

室内环境中 UWB MIMO 传输下的电磁仿真

李晓光, 杜正伟, 冯正和

(清华大学电子工程系微波与数字通信技术国家重点实验室, 北京 100084)

摘 要: 构建准确有效的超宽带(UWB)信号室内多发多收(MIMO)的电波传播模型对于设计 UWB MIMO 系统而言非常重要. 本文采用时域射线跟踪算法, 根据时域几何光学理论(GO)和一致性绕射理论(UTD), 编制了三维电波传播仿真程序, 并利用该程序进行了室内信道的仿真, 得到了以下结论: 室内环境中, 采用双发射天线对深衰落情况有所改善, 但双发射天线引起的快衰落现象比单发射天线严重; 采用多径接收的方法可以改善室内信号的接收性能; 使用垂直极化发射天线时, 垂直极化接收的场强较强; 发射天线放置在房间中部比房间一端时的信道空间相关性低, 双发射天线比单发射天线时的信道空间相关性低.

关键词: 超宽带; 多人多出; 时域射线跟踪算法

中图分类号: TN011 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-146-06

UWB Indoor MIMO Channel Modeling and Simulation

LI Xiao-guang, DU Zheng-wei, FENG Zheng-he

(Department of Electronic Engineering, State Key Laboratory on Microwave and Digital Communications, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: It's important to establish an effective UWB MIMO propagation indoor model for designing a system. In this paper, we developed a 3-D UWB MIMO channel model using the Ray Tracing method in the time domain, based on ray mechanisms of geometrical optics (GO) and uniform geometrical theory of diffraction (UTD) in the time domain. According to the simulation results for the indoor channel, the following conclusions were obtained. The deep fading could be improved by using two transmitting antennas than one transmitting antenna, but the fast fading turns out worse. The receiving performance can be improved with multi-path receiving method. The vertical polarization receiving is stronger than other receiving directions when the transmitting antenna is vertically polarized. The correlation of the channels when the antenna is placed in the middle of a room is better than the correlation when the antenna is at one side of the room. Using two transmitting antennas could also improve the correlation than using one.

Key words: ultra wide band(UWB); multi-input multi-output(MIMO); ray-tracing in the time domain

1 引言

近年来,超宽带(Ultra Wide Band)技术在民用通讯领域的应用受到了广泛关注.超宽带技术以其显著的带宽和优异的时间分辨率,在信道容量和抗多径性能上明显优于目前的窄带通讯技术^[1].同时,多输入多输出(MIMO)技术在无线通信研究领域中受到了广泛的关注.它主要利用环境中的丰富散射,在多对收发天线之间构建独立子信道,使信道容量在信道相关性较低的情况下随天线数量近似线性增长,这使 MIMO 成为解决无线通信中信道容量瓶颈问题的有效方法之一^[2].

UWB MIMO 系统可以被简单地定义为在发送端和接收端都采用多天线的超宽带链路系统^[1].美国联邦通信委员会关于 UWB 的定义为, -20dB 带宽大于其中心

频率的 25% 的无线系统即可以称为超宽带系统^[1].在该系统中各发射天线(或接收天线)上的超宽带信号按照一定的方式组合起来,使得通信质量,例如误码率或传输速率,得到显著提高. UWB MIMO 系统主要应用在无线局域网中,无线局域网可以看作是传统有线网络的延伸,有移动性能好、设备安装快速简单、投资回报高、扩展能力强等优点^[3].

深入了解多发多收的超宽带信号的室内传播特性,是设计 UWB MIMO 系统的基础,因而构建更加准确、更加有效的室内仿真模型变得日趋重要.

