

分布式多天线跳空收发技术(I)

殷勤业, 贾曙乔, 左莎琳, 董柳青, 尹诗媛
(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 为了解决无线通信中的安全保密性问题, 针对传统的跳频扩频方案存在的技术实现上的困难和无线频谱资源匮乏的矛盾, 对信号能量在空间的分布进行了研究, 结果表明: 在多天线收发数字无线通信中, 各处的信号空谱是不同的, 这说明无线通信不仅有频谱资源还有更为丰富的空谱资源。据此, 提出一种分布式多天线跳空收发方案——0/1 式跳空技术。该技术利用发端跳空图案, 通过训练得到收端多天线接收加权跳空图案, 从而无需确知收发两端的阵列流型, 也无需求解复杂的多径信道, 就能得到规整的星座图。仿真实验验证了 0/1 跳空收发技术方案的优越性和安全保密性。

关键词: 无线通信; 空谱; 跳空技术; 多天线; 跳频扩频; 安全保密性

中图分类号: TN918.91 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)01-0001-06

A Distributed Multi-Antenna Space Hopping Transceiver Technique(I)

YIN Qinye, JIA Shuqiao, ZUO Shalin, DONG Liuqing, YIN Shiyuan
(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Since traditional solutions like frequency hopping spread spectrum technique not only are technically difficult to implement but also make the frequency resources shortage even more critical, researches on signal's energy distribution over space are conducted to achieve secure wireless communications. The results indicate that space spectrum varies from location to location in multi-antenna transceiver wireless communications systems, which implies that plentiful space spectrum resources rather than frequency spectrum resources can be taken into account in secure wireless communications. Based on this point of view, a distributed multi-antenna space hopping transceiver technique—0/1 space hopping technique is proposed. In correspondence to the space hopping pattern at the transmitter, weights are obtained at the receiver via training, so that a regular constellation can be obtained at the receiver without either to know a prior the array manifold or to solve the sophisticated multichannel. Some simulation results are presented and analyzed to evaluate the performance of the proposed technique.

Keywords: wireless communications; space spectrum; space hopping technique; multi-antenna; frequency hopping spread spectrum; security

无线通信的安全性和保密性是通信领域, 尤其是军事通信中最为关注的问题。目前, 无线通信中最常用的安全保密技术措施是跳频技术, 但在实际中, 跳频通信却存在难以克服的技术问题。跳频的

保密性和扩频增益都需要在载波跳速快、跳幅大的条件下才能获得。然而, 跳频跳速和频率跳幅均会受到锁相环路的惯性(带宽)限制。同时, 载波频率的变化意味着发射和接收天线长度也要随之变化,

收稿日期: 2012-08-04。 作者简介: 殷勤业(1950—), 男, 教授, 博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60971113, 61172093, 61071125, 61102081); 国家创新群体科学基金资助项目(60921003)。

网络出版时间: 2012-10-31

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20121031.1106.010.html>

而短时间内大幅度调整天线的长度是很困难的,所以跳频通信载波频率的跳速和跳幅也会受到天线物理尺寸变化的制约。上述两方面就导致了跳频通信的扩频增益和保密性在实际中难以保证,同时跳频机制显然会使得日趋匮乏的频谱资源问题变得更为尖锐。

不难看出这种跳频技术根本没有真正应用无线通信的特点——多径。实际上,虽然跳频技术既可以应用于无线通信也可以应用于有线通信,但目前的跳频技术仅利用了频谱的扩频增益,而无线通信中更值得利用的是信号的空谱,因此跳频技术更加适用于有线通信。

一个重要的想法就是利用分布式天线 MIMO,使用丰富的空间谱资源,以获得可靠且截获率低的物理层无线通信传输模式。

目前,国内外对多天线收发技术的研究主要围绕两个方面展开:一个方面是从频域能量分布的角度研究的,包括窄带波束形成、定向传输^[1-4];另一个方面是从安全保密的角度研究的,而有关无线通信物理层安全保密的研究,大多是基于跳频的思想,即将跳频与无线信道的一些特性联系在一起进行安全保密通信。这两方面的问题归纳起来:一是不能摆脱频谱的限制,总试图从频谱的角度扩展频谱解决问题^[5-6];二是很多关于无线通信的研究没有建立起空谱的概念。之所以空域的概念没被普遍理解,是因为目前还没有有效描述空域信号的模型,甚至连一个简洁正确合理描述信道的模型也没有^[7-9]。

