

一种线性化的全双工 MIMO 收发器设计

张志亮^{①②} 沈莹^{*①} 邵士海^① 潘文生^① 唐友喜^①

^①(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

^②(四川大学锦城学院电子信息工程系 成都 611731)

摘要: 针对全双工 MIMO 收发器发射通道非线性以及接收通道存在强烈自干扰的问题, 该文提出一种使发射通道线性化并通过射频多抽头重建与数字重建消除自干扰的具有较低硬件成本与软件复杂度的设计方案: (1) 基于改进的串扰消除和数字预失真(CTC-DPD)算法并复用反馈通道进行去耦合和数字预失真使发射通道线性化、等增益; (2) 在接收通道加入可调衰减器并用多维梯度下降法基于接收的残留自干扰功率最小原则调整抽头参数; (3) 基于频域信道估计进行数字自干扰重建。实现的 20 MHz 带宽 LTE 全双工 2×2 MIMO 通信样机, 发射通道经过线性化后带内更平坦, 而带外噪声抑制了约 30 dB。射频和数字消除一轮调整共耗时约 0.17 ms, 总消除能力约 75 dB。16QAM 映射时全双工双向数据速率总和 220 Mbps, 相对单向时的 110 Mbps 实现了频谱效率的翻倍。通信样机证明了该方案的可行性。

关键词: 无线通信; 串扰; 非线性; 全双工; MIMO

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)09-2227-06

DOI: 10.11999/JEIT151363

Novel Design of Linear Full-duplex MIMO Radios

ZHANG Zhiliang^{①②} SHEN Ying^{*①} SHAO Shihai^① PAN Wensheng^① TANG Youxi^①

^①(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(Department of Electronic Information Engineering, Jincheng College of Sichuan University, Chengdu 611731, China)

Abstract: Considering the issues of nonlinearity and self-interference in transmitting and receiving channels of a full-duplex MIMO radio respectively, a novel low hardware cost and low software complexity design scheme with transmitting channels linearization and self-interference cancellation by multi-tap RF cancellers and digital cancellers is proposed, where (1) An improved Cross-Talk Cancelling-Digital Pre-Distorter (CTC-DPD) algorithm and common feedback are used for decoupling and digital pre-distortion to make transmitting channels gain linearly and equally; (2) By introducing adjustable attenuators in receiving channels, multi-tap cancellers use received data along with minimum residual self-interference power criterion based multidimensional gradient descent method to search the multi-tap setting; (3) Digital self-interference is reconstructed for cancellation based on channel estimation in frequency domain. In the prototype of 20 MHz bandwidth LTE full-duplex 2×2 MIMO radio, transmitting channels have more flat in-band spectrum and 30 dB lower out-band noise after linearization. RF and digital self-interference cancellation need 0.17 ms for one turning and provide about 75 dB cancellation together. When two nodes with 16QAM mapping work at full-duplex mode, they achieve a sum of 220 Mbps bit rate, which double the bit rate of 110 Mbps at half-duplex mode and thus double the spectrum efficiency. The prototype demonstrates the feasibility of the proposed design.

Key words: Wireless communication; Crosstalk; Nonlinearity; Full-duplex; MIMO

1 引言

全双工 MIMO(Multiple Input Multiple

Output)既拥有 MIMO 充分利用空间资源提高系统信道容量的优点, 又拥有全双工倍增频谱效率提高系统信道容量的优点, 近年来, 得到了业界的广泛关注^[1-7]。

在全双工 MIMO 收发器设计中, 存在着两个关键问题, 一是发射通道线性化, 要解决的是功放的非线性与记忆效应^[8,9]以及受此失真影响的功放前的串扰(即发射通道之间的耦合)^[10-14], 二是全双工自

收稿日期: 2015-12-03; 改回日期: 2016-03-21; 网络出版: 2016-05-25

*通信作者: 沈莹 shenyinying@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61471108, 61501093), 国家科技重大专项(2014ZX03003001-002)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61471108, 61501093), The National Major Projects (2014 ZX03003001-002)