对电波传播室内信道的研究方法主要有两大类,一类是以测量为基础的经验模型^[4,5],一类是以数值计算为基础的确定性信道模型^[6,7].通过对大量的实际环境测试数据进行统计分析得到统计模型,需要大量的人

力物力,而且信道特性的频率主要依赖于绕射和散射问题,但这些很难在统计模型中体现,故与现有的窄带物理模型相结合是 UWB 频域研究有效的解决方案^[8]. 如由射线法确定多径路径,再结合 UTD 理论计算每一路径的传输函数.确定性信道模型可以得出接收端波形的确定解,但需要仿真实际的室内环境,考虑多重反射及绕射,这需要较好的算法支持.因此,我们选择用准确的信道仿真来代替准静态信道的测量,这种方法不仅成本低,而且仿真中多天线的天线类型、形状和位置又可以灵活配置.

论文针对室内环境的多径传播特点,以及超宽带信号独特的时频特性,构建信道模型,实现对室内电波传播的仿真分析,并用其仿真室内环境下超宽带信号的多径接收情况和室内信号场强分布,包括单发射天线和双发射天线两种情况,得到对 UWB MIMO 系统的应用有参考意义的结果.

2 采用的算法和电波传播理论

2.1 时域射线跟踪算法

本文选用了以直接法为基础的时域射线跟踪算法.射线法的基本原理^[6]就是射线的投射和反弹(shooting and bouncing),它分为射线束的产生、射线跟踪寻迹和有效路径的合成.基本过程是,首先一条射线从发射端投射出来,然后这条射线被跟踪,看它是否和周围环境中的物体发生作用,或者被接收点接收到;如果这条射线和物体有接触,随接触点和物体电特性的不同,就会发生反射、绕射或者散射;如果该射线被接收点接收到,就计算它的场强,在接收点进行场强叠加.

信道脉冲响应可以表示为^[9]

$$h_i^+(r, t) = e_i^+(r, t) + e_r^+(r, t) + e_d^+(r, t) \quad (1)$$

式中 $e_i^+(r, t)$, $e_r^+(r, t)$, $e_d^+(r, t)$ 分别为冲击信号在信道中产生的直射波、多次反射波和绕射波的电场强度矢量.

2.2 时域几何光学理论^[9,10]

反射波的强度由反射系数决定.式(1)中反射波的贡献为

$$e_r^+(r, t) = E_0^i |A_r(s^r)| \bar{r}(\tau_r) \quad (2)$$

式中 E_0^i 为入射波强度, $A_r(s^r)$ 为入射波的能量扩散系数, $\tau_r = t - s^i/c - s^r/c$, s^i 和 s^r 分别为反射波在反射点之前和之后所传播的路径长度.反射系数 $\bar{r}(\tau_r)$ 的定义为

$$\bar{r}(\tau_r) = r_{hp}^+(t) \hat{e}_\perp^i \hat{e}_\perp^r + r_{vp}^+(t) \hat{e}_\parallel^i \hat{e}_\parallel^r \quad (3)$$

式中平行极化系数 $r_{hp}^+(t)$ 和垂直极化系数 $r_{vp}^+(t)$ 的表达式见文献[9]中的式(3)~(12). \hat{e}_\perp 和 \hat{e}_\parallel 分别代表垂直和平行极化方向的入射波和反射波的单位方向矢

量.

2.3 时域一致性绕射理论^[9,10]

利用时域一致性绕射理论计算的绕射场的电场强度矢量为

$$e_d^+(t) = E_0^i |A_d| \overline{\overline{d^+}}(\tau_d) \quad (4)$$

式中 E_0^i 是入射波强度, A_d 是入射波的能量扩散系数, $\overline{\overline{d^+}}(\tau_d)$ 是利用时域一致性绕射理论计算出的绕射系数

$$\overline{\overline{d^+}}(t) = -\hat{\beta}'_0 \hat{\beta}'_0 d_{hp}^+(t) - \hat{\phi}'_0 \hat{\phi}'_0 d_{vp}^+(t) \quad (5)$$

式中平行极化系数 $d_{hp}^+(t)$ 和垂直极化系数 $d_{vp}^+(t)$ 的表达式见文献[9]中的式(16)、(17). β 和 ϕ 代表不同极化方向的入射波和绕射波的单位方向矢量.