本文从基本的无线传播模型出发,考虑信号能量在空间的分布,从而建立起了空谱的概念。在此基础上,提出了一种跳空传输方案,研究如何利用空间谱资源来解决无线通信中的通信传输能力和安全保密性的问题。

1 0/1 式跳空传输模型

通常的无线安全传输模型框图如图 1 所示。发射方 Alice 有 J 根发射天线,期望用户 Bob 有 K 根

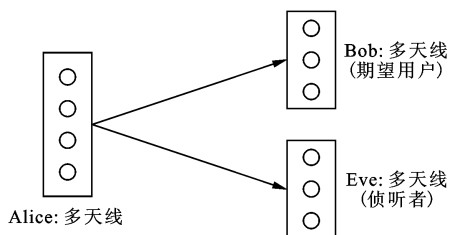


图 1 无线安全传输简化模型

接收天线,而侦听用户 Eve 用 M 根天线侦听。无线信号传输的特点就是有多径,特别是考虑多天线 MIMO 系统必然要涉及到信号空谱的概念。所谓信号的谱是指信号幅度或功率的一种分布,例如:信号幅值在时域上的分布构成时谱,在频域上的分布构成频谱,而无线信号能量在传播空间域的分布即为空谱,关于空谱概念的详细讨论见文献[10]。总之,空谱概念的确立是无线信号收发研究,特别是多天线 MIMO 系统研究的关键。

采用窄带信号模型,解析化的发射信号为

$$s(t) = s_0 e^{j(\omega t + \phi_0)} \quad (1)$$

式中: s_0 和 ϕ_0 分别为发射信号的幅度与初相; s_0 , ϕ_0 是调制解调参数; ω 为载波频率。据此,有

$$s(t + \tau) = s(t) e^{j\omega \tau} \quad (2)$$

针对信道模型做出如下假设:①传播介质是均匀的、线性的、各向同性的;②各阵元间距离大于波长,阵元间的影响可以忽略不计;③各阵元和信道中的噪声均为高斯加性白噪声,是相互独立的,且与信号无关;④信道是慢时变的,即在进行通信的一段时间内,信道特性是恒定的。此时,接收端信号可以描述为

$$r_{n,l}(t) = s(t) b_{n,l} e^{j\omega \tau(x_{n,l}, y_{n,l}, z_{n,l})} + v_{n,l}(t) \quad (3)$$

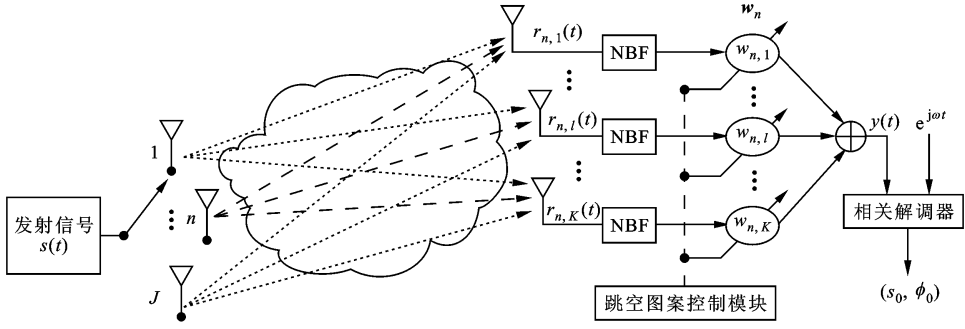
式中: $r_{n,l}(t)$ 和 $b_{n,l}$ ($0 < b_{n,l} < 1$) 分别为第 n 根发射天线到第 l 根接收天线的接收信号和幅度衰减系数; τ 、 $(x_{n,l}, y_{n,l}, z_{n,l})$ 和 $v_{n,l}(t)$ 分别为收发天线之间信号产生相移所对应的等价时间、收发天线之间等价电波传输距离的三维空间分量和信道与接收天线端均值为 0 的加性高斯白噪声。

基于信道和收发信号模型,0/1 式跳空传输模型如图 2 所示(图 2 是示意图,并不表示收发端的实际距离)。发射天线在电子开关接通的时候发射,断开的时候停止发射。电子开关不断地在发射天线阵列中各天线之间切换,发射信号 $s(t)$ 就会由不同的发射天线发射出去。多个接收天线构成不规则的分布式天线阵列。在接收端,将接收天线阵列接收到的信号 $\mathbf{R}_n(t)$ 经过窄带滤波器(NBF)滤除噪声后,再进行加权处理,最后合成接收信号 $y(t)$ 。

