 RAKE 接收机性能的方法效果较

差, 用文献[16]的方法可以获得更好的效果.

假定 2 根发天线的距离为  $\lambda/2$ , 送入  $T_{x1}$  和  $T_{x2}$  的 2 个本地载波相位相同, 则  $T_{x1}$ 、 $T_{x2}$  发出信号的载波相位相同. 当收信机处于 2 根发天线的垂直线上时, 由于两根天线至收信机的距离相等, 所以  $\theta_2 = 0$ , 有

$$I = I_1 + I_2 \quad (12)$$

$$Q = Q_1 + Q_2 \quad (13)$$

显然此时 2 根发天线的收信号在接收端为同相迭加, 形成正的 MPI, 具有同相分集发送的效果.

再考虑当接收机处于 2 根发天线的水平连线上时, 由于 2 根天线至收信机的距离相差  $\lambda/2$ , 所以有  $\theta_2 = \pi$ . 形成负的 MPI, 此时应有

$$I = Q = 0 \quad (14)$$

在整个收信机可移动的平面内,  $\theta$  应处在  $[0, 2\pi]$  内, 此时对收信号  $x_1$  进行相干解调后的值应由式 (9) 决定. 它会随着收信机的方位而变. 然而在相控阵天线系统中, 由于发端会对送至天线的信号相位进行控制, 能保证此时的  $\theta \equiv 0$ , 且发信方向可变, 所以一定会取得赋形增益, 其功率增益值为 3dB, 多个阵元情况下的计算方法见文献[17]. 显然, 相控阵天线的定向发送作用具有聚集电磁波能量的效果, MIMO 并不具备这种功能, 反而 would 会形成非均匀覆盖.

此处, 利用极简单的数学分析方法、清晰的物理概念和相干解调表达式证明了在 2 根发天线的情况下, 一定会形成某种定向发送波束. 在性能模拟小节中还将利用两根发天线的馈电信号具有多种相位时的模拟波束图证明这一点. 此时也无法用基带处理的方法克服由多天线发信产生的非均匀覆盖的影响. 因此, 多天线发信产生的非均匀覆盖将成为怀疑 MIMO 理论应用合理性的一个关键论据.

## 5 利用 SHPCA 技术提升系统容量

以上已经从多个方面分析了 MIMO 理论的应用问题, 下面将提出用于取代 MIMO 技术的 SHPCA 技术, 将使用 PCA 技术提升收信端的 SNR, 用于换取  $\eta_f$  增益, 即信道容量. 也将用 PCA 技术实现 SDM, 并用于提升信道容量. 利用文献[15]和[17]中给出的来波方向检测、基带波束形成方法可以构成一个 SHPCA 系统的基本物理模型.

以单天线传输系统为比较基准, 考虑  $N_t$  根发阵元和  $N_r$  根收阵元所构成的收发信系统所能增加的信道容量. 若利用 SHPCA 技术替代 MIMO 理论, 则会取得完全不同的结果. 规定单天线通信系统的发功率与 SHPCA 系统  $N = N_t$  根发阵元总的发功率相等. 按照 PCA 原理, 设阵元间隔为  $\lambda/2$ , 可以取得  $N_t$  倍的收信 SNR 增

益<sup>[17]</sup>. SHPCA 系统使用  $N = N_r$  根阵元时, 视多个阵元收信号合并器在收信系统中的位置, 可以取得约  $N_r^2$  倍或  $N_r$  倍的收信 SNR 增益<sup>[18]</sup>. 这些结论符合 PCA 的基本物理概念, 此处不再赘述. 上述两项将极大地增加 SHPCA 系统收信端的 SNR, 可以取得部分信道容量增益  $G_{epc}$ , 还可以将 SNR 的增加部分用于提升系统的  $\eta_f$ . 视 AE 数及其排列方法, PCA 还能将单天线在  $360^\circ$  平面范围内均匀辐射的电磁波功率压缩到  $30^\circ$  甚至更小的扇区范围内, 形成定向发送波束, 在物理实体中真正实现 SDM 或空分多址 (SDMA). 这样就能增加频谱使用的一个新维度, 即空间维度. 可以将  $360^\circ$  平面以  $30^\circ$  范围进行分割, 利用扇区复用技术使得同一段信道带宽可以在  $360^\circ$  平面范围内同时使用 12 次, 使信道容量或  $\eta_f$  再提高 12 倍, 此时将取得由 SDM 产生的容量增益  $G_{cs} = 12$ . 从上面的讨论可以看出 SHPCA 系统的信道容量增益由 SNR 增益决定的  $G_{epc}$  和由 SDM 产生  $G_{cs}$  两项参数组成.