2.4 空间相关性的计算

信道的相关性可以通过入射电场在多个天线上激起的开路电压的相关系数来研究,该相关系数越大表明该环境中子信道的相关性越高,相关系数越小说明该环境中子信道的相关性越低.

信道的相关性定义为:入射电场在天线 i 上激励起的开路电压为^[11]

$$V_i(t) = \iint h_i(\Omega) \cdot E(\Omega, t) d\Omega \quad (6)$$

式中, $E_i(\Omega, t)$ 是天线 i 上的入射电场矢量, $h_i(\Omega)$ 是天线 i 的方向图矢量, Ω 为空间位置变量,是空间方位角 θ, ϕ 的函数.天线 i 和天线 j 上的开路电压的相关系数为^[11]

$$\rho_{ij} = \frac{E\{(V_i - \bar{V}_i)(V_j - \bar{V}_j)^*\}}{[E\{(V_i - \bar{V}_i)^2\}E\{(V_j - \bar{V}_j)^2\}]^{1/2}} = E\{V_i V_j^*\} \quad (7)$$

式中 \bar{V}_i 和 \bar{V}_j 分别为天线 i 和天线 j 上接收到的开路电压的平均值.

由于本文主要研究的是信道特性,因此假设接收天线是全向的,不考虑接收天线方向图的影响,用接收点处的电场强度代替开路电压.根据文献中空间相关系数的计算方法,仿真中接收点等间隔分布在一条直线上,定义离散空间相关系数为^[12]

$$\rho(k) = \frac{\sum_{i=1}^{N-k} [E(i) - E_m][E(i+k) - E_m]^*}{\sum_{i=1}^{N-k} |E(i) - E_m|^2} \quad (8)$$

式中, k 为间隔数; $E(i)$ 、 $E(i+k)$ 分别为第 i 个接收点和距第 i 个接收点 k 个间隔的接收点上的电场强度; E_m 为所有接收点上的平均电场强度.

3 仿真结果

运用第 2 节中的算法和电波传播理论编制了三维仿真程序.利用该程序对室内电波传播特性进行了仿真研究.

仿真所用时域信号采用二阶高斯脉冲^[10]

$$w(t) = \sqrt{W} \sqrt{\frac{8}{3\tau}} \left\{ 1 - 4\pi \left(\frac{t - T_c}{\tau} \right)^2 \right\} e^{-2\pi \left(\frac{t - T_c}{\tau} \right)^2} \quad (9)$$

式中 W 为脉冲能量, 为了方便研究仿真结果, 取 $W = 25.7812$ 对脉冲幅度归一化. 脉冲宽度 $\tau = 0.11\text{ns}$, 波形延迟 $T_c = 0.5\text{ns}$. 脉冲波形以及频域波形如图 1、2 所示.

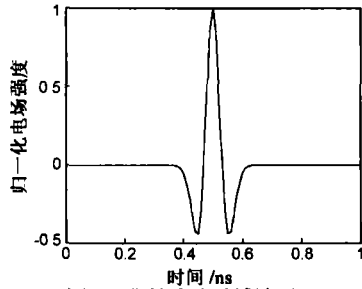


图 1 发射脉冲时域波形

仿真环境及其

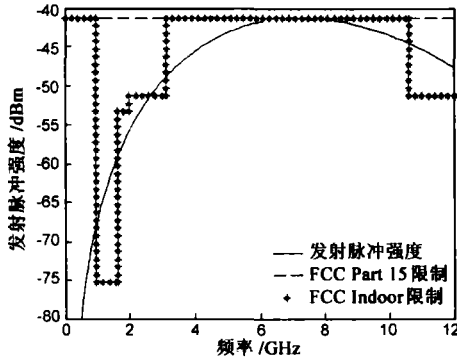


图 2 发射脉冲频谱

坐标如图 3 所示, 粗实线表示外墙, 细实线表示室内墙. 房间高 3m, 天花板、地板和墙壁的相对介电常数都为 $\epsilon_r = 5$, 电导率 $\sigma = 0.7\text{S/m}$, 室内隔断墙厚度为 0.2m, 没有考虑木门的作用, 简单地当作墙壁的缺口处理. 发射天线采用垂直极化的单极子天线, 平面坐标分别为: T1(3.00, 6.30), T2(1.50, 6.30), 高 2m, z 方向放置. 在发射天线分别为单天线和双天线时, 分别放置在 I 室中 T1 和 T2 点的情况下, 仿真了接收点 R1(1.90, 4.35)、R2(1.90, 1.35)、R3(3.10, 1.35) 处的接收信号波形以及 II 室的接收信号强度分布. 发射天线为双天线时, 双天

