

60 GHz 毫米波通信中上行链路混合波束赋形技术研究

张伟*^① 李斌^① 刘云^② 赵成林^①

^①(北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室 北京 100876)

^②(工业和信息化部通信计量中心 北京 100088)

摘要: 该文针对 60 GHz 通信网络上行链路提出一种基于码本的混合波束赋形技术, 实现复杂度与接收性能之间的折中。用户设备采用固定码本波束切换发射信号, 接收设备首先利用码本执行到达角预估, 在此基础上进一步设计最佳接收波束, 以抑制上行链路相互干扰; 并设计一种改进的最小均方误差(LMS)波束形成算法, 通过设置有效初值提升迭代性能。仿真结果表明, 混合波束赋形算法可有效提升 60 GHz 通信系统传输性能, 同时验证新算法能显著提高接收信号的信干噪比。

关键词: 毫米波通信; 自适应信号处理; 混合波束赋形; 最小均方误差(LMS)

中图分类号: TN928

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)11-2728-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00603

Hybrid Beamforming Technology in 60 GHz Millimeter Wave Uplink Communication System

Zhang Wei^① Li Bin^① Liu Yun^② Zhao Cheng-lin^①

^①(Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunication, Beijing 100876, China)

^②(Telecommunication Metrology Center of Ministry of Industry and Information Technology, Beijing 100088, China)

Abstract: A hybrid beamforming technology for 60 GHz uplink communication system is proposed in order to compromise between performance and complexity. The beam-switching by a predefined beam codebook is applied at the transmitter, while DOA estimation based on the codebook and the optimum beamforming are used at the receiver. Meanwhile an improved Least Mean Square (LMS) algorithm is designed, which is able to increase the iterative performance effectively by providing the initial value. The simulation results show the hybrid beamforming algorithm, especially the improved LMS, can significantly enhance the SINR performance of receiver signal.

Key words: Millimete wave communication; Adaptive signal processing; Hybrid beamforming; Least Mean Square (LMS)

1 引言

随着高质量数据传输的用户体验不断提升, 人们对无线通信传输速率与信号带宽的需求也与日俱增。而目前主流无线技术, 如超宽带技术(Ultra Wide Band, UWB)和 IEEE 802.11n 标准, 即使采用高阶调制和多天线技术, 能提供的最高速率也仅为数百 Mbps^[1]。与此同时, 低频段频谱资源越来越紧张, 在一定程度上极大限制了无线新技术的发展。由于毫米波频段丰富的免授权频谱资源及数 Gbps 传输速率, 60 GHz 毫米波通信已成为未来最具应

用潜力的候选技术之一, 受到广泛关注。另外 60 GHz 毫米波频段处于氧气吸收峰值附近, 自由空间中传输路径损耗非常严重, 实际传播中可高达 15 dB/km^[2], 同时室内场景中障碍物对毫米波衰减显著。因此, 60 GHz 信号传输在短距无线通信安全性方面呈现出得天独厚的优势, 便于近距离组网, 适用于短距离超高速无线个域网(Wireless Personal Area Network, WPAN)。

为了充分改善传输质量并提升系统容量, 波束赋形技术已成为 60 GHz 通信中不可或缺的关键技术, 而毫米波多天线系统易于集成的特点进一步使其实现成为可能^[3]。同时, 该技术已广泛应用于 60 GHz 相关标准中, 例如 IEEE 802.15.3c^[4] 和 802.11ad^[5]。通常波束赋形技术可分为自适应波束赋形和固定码本波束切换两种实现方案^[6]。自适应波束

2012-05-18收到, 2012-07-24改回

国家自然科学基金(60972079, 60902046)和北京邮电大学优秀博士创新研究基金(CX201122)资助课题

*通信作者: 张伟 avyle@163.com

赋形传输性能较好, 但实现复杂度较高; 固码本波束切换, 利于低复杂度实现, 但却难以达到最佳传输性能。进一步考虑 60 GHz-WPAN 上行链路, 用户设备与接入点通信过程中将有可能存在其他干扰链路, 从而严重影响其传输性能。为应对多条链路之间的互干扰问题, 本文提出一种混合波束赋形机制, 并设计一种改进的 LMS 算法, 通过仿真一步验证新算法的有效性。