干扰消除,要解决的是将发射信号对本地接收机造成的同频自干扰消除^[1-7]。单纯地解决功放失真问题,存在着多种的数字预失真(Digital Pre-Distorter, DPD)方案^[8,9]。同时解决功放失真与受此失真影响的功放前串扰的问题,则有 CO-DPD (CrossOver DPD)^[11], CO-NNPD(CrossOver Neural Network Pre-Distorter)^[12], CTC-DPD(Cross-Talk Cancelling DPD)^[13,14]等方案。然而, CO-DPD 与 CO-NNPD 直接通过增加预失真器补偿受失真影响的串扰,需要的预失真器较多(发射通道数的平方个),算法较复杂,并且需要同时接收各发射通道的反馈,硬件成本较高; CTC-DPD 通过补偿串扰(去耦)后再作预失真,需要的预失真器较少(发射通道数个),但是也需要同时接收各发射通道的反馈,硬件成本较高,并且其耦合参数估计与 DPD 参数提取存在误差传递的问题,精度受到影响。对于自干扰的消除,可以分为模拟消除与数字消除两类。模拟消除可进一步分为天线消除^[6]、额外发射通道重建消除^[5]、多抽头重建消除^[4]。其中,天线消除适用于窄带信号而对宽带信号效果较差,且对辅助天线摆放位置的精度要求较高,实际中的摆放位置误差使得其性能有明显下降;额外发射通道重建消除需要为每个接收通道增加一个重建发射通道,相应的硬件成本较高;多抽头重建消除通过使用延迟线、可调衰减器构成的各抽头去重建合成射频自干扰信号,可做到较低的硬件成本和较高的性能,但是在抽头参数合适设置前,强烈的射频自干扰仍会使得接收通道饱和堵塞,给抽头参数调整带来困难。自干扰如果进入模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)的动态范围内,则可通过数字方法进一步消除,在发射通道线性化的前提下,可简单通过在频域估计自干扰信道并依此重建消除^[7]。

本文给出了一种线性化全双工 2×2 MIMO 收发器的设计,并实现了样机测试。所设计的收发器具有较低硬件成本与软件复杂度,其特征及创新之处在于:(1)基于改进的 CTC-DPD 算法并复用反馈通道进行去耦合和数字预失真使发射通道线性化、等增益,其中改进的耦合参数估计方法避免了误差传递与功放非线性的干扰;(2)所使用的固定延时调整衰减的多抽头射频自干扰消除结构,通过增加接收通道可调衰减器直接使用接收通道获取射频消除残留自干扰功率的反馈,并使用多维梯度下降法基于残留自干扰功率最小原则搜索抽头衰减参数。样机的测试结果证明了该设计的可行性。

第2节给出了本文的 2×2 线性化全双工 MIMO 收发器系统模型;第3节介绍了基于此模型实现的

LTE(Long Term Evolution)通信样机;第4节给出了通信样机的测试结果;最后总结全文。

2 系统模型

本文提出的 2×2 线性化全双工 MIMO 收发器模型如图1所示,其中引入了发射通道线性化处理以及全双工自干扰消除处理。

2.1 发射通道线性化

在发射通道中,数字信号将经过线性化处理后才进行发射。线性化处理包含用于使从数模转换器(Digital to Analog Converter, DAC)到功放之间的通道相互独立的去耦处理,以及用于补偿功放非线性的数字预失真处理两部分。为降低硬件成本和算法复杂度,本方案采用的是改进了的复用反馈接收通道的 CTC-DPD 方案,改进之处在于使用了新的能避免功放非线性干扰并防止误差传递的耦合参数估计算法,并将两个功放 DPD 参数分开提取以适应复用反馈接收通道的结构并减少计算量。

2.1.1 线性化工作原理

(1)去耦处理: 发射通道等效采样基带模型如图2所示, $\mathbf{x}_i, \mathbf{u}_i, \mathbf{v}_i, \mathbf{w}_i, \mathbf{s}_i$ 是假设对第 i 通道相应位置的基带信号采样所得的信号。