下面在 Shannon 公式 (4) 的基础上给出当使用 PCA 使收信 SNR 上升时, SHPCA 系统的 WCC 公式. 由于收发天线阵的作用将使收信 SNR 分别上升  $N_t$  和  $N_r^2$  倍, 则可求得 SHPCA 系统由 SNR 上升决定的部分 WCC 公式为

$$C_p = \log_2(1 + N_t \times N_r^2 \times S/N) \quad \text{bps/Hz} \quad (15)$$

也可以求得与单天线系统相比, SHPCA 方法中由 PCA 产生的 SNR 增益导致信道容量  $R_b$  的增加倍数为

$$G_{epc} = \log_2(1 + N_t \times N_r^2 \times S/N) / \log_2(1 + S/N) \quad (16)$$

为易于比较, 取  $S/N = 6\text{dB}$ , 即 4 倍时  $G_{epc}$  的值列于表 1.

表 1 阵元数与信道容量增加倍数  $G_{epc}$  的关系

$N_t = N_r =$	2	4	6	8
$G_{epc}$	2.15	2.58	3.34	3.88
$G_{cmi}$	2	4	6	8

假设 MIMO 理论成立时, 根据式 (5), 同理可求得它信道容量  $R_b$  增加的倍数为

$$G_{cmi} = N = N_t = N_r \quad (17)$$

由此, 可列表 1. 表 1 中未考虑 SHPCA 方法中由 SDM 引入的容量增益  $G_{cs}$ . 在使用 6AE 线阵  $120^\circ$  扇区覆盖的 SHPCA 系统中, 可以使用  $20^\circ$  的 PCA 子扇区复用, 可取得的  $G_{cs} = 6$ , 所以 SHPCA 系统总的信道容量增加倍数  $G_{ct} = G_{epc} \times G_{cs}$ , 由此可以求得 SHPCA 系统总的信道容量公式, 考虑到 6 个方向时还需保持发功率不变, 应有

$$C_{pt} = G_{cs} \log_2(1 + N_r^2 \times S/N) \text{bps/Hz} \quad (18)$$

此时, SHPCA 系统信道容量的增加倍数将大幅超过不可实现的 MIMO 系统. 在上述研究中尚未全部利用 PCA 垂直发送方向上可取得的功率增益, 引入此部分增益可以进一步增加系统容量.

在 Shannon 公式应用原理和相控天线阵基础上, 此

处给出 SHPCA 系统容量公式, 空间为第三维度, 另两个维度分别为信道带宽和 SNR. 其容量正比与收发天线数和 SDM 次数, 比 Shannon 公式具有更高的效率.

下面估算与单天线 QPSK 系统相比, SHPCA 系统实际可取得的容量增益. 设 SHPCA 系统收发信端各使用相隔  $\lambda/2$  的 6 根 AE, 此时 SNR 的最大增益约为 23dB, 参考节 6 中给出的多进制调制的 BER 曲线, 可以选用 256QAM 调制方式.

此时利用 PCA 提升  $\eta_f$  所得 SHPCA 系统  $R_b$  实际增加的倍数为

$$G_{cr} = \log_2 256 / \log_2 4 = 4 \quad (19)$$

接近 SHPCA 公式给出的理论值  $G_{epc}$ . 还应该考虑使用格栅编码调制 (TCM)<sup>[12]</sup> 等效率更高的编码调制方式进一步提高系统的  $\eta_p$  和  $\eta_f$ .

由节 6 图 6 给出的 6AE 线阵定向发送波束图可以看出, 它所形成的定向波束约为  $20^\circ$ , 在 3 扇区线阵应用中, 该线阵应提供  $120^\circ$  的覆盖范围, 利用 SDM 所取得的信道容量增益  $G_{cs} = 120^\circ / 20^\circ = 6$ . 由于系统中存在多个方向的用户, 此时需要提供的发功率上升, 实际的频谱利用率增益  $G_{cr} = G_{cr} \times G_{cs} \approx 24$  倍, 将大幅度超过 MIMO 系统的  $G_{cmi} = 6$  倍.

