

一种基于多天线波束成形的 全双工自干扰抵消算法

吴 飞,邵士海,唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室,四川成都 611731)

摘 要: 针对同时同频全双工无线通信系统,当基站采用多根发射天线和多根接收天线进行自干扰抵消时,现有技术多集中于自干扰迫零,缺少对发射机射频噪声抑制的研究. 本文在考虑射频噪声抑制的基础上,提出一种收发波束联合成形算法,算法首先以信干噪比最大化为原则,优化接收机天线波束成形向量,给出了算法求解表达式;其次以自干扰最小化为原则,优化发射机天线波束成形向量,给出了算法步骤. 仿真结果表明,本文算法在发射机信噪比为 30.0dB 和 60.0dB 时,3 发 3 收基站的自干扰抵消值分别为 65.5dB 和 89.8dB,与 SVD 迫零技术相比,分别有 25.5dB 和 19.8dB 的性能改善.

关键词: 无线通信; 自干扰抵消; 多天线; 同时同频全双工; 波束成形; 信干噪比; 发射机噪声

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)01-0008-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.01.002

A Novel Self-Interference Cancellation Algorithm Using Multi-Antenna Beamforming in Full-Duplex System

WU Fei, SHAO Shi-hai, TANG You-xi

(National Key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: The existing studies focus mainly on the zero forcing of self-interference without the suppression for the RF transmitter noise in the full-duplex base station with multiple transmit and receive antennas. Considering the suppression for the RF transmitter noise, this paper proposes a joint transmit and receive beamforming algorithm. First, we derive the analytical expression of the receiver beamforming vector based on the maximum signal-to-interference-noise ratio (SINR) criterion. The algorithm for designing the transmit beamforming vector is then given by minimizing self-interference. The simulation results show that when the signal-to-noise ratio (SNR) are 30dB and 60dB respectively, the values of the self-interference cancellation are 65.5dB and 89.8dB for the base station with three transmit and three receive antennas. Meanwhile, the corresponding improvement are 25.5dB and 19.8dB respectively compared to the SVD zero forcing scheme.

Key words: wireless communication; self-interference cancellation; multi-antenna; co-time co-frequency full duplex (CCFD); beamforming; signal-to-interference-noise ratio (SINR); transmitter noise

1 引言

同时同频全双工 (Co-frequency and Co-time Full Duplex, CCFD) 同时在相同的频谱资源上进行收发, 相比传统的时分双工 (TDD)^[1] 和频分双工 (FDD)^[2] 而言, 理论上可以成倍提高无线通信速率, 显著提高系统吞

吐量和容量^[1-6]. 由于收发机同时同频, 发射机会对接收机产生强干扰, 因此自干扰抑制是实现同时同频全双的关键技术^[7,8]. 自干扰抑制技术中, 受限于有限的接收机动态, 低噪放前需要进行模拟干扰抵消, 典型技术有射频抵消与多天线空域抵消^[9,10]. 文献[9,10]给出多抽头射频抵消技术, 但当收发通道过多时, 抵消电路

收稿日期: 2015-07-27; 修回日期: 2015-12-16; 责任编辑: 孙瑶

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61501093, No. 61531009, No. 61271164, No. 61471108, No. 61201266); 国家科技重大专项 (No. 2014ZX03003001-002); 国家 863 高技术研究发展计划 (No. 2014AA01A704, No. 2014AA01A706, No. 2015AA01A701); 教育部与中移动研究基金 (No. MCM20130111)

跟着收发通道数的乘积而急剧增长,需占用大量的射频空间.相比多抽头射频抵消技术,多天线空域抵消技术利用收发机联合波束成形,实现自干扰抵消的同时可以显著降低射频体积^[11,12].实验证明,多天线空域自干扰消除技术,可有效利用天线隔离带来的增益,也可联合时域与空域进行自干扰消除,因此具有较好的抵消能力与灵活性^[13-16].

多天线空域抵消技术包括天线摆放技术^[8,9]、时域抵消技术^[12]、迫零技术^[13]、预调零技术^[15-18]、波束成形技术^[19,20]、MMSE 滤波器技术^[21]、块对角化技术^[22]和天线选择技术^[23].文献[8,9]给出了天线摆放技术,两组发射天线关于接收天线所在直线对称且发射的两组信号反向,两组接收天线关于发射天线所在直线对称且接收到的信号反向相加,发射的信号在接收天线所在直线上形成一个调零区域,当接收天线没有严格位于调零区域上,此时两组接收天线上面的接收残余自干扰近似相同,在接收信号反向相加的时候,残余自干扰得到进一步抑制.天线摆放技术的调零区域位置和信号本身无关,由天线特征和相对位置决定,同时无需复杂的信号调制,实验结果证明 20MHz 带宽下有 40dB 的自干扰抵消.文献[12]给出了时域抵消技术,自干扰信号可以被完全重建,并且从接收信号中消除.迫零技术属于零空间映射技术,如文献[13]的奇异值分解技术(Singular Value Decomposition, SVD),自干扰信道矩阵可以被有效地分解为正交的向量空间,发送信号向量可以被映射到接收信号向量的零空间,迫零技术提供一种有效的、低复杂度解决方案.文献[17,18]给出了预调零成形技术,预调零技术是一个自适应过程,包括一个信道估计单元和权重更新单元,根据接收端处的自干扰信号,估计出自干扰信号矩阵,调节发射天线处每根天线的权重,实现接收天线处的自干扰功率最小化.预调零算法可以有效应用于多入单出(Multi Input Single Output, MISO)信道,算法复杂度较低,但是此算法没有考虑多根接收天线的情况.文献[16]通过复值线性模型和实值线性模型分析了文献[18]的预调零技术.波束成形技术是收发天线工作在正交的矩阵向量空间,文献[19]采用发射机时域波束成形,给出了宽带时域波束成形技术,该方法避免 OFDM 自干扰抵消残余脉冲问题,可在 30MHz 带宽环境下实现 40~50dB 的自干扰消除能力,但该论文没有考虑发射机噪声对自干扰抵消的影响.文献[20]采用特征波束成形算法可以实现高性能空域自干扰消除,当发送信号的向量空间对准自干扰向量空间的最小特征向量时,该算法可以最大化的抑制自干扰信号,很显然,当自干扰矩阵的特征值都大于零时,此方法比迫零技术干扰抵消能力差.文献[21]给出了 MMSE 滤波器技术,此方法基于