单发多收的信号接收模型如下

$$\begin{bmatrix} r_{n,1}(t) \\ r_{n,2}(t) \\ \vdots \\ r_{n,K}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(t) b_{n,1} e^{j\omega \tau(x_{n,1}, y_{n,1}, z_{n,1})} \\ s(t) b_{n,2} e^{j\omega \tau(x_{n,2}, y_{n,2}, z_{n,2})} \\ \vdots \\ s(t) b_{n,K} e^{j\omega \tau(x_{n,K}, y_{n,K}, z_{n,K})} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{n,1}(t) \\ v_{n,2}(t) \\ \vdots \\ v_{n,K}(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

令 $\mathbf{R}_n(t) \triangleq [r_{n,1}(t), r_{n,2}(t), \dots, r_{n,K}(t)]^T$, 定义



$w_{n,l}$ ($l=1,2,\dots,K$):由第 n 根天线发射、第 l 根天线接收到的信号的加权重;
 $y(t)$:对所有接收天线收到的信号加权合成后的输出信号;NBF:窄带滤波器

图2 0/1式跳空传输模型示意图

从第 n 根发射天线到达接收天线阵列的 K 个信道为 K 维列向量 $\mathbf{b}_n$,即

$$\mathbf{b}_n \triangleq [b_{n,1}e^{j\theta_{n,1}}, b_{n,2}e^{j\theta_{n,2}}, \dots, b_{n,K}e^{j\theta_{n,K}}]^T \quad (5)$$

式中: $\theta_{n,l} \triangleq \omega\tau(x_{n,l}, y_{n,l}, z_{n,l})$ 。

那么,单发多收的接收信号模型(式(4))可以简化为

$$\mathbf{R}_n(t) = \mathbf{b}_n s(t) + \mathbf{V}(t) \quad (6)$$

对式(6)两边取期望可得

$$E[\mathbf{R}_n(t)] = \mathbf{b}_n s(t) \quad (7)$$

$\mathbf{b}_n$ 客观存在,由信道模型假设可知,在进行通信的一段较短的时间内, $\mathbf{b}_n$ 恒定,希望在收方获得发射信息 $s(t)$ 。式(7)描述的是 K 个关于 $s(t)$ 的方程,所以它是一个关于 $s(t)$ 的超定方程,可用于求 $s(t)$ 在最小二乘意义下的解。因为 $(\mathbf{b}_n)_{K \times 1}$ ($K > 1$) 是个列矢量,也可以称为列满秩的矩阵,这样 $\mathbf{b}_n$ 的伪逆为

$$\mathbf{b}_n^+ = (\mathbf{b}_n^H \mathbf{b}_n)^{-1} \mathbf{b}_n^H = \frac{\mathbf{b}_n^H}{\|\mathbf{b}_n\|^2} \quad (8)$$

所以 $s(t)$ 在最小二乘意义下的解为

$$s(t) = \mathbf{b}_n^+ E[\mathbf{R}_n(t)] = \frac{\mathbf{b}_n^H}{\|\mathbf{b}_n\|^2} E[\mathbf{R}_n(t)] \quad (9)$$

2 分布式天线发射接收的方法

为了实现基于上述模型的跳空技术,并利用该技术达到扩空加密的效果,需要在传输信号时不断地改变 Alice 与 Bob 之间的信号空谱。与跳频的扩频加密类似,跳空的扩空增益也受到两方面因素的影响:跳空的跳幅和跳速。具体来说就是:信号的空谱变化幅度越大,相应的空谱跳幅就越大,扩空增益也就越大。同时,信号空谱变化的速度越快,扩空增益也越大。下面仅就分布式 0/1 跳空收发技术进行详细的讨论。