线放置在 T1(T2)点, 是指将一根天线准确放置在 T1(T2)点, 另一根放置在 T1(T2)点右方 0.10m 处. 之所以设置 T1 和 T2 两个发射点, 是为了研究天线放置在房间中部和房间一端对信道相关系数的影响. 为了计算超宽带信号的室内电场强度分布, 在 II 室沿 x, y 方向每隔 0.2m 设置接收点, 每接收点高 1.2m, 共设置了 380 点. 没有特别说明时, 接收点提取 z 方向极化的电场强度. 由于我们的研究重点在于空间环境对电波传播的影响, 所以在仿真中暂不考虑天线的互耦, 即认为接收天线之间是相互独立的.

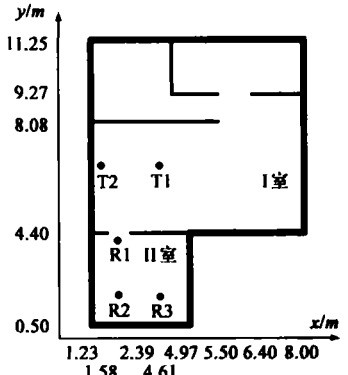


图 3 仿真环境平面图

3.1 单个接收点接收信号的时域波形

仿真 II 室的接收点, 得到接收信号的时域波形. 下面给出有代表性的三种情况, 如图 3 所示, 接收点 R1 在直射路径可到达的区域, 点 R2 在只有反射和绕射路径到达的区域, 点 R3 在只有经过绕射和多次反射的路径才能到达的区域. 以发射天线为单天线, 位于 T1 处为例, 分析接收点处时域信号场强相对发射信号的归一化值, 得到如图 4~6 的仿真结果. 比较三图可以看出, 在直射区域, 直射路径最先到达, 且信号最强, 在全部多径信号中占绝大部分能量; 没有直射路径时, 最强信号未必最先到达, 其他多径信号所占能量比例增大; 在只有绕射和多次反射路径到达的区域, 最强路径相对于其他路径的信号强度已没有很大差别, 全部接收信号场强都非常弱.

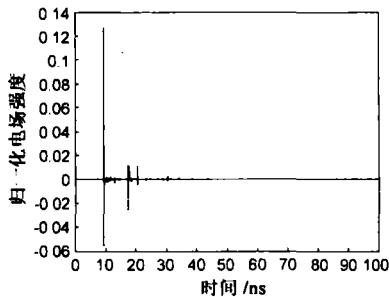


图 4 直射点 (R1) 的接收波形

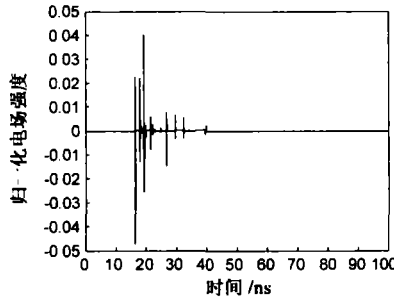


图 5 一次反射点 (R2) 的接收波形

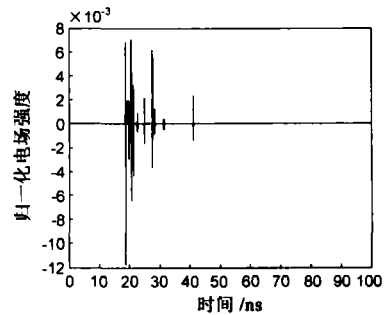


图 6 多次反射和绕射点 (R3) 的接收波形

3.2 多径信号接收的比较

超宽带脉冲信号具有优异的时间分辨力, 从而能较方便地提取多径信息, 因此可进行多径接收的 RAKE 接收方案备受关注. RAKE 接收机可依据需要调整接收径数, 将多径信号能量叠加以改善接收性能. 论文仿真

了超宽带信号室内传播的电场强度分布, 分析了获取单径信号时场强和多径信号时场强的区别.