MMSE 准则,不仅可以成功抑制自干扰信号,同时还可以减小背景噪声的影响,因而可以得到比迫零算法更好的性能.文献[22]给出了块对角技术,与迫零算法相比,块对角化降低了数据传输速率.文献[23]给出了传统的天线选择技术,算法简单,但是很难达到期望的自干扰抑制值.天线摆放技术、发射机预调零技术和迫零技术和时域波束成形技术都是基于自干扰迫零的方式,理论都能够使自干扰迫零,但是当有发射机射频噪声时,不同的技术对自干扰和射频噪声有不同的抑制效果;另一方面,接收天线的权重系数会影响接收机对有用信号的信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR),因而进行收发波束成形设计时需兼顾干扰抑制与有用信号的接收.MMSE 技术综合考虑自干扰与接收信号,但是此种算法需要预先设计好发射机波束成形向量,然而在工程实现中,却没有有效的设计方法.因此本文研究能够使接收机 SINR 最大化的自干扰抵消算法,并且要求算法在发射机信噪比未知的情况下,能够对自干扰和发射机噪声具有良好的抑制.

2 系统模型

单用户全双工系统模型如图 1 所示,基站采用 N_t ($N_t \geq 2$) 根发射天线和 N_r ($N_r \geq 2$) 根接收天线,移动设备采用单根发射天线和单根接收天线进行收发,移动设备端也包括采用环形器的单天线模式^[24]. L_2 表示移动设备的自干扰信道, $\mathbf{h}_1 \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 表示下行信道矩阵, $\mathbf{L}_1 \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ 表示基站自干扰信道矩阵, $\mathbf{h}_2 \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 表示上行信道矩阵.移动设备工作在半双工或全双工模式,对于全双工模式,移动设备的发射功率较小,可以采用有源模拟和数字自干扰技术进行自干扰消除,不失一般性,假设移动设备已经完成了自干扰消除.基站采用多天线波束成形进行自干扰抵消.发射和接收波束成形矩阵分别为 $\mathbf{w}_t \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 和 $\mathbf{w}_r \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$,基站发送和接收信号表示为 t_1 和 r_1 ,移动设备的发射信号表示为 t_2 .

当不考虑射频发射机噪声时,基站的接收信号为:

$$r_1 = \mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t t_1 + \mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2 t_2 + \mathbf{w}_r^H \mathbf{n} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为热噪声, \mathbf{n} 为均值为零,方差为 σ_n^2 的

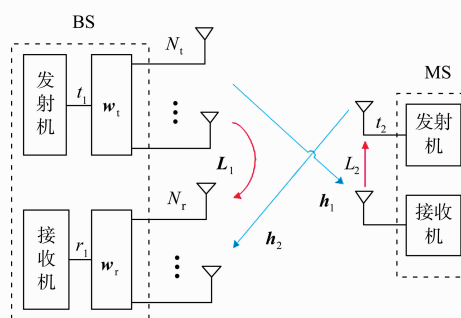


图1 单用户全双工系统模型

独立高斯白噪声, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置.

假设 t_1 和 t_2 为独立的随机信号, 同时与白噪声 \mathbf{n} 独立. 基站和移动设备的发射功率分别为 $p_{BS} = E\{t_1 t_1^H\}$ 和 $p_{MS} = E\{t_2 t_2^H\}$, $E\{\cdot\}$ 表示期望.

实际系统中, 发射机功放的非线性失真、相位噪声以及 IQ 不平衡都会产生射频噪声, 研究表明可以采用加性高斯噪声对发射机射频噪声进行建模^[25,26]. 假设发射机链路完全无耦合, 并假设发射机通道间射频噪声相互独立. 对于基站发射机, 设射频噪声为 $\mathbf{n}_{BS} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$, 设每条射频链路发射功率与射频噪声的比值固定, 都为 SNR_{BS} , 则基站发射机的发射噪声为:

$$\mathbf{n}_{BS} = \sqrt{\mathbf{w}_t \odot \mathbf{w}_t^*} \odot \mathbf{n}_{bs}, \mathbf{n}_{bs} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_{bs}^2 \mathbf{1}_{N_t \times 1}) \quad (2)$$

其中 $\mathcal{CN}(\mathbf{m}, \mathbf{v})$ 表示均值为 \mathbf{m} , 方差为 \mathbf{v} 的独立复高斯白噪声, σ_{bs}^2 为基站端射频噪声功率, $\mathbf{1}_{N_t \times 1}$ 为之全部为 1 的向量, 由上可知 $\text{SNR}_{BS} = p_{BS}/(\sigma_{bs}^2 \cdot \mathbf{w}_t^H \mathbf{w}_t)$, 因发射功

$$E\{r_1 r_1^H\} = E\left\{(\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 (\mathbf{w}_t t_1 + \mathbf{n}_{BS}) + \mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2 (t_2 + \mathbf{n}_{MS}) + \mathbf{w}_r^H \mathbf{n}) (\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 (\mathbf{w}_t t_1 + \mathbf{n}_{BS}) + \mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2 (t_2 + \mathbf{n}_{MS}) + \mathbf{w}_r^H \mathbf{n})^H\right\} \\ = \underbrace{p_{BS} \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2}_{\text{自干扰信号}} + \underbrace{p_{MS} \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sigma_{bs}^2 \mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \text{diag}\{|w_t(1)|^2, \dots, |w_t(N_t)|^2\} \mathbf{L}_1^H \mathbf{w}_r + \sigma_{ms}^2 \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2 + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}_r^H\|^2}_{\text{发射机噪声引起的干扰}} + \underbrace{\sigma_n^2 \|\mathbf{w}_r^H\|^2}_{\text{热噪声}} \quad (5)$$

$$\text{SINR} = \frac{p_{MS} \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2}{p_{BS} \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2 + \sigma_{bs}^2 \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \text{diag}\{|w_t(1)|^2, \dots, |w_t(N_t)|^2\} \mathbf{L}_1^H \mathbf{w}_r\|^2 + \sigma_{ms}^2 \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2 + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}_r^H\|^2} \quad (6)$$