## 6 系统相关模拟曲线

本节将给出一些多天线发射波束图的模拟结果和用于证明 SHPCA 系统正确性所需的相关模拟曲线.

### 6.1 波束性能模拟

图 2 中给出两根发天线的馈电信号具有多种相位时的波束模拟图. 从图中给出的、具有不同相位天线馈电信号的波束图中, 可以看出: 定向发信波束的方向会有很大的变化. 显然, 由于 MIMO 系统并不控制多根发天线馈电信号的相位, 因此, 发天线信号的馈电相位将由系统中电路的分布参数决定, 会产生方向不确定的定向发信波束. 此时无法用基带处理的方法克服由多天线发信产生的非均匀覆盖的影响.

文献 [1] 中曾举例选用上述间隔  $\lambda/2$  的两阵元多天线配置, 它举例用的另一种配置可能出现的波束图见图 3. 从图 3 中亦可看出, 在  $0^\circ$ 、 $90^\circ$  等方向的大面积区域内也无法正常通信, 导致系统可用容量  $R_b \approx 0$ . 图 4 中给出文献 [3] 中举例用的 2AE 相距  $10\lambda$  时的一种波束图, 图中亦存在许多收信号强度为 0 的方向, 在这些方向上可用的信道容量为 0.

图 5 中给出文献 [2] 中举例用的相距  $2\lambda$  的 3AE 线阵的一种波束图, 图中亦存在许多收信号强度为 0 的方向. 文献 [4] 给出 MIMO 系统的性能模拟曲线时, 居然未考虑天线间隔.

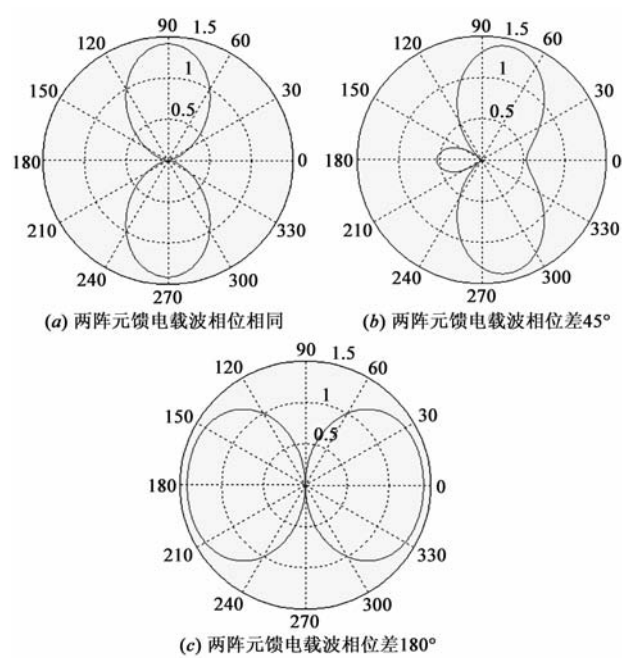


图2 两阵元、间隔 $\lambda/2$ 的波束图

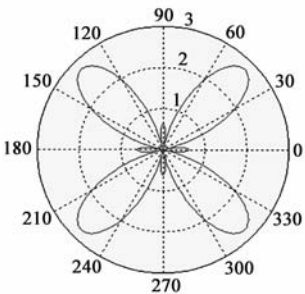


图3 4AE相邻 $\lambda/2$ 矩形阵的波束图

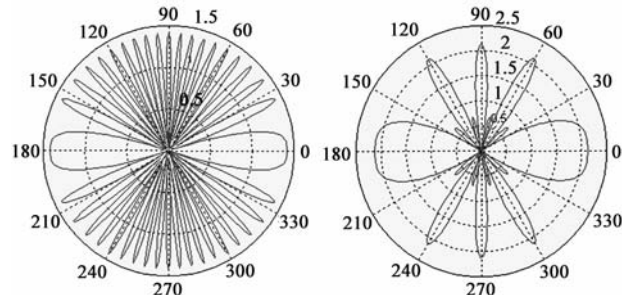


图4 相距 $10\lambda$ 的2AE线阵波束图 图5 相距 $2\lambda$ 的3AE线阵波束图

从上述 MIMO 系统研究文献举例用多种天线阵的波束图中可以看出:MIMO 系统无法提供所要求覆盖范围内正常通信所需 SNR 的要求,可能存在严重的技术缺陷,还需进一步研究 MIMO 理论的应用性能.