假设在通信之前,收发双方对于信道 $\mathbf{b}_n$ 没有先验信息,需要通过训练才可以得到 $\mathbf{b}_n$ 。假定收发双方的晶振频率同步。训练的方法是:收发双方提前约定好将要进行通信的信号 $s(t)$,收方以本地晶振为基准,由于收发双方无法做到相位同步,故以收方的角度来看,发射信号相对于真正的发射信号有某一固定的相移 ϕ ,即 $\bar{s}(t) = s(t)e^{j\phi}$ 。从而单发多收的接收信号模型式(6)需要修改为

$$\mathbf{R}_n(t) = \mathbf{b}_n \bar{s}(t) + \mathbf{V}(t) \quad (10)$$

发方按照约定发射信号,对于第 n 根天线发射的信号,接收到的信号是 $\mathbf{R}_n(t)$ 。进行内积相关检测(等价于平稳信号的统计相关检测),检测结果为

$$\xi_n = \langle \mathbf{R}_n(t), e^{j\omega t} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{R}_n(t) e^{-j\omega t} dt = E[\mathbf{R}_n(t) (e^{j\omega t})^*] \quad (11)$$

将式(10)带入式(11),可得

$$\xi_n = E[\mathbf{b}_n e^{j\phi} e^{-j\omega t} s(t) + \mathbf{V}(t) e^{-j\omega t}] \quad (12)$$

由于噪声与信号无关且均值为 0,因此式(12)可化简为

$$\xi_n = \mathbf{b}_n e^{j\phi} s_0 e^{j\phi_0} \quad (13)$$

从而,收方通过训练可以获得与信道相关的信息 ξ_n 。针对收发双方相位不同步, ξ_n 中还引入了一个固定的常数因子 $e^{j\phi}$ 。

发射天线阵列由 J 根天线组成,天线的序号分别是 $1, 2, \dots, J$,每一根发射天线都对应一个接收加权向量 $\mathbf{b}_n$,因为由不同的发射天线发射会经历不同的传输路径,所以 $\mathbf{b}_i$ 与 $\mathbf{b}_j$ 相互独立。为了获得每一根天线的 $\mathbf{b}_n$,需要对每一根发射天线进行单独的训练,训练方法与式(11)的单发多收的信道训练方法相同。

接下来设计权值,通过对接收信号加权来恢复发射信号。对于第 n 根天线发射的信号,其恢复信

号为

$$y(t) = \mathbf{W}_n \mathbf{R}_n(t) \quad (14)$$

式中: $\mathbf{W}_n$ 为设计的权值

$$\mathbf{W}_n = \frac{\xi_n^H}{\|\xi_n\|^2} \quad (15)$$

那么恢复的信号为

$$y(t) = \frac{\xi_n^H \mathbf{R}_n(t)}{\|\xi_n\|^2} = s(t) + \frac{\xi_n^H}{\|\xi_n\|^2} \mathbf{V}(t) \quad (16)$$

QPSK 信号的解调可以通过相关检测实现

$$E[y(t)e^{-j\omega t}] = E\{s_0 e^{j(\omega t + \phi_0)} e^{-j\omega t}\} + E\left\{\left(\frac{\xi_n^H}{\|\xi_n\|^2}\right) e^{-j\omega t} \mathbf{V}(t)\right\} \quad (17)$$

假设噪声的各个分量之间是相互独立的,可得

$$E[y(t)e^{-j\omega t}] = s_0 e^{j\phi_0} \quad (18)$$

式(18)解得的 (s_0, ϕ_0) 就是 QPSK 星座图的位置。

0/1 跳空技术中,标明发射天线切换顺序以及切换时序的图就是跳空图。跳空图类似跳频中的跳频图案,例如:收发双方只有在频率同步/相位同步的前提下,严格按照跳空图进行发射和接收,才能够正确传输信息。这一点与跳频类似,但两者也有些不同:在跳频通信时,一旦跳频图案泄露,任何侦听者都可以截获通信内容,但在跳空通信中,即使跳空图案泄露,侦听者仍旧无法侦听。这是因为接收加权向量 $\mathbf{b}_n$ 是一个与发射/接收位置紧密相关的量,侦听者的位置只要与收方有稍许差别,接收加权向量就与收方完全不同了。

3 0/1 式跳空通信的仿真实验

根据第 2 部分介绍的工作原理,按照图 2 的跳空系统模型对 0/1 式跳空技术进行了仿真实验。由于图 2 中 NBF 组的作用使得跳空系统的性能特别好,所以本文的仿真实验均去除了窄带滤波器组。即便如此,0/1 式跳空系统仍有卓越的性能。