设 $\sigma_{\text{total}}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2$, 其中:

$$\sigma_1^2 = \sigma_{bs}^2 \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \text{diag}\{|w_t(1)|^2, \dots, |w_t(N_t)|^2\} \mathbf{L}_1^H \mathbf{w}_r\|^2, \\ \sigma_2^2 = \sigma_{ms}^2 \|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2 + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}_r^H\|^2,$$

设理想的基站和移动设备发射等效信噪比分别为 $\text{SNR}_{BS} = p_{BS}/\sigma_{\text{total}}^2$ 和 $\text{SNR}_{MS} = p_{MS}/\sigma_{\text{total}}^2$, 为了使接收端的信噪比最大, 则优化求解问题可以表示为:

$$\mathbf{Q}_1: \arg \max_{\mathbf{w}_r, \mathbf{w}_t} \text{SINR} = \frac{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2 \overline{\text{SNR}_{MS}}}{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2 \overline{\text{SNR}_{BS}} + 1} \quad (7)$$

$$\text{s. t. } \|\mathbf{w}_t\| = 1 \\ \|\mathbf{w}_r(i)\| \leq 1, i = 1, \dots, N_r \quad (8)$$

其中, $\|\mathbf{w}_t\| = 1$ 表示基站发射机的功率恒定, $\|\mathbf{w}_r(i)\| \leq 1, i = 1, \dots, N_r$ 表示接收机信号可以直接通过或则衰减通过进入基带.

3 本文优化求解算法

对式(7), 理想的情况是, 联合优化 \mathbf{w}_r 和 \mathbf{w}_t 求得最优的 SINR, 先获知 σ_{bs}^2 , σ_{ms}^2 和 σ_n^2 的先验知识后, 直接求取 \mathbf{w}_r 和 \mathbf{w}_t 的闭式解, 但是上式没有简单闭式解. 当发射机信噪比 SNR_{BS} 减小时, 基站发射噪声引起的自干扰项 $\sigma_{bs}^2 \mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \text{diag}\{|w_t(1)|^2, \dots, |w_t(N_t)|^2\} \mathbf{L}_1^H \mathbf{w}_r$ 会随着增大. 因此, 本文所提的算法, 需要在不知道 SNR_{BS} 的先验知识的时候, 必须要考虑对发射机射频噪声的抑制. 本文算法分成两个步骤来求解:

第一步, 首先设计最优的接收波束成形向量 \mathbf{w}_r , 目

率固定, 有 $\|\mathbf{w}_t\| = 1$, 则有 $\text{SNR}_{BS} = p_{BS}/\sigma_{bs}^2$, 假设 \mathbf{n}_{bs} 与 \mathbf{n} 、 t_1 、 t_2 相互独立.

设移动端发射功率与射频噪声的比值固定, 为 SNR_{MS} , 则移动端的发射噪声为:

$$\mathbf{n}_{MS} = n_{ms}, n_{ms} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{ms}^2) \quad (3)$$

其中 σ_{ms}^2 为移动端射频噪声功率, 有 $\text{SNR}_{MS} = p_{MS}/\sigma_{ms}^2$, 假设 n_{ms} 与 \mathbf{n}_{bs} 、 \mathbf{n} 、 t_1 、 t_2 相互独立.

当考虑射频发射机噪声时, 基站的接收信号为:

$$r_1 = \mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 (\mathbf{w}_t t_1 + \mathbf{n}_{BS}) + \mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2 (t_2 + \mathbf{n}_{MS}) + \mathbf{w}_r^H \mathbf{n} \quad (4)$$

由式(4)可得, 基站接收机的协方差如式(5)所示.

式(5)中 $\text{diag}\{a_1, \dots, a_n\}$ 表示以 $\{a_1, \dots, a_n\}$ 为对角元素的对角矩阵, $(\cdot)^H$ 表示哈密特转置, $\|\cdot\|^2$ 表示矩阵范数.

基站接收端的 SINR 可表示为式(6).

标是减小自干扰信号的同时增大有用信号的功率, 以使式(7)的 SINR 最大.

第二步, 根据求得的接收波束成形向量 \mathbf{w}_r , 求解最优的发射波束成形向量 \mathbf{w}_t , 以使自干扰最小, 即 $\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2$ 最小.

3.1 接收端优化

第一步, 使接收端的信干比 (Signal to Interference Ratio, SIR) 最大, 即:

$$\arg \max_{\mathbf{w}_t} \text{SIR} = \frac{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2 \overline{\text{SNR}_{MS}}}{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2 \overline{\text{SNR}_{BS}}} \quad (9)$$

由于 $\overline{\text{SNR}_{MS}}/\overline{\text{SNR}_{BS}}$ 为定值, 因此上式可以等效为:

$$\arg \max_{\mathbf{w}_t} \text{SIR} = \frac{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2}{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2} = \frac{\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_2^H \mathbf{w}_r}{\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H \mathbf{w}_r} \quad (10)$$

回顾矩阵定理:

定理 1 Rayleigh-Ritz 定理^[27].