2 系统模型

2.1 60 GHz-WPAN 网络结构

依据 IEEE 802.15.3c 标准规定, 微微网^[7]是组成 60 GHz 毫米波通信系统的基本网络单元。基本元素为用户设备(Device, DEV)以及微微网协调器(PicoNet Coordinator, PNC), PNC 负责点到点通信管理, 以信标的形式为微微网提供基本定时保障、服务质量请求、功率调整和访问控制等功能。图 1 是微微网的网络结构示意图。

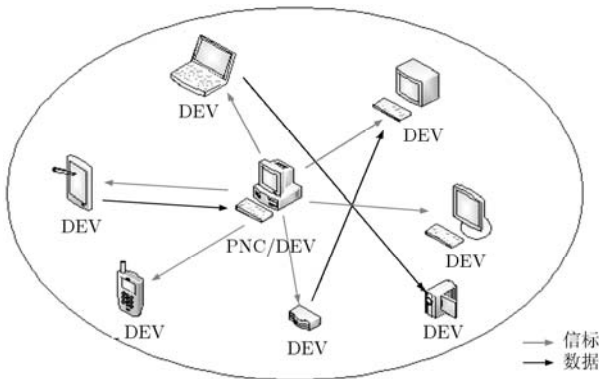


图1 WPAN 微微网示意图

图中当 1 个 DEV 向 PNC 发请求时, 系统中其他 DEV 可能同时也在进行通信, 加之 PNC 常处于室内空间中较中心位置, 因而该上行链路受到的干扰情况较为严重^[8]。另一方面, 室内障碍物(例如墙壁或工位隔板)对毫米波衰减明显, 因而每个室内环境中通常设置一个接入点(Access Point, AP)作为中继节点, 在用户设备向接入点发射信号的上行链路中, 多链路通信同样会造成严重干扰。本文设计一种混合波束赋形机制, 以抑制上行链路干扰。

2.2 路径损耗模型

路径损耗是衡量 60 GHz 毫米波通信网络的一个重要因素。根据 IEEE 802.15.3c 标准, 应用场景中可采用最常用的室内路径损耗模型^[9,10], 公式如下:

$$PL[dB] = L(d) + \sum_{q=0}^Q FAF(q) + \sum_{p=0}^P WAF(p) \quad (1)$$

其中 $L(d)$ 表示平均路径损耗, d 为收发天线之间的距离。FAF(average Floor Attenuation Factor)是楼层衰减因子, 它是楼层数和建筑物类型的函数, q 为楼层数。WAF(average Wall Attenuation Factor)为墙对毫米波的衰减因子, p 为穿过墙的数目。在同一楼层可视距环境下进行实验时, $FAF = WAF = 0$ 。这里采用对数距离路径损耗模型来描述, 公式简化为

$$PL(d)[dB] = L(d)[dB] = 20 \lg\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right) + 10n \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2)$$

其中 d_0 为参考距离。 n 为路径损耗系数, 取决于信道环境。在 LOS 环境中, n 为 1.2-2.0; 在 NLOS 环境中, n 为 1.97-10^[10]。

2.3 60 GHz 波束赋形

为了应对显著的路径损耗并有效地提升链路预算, 60 GHz 通信系统通常使用波束赋形技术, 其系统实现框图如图 2 所示。系统发射端含 M 个天线阵元, 接收端含 N 个天线阵元。在发射端, 射频信号经过发送权重矢量 \mathbf{W} 加权之后, 通过不同的天线阵元发射到射频信道中; 在接收端, 不同天线阵元的接收信号首先由接收权重矢量 \mathbf{C} 进行加权求和, 继而进行下变频并送入后续信号处理模块。