6.2 SHPCA 系统的相关模拟曲线

据文献[17] 可以模拟出图 6 中的 6AE 线阵 60°定向发送波束图,可用于说明 PCA 的定向发射能力或电磁波辐射能量的集聚能力,具有提升收信端的 SNR 并实现 SDM 的功能.

根据式(15),给出本文所给 SHPCA 部分信道容量

$C_p$  随 SNR 变化曲线的数值计算结果见图 7.模拟中取  $N = N_t = N_r = 1 - 6$ ,亦规定单天线系统与多 AE 天线阵系统的发信功率相等.当  $N_t = N_r = 1$  时即为单天线系统.从图中可见单天线系统的信道容量随 SNR 的上升缓慢增加.与单天线系统相比,SHPCA 系统由 SNR 决定的部分信道容量  $C_p$  正比于阵元数,增加较快.考虑到 SDM 的作用,此段频带的信道容量还可以上升  $G_{cs}$  倍,其值将由定向窄波束和单天线覆盖范围决定.如同节 2 和节 5 中所指出,理论极限容量并不是系统的实际容量,系统必须将由天线阵产生的 SNR 增益变换为  $\eta_f$  的增益,才能真正提升信道容量.

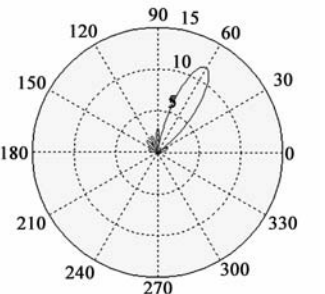


图6 6AE线阵60°定向发送波束图

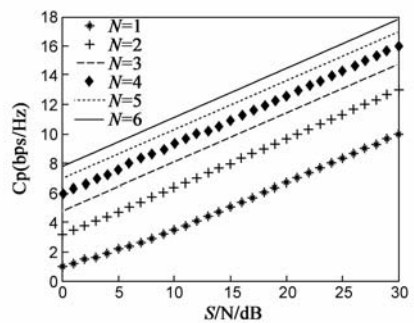


图7 SHPCA部分信道容量 $C_p$ 与SNR的关系

据文献[12]中给出的 M 进制正交幅度调制 (MQAM)方式的 BER 公式,可以绘出图 8 中不同进制 MQAM 方式的 BER 曲线.从图中可以求得不同调制方式所要求的 SNR.在应用 SHPCA 方法时,应首先求得使用天线阵定向收发信时可取得的 SNR 增益.利用该 SNR 增益和对原调制方式 BER 取相同值时所需要的 SNR 值,可以确定应选用的、较高进制的调制方式.此时,可以在保持系统原码元速率不变、即传送带宽不变的前提下提高系统容量  $R_b$ ,即用 SNR 的上升换取  $\eta_f$  的上升.

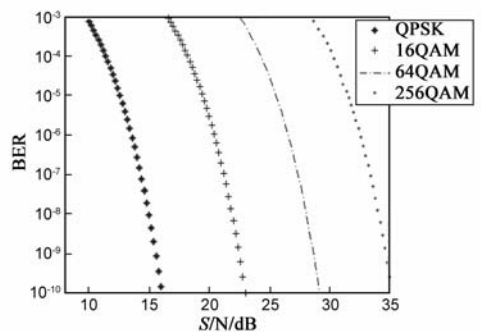


图8 MQAM方式的BER曲线



## 7 结束语

MIMO 理论<sup>[1]</sup>试图用基带实现的联合接收机构建多对收发天线间的 IRFC,在其基础上实现 SDM 和多信道的分集接收,以提升 SNR 并用于提高信道容量.基带上构建的 IRFC 并不符合 SDM 的物理概念.SDM 只能用相控天线阵产生的定向窄波束实现,所以在物理上无法实现 MIMO 定义的 SDM.

根据 MIMO 数学模型导出的物理模型只定义了多对收发天线间的“IRFC”,并未考虑 MIMO 适用环境,即多径传播和散射环境的影响,此时的无线传播信道数将再上升数倍.MIMO 理论需要同时使用多个同频发天线,然而它并未考虑多天线的特定排列形成的、不可避免的定向波束形成作用,会形成许多无法预测方向的、大面积电磁波覆盖盲区,必将导致通信失败.