如果矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times m}$ 是 Hermitian 矩阵, 则有如下结论:

$$\lambda_{\max}(\mathbf{A}) = \max_{\mathbf{x}} \left\{ \frac{\mathbf{x}^H \mathbf{A} \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \mathbf{x}} : \mathbf{x} \in \mathbb{C}^{m \times 1}, \mathbf{x} \neq \mathbf{0} \right\} \quad (11)$$

其中, $\lambda_{\max}(\mathbf{A})$ 表示矩阵 \mathbf{A} 的最大特征值, 此时, \mathbf{x} 取 $\lambda_{\max}(\mathbf{A})$ 对应的特征向量.

当矩阵 $\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H$ 为可逆矩阵时, 此条件可以根据近场收发天线的特定摆放来达到要求. 设 $\tilde{\mathbf{w}}_r = (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{1/2} \mathbf{w}_r$, $(\cdot)^{1/2}$ 表示矩阵开方, 即矩阵 \mathbf{C} 和 \mathbf{D} 满足, $\mathbf{C} \mathbf{C}^H = \mathbf{D}$, 矩

阵 \mathbf{C} 为 \mathbf{D} 的开方. 则上式可以转化为:

$$\begin{aligned} & \arg \max_{\tilde{\mathbf{w}}_r} \frac{\tilde{\mathbf{w}}_r^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_2^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \tilde{\mathbf{w}}_r}{\tilde{\mathbf{w}}_r^H \tilde{\mathbf{w}}_r} \\ & = \arg \max_{\mathbf{w}_r} \frac{\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_2^H \mathbf{w}_r}{\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H \mathbf{w}_r} \end{aligned} \quad (12)$$

式(10)的解变成通用特征值求解问题. 因此最优的接收波束成形矩阵可以表示为:

$$\tilde{\mathbf{w}}_{r,\text{opt}} = \mathbf{u}_{\lambda_{\max}} \quad (13)$$

其中列向量 $\mathbf{u}_{\lambda_{\max}}$ 为矩阵 $(\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_2^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2}$ 的最大特征值对应的特征向量.

所以接收波束成形向量 \mathbf{w}_r 为:

$$\mathbf{w}_{r,\text{opt}} = (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{u}_{\lambda_{\max}} \quad (14)$$

对接收波束进行归一化有:

$$\mathbf{w}_{r,\text{opt}} = \frac{(\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{u}_{\lambda_{\max}}}{\|(\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{u}_{\lambda_{\max}}\|} \quad (15)$$

3.2 发送端优化

第二步,当求出接收端的波束成形向量 $\mathbf{w}_r = \mathbf{w}_{r,\text{opt}}$, 由于射频噪声是随机的,所以本步骤主要针对发射机自干扰信号,而不考虑发射机射频噪声,则式(7)可等价于:

$$\begin{aligned} & \left\{ \begin{array}{l} \mathbb{Q}_1 : \arg \max_{\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r} \text{SINR} = \frac{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2 \text{SNR}_{\text{MS}}}{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2 \text{SNR}_{\text{BS}} + 1} \\ \text{s. t. } \|\mathbf{w}_t\| = 1 \end{array} \right. \\ \Leftrightarrow & \left\{ \begin{array}{l} \mathbb{Q}_2 : \arg \max_{\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r} \text{SINR}_n = \frac{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{h}_2\|^2}{\|\mathbf{w}_r^H \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2} \\ \text{s. t. } \|\mathbf{w}_t\| = 1 \end{array} \right. \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)表明,问题 \mathbb{Q}_1 可以简化为问题 \mathbb{Q}_2 的求解,根据求出的 $\mathbf{w}_r = \mathbf{w}_{r,\text{opt}}$, 优化问题转化为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \arg \max_{\mathbf{w}_t} \text{SINR}_n = \frac{\|\mathbf{u}_{\lambda_{\max}}^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{h}_2\|^2}{\|\mathbf{u}_{\lambda_{\max}}^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2} \\ \text{s. t. } \|\mathbf{w}_t\| = 1 \end{array} \right. \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \|\mathbf{w}_t\|_{k+1} - \mathbf{w}_t^\circ &= \left\| \left[(\mathbf{w}_t)_k - \mu_k \frac{\partial \|s^H(\mathbf{w}_t)_k\|^2}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^*} \right]^+ - \left[\mathbf{w}_t^\circ - \mu_k \frac{\partial \|s^H \mathbf{w}_t^\circ\|^2}{\partial \mathbf{w}_t^{\circ*}} \right]^+ \right\| \\ &< \left\| (\mathbf{w}_t)_k - \mu_k \frac{\partial \|s^H(\mathbf{w}_t)_k\|^2}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^*} - \mathbf{w}_t^\circ - \mu_k \frac{\partial \|s^H \mathbf{w}_t^\circ\|^2}{\partial \mathbf{w}_t^{\circ*}} \right\| \\ &= \|(\mathbf{I} - \mu_k \mathbf{Q})((\mathbf{w}_t)_k - \mathbf{w}_t^\circ)\| \leq \max\{|1 - \mu_k m|, |1 - \mu_k M|\} \|(\mathbf{w}_t)_k - \mathbf{w}_t^\circ\| \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \|\mathbf{w}_t\|_{k+1} - \mathbf{w}_t^\circ &= \left\| \left[(\mathbf{w}_t)_k - \mu_k \frac{\partial \|s^H(\mathbf{w}_t)_k\|^2}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^*} \right]^+ - \left[\mathbf{w}_t^\circ - \mu_k \frac{\partial \|s^H \mathbf{w}_t^\circ\|^2}{\partial \mathbf{w}_t^{\circ*}} \right]^+ \right\| \\ &= \left\| \frac{(\mathbf{w}_t)_k}{m_k} - \mu_k \frac{\partial \|s^H(\mathbf{w}_t)_k\|^2}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^* m_k} - \mathbf{w}_t^\circ - \mu_k \frac{\partial \|s^H \mathbf{w}_t^\circ\|^2}{\partial \mathbf{w}_t^{\circ*}} \right\| = \left\| \frac{(\mathbf{I} - \mu_k \mathbf{Q})}{m_k} ((\mathbf{w}_t)_k - m_k \mathbf{w}_t^\circ) \right\| \\ &\leq \frac{\max\{|1 - \mu_k m|, |1 - \mu_k M|\}}{m_k} \|(\mathbf{w}_t)_k - m_k \mathbf{w}_t^\circ\| < \frac{\max\{|1 - \mu_k m|, |1 - \mu_k M|\}}{m_k} \|(\mathbf{w}_t)_k - \mathbf{w}_t^\circ\| \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $\mathbf{Q} = \mathbf{s}\mathbf{s}^H$, m 和 M 为 \mathbf{Q} 的最小和最大特征值. 式(20)表明,只要 $\max\{|1 - \mu_k m|, |1 - \mu_k M|\} \leq 1$, 梯度下降算法是逐次收敛的. 注意 \mathbf{w}_t° 为静态点, 所以到自身