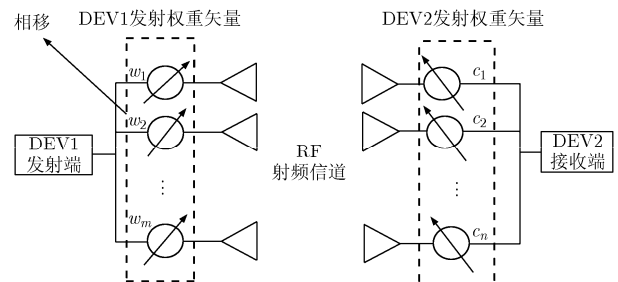


图2 波束赋形系统图

波束赋形技术通过选择最佳收发权向量使信噪比最大^[11]。自适应波束赋形依据设定的最优准则, 动态调整其发送和接收波束权值向量以获得最佳传输性能, 实现复杂度较高; 固定码本波束切换^[7], 即预先设计好一组波束码本, 继而通过波束训练选定可最大化接收信噪比的码本进行通信, 这种方案虽无法获得理论最优接收信噪比, 但其具有极低的实现复杂度, 因而适用于低成本小型设备。

2.4 60 GHz 波束码本

IEEE 802.15.3c 标准中 1 维均匀线性阵列波束码本可定义为一个 $M \times K$ 的矩阵 \mathbf{W} , 其中每一列代表一种波束模式, 矩阵元素 $w_{m,k}$ 可表示为^[4]

$$w_{m,k} = j^{\text{fix}\left\{\frac{m \times \text{mod}[k+(K/2), K]}{K/4}\right\}}, \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (3)$$

其中 M 为天线阵元总数, K 为波束总数目, m 为当前天线阵元号, k 为当前波束号。实际中为降低增益损失, 一般可设置 $K=2M^{[12]}$ 。图3为利用现有标准方案所生成的波束方向。

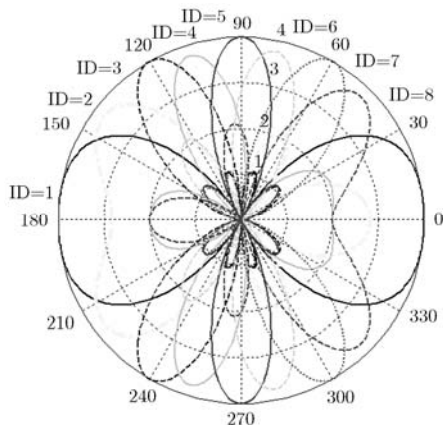


图3 IEEE 802.15.3c 码本波束方向图

图3中仿真天线阵元数设置为 $M=4$, 相应的波束数目为 $K=8$, ID 代表波束编号。3c 标准下的波束较经典智能天线模型主要有以下区别^[12]: (1)不同指向的波束主瓣宽度不同; (2)旁瓣增益较高。为了充分体现实际情况, 本文分析中将采用 IEEE 802.15.3c 标准中所规定的波束模型。

3 混合波束赋形

60 GHz 通信系统常采用低复杂度固定码本切换, 然而其精度受限难以达到最佳传输性能。而固定码本方案有较大的旁瓣增益, 未考虑多条链路之间的互干扰问题。本文为应对 60 GHz WPAN 上行链路中多用户干扰问题, 并充分考虑协调器(或接入点)与用户设备对实现复杂度的不同要求, 提出在接收端使用混合波束赋形机制, 从而可极大降低上行链路的共道干扰, 进而提高网络容量。即用户发送设备采取基于码本空间的固定波束切换方案, 接收设备采用自适应波束赋形方案。该机制首先充分利用码本进行波达角估计, 结合估计角度采用零陷波束形成, 在此基础上, 进一步引入 LMS 迭代算法, 可快速获得最优波束。

3.1 波达角估计

IEEE802.15.3c 标准以信噪比最大进行波束搜索, 得到最优波束号。然后根据最优波束计算该波束方向上的主瓣方向, 即可大致确定设备发射机方位角估计信息。因此, 可在接入点采用基于固定波束码本的低复杂度波达角估计算法。下面证明波达角估计的可行性。

波束主瓣方向(Main Response Axis, MRA)为天线阵波束最大增益方向。由波束赋形基本性质可知, 偏移角度越大, 波束所形成的半功率宽度越大, 其覆盖区域面积也越广。因此, MRA 方向难以在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 范围内均匀分布, 其总体应呈现图4所示的函数性质(以 $K=16$ 为例), 即角度偏离中心越远时, MRA 方向分布应越稀疏。通过 $\arcsin()$ 函数对 MRA 方向集合进行合理拟合^[13]:

$$\theta_k = \arcsin(2k/K - 1), \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (4)$$