MIMO 用多个发天线形成多径传播信道,会将宝贵的发功率用于制造极难克服的 MPF、CCI 或细多径干扰,使信号接收环境变得更为恶劣、要求的收信号处理过程更为复杂.还试图利用联合接收机对多天线发射形成的细多径信道收信号进行分集接收.由于这些收信号间的时延太小,要求的分集接收在实用系统中无法实现.在单天线多径传播衰落环境中产生的粗多径信道收信号间的时延较大,且无需占用发功率.为利用粗多径信道的传播能量,CDMA 系统多使用 RAKE 接收机实现多径传播收信号的隐分集接收.

在 Shannon 公式和相控天线阵系统的基础上提出用 SHPCA 系统取代 MIMO 系统,并给出相应的无线信道容量公式,此处空间为第三维度.其容量正比于收发天线数和 SDM 次数,比 Shannon 公式具有更高的效率.

论文研究结论指出还需继续研究传统 MIMO 理论适用的电波传播环境及其应用价值.此外,本文对功率利用率与信道容量数值关系的研究也不够深入,还应该继续探讨功率利用率和频谱利用率对求取信道容量最大值时的综合影响.

## 参考文献

- [1] G J Foschini and M J Gans. On limits of Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas [J]. Wireless Pers. Commun., 1998, 6(3): 311 – 335.
- [2] A van Zelst, R van Nee, et al. Space Division Multiplexing (SDM) for OFDM Systems [A]. Proc of IEEE Veh. Technol. Conf. [C]. Tokyo: VETECs, 2000. 1070 – 1074.
- [3] Allert van Zelst, Tim C W Schenk. Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System [J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2004, 52(2): 483 – 494.
- [4] H Sampath, S Talwar, J Tellado, et al. A Fourth-Generation MIMO-OFDM: Broadband Wireless system: Design, Performance, and Field Trial Results [J]. IEEE Commun. Mag., 2002, 40(9): 143 – 149.
- [5] Student Book. LTE System Techniques [M]. Stockholm, Sweden: Ericsson, 2008. 115 – 120.
- [6] 焦慧颖. LTE-Advanced 中的多用户 MIMO 的标准化进展 [J]. 现代电信科技, 2010. 3: 95 – 99.
- [7] I Khan, P S Hall. Experimental Evaluation of MIMO Capacity and Correlation for Narrowband Body-Centric Wireless Channels [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, 58(1): 195 – 202.
- [8] Dian-Wu Yue, Jinhong Yuan. On the Power of MIMO Broadcast Systems Under SNR Constraints With Limited Feedback [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(1): 349 – 353.
- [9] C Masouros. Correlation Rotation Linear Precoding for MIMO Broadcast Communications [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(1): 252 – 262.
- [10] M Binelo, A L F De Almeida, et al. MIMO Channel Characterization and Capacity Evaluation in an Outdoor Environment [A]. Proc of 2010 Fall IEEE 72nd Vehicular Technology Conference (VTC 2010 – Fall) [C]. Ottawa: VETECF, 2010. 1 – 5.
- [11] J Blanz, A Klein, et al. Performance of a Cellular Hybrid C/ TDMA Mobile Radio System Applying Joint Detection and Coherent Receiver Antenna Diversity [J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 1994, 12(4): 568 – 574.
- [12] 傅海阳, 杨龙祥, 李文龙. 现代电信传输 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001. 2.
- [13] R S Blum, J H Winters, et al. On the capacity of cellular systems with MIMO [J]. IEEE Commun. Lett., 2002, 6(6): 242 – 244.
- [14] R S Blum. MIMO capacity with interference [J]. IEEE J. Sel. Areas Commun., 2003, 21(5): 793 – 801.
- [15] Xiangdong Jia, Wei Xio, Haiyang Fu, Junfeng Fan. An Easy Rake Receiver for TD-SCDMA Smart Antenna [J/OL]. Wireless Pers. Commun., DOI: 10. 1007/s11277-010-0012-x, 2010. 5, <http://www.springerlink.com/content/y59q87130k3943rl/>
- [16] 傅海阳, 戴振华, 郑建光, 贾向东. 多径信号载波相干解调 RAKE 接收机 [J]. 北京邮电大学学报, 2010, 33(3): 30 – 33.  
Fu Hai-yang, Dai Zhen-hua, Zheng Jian-guang, Jia Xiang-dong. RAKE Receiver with Carrier Coherent Demodulation for Multi-Path Signals [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2010, 33(3): 30 – 33. (in Chinese)
- [17] 贾向东, 李凡等. 智能天线基带幅度加权波束赋形及其 CDMA 应用性能分析 [J]. 电波科学学报, 2010, 25(3): 505 – 511.