式(17)可进一步等效为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \arg \min_{\mathbf{w}_t} \|\mathbf{u}_{\lambda_{\max}}^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{L}_1 \mathbf{w}_t\|^2 \\ \text{s. t. } \|\mathbf{w}_t\| = 1 \end{array} \right. \quad (18)$$

设 $\mathbf{s} = \mathbf{L}_1^H (\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H)^{-1/2} \mathbf{u}_{\lambda_{\max}} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$, 式(18)变为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \arg \min_{\mathbf{w}_t} \|\mathbf{s}^H \mathbf{w}_t\|^2 \\ \text{s. t. } \|\mathbf{w}_t\| = 1 \end{array} \right. \quad (19)$$

上述求解可以通过最速下降法搜索来获得, 本文给出一种梯度投影算法, 如下:

步骤 1 初始化 $(\mathbf{w}_t)_1$;

步骤 2 更新

$$(\mathbf{w}_t)_{k+1} = (\mathbf{w}_t)_k + \alpha^k ((\tilde{\mathbf{w}}_t)_k - (\mathbf{w}_t)_k),$$

$$(\tilde{\mathbf{w}}_t)_k = \left[(\mathbf{w}_t)_k - \mu_k \frac{\partial \|s^H(\mathbf{w}_t)_k\|^2}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^*} \right]^+,$$

$\alpha^k \in (0, 1]$ 是一个步长, μ_k 是正数.

步骤 3 重复步骤 2, 直到 $(\mathbf{w}_t)_k$ 收敛.

步骤 2 中, $[\cdot]^+$ 表示到约束集的投影, 即满足 $\|(\mathbf{w}_t)_k\| = 1$. 并有^[28]:

$$\frac{\partial \|s(\mathbf{w}_t)_k\|^2}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^*} = \frac{\partial ((\mathbf{w}_t)_k^H \mathbf{s}\mathbf{s}^H (\mathbf{w}_t)_k)}{\partial (\mathbf{w}_t)_k^*} = 2\mathbf{s}\mathbf{s}^H (\mathbf{w}_t)_k$$

其中, α^k 和 μ_k 按照 Armijo 规则来选择, 本文 α^k 是一个固定的单位值, 即 $\alpha^k = 1, k = 0, 1, \dots$.

收敛性能分析: 设 \mathbf{w}_t° 表示静态点, 由于 $\|\mathbf{w}_t\| = 1$ 是一个非凸约束, 因此不能直接使用凸集投影的非扩展性定理^[29]. 设 $m_k, k = 1, 2, \dots$ 表示投影缩放尺度. 当 $m_k > 1$ 时, $(\mathbf{w}_t)_k$ 从外部投影到球面 $\|\mathbf{w}_t\| = 1$; 当 $m_k = 1$, $(\mathbf{w}_t)_k$ 的投影是其本身, 即是静态点 \mathbf{w}_t° ; 当 $m_k < 1$, $(\mathbf{w}_t)_k$ 从内部投影到球面 $\|\mathbf{w}_t\| = 1$. 本文分成两种情况来讨论, 即 $m_k > 1$ 和 $m_k < 1$.

情况 1 当 $m_k > 1$ 时,

的投影不变.

情况 2 当 $m_k \leq 1$ 时, 其中, $\mathbf{Q} = \mathbf{s}\mathbf{s}^H$, m 和 M 为 \mathbf{Q} 的最小和最大特征值. 式(21)中, $1/m_k$ 大于 1, 所以不

能保证梯度下降算法收敛到最优点. 因此初始值和 μ_k 的选取十分关键. 由于约束非凸, 所以梯度下降算法只能保证收敛到静态点, 所以可能需要数次搜索才能够达到足够的自干扰抵消值, 因此初始值需要随机产生. 步长 μ_k 一般需要采用平方可和但自身不可和, 即要求 $\mu_k \rightarrow 0$, $\sum_{k=1}^{\infty} \mu_k = \infty$, 但 $\sum_{k=1}^{\infty} \mu_k^2 < \infty$, 此种序列可以保证梯度搜索算法搜索 w_1 到整个定义域, 又能保证足够的收敛精度. 本文采用的推荐步长如 $\mu_k = \frac{1}{0.55\sqrt{k}}$, $k = 1, 2, \dots$ ^[29]. 本文的仿真实验表明, 采用随机初始值和本文推荐的 μ_k , 具有良好的收敛速度和收敛精度.

4 仿真分析

自干扰矩阵 L_1 , 由莱斯信道建模, 天线以正方形的两边等间隔摆放^[30]. 自干扰信道矩阵的莱斯因子 $K = 20$, 其中 $K = A^2/2\sigma_i^2$, A 为直射路径幅度值, 对于 2 发 2 收、2 发 3 收和 3 发 3 收直射路径矩阵如表 1 所示; σ_i^2 为多径信号分量的能量, 由独立同分布瑞利衰落建模, 即 $\mathcal{CN}(0, \sigma_i^2)$, $\sigma_i^2 = A^2/(2K)$. 其中 $\mathcal{CN}(m, v)$ 表示均值为 m , 方差为 v 的复高斯分布^[31]. 如表 1 所示, 自干扰信道的直射路径固定, 多径分量随机产生, 每次产生后, 自干扰信道矩阵值固定不变. 假设基站知道自干扰信道矩阵值和有用信道值, 本文的仿真结果为 500 次仿真的平均值.