其中 θ_k 为第 k 个波束的主瓣方向。因此, 基于已知码本进行到达角估计是理论可行的。

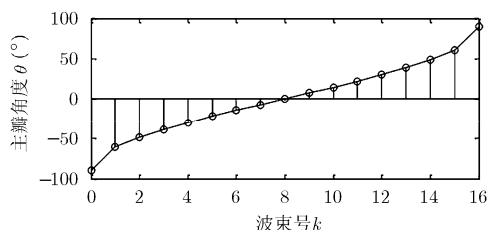


图4 $M=8, K=16$ 时 码本(3)对应波束 MRA 方向集合

3.2 波束优化成形

3.2.1 零陷波束成形 结合波达角估计结果, 通过主瓣对准估计期望信号方向, 零陷对准估计干扰信号方向, 即可实现干扰信号源的抑制。为简化运算, 利用最简单的零陷(Null-Steering)滤波原理^[14], 通过矩阵变换即可求得自适应权值。

$$\mathbf{w}^H \mathbf{A} = \mathbf{c} \quad (5)$$

其中 \mathbf{w} 为自适应权值向量, $\mathbf{A} = (\mathbf{a}_0, \mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_k)$, \mathbf{a}_i 为信号 \mathbf{s}_i 的导向矢量(Steering Vectors), 假设 \mathbf{s}_0 为期望信号, $\mathbf{s}_i (i=1, 2, \dots, k)$ 为干扰信号, 则有 $\mathbf{c} = [1, 0, \dots, 0]^T$ 。通过求解式(5)即可得到零陷波束形成器的天线加权矢量 \mathbf{w} :

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{cA}^{-1} \quad (6)$$

然而, 通常情况下 \mathbf{A} 并非可逆矩阵, 则此时可用广义逆矩阵求解, 式(6)转换为

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{cA}^H (\mathbf{AA}^H)^{-1} \quad (7)$$

3.2.2 LMS 波束成形 基于码本空间的波达角估计方案存在误差, 导致零陷滤波波束成形方案的性能欠佳。为了进一步提升性能, 可采用自适应最小均方误差 LMS 算法^[14]。该算法主要基于最小均方误差准则, 通过迭代自适应调节抽头系数, 使输出信号与期望信号之间均方误差达到最小。

采用下降算法, 设第 n 步迭代的权值向量

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mu(n)\mathbf{v}(n) \quad (8)$$

其中 $\mu(n)$ 为第 n 次迭代的更新步长, 而 $\mathbf{v}(n)$ 为第 n

次迭代的更新向量。对于步长 $\mu(n)$, 这里采用先搜索后收敛的步长选取方案, 即在暂态或过渡阶段使用大的学习速率, 在稳态使用小的学习速率, $\mu(n)=\eta/(1+n/c)$, 其中 η 为固定学习速率参数, c 表示搜索时间常数。

3.2.3 改进型 LMS 波束成形 采用波束码本(3)进行波达角估计时, 其估计精度依赖于天线数目, 估计误差会随着天线数增多而减小, 但过多的天线阵元数目将导致实现复杂度急剧升高。低估计精度将造成零陷波束形成方案干扰抑制性能下降, 而 LMS 波束形成的收敛速度较慢。为此提出一种改进 LMS 算法, 该算法充分利用固定码本的先验信息, 首先采用波束搜索进行快速波达角估计, 进而通过零陷波束形成方案计算天线权值矢量, 并以此作为自适应 LMS 算法的初始权值, 并以自适应步长进行跟踪, 最终获得最优权值, 从而达到增强干扰抑制性能的目标。相较于 LMS 自适应算法, 该改进型算法提高了算法收敛速度, 因而可有效应用于快速组网的移动短距离通信 WPAN 中。综上所述, 新设计的混合波束形成算法如表 1 所述。

表 1 改进型 LMS 算法描述

输入:

期望信号 s_0 与干扰信号 $s_i(i=1,2,\dots,k)$ 经过衰落信道后得到的混合信号 \mathbf{X} , 信号搜索计数器 i , LMS 算法的迭代次数计数器 n , 学习速率 η , 搜索时间常数 c 。

步骤:

- (1) 置 $i=0$, 估计期望信号 s_0 的来波方向, 通过波束搜索获得最优波束, 计算该波束主瓣方向, 即 s_0 的估计到达角。
- (2) 置 $i=i+1$, 估计干扰信号 s_i 的来波方向, 通过波束搜索获得最优波束, 计算该波束主瓣方向, 即 s_i 的估计到达角。
- (3) 判定 $i < k+1$? 如若否, 跳出循环, 继续步骤(4); 若是, 重复步骤(2)。
- (4) 基于零陷波束理论, 结合所有信号估计的到达角, 利用公式(7), 求出零陷波束形成的权值矢量 \mathbf{w}_{zs} 。
- (5) 置 $n=0$, $\mathbf{w}(0)=\mathbf{w}_{zs}$, 为 LMS 算法设初值。
- (6) 置 $n=n+1$, 计算误差 $e(n)=\mathbf{d}(n)-\mathbf{w}(n)^H\mathbf{u}(n)$, 更新权值 $\mathbf{w}(n)=\mathbf{w}(n-1)+\mu(n)\mathbf{u}(n)e^*(n)$, 其中自适应步长 $\mu(n)=\eta/(1+n/c)$ 。
- (7) 继续循环执行步骤(6), 直到均方误差趋于稳定, 返回最终自适应权值矢量 \mathbf{w}_{opt} 。

4 仿真及性能分析

为评估所提方案的总体性能, 本文按照 IEEE802.15.3c 标准搭建仿真系统, 用以比较采用不同方案下的 SINR 性能。仿真中, 假设设备天线均使用 1 维均匀直线阵, 并且位于长 \times 宽 \times 高 = 10 m

$\times 10$ m $\times 3$ m 的房间内, 网络中发射机数目为 $N=10$, 而设备天线阵元数目均为 $M=8$, 波束数目则为 $K=16$, 发射功率均为 10 mW, 背景噪声功率谱密度为 -20.4 dBm/Hz, 信号带宽设置为 1.7 GHz^[4,15]。

本文给出 IEEE802.15.3c 标准、零陷波束形成、LMS 波束形成以及改进型 LMS 波束形成 4 种方案的波束方向图, 如图 5 所示。图 5 中横坐标代表来波方向(单位弧度), 纵坐标是归一化波束赋形功率增益。同时, 标出了位于 -0.292 弧度的一路期望信号, 以及分别位于 [-1.002, 0.298, 0.892] 弧度处的 3 路干扰信号。从实际期望信号与干扰信号方向功率增益情况可以看出, 期望信号功率从高到低分别是改进型 LMS 与 LMS 波束形成, 其次是零陷波束形成, 最差是 3c 标准固定码本波束切换方案; 干扰方向增益衰减同样最优是改进型 LMS, 最差依旧是波束切换方案。综合分析来看, 混合波束赋形方案整体优于 3c 标准固定码本波束切换方案, 其中改进型 LMS 波束设计效果最优。因此, 混合波束赋形技术能进一步调整协调器接收端权值, 优化不同方向的波束增益, 增强期望信号、抑制干扰信号。

本文采用接收端 SINR 作为性能评价函数, 即期望信号与干扰及噪声功率比值, 来评估不同方案的系统传输性能。

$$\text{SINR} = \frac{P_R}{\sum P_I + P_N} \quad (9)$$

其中 P_R 代表期望信号接收功率, $\sum P_I$ 代表干扰信号接收功率之和, P_N 代表噪声功率。而每个信号的接收功率为: $P_r = P_t + G_t + G_r - L$, 其中 P_t , P_r 分别表示信号的发射功率和接收功率, G_t , G_r 分别表示发射天线和接收天线的增益, L 为路径损耗。

如图 6 所示, 通过 SINR 曲线反映 LMS 算法与改进型 LMS 算法收敛速度, 图中每条曲线均由 100 次独立仿真得到。从中可发现, 利用零陷波束形成作为初始迭代值的改进型 LMS 算法的收敛速度要明显优于经典 LMS 算法。具体来讲, 改进型 LMS 在 300 次迭代之后基本收敛至稳定解, 而 LMS 算法则需 600 次迭代方能达到稳定。这主要是由于, 改进型 LMS 算法充分利用了目标方向图先验信息, 有效缩短了计算时间并节省了设备能量, 因而在实际快速移动的 WPAN 网络中具有良好应用前景。