为了分析超宽带室内电场分布特点, 所有数据相对于发射信号强度进行归一化, 在此基础上, 对每个接收点的多径信号选取脉冲场强最大的一条或几条路

径,可以得到 II 室整个区域上的场强分布.为比较获取单径和多径信号的结果差异,我们做单发射天线在 T2 处时的接收点信号场强统计图,如图 7 所示,横坐标是接收信号归一化场强,纵坐标是达到此场强接收点所占的百分比.从图 7 中最左侧的一径接收情况曲线可以看出,在这种仿真环境,单径接收情况下,归一化场强大于 0.1 的接收点仅占全部的 8.9474%.近半数接收点在 0.05 以下,整体信号很弱.这是因为天线设置在 II 室外,II 室内直射范围很小,大部分点接收的都是多次反射和绕射路径.

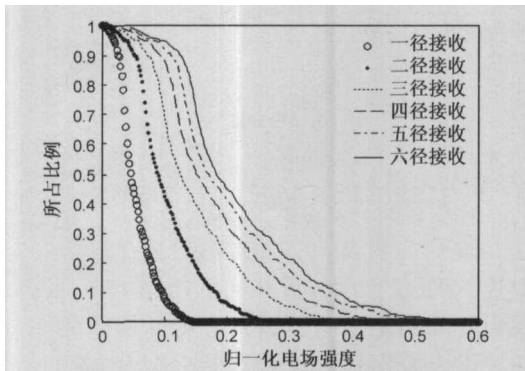


图 7 不同接收径数场强分布统计结果

为了在多径环境下改善系统性能,RAKE 接收机可将不同路径的接收信号累加起来,利用多径现象提高总的接收信号强度.下面分析多径接收对室内信号接收性能的改善.所用方法是将最强几径信号的场强模值直接相加,旨在比较多径接收带来的变化.图 7 比较了单发射天线在 T2 处时的一到六径接收时在 II 室内场强的统计图.经比较可以看出,多径接收对室内信号接收性能有较大改善.两径接收时归一化场强大于 0.1 的接收点达到 43.947%,与一径接收时的 8.9474% 相比改善接近五倍;五径接收时,较单径和两径已有明显提高,归一化场强大于 0.1 的接收点达到 91.842%,大于 0.2 的接收点也达到 41.053%,整个房间的信号接收性能得到很大提升;观察六径接收的结果,归一化场强大于 0.1 的接收点达到 94.474%,大于 0.2 的接收点达到 45.0%.比较五径接收效果的改善,六径接收带来的提高就相对有限,当继续增加径数时这一现象也更为明显.随着接收径数的增加,接收机复杂度也会相应提高,所以适当选取接收径数可达到接收效果与接收机复杂度的综合最优效果.

以上基于 RAKE 接收机的原理,分析了增加接收径数对场强分布性能的改善.为了统一标准,以下论文讨论的场强分布均为单径接收的情况,即对于每一个接收点,只获取脉冲最强时刻的场强值,作为该点的接收场强.需要指出的是,在这种单径接收的情况下,每一个接受点抽取接收信号的时刻是不同的.