表 1 自干扰信道矩阵参数设置

名称	取值
自干扰信道矩阵	平坦信道
莱斯因子 K	20
2 发 2 收基站直射路径矩阵	$\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2}/2 \\ \sqrt{2}/2 & 1 \end{bmatrix}$
2 发 3 收基站直射路径矩阵	$\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2}/2 \\ \sqrt{4/5} & \sqrt{4/5} \\ \sqrt{2}/2 & 1 \end{bmatrix}$
3 发 3 收基站直射路径矩阵	$\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{4/5} & \sqrt{2}/2 \\ \sqrt{4/5} & 1 & \sqrt{4/5} \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{4/5} & 1 \end{bmatrix}$

表 2 基站接收机仿真参数设置

名称	取值
接收机加性噪声功率 σ_n^2	-40dBm
有用信道功率衰落系数 σ_h^2	10^{-4}
基站发射功率 p_{t1}	40dBm
移动端发射机功率 p_{t2}	30dBm

如表 2 所示, 接收机的加性噪声属于独立同分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$, $\sigma_n^2 = -40\text{dBm}$. 有用信道 h_2 由独立同分布瑞利衰落建模, 即 $\mathcal{CN}(0, \sigma_h^2)$, $\sigma_h^2 = 10^{-4}$. 由表 2 可知,

接收端自干扰的平均功率 40dBm 比接收机热噪声大 80dB, 则有用信号的的平均功率 -10dBm ($\sim p_{t2}\sigma_h^2$) 比平均自干扰功率小 50dB.

图 2 给出了 3×3 天线基站在不同发射机信噪比下的自干扰抵消性能. 设移动端发射机信噪比为 40dB, 由仿真条件可知, 基站接收端在无基站发射机干扰情况下, 平均接收机信噪比为 30dB, 因此可以忽略移动端发射机信噪比; 基站端发射机信噪比变化范围为 30 ~ 60dB. 从图中可以看出本文算法跟文献[12]的传统 SVD 迫零算法相比, 当发射机信噪比为 30dB 时, 有 25.5dB 改善; 当发射机信噪比为 60dB 时, 有 19.8dB 改善. 本文算法在自干扰抵消性能上比传统 SVD 迫零算法好的原因是, 传统 SVD 迫零算法是使自干扰为零为优化目标, 寻找式(6)的最佳发射机与接收机波束成形向量, 但是没有考虑发射机的射频噪声, 而本文的方法是在基站接收端以接收机信噪比为优化目标, 寻找式(7)的最佳发射机与接收机波束成形向量, 对射频噪声有一定抑制作用, 因此自干扰抵消效果比 SVD 迫零算法好. 最优值是通过基因搜索算法得来, 对式(7), 数字搜索中发射机射频失配引起的干扰功率 σ_{is}^2 为已知条件. 文献[21]的时域滤波算法, 由于只考虑滤除自干扰信号, 因此其效果 SVD 迫零算法差不多. 文献[21]的 MMSE 滤波算法, 由于考虑发射机射频噪声、自干扰信号和远端有用信号, 因此其性能比时域滤波算法和 SVD 迫零算法好, 但效果差于本文算法. 相比本文算法, 当发射机信噪比 30dB, 低于最优值 10dB; 当发射机信噪比 60dB, 跟最优值 90dB 接近, 这是因为 90dB 已经接近自干扰抵消的上限. 图 3 仿真了 2×3 天线基站在不同发射机信噪比下的自干扰抵消性能, 与 3×3 天线基站类似, SVD 迫零算法比时域滤波算法效果差不多, 略好 2dB 左右, MMSE 算法则比 SVD 迫零算法好 10dB 左右, 本文算法的自干扰抵消值与最优值相同.