通过均值与变异系数比较 SINR 性能。其中均值表示一系列数据或统计总体的平均特征; 变异系数反映单位均值上的离散程度, 常用在总体均值不等的离散程度的比较上。表 2 分别给出 3 种混合波束赋形方案下与 3c 码本波束切换接收的 SINR 的均

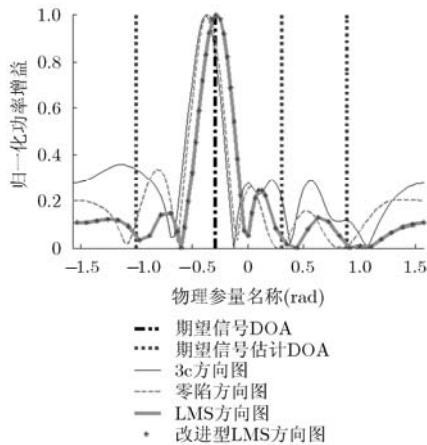


图 5 4 种波束赋形方向图比较

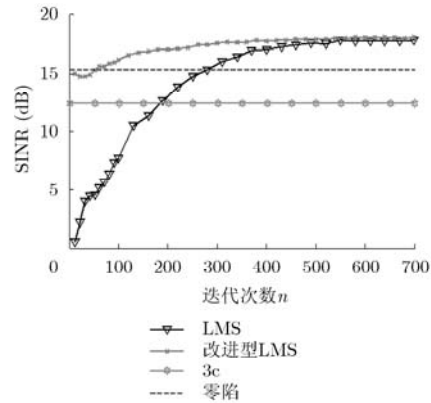


图 6 LMS 与改进型 LMS 的收敛过程中 SINR 比较

表 2 4 种方案 SINR 均值与变异系数

方案	SINR 均值(dB)	变异系数
IEEE802.15.3c	13.32	0.9807
零陷波束形成	15.23	0.8953
LMS(200 次)	13.49	1.0968
LMS(300 次)	16.09	0.8105
LMS(600 次)	17.79	0.7126
改进型 LMS(200 次)	17.17	0.6745
改进型 LMS(300 次)	17.68	0.6316
改进型 LMS(600 次)	17.98	0.6112

值与变异系数, 其中 LMS 与改进型 LMS 方案分别取迭代次数为 200, 300, 600。

由图表可以看出, LMS 算法在迭代 200 次、300 次、600 次时均值逐渐增加, 变异系数逐渐减小, 在 600 次之后趋于稳定; 改进型 LMS 算法迭代次数 200 次、300 次时均值逐渐增加, 变异系数逐渐减小, 300 次开始趋于稳定。稳定状态, 4 种方案均值逐渐增加, 其中改进型 LMS 波束形成相比 3c 标准固定波束切换算法提升了约 4.66 dB; 同时 4 种方案的变异系数逐渐减小, 表明 SINR 离散程度逐渐降低, 系统鲁棒性较好。由均值与变异系数特性分析可知, 混合波束赋形方案能显著提高系统的接收性能, 尤其是改进型 LMS 算法 SINR 的均值最大, 并且变异系数最低。混合波束赋形通过接收端波束优化设计, 能更好地增强期望信号并抑制干扰信号, 从而有效提高整个 60 GHz 毫米波网络的通信抗干扰性能。

5 结束语

为了缓解 60 GHz 毫米波通信网络中上行链路干扰问题, 充分考虑了协调器(或接入点)与用户设

备对不同实现复杂度的要求, 设计提出一种混合波束赋形机制, 即用户设备端采取基于码本空间的固定波束切换方案, 而接入点则执行自适应波束优化, 有效消除干扰并提升传输性能。由于不同码本对应不同方向图, 因而可充分利用波束搜索执行波达角估计。本文所设计的改进型 LMS 算法充分利用了零陷波束形成方案的有效先验信息, 利用零陷干扰对消机制为 LMS 提供迭代初值, 采用自适应步长能有效跟踪期望信号方向, 并显著提高了 LMS 算法的收敛速度, 尤其是发射机移动时, 新方案可迅速收敛以便于实时跟踪。仿真表明, 本文设计的混合波束赋形算法, 适用于快速移动组网的 WPAN 上行链路中, 能有效提升 60 GHz 毫米波网络的抗干扰性能。