3.3 信号场强分布

分别仿真发射天线为单天线和双天线,位于 T1 和 T2 处时得到的 II 室内信号 z 方向电场强度,所有数据相对发射信号强度归一化,在此基础上,对每个接收点的多径信号选取脉冲场强最大的路径,得到单径接收情况下 II 室 z 方向最大电场强度分布图,如图 8 ~ 11 所

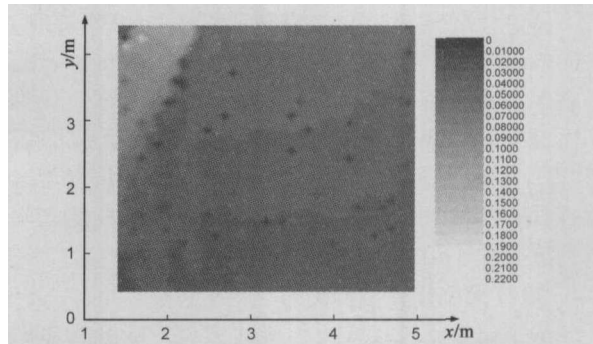


图 8 T1 处单天线发射时 II 室 z 方向最大电场强度分布

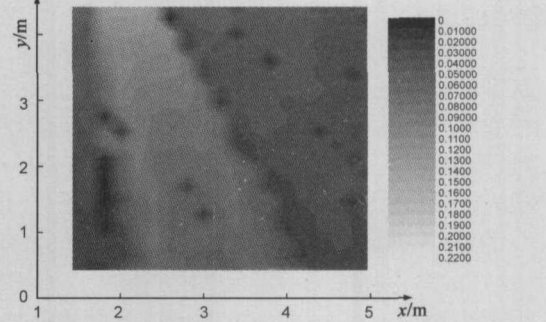


图 9 T2 处单天线发射时 II 室 z 方向最大电场强度分布

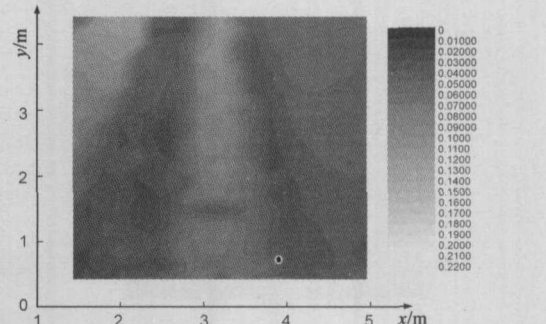


图 10 T1 处双天线发射时 II 室 z 方向最大电场强度分布

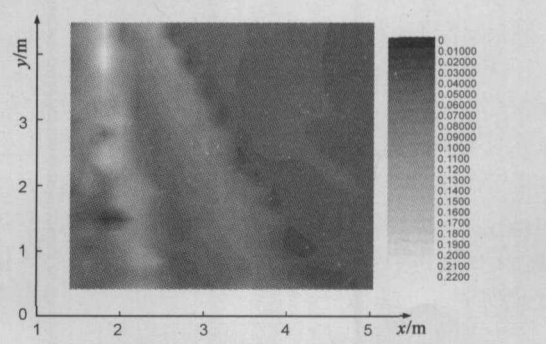


图 11 T2 处双天线发射时 II 室 z 方向最大电场强度分布

示(图例中标注的均为对发射脉冲强度的归一化值)。

以 T2 处单发射天线为例,如图 9 所示,可以看出,左上角有通过门的直射路径,接收信号场强最大,达到 0.14 以上,其次一次反射路径能到达的区域场强较强,剩下的大部分区域以多次反射路径和绕射路径为主,归一化场强在 0.02 以下。

经过比较可见,单、双发射天线在同一位置时,辐射的电磁波在空间中的场强分布类似,双发射天线对深衰落情况有所改善。但双发射天线引起的快衰落现象比单发射天线严重。这是因为在双发射天线的情况下,两个天线发射的电磁波传播的路径相似,衰落也相似,因而各射线携带的信号强度相差不大,彼此之间的削弱或叠加作用就相当明显了。