不考虑噪声的影响,根据图 2 中的 0/1 式跳空系统模型,采用 13 发(编号从 A~M)4 收的天线阵列,发端发射标准 QPSK 信号(编号从 1 到 4),跳空图案设计为 AAAABBBB...MMMM。将接收天线阵列收到的信号直接相加合成,用 Q、I 分别表示接收信号的实部和虚部,其星座图如图 3 所示。图 4 是经跳空图案训练加权恢复后的信号的星座图。

如图 3 所示,同一种图注对应的信号的星座图正交,这说明同一根天线发射的标准 QPSK 信号在收端仍然正交。但是,由 13 根空间位置不同的天线发出的标准 QPSK 信号,经过不同的信道作用后,

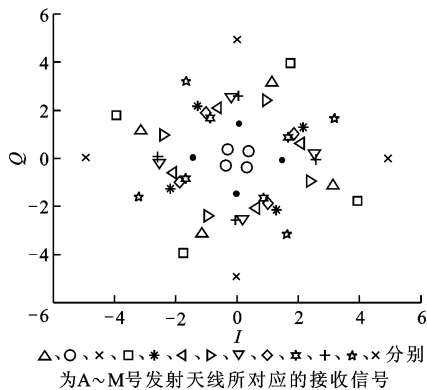


图 3 13 发 4 收情况下未加权的接收信号的星座图

在收方形成了 13 个幅度和旋转角度均不同的 4 点星座图,这些非同相的星座图叠放在一起形成了无规律可循的星座图。这表明空间各处的信号空谱是不同的。

为了更加清楚地呈现不同的发射天线发射同一调制信号 $i(i=1,2,3,4)$ 所对应的接收信号在星座图上的分布情况,将图 3 中调制信号 i 对应的接收信号分别抽取出来,单独用星座图表示,结果如图 4 所示。

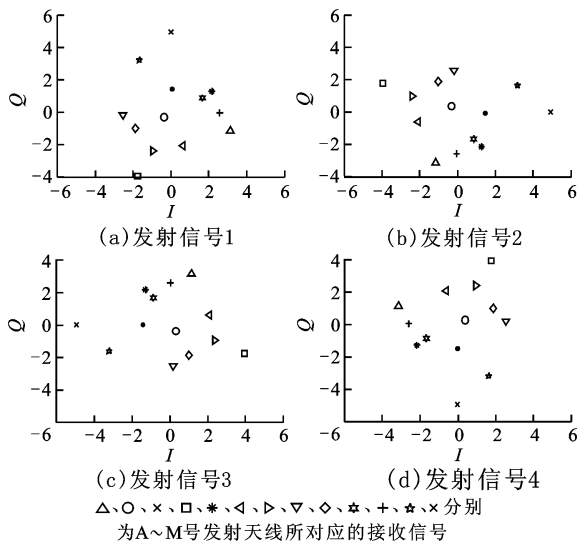


图 4 13 发 4 收情况下各个发射信号对应的未加权的接收信号的星座图

图 4 中,接收符号无规律地散布在整个星座图上,甚至都不对应 4 个独立的区域,因此接收方不能判别发方采用了何种调制方式;另外,同一个调制信号并不落在星座图上邻近的位置,例如发射信号 3 在第 I、II、III、IV 象限内均有出现,从这样的星座图进行符号判决将无章可循。值得注意的是,这里并未考虑噪声。实际上,这里的 0/1 式跳空技术利用了各处的信号空谱不同这一性质,使得接收端在没

有正确加权处理不同位置发射天线的空谱时就无法正确接收检测。

加权恢复后信号的星座图如图 5 所示。由图 5 可知,接收端在获得训练权值后不仅可以恢复原始信号,而且恢复后的信号的星座图是规整的星座图。这就体现了 0/1 式跳空的安全保密性。

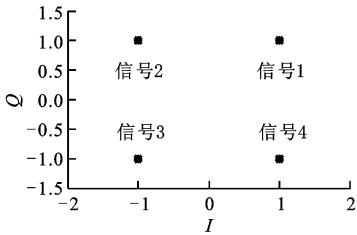


图 5 13 发 4 收情况下加权恢复后信号的星座图

下面考虑有噪声情况下,0/1 式跳空技术对接收端信号接收检测的影响。

采用 2 发 4 收的天线阵列,发端发射标准 QPSK 信号,在接收信号中分别加入信噪比为 -10 dB 、 0 dB 、 10 dB 的噪声,加权恢复后得到 QPSK 信号,其星座图如图 6 所示。