参考文献

- [1] Xia Peng-fei, Qin Xiang-ping, Niu Hua-ning, *et al.* Short range gigabit wireless communications systems: potentials, challenges and techniques[C]. IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB, Singapore, Singapore, Sept. 24-26, 2007: 123-128.
- [2] Yong Su-Khiong, Xia Peng-fei, *et al.* 60 GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN: from Theory to Practice [M]. US, WILEY, 2011: 1-14, 89-115.
- [3] Lin Zhi-wei and Peng Xiao-ming. Enhanced beamforming for 60 GHz OFDM system with co-channel interference mitigation[C]. IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB, Bologna, Italy, Sept. 14-16, 2011: 29-33.
- [4] Gilb J P K(Technical Editor). IEEE standards 802.15.3c™ — Part 15.3: wireless Medium Access Control (MAC) and PHYSical (PHY) layer specifications for high rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) amendment 2: millimeter-wave-based alternative physical layer extension[S]. New York, USA, IEEE Computer Society, 2009.

- [5] Carlos C. IEEE P802.11ad™/D0.1 — Part 11: wireless LAN Medium Access Control (MAC) and PHYsical (PHY) layer specifications - amendment 6: enhancements for very high throughput in the 60 GHz band[S]. New York, USA, IEEE 802.11 Committee of the IEEE Computer Society, 2010.
- [6] 邹卫霞, 杜光龙, 李斌, 等. 60 GHz 毫米波通信中的一种新的波束搜索算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(3): 682-688.
Zou Wei-xia, Du Guang-long, Li Bin, *et al.* A novel beam search algorithm for 60 GHz millimeter wave communication [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(3): 682-688.
- [7] Wang Jun-yi, Zhou Lan, Pyo Chang-woo, *et al.* Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(8): 1390-1399.
- [8] Park M and Gopalakrishnan P. Analysis on spatial reuse and interference in 60-GHz wireless networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(8): 1443-1452.
- [9] Sarkar T K, Zhong Ji, Kim K, *et al.* A survey of various propagation models for mobile communication[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2003, 45(3): 51-82.
- [10] 邹卫霞, 崔志芳, 李斌, 等. 基于 N 相位的 60 GHz 无线通信波束赋形码本设计方案[J]. 北京邮电大学学报, 2012, 35(3): 1-5.
Zou Wei-xia, Cui Zhi-fang, Li Bin, *et al.* N phases based beamforming codebook design scheme for 60 GHz wireless communication[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2012, 35(3): 1-5.
- [11] Wang Jun-yi, Zhou Lan, Sum Chin-sean, *et al.* Beamforming codebook design and performance evaluation for 60 GHz wideband and WPANs[C]. Vehicular Technology Conference Fall, VTC 2009-Fall, Anchorage, Alaska, USA, Sept. 20-23, 2009: 1-6.
- [12] Yoon S, Jeon T, and Lee W. Hybrid beam-forming and beam-switching for OFDM based wireless personal area networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(8): 1425-1432.
- [13] 崔志芳. 60 GHz 无线通信系统波束形成系统码本设计方案研究[D]. [硕士论文], 北京邮电大学, 2012: 33-34.
Cui Zhi-fang. Research on beam-forming codebook design scheme for 60 GHz wireless communication system[D]. [Master dissertation], Beijing University of Posts and telecommunication, 2012: 33-34.
- [14] Godaral L C. Application of antenna arrays to mobile communications II: beam-forming and direction-of-arrival considerations[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1997, 85(8): 1195-1245.
- [15] Katsuyoshi S, Hirokazu S, Yozo S, *et al.* Channel model for millimeter wave WPAN[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC, Athens, Greece, Sept. 3-7, 2007: 1-5.
- 张 伟: 女, 1987 年生, 硕士生, 研究方向为 60 GHz 毫米波通信波束赋形技术.
- 李 斌: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为高速短距离无线通信技术、信号处理.
- 刘 云: 女, 1965 年生, 高级工程师, 工业和信息化部通信计量中心.
- 赵成林: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为短距离无线通信、无线传感器网络等.