3.4 接收天线极化方向分析

为了研究不同接收天线极化方向对场强分布的影响,我们仿真了单发射天线位于 T2 处时 II 室内 y 方向场强的分布结果,如图 12 所示。需要指出的是,图 12 与图 8~11 所采用的灰度等级是不同的,因为在图 8~11 的灰度等级下,图 12 的整个区域里均为黑色,无法看出信号强度的对比。比较图 9、12 可见,不同极化方向上,接收信号场强有很大区别, y 方向的场强与 z 方向相比有很大的减弱,大部分的接收点 y 方向的归一化场强在 0.02 以下。对于不同的发射、接收天线位置以及数量,这样的结论都成立,即当发射天线为 z 方向放置的振子天线,而接收点高度与发射天线高度相近时,接收点 z 方向信号强度最大。

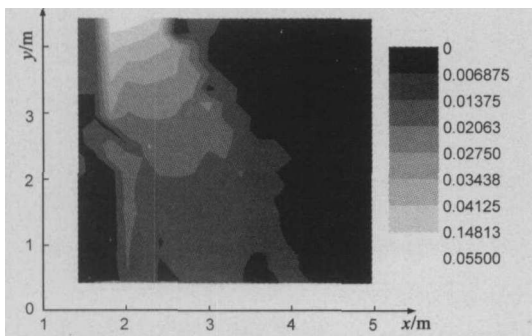


图 12 T2 处单天线发射时 II 室 y 方向最大电场强度分布

3.5 信道空间相关系数

下面对单、双发射天线,以及天线位于房间一端和房间中部共四种情况下计算了信道的空间相关系数。采用文献[13]给出的计算方法,首先将 II 室整个空间用若干平行的接收线布满,应用式(8)计算得到每条接收线上的空间相关系数,然后将每条接收线上对应间隔数的相关系数做平均,就得到不依赖于天线位置的环境空间相关系数^[13]。

如图 13 所示。从仿真结果中可以看出:

首先,发射天线位于房间的中部(T1 处)的情况下

信道的空间相关性较低。这是因为以收发天线的位置为焦点绘制菲涅尔区,总是可以用第 n 菲涅尔区来比拟房间的大小^[14];而房间内散射体的数量有限,无法实现真正的随机均匀分布,所以 n 值越大,各条多径的传播路径越长,相位在 $(0 \sim 2\pi)$ 上分布越均匀,因此信道的空间相关性越低。

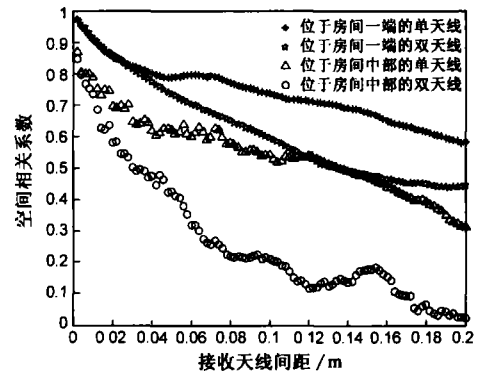


图 13 空间相关系数比较

其次,在发射天线位置相同的情况下,双发射天线与单发射天线相比空间信道具有更低的相关性。这是由于单发射天线情况下由多次反射路径携带的信号对视线路径上携带的信号加强或削弱作用都不明显,而双发射天线情况下各路径携带的信号之间加强或削弱的效果要强得多,因而造成不同位置的接收天线上总接收信号之间幅度和相位的差异加大。说明双发射天线选取适当的位置和天线间距,可以改善室内 MIMO 信道的空间相关性。

4 结论

本文针对室内环境的传播特性,应用时域射线跟踪算法对室内 UWB MIMO 信道进行研究,构建了信道仿真模型,对一个实际的居室环境下的 UWB MIMO 信道进行研究,得到接收电场强度分布及空间相关系数的仿真结果如下:

(1)在仿真中均使用垂直极化的单极子天线作为发射天线,接收天线亦为单极子天线,得到了在不同发射天线位置情况下的电场强度分布的结果。仿真结果表明,双发射天线对深衰落情况有所改善,但双发射天线引起的快衰落现象比单发射天线严重。