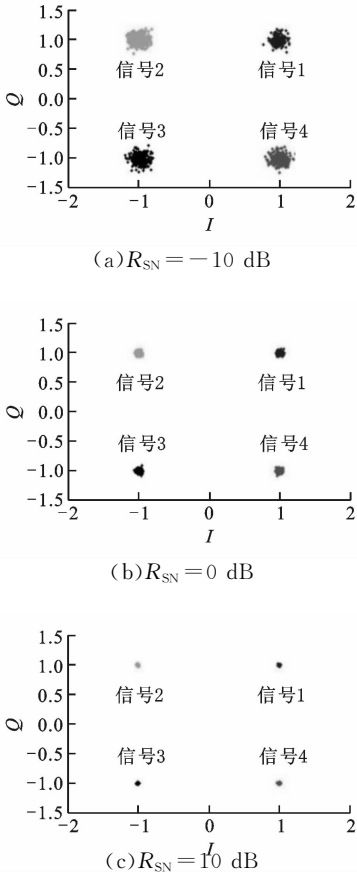


图 6 2 发 4 收情况下不同信噪比对应的恢复信号的星座图

由恢复信号的星座图可知,即使加入一定的噪声,接收端在获得训练权值后仍可以有效地恢复原始发射信息。

4 0/1 式跳空通信的保密性能分析

由于 0/1 式跳空通信与收发端的空间位置有关,只有接收端知道跳空图案才能正确地解码,所以侦听者(Eve)在其他位置无法侦听正确的信息。下面 2 个实验分别用 QPSK 和 16QAM 调制进行跳空通信来验证 0/1 式跳空技术的安全保密性。

在 QPSK 的实验中,采用 4 发 4 收的分布式天线收发阵列。假设有 2 个侦听方,均配备 4 根接收天线,并且侦听方均通过某种途径知道了期望接收方(Bob)的权值。侦听者 1(Eve1)所用的每根天线与接收方天线之间的距离不超过 $\lambda/6$,这里 λ 是载波波长;侦听者 2(Eve2)有 2 根接收天线与接收方相同,而另外 2 根天线与接收方天线之间的距离不超过 $\lambda/6$ 。2 位侦听者分别采用与合法接收方同样的权值对各自的接收信号加权合成,不同信噪比下的误符号率结果如图 7 所示。在另一个实验中,仍发射 QPSK 信号,此时 Bob 和侦听方(Eve)使用同样的接收天线阵列,不同之处在于 Eve 不知道发射端的跳空图案,采用随机的方法选择权值,实验结果如图 8 所示。

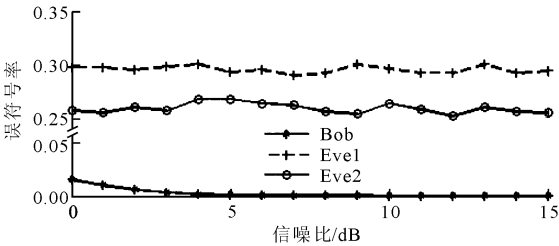


图 7 QPSK 调制方式下接收天线空间位置对于接收误符号率的影响

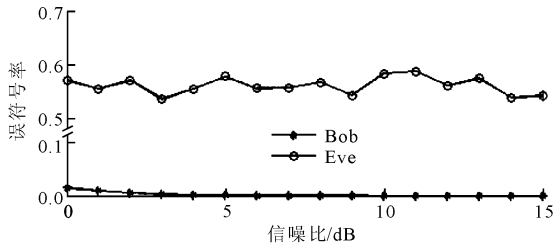


图 8 QPSK 调制方式下跳空图案对于接收误符号率的影响

实验结果表明:信噪比从 0 dB 变化到 15 dB 的

情况下, Bob 均能以极低的误符号率恢复原始信号; 由于接收天线空间位置上的差异, 图 7 中的 2 位侦听者即便获得了合法接收方的权值, 其误符号率仍较高(约为 0.25 和 0.30); 图 8 中的 Eve 虽然侦听到了与合法接收方相同的信号, 但由于不知道发射端的跳空图案, 仍然无法成功恢复信号, 误符号率高达 0.6。因为噪声不是造成侦听方误码的主要因素, 所以侦听方的误符号率受信噪比影响不大。另外, 因为去除了窄带滤波器, 噪声会影响 Bob 恢复信号, 所以随着信噪比的提高, Bob 的误符号率会减小。实际中, 加入高 Q 值窄带滤波器后, Bob 的误符号率即使在低信噪比情况下也会大幅度改善, 并且也基本不受信噪比的影响。该实验的目的是为了观测侦听方的误符号率与信噪比之间的波动关系, 而并不关注 Bob 端的误符号率, 所以图中的纵坐标采用的是线性坐标而不是通常采用的对数坐标。