Jia Xiang-dong, Li Fan, et al. Beamforming scheme for smart antenna by using base-band amplitude weighing and performance analysis in CDMA[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(3): 505 – 551. (in Chinese)

[18] Haiyang Fu, Xiao Kong, Jianguang Zheng, Xiangdong Jia.

Performance of Smart Antenna Receivers Implemented in Different Frequencies[A]. Proc of 2009 IET International Communication Conference on Wireless, Mobile and Computing Proceedings [C]. Shanghai: CCWMC, 2009. 622 – 625.

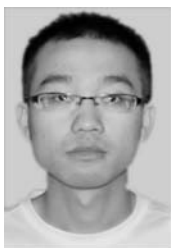
## 作者简介



**傅海阳** 男, 1951 年 6 月出生于上海市, 南京邮电大学通信与信息工程学院教授、博士生导师。曾作为国家公派访问学者出国研修近两年。在 SCI、EI 和国内外等核心学术刊物发表论文 60 余篇, 编写专著等 5 本, 获得国家发明专利 5 项, 92 年起获得国务院颁发的政府特殊津贴, 研究领域为移动互联网、移动通信与无线技术等。  
E-mail: fuhay@njupt.edu.cn



**曹士珂** 男, 1964 年 4 月出生于湖南省长沙市, 博士, 南京邮电大学通信与信息工程学院教授、硕士生导师。主要感兴趣的研究领域是无线通信及通信信号处理, 包括循环平稳信号及其应用, 信道均衡、信道辨识和抗干扰。  
E-mail: caosk@njupt.edu.cn



**陈技江** 男, 1987 年 2 月出生于浙江省绍兴市, 南京邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生, 主要研究方向为移动通信与无线技术。  
E-mail: chenji Jiang060703@126.com



**贾向东** 男, 1971 年 8 月出生于甘肃省渭源县, 西北师范大学讲师, 南京邮电大学博士研究生。曾参与了国家 973、863 等重点项目课题的研究, 在 SCI、EI 和国内外等核心学术刊物发表文章 20 余篇。研究方向为移动与无线通信关键理论与技术, 主要包括下一代无线网络、3G/B3G 技术、协作通信、压缩感知协作、网络编码、物联网技术等。目前主要集中于 3G/B3G 网络及其信号处理的研究。 E-mail: jiaxd@nwnu.edu.cn

(上接第 2234 页)

[5] 李壁镜, 王国俊. 正则蕴涵算子所对应的逻辑伪度量空间[J]. 电子学报, 2010, 38(3): 497 – 502.

LI Bijing, WANG Guojun. Logic pseudo-metric space of regular Implication operators[J]. Acta Electronic Sinica, 2010, 38(3): 497 – 502.

[6] 胡明娣, 王国俊. 模糊模态逻辑中的永真式与准永真式[J]. 电子学报, 2009, 37(11): 2484 – 2488.

HU Mingdi, WANG Guojun. Tautologies and quasi-tautologies in fuzzy model logic[J]. Acta Electronic Sinica, 2010, 37(11): 2484 – 2488. (in Chinese)

[7] 汪德刚, 谷云东, 李洪兴. 模糊模态命题逻辑及其广义重言式[J]. 电子学报, 2007, 35(2): 261 – 264.

WANG Degang, GU Yundong, LI Hongxing. Generalized tautology in fuzzy model propositional logic[J]. Acta Electronic

Sinica, 2007, 35(2): 261 – 264. (in Chinese)

[8] H B Wu. The theory of generalized tautologies in the revised Kleene system[J]. Science in China(E), 2001, 44: 233 – 238.

[9] S M Wang, B S Wang, F Ren. NML, A schematic extension of F. Esteva and L. Godo's logic MTL[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2005, 149: 285 – 295.

[10] 吴洪博, 张琼. NML 系统的有限强完备性定理[J]. 电子学报, 2010, 38(6): 1414 – 1418.

WU Hongbo, ZHANG Qiong. On the finite completeness of NML[J]. Acta Electronic Sinica, 2010, 38(6): 1414 – 1418. (in Chinese)

[11] F Esteva, L Godo. Monoidal T-norm based logic: Towards a logic for left – continuous t – norms[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2001, 124: 271 – 288.