(2)用将最强几径信号的电场强度模值直接相加的方法,分析了多径接收对室内信号接收性能的改善。结论是,多径接收与单径接收相比,整个房间的信号接收性能得到很大改善。

(3)在相同单发射天线情况下,仿真了两个接收方向的电场强度分布情况,仿真结果表明,室内环境中,使用垂直极化发射天线时,垂直极化接收的场强较强。

(4)在多径信号接收的情况下,利用场强分布仿真

结果,分别计算了单、双发射天线以及发射天线位于房间中部和房间一端这四种仿真情况的信道空间相关系数,得到该系数随两接收点间距的变化曲线,结果表明发射天线放置在房间中部比房间一端时的相关性低,双发射天线比单反射天线时的相关性低。

综上所述,若想着重改善信道的深衰落特性,可选择采用双发射天线,若想着重改善信道的快衰落特性,则可选择采用单发射天线。另外,采取多径接收、相同极化方式接收以及双发射天线放置在房间中部的方法均可以实现对信道特性的改善。

参考文献:

- [1] Ghassemzadeh S S, Jana R, et al. A statistical path loss model for in-home UWB channels[A]. 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies[C]. New York: IEEE, 21 - 23 2002. 59 - 64.
- [2] David Gesbert, Mansoor Shafi, et al. From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21 (3): 281 - 302.
- [3] 盛敏, 李建东, 史焱. IEEE802.11 无线局域网性能分析[J]. 电子学报, 2004, 32(12A): 148 - 152.
Sheng Min, Li Jiandong, Shi Yan. Performance analysis of IEEE802.11 under distribution coordination function[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(12A): 148 - 152. (in Chinese)
- [4] Jean Philippe Kermoal, Laurent Schumacher, et al. A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20 (6): 1211 - 1226.
- [5] Kai Yu, Mats Bengtsson, et al. A wideband statistical model for NLOS indoor MIMO channels[J]. IEEE Vehicular Technology Conference, New York: IEEE, 2002. 1: 370 - 374.
- [6] Chang Fa Yang, Chuen Jyi Ko. A ray tracing method for modeling indoor wave propagation and penetration[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1998, 46(6): 907 - 919.
- [7] Scott Y Seidel, Theodore S Rappaport. Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1994, 43(4): 879 - 891.
- [8] Bernard Uguen, Eric Plouhinec, et al. A deterministic ultra wideband channel modeling[A]. 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies[C]. New York: IEEE, 2002. 1 - 5.
- [9] Richard Yao, Wenwu Zhu, Zhenqi Chen. An efficient time-domain ray model for UWB indoor multipath propagation channel[A]. Vehicular Technology Conference[C]. New York: IEEE, 2003. 2: 1293 - 1297.
- [10] Richard Yao, Grace Gao, Zhengqi Chen, Wenwu Zhu. UWB multipath channel model based on time-domain UTD technique[A]. Global Telecommunications Conference 2003[C]. New York: IEEE, 2003. 3: 1205 - 1210.
- [11] 李英华. 室内环境 MIMO 信道仿真[D]. 北京: 清华大学电子工程系, 2005. 23 - 98.
- [12] V Degli Esposti, G Lornbardi, et al. Measurement and ray-tracing prediction of indoor channel parameters[J]. Electronics Letters, 1998, 34 (22): 2167 - 2168.
- [13] G E Corazza, V Degli Esposti, et al. A characterization of indoor space and frequency diversity by ray-tracing modeling[J]. IEEE Journal on selected areas in communications, 1996, 14 (3): 411 - 419.
- [14] 颜罡, 杜正伟, 龚克. 室内 2GHz MIMO 通信中基站天线位置的选取[A]. 全国第十届微波集成电路与移动通信学术年会[C]. 北京: 中国电子学会, 2004. 32 - 40.

作者简介:



李晓光 女, 1981 年生于黑龙江, 清华大学电子工程系硕士研究生。研究方向为电磁波传播。E-mail: lixiaoguang00@gmail.com



杜正伟 男, 1971 年生于四川。清华大学电子工程系教授。研究方向为电小天线与电波传播、微波电路、电磁兼容、计算电磁学等。E-mail: zwdu@tsinghua.edu.cn