在 16QAM 的实验中, 采用 8 发 8 收的分布式天线收发阵列, 其中 Bob 进行了正确的权值训练。假设有 2 个侦听方, 均配备 8 根接收天线, 并且通过某种途径知道了接收方的权值, 即采用与接收方同样的权值对各自的接收信号同步加权合成。其中 Eve1 所用的每根天线与接收方天线之间的距离不超过 $\lambda/6$, 而 Eve2 有 4 根接收天线与接收方相同, 而另外 4 根天线与接收方的天线之间的距离不超过 $\lambda/6$ 。图 9 所示的就是在这 2 种情况下, Eve1 与 Eve2 的误符号率曲线的比较。在另一个实验中, 仍旧发射 16QAM 信号, 此时 Bob 和 Eve 使用同样的接收天线阵列, 不同之处在于 Eve 不知道发射端的跳空图案, 采用随机的方法选择权值, 实验结果如图 10 所示。对比 QPSK 的实验, 16QAM 调制方式下针对侦听方所得实验结果有类似的结论, 只是侦听方的误符号情况更严重了: 图 9 的 2 位侦听者的误符号率约为 0.7 和 0.9; 图 10 中的侦听者的误符号率高达 0.8。

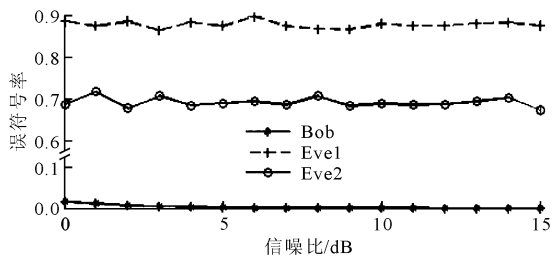


图 9 16QAM 调制方式下接收天线空间位置对于接收误符号率的影响

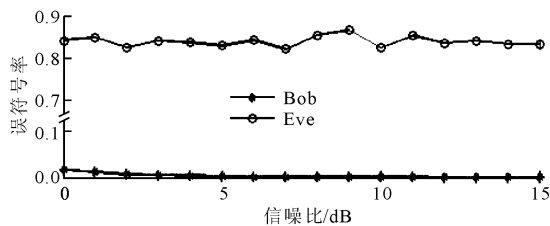


图 10 16QAM 调制方式下跳空图案对于接收误符号率的影响

能, 同时揭示了跳空的一个重要特性: 跳空信号的信息是调制在空域中的。侦听者在信噪比很好的情况下依然无法正确接收信号, 即侦听者的误符号率与噪声无关。这是因为跳空会不断改变信号的空谱, 在没有训练权值和跳空图的情况下, 信号的扩空幅度很大, 侦听者无法掌握信号的空域特性, 所以无法正确获得调制在空域中的信息。

5 结 论

本文提出了一种无线安全保密通信方案——0/1 式跳空通信技术。该方案基于无线通信与有线通信的最大不同点——信号传播的多径性, 利用丰富的空间谱资源实现通信的安全保密性。仿真结果表明: 0/1 式跳空的保密性与训练双方的相对位置和跳空图案均有关, 从而大大降低了信号的可截获率; 同时, 不同的调制方式会对跳空的安全性能产生不同的影响。

此外, 0/1 式跳空通信利用电子开关实现发射天线的切换, 可以达到很高的跳速; 丰富的空间资源使得跳幅的范围可以扩展得很广, 从而获得很高的扩空增益, 这些优越性是跳频通信方式无法比拟的。

为了进一步提高跳空通信的保密性和扩空增益, 需要更充分地利用空间谱资源。0/1 式跳空通信技术的仿真结果表明, 跳空技术有很大的发展空间。在以后的工作中, 将进一步研究非 0/1 式跳空方案。

参考文献:

- [1] ERWIYANTO E. Synchronous space hopping on hybrid frequency-time division duplex: a new multiple access technique proposed for beyond 3G evolution [C] // Proceedings of International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2005: 445-451.

上述仿真实验验证了 0/1 式跳空技术的保密性

(下转第 42 页)