图 4 给出了本文提出的算法, 在不同发射机信噪比下, 不同基站天线配置的自干扰抵消性能. 设移动端

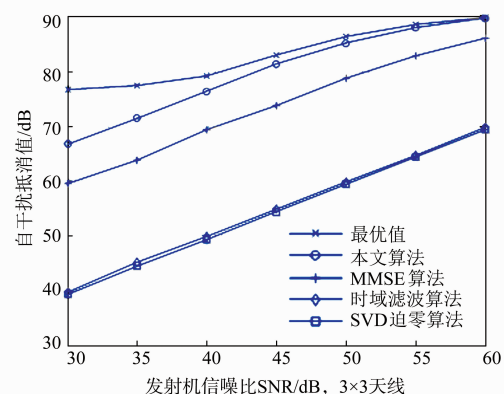


图 2 3×3 天线基站在不同发射机信噪比下的自干扰抵消性能

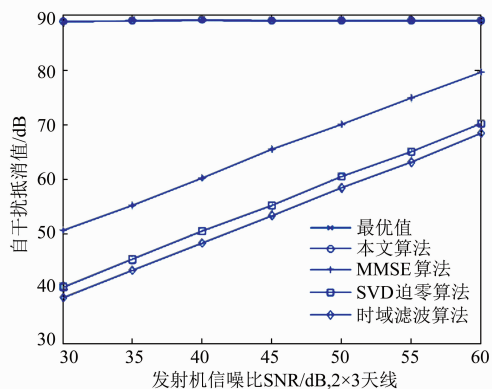


图3 2×3天线基站在不同发射机信噪比下的自干扰抵消性能

发射机信噪比为 40dB, 基站端发射机信噪比变化范围为 30~60dB. 从图中可以看出, 基站天线的增加可以使自干扰抵消得到改善. 当发射机信噪比为 30dB 时, 2 发 3 收比 2 发 2 收好 41dB 左右; 发射机信噪比为 70dB 时, 2 发 3 收比 2 发 2 收好 7dB 左右. 这是因为随着天线的增加, 自干扰抵消性能得到提升. 当基站配置 3 发 3 收根天线时, 采用 2 发 3 收比 3 发 3 收自干扰抵消值高. 这是因为, 对于 2 发 3 收基站天线配置, 即当 $N_r \geq N_t + 1$ 时, 基站接收机天线有足够的自由度, 可以对两根发射天线信号进行迫零, 因此自干扰抵消值不随着发射机信噪比变化而变化, 一直保持在 88.8dB; 而对于 3 发 3 收基站天线配置, 当 $N_r = N_t$ 时, 据式(6)可知, 发射机波束成形向量和接收机波束成形向量都可以作用于发射机自干扰信号, 理论上可以完全抑制发射机自干扰信号, 但是由于发射机波束成形向量不能作用于发射机射频噪声, 只有接收机波束成形向量作用于发射机射频噪声, 此时基站收发天线只能够部分抑制发射机射频噪声, 因而 3 发 3 收的自干扰抵消值会随着发射机信噪比恶化而减小. 从上面的分析可知, 2 发 3 收的自干扰抵消值优于 3 发 3 收. 但如文献[32]所示, 考虑最强的直射路径信号, 2 发 3 收的基站天线配置, 2 根发射机天线能够单独实现一个预调零点, 因此 3 根接收

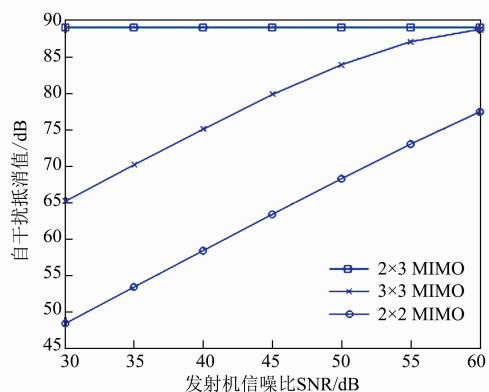


图4 不同基站天线配置在不同发射机信噪比下自干扰抵消性能

机天线中有一根天线的直射路径信号会很大, 容易造成接收机低噪放饱和, 而不能实现接收机波束成形向量优化; 3 发 3 收的基站天线配置, 3 根发射机天线能单独实现两个预调零点, 因此 3 根接收机天线的信号相比直射路径来说, 比较微弱, 因此不会造成接收机低噪放饱和. 从上面的分析可知, 为了防止接收机低噪放饱和, 需要 $N_r \geq N_t$. 综合上述, 实际系统中, 为了防止接收机低噪放饱和, 采用 3 发 3 收的基站天线配置比 2 发 3 收好.

图 5 给出了 2 发 2 收、2 发 3 收和 3 发 3 收天线, 在发射机信噪比为 30dB, 而信道估计误差不同的情况下的自干扰抵消性能. 设移动端发射机信噪比为 40dB, 信道估计误差从 10^{-4} 到 10^{-1} . 从图中可以看出, 2 发 3 收和 3 发 3 收自干扰抵消值在任何信道估计误差下都比 2 发 2 收, 这是因为天线增加的缘故. 对于 2 发 3 收和 3 发 3 收, 当信道估计误差高于 0.0031 的时候, 3 发 3 收自干扰抵消性能优于 2 发 3 收; 而当信道估计误差低于 0.0031 的时候, 2 发 3 收自干扰抵消性能优于 3 发 3 收. 根据式(6)和式(7), 当信道估计误差较大时, 基站接收机的残余自干扰主要由发射机信号引起, 因此 3 发 3 收在信道估计误差较大时, 优于 2 发 3 收; 当信道估计误差较小, 基站接收机的残余自干扰主要由发射机射频噪声引起, 因此 2 发 3 收在信道估计误差较大时, 优于 3 发 3 收.

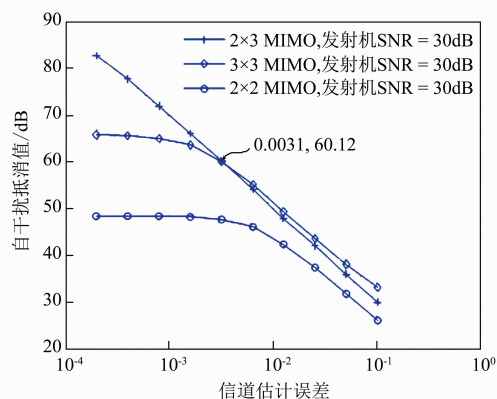


图5 不同的信道估计误差下基站自干扰抵消性能

5 结束语

本文针对同时同频全双工多天线空域自干扰抑制技术, 提出了一种新型的收发波束联合优化算法. 算法分成两个步骤, 首先根据接收机信噪比最大化, 推导了接收机波束成形向量的闭合表达式; 其次根据自干扰最小化, 给出了发射机波束成形向量算法步骤. 结果表明, 本文算法可以有效抑制自干扰和发射机射频噪声对接收机的影响, 相比迫零技术、MMSE 技术和时域技术, 性能有明显提升.

参考文献

- [1] LI X, LIU C, LI F. TD-SCDMA: Spectrum modeling, experimental verification of power amplifier nonlinearity[J]. Chinese Journal of Electronics, 2013, 22(3): 631 – 633.
- [2] CHEN Z, BAN Y, YING L, et al. Coupled-fed printed PI-FA for internal eight-band LTE/GSM/UMTS mobile phone[J]. Chinese Journal of Electronics, 2014, 23(1): 199 – 203.
- [3] Hong S, Brand J, Choi J I, et al. Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 114 – 121.
- [4] Zhan Z, Villemaud G, Hutu F, et al. Full-Duplex Dual-Band Radio Dedicated to Flexible Radio Communications[R]. CITI Insa Lyon; Grenoble, 2014.
- [5] Korpi D, Riihonen T, Valkama M. Achievable rate regions and self-interference channel estimation in hybrid full-duplex/half-duplex radio links[A]. Proceedings of IEEE 49th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)[C]. Baltimore; IEEE, 2015. 1 – 6.
- [6] Ju H, Zhang R. Optimal resource allocation in full-duplex wireless-powered communication network[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(10): 3528 – 3540.
- [7] Li S, MURCH R. An investigation into baseband techniques for single-channel full-duplex wireless communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(9): 1536 – 1276.
- [8] Choi J I, Jain M, Srinivasan K, et al. Achieving single channel, full duplex wireless communication[A]. Proceedings of the Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking[C]. New York; CMCN, 2010. 1 – 12.
- [9] Bharadia D, McMilin E, Katti S. Full duplex radios[A]. Proceedings of the ACM SIGCOMM Conference on SIGCOMM[C]. New York; ACM, 2013. 375 – 386.
- [10] Zhang Z, Shen Y, Shao S, et al. Full duplex 2×2 MIMO radios[A]. Proceedings of IEEE 2014 Sixth International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)[C]. Hefei; IEEE, 2014. 1 – 6.
- [11] Ahmed E, Eltawil A M, Sabharwal A. Rate gain region and design tradeoffs for full-duplex wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(7): 3556 – 3565.
- [12] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Mitigation of loop-back self-interference in full-duplex MIMO relays[J]. IEEE Transactions on Signal Process, 2011, 59(12): 5983 – 5993.
- [13] Chun B, Park H. A spatial-domain joint-nulling method of self-interference in full-duplex relays[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(4): 436 – 438.
- [14] Antonio-Rodriguez E, Lopez-Valcarce R, Riihonen T, et al. SINR optimization in wideband full-duplex MIMO relays under limited dynamic range[A]. Proceedings of IEEE 8th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)[C]. A Coruna; SAM, 2014. 177 – 180.
- [15] Riihonen T, Balakrishnan A, Haneda K, et al. Optimal eigenbeamforming for suppressing self-interference in full-duplex MIMO relays[A]. Proceedings of IEEE 45th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)[C]. Baltimore; IEEE, 2011. 1 – 6.
- [16] Hua Y, Ma Y, Gholian A, et al. Radio self-interference cancellation by transmit beamforming, all-analog cancellation and blind digital tuning[J]. Signal Processing, 2015, 108: 322 – 340.
- [17] Bharadia D, Katti S. Full duplex MIMO radios[A]. Proceedings of the 11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation[C]. Seattle; USNSDI, 2014. 359 – 372.
- [18] Johnston S E, Fiore P D. Full-duplex communication via adaptive nulling[A]. Proceedings of IEEE 2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C]. Pacific Grove; IEEE, 2013. 1628 – 1631.
- [19] Hua Y, Liang P, Ma Y, et al. A method for broadband full-duplex MIMO radio[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 19(12): 793 – 796.
- [20] Riihonen T, Balakrishnan A, Haneda K, et al. Optimal eigenbeamforming for suppressing self-interference in full-duplex MIMO relays[A]. Proceedings of 45th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)[C]. Baltimore; CISS, 2011. 1 – 6.
- [21] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Spatial loop interference suppression in full-duplex MIMO relays[A]. Proceedings of IEEE 2009 Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C]. Pacific Grove; IEEE, 2009. 1508 – 1512.
- [22] Stankovic V, Spalevic P. Cooperative relaying with block DFT processing and full-duplex relays[J]. Electronics Letters, 2013, 49(4): 300 – 302.
- [23] Gore D, Paulraj A J. MIMO antenna subset selection with space-time coding[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10): 2580 – 2588.
- [24] 吴翔宇, 沈莹, 唐友喜. 室内环境下 2.6GHz 同时同频全双工自干扰信道测量与建模[J]. 电子学报, 2014, 42(1): 1 – 6.
- WU Xiang-yu, SHEN Ying, TANG You-xi. Measurement and modeling of co-time co-frequency full-duplex self-interference channel of the indoor environment at 2.6GHz

- [J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(1): 1–6. (in Chinese)
- [25] Santella G, Mazzenga F. A hybrid analytical-simulation procedure for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1998, 47(1): 142–151.
- [26] Priyanto B E, Sorensen T B, Jensen O K, et al. Assessing and modeling the effect of RF impairments on UTRA LTE uplink performance [A]. Proceedings of IEEE 66th Vehicular Technology Conference [C]. Baltimore: IEEE, 2007. 1213–1217.
- [27] Lutkepohl H. Handbook of Matrices [M]. New York: John Wiley & Sons, 1996. 66–67.
- [28] Hjørungnes A, Gesbert D. Complex-valued matrix differentiation: Techniques and key results [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(6): 2740–2746.
- [29] Bertsekas D P. Nonlinear Programming [M]. Belmont: Athena Scientific, 1999. 160–220.
- [30] Alexandris K, Balatsoukas-Stimming A, Burg A. Measurement-based characterization of residual self-interference on a full-duplex MIMO testbed [A]. IEEE 8th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM) [C]. A Coruna: IEEE, 2014. 329–332.
- [31] Wu X, Shen Y, Tang, Y. The power delay profile of the single antenna full-duplex self-interference channel in indoor environments at 2.6GHz [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13: 1561–1564.
- [32] Lioliou P, Viberg M, Coldrey M, et al. Self-interference suppression in full-duplex MIMO relays [A]. Proceedings of IEEE Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR) [C]. Pacific Grove: IEEE, 2010. 658–662.

作者简介



吴 飞 男, 1986 年生, 四川简阳人. 2008 年和 2011 年分别在电子科技大学获得工学学士和工学硕士, 现为博士研究生, 研究方向为全双工通信、无线通信自干扰消除.
E-mail: qwufei@139.com



邵士海 男, 1980 年生, 辽宁省抚顺人. 2003 年和 2008 年在电子科技大学获得工学学士和工学博士学位, 现为电子科技大学通信干扰重点实验室教授, 研究方向为空时编码.
E-mail: ssh@uestc.edu.cn

唐友喜 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信中的信号处理.