耦合矩阵 $\mathbf{C}$ 用于描述通道的耦合效应,即有 $\mathbf{w} = \mathbf{v}\mathbf{C}$, 其中 $\mathbf{w} = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2]$ 为耦合后的信号, $\mathbf{v} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2]$ 为耦合前的信号。 $\mathbf{C}$ 为 2×2 的矩阵,其可表示为 $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & C_{12} \\ C_{21} & 1 \end{bmatrix}$, 其中 C_{ij} 为第 i 通道到第 j 通道的耦合系数并有 $C_{11} = C_{22} = 1$, $0 < \{|C_{12}|, |C_{21}|\} < 1$, 易知 $\mathbf{C}$ 为可逆矩阵。

去耦矩阵 $\mathbf{D}$ 用于消除通道的耦合效应,即使得 $\mathbf{w} = \mathbf{u}\mathbf{D}\hat{\mathbf{C}} = \mathbf{u}$, 其中 $\hat{\mathbf{C}}$ 是 $\mathbf{C}$ 的估计值。因此有 $\mathbf{D} = \hat{\mathbf{C}}^{-1}$, 即 $\mathbf{D}$ 应为 $\hat{\mathbf{C}}$ 的逆矩阵,其可表示为 $\mathbf{D} = \frac{1}{1 - \hat{C}_{12}\hat{C}_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -\hat{C}_{12} \\ -\hat{C}_{21} & 1 \end{bmatrix}$ 。

(2)数字预失真处理: $f_i(\cdot)$ 用于描述第 i 个功放的非线性,根据奇次项记忆多项式模型^[8],可以表示为

$$s_i(n) = f_i(w_i(n)) = \sum_{q=0}^Q \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ 奇数}}}^K h_{k,q}^{(i)} |w_i(n-q)|^{k-1} w_i(n-q) \quad (1)$$

其中, Q 为记忆深度, K 为非线性阶数, $h_{k,q}^{(i)}$ 为对应延迟及阶数项的系数。式(1)可以表示为矩阵的形式:

$$\mathbf{s}_i = \mathbf{A}_{w_i} \mathbf{h}_i \quad (2)$$

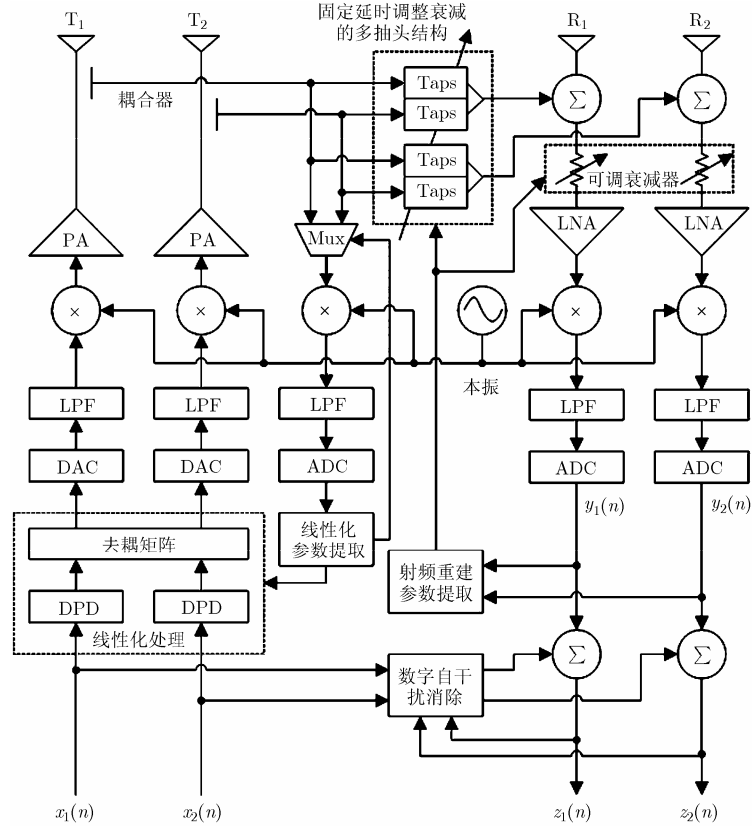


图 1 系统模型

其中, $\mathbf{w}_i = [w_i(1) \ w_i(2) \ \cdots \ w_i(N)]^T$ 为功放输入复包络 N 个采样的列向量, $\mathbf{s}_i = [s_i(1) \ s_i(2) \ \cdots \ s_i(N)]^T$ 为功放输出复包络 N 个采样的列向量, $\mathbf{h}_i = [h_{1,0}^{(i)} \ h_{3,0}^{(i)} \ \cdots \ h_{K,0}^{(i)} \ \cdots \ h_{1,Q}^{(i)} \ h_{3,Q}^{(i)} \ \cdots \ h_{K,Q}^{(i)}]^T$ 为记忆多项式系数列向量。

$\mathbf{A}_{w_i} = [\mathbf{a}_{w_i}^0 \ \mathbf{a}_{w_i}^1 \ \cdots \ \mathbf{a}_{w_i}^q \ \cdots \ \mathbf{a}_{w_i}^Q]$, 其中,

$$\mathbf{a}_{w_i}^q = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{q \times 1} & \mathbf{0}_{q \times 1} & \cdots & \mathbf{0}_{q \times 1} \\ a_1(w_i(1)) & a_3(w_i(1)) & \cdots & a_K(w_i(1)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_1(w_i(M)) & a_3(w_i(M)) & \cdots & a_K(w_i(M)) \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, $a_k(w_i(n)) = |w_i(n)|^{k-1} w_i(n)$, $\mathbf{0}_{q \times 1} = [\underbrace{0 \ 0 \ \cdots \ 0}_{q \uparrow 0}]^T$,

$M = N - q$ 。

$g_i(\cdot)$ 用于描述第 i 个预失真器的非线性, 它的作用是补偿第 i 个功放的非线性, 即有 $g_i(\cdot) = f_i^{-1}(\cdot)$ 。

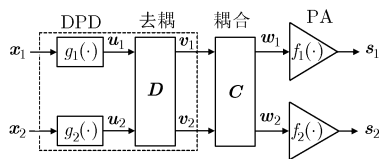


图 2 发射通道等效采样基带模型

因此, 经过去耦处理后有 $s_i(n) = f_i(w_i(n)) = f_i(u_i(n)) = f_i(g_i(x_i(n))) = x_i(n)$ 。根据奇次项记忆多项式模型, 设其记忆多项式系数列向量表示为

$$\mathbf{d}_i = [d_{1,0}^{(i)} \ d_{3,0}^{(i)} \ \cdots \ d_{K,0}^{(i)} \ \cdots \ d_{1,Q}^{(i)} \ d_{3,Q}^{(i)} \ \cdots \ d_{K,Q}^{(i)}]^T$$

有

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{A}_{x_i} \mathbf{d}_i \quad (4)$$

根据 CTC-DPD 算法, 数字预失真参数 $\mathbf{d}_1$ 和 $\mathbf{d}_2$ 估计方法为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 & \phi_1 \\ \phi_2 & \mathbf{d}_2 \end{bmatrix} = \text{pinv}([\mathbf{A}_{s_1} \ \mathbf{A}_{s_2}]) [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2] \hat{\mathbf{C}} \quad (5)$$

其中, $\text{pinv}(\cdot)$ 表示伪逆矩阵; ϕ_1 和 ϕ_2 理想情况下为与 $\mathbf{d}_1$ 和 $\mathbf{d}_2$ 长度相同的 0 向量, 实际中由于噪声与 $\hat{\mathbf{C}}$ 估计误差的存在将不为 0, 由于它们未被使用, 可以丢弃。

由于按式(5)进行估计需要同时接收各通道的输出, 不能复用反馈接收通道, 并且求得的 ϕ_1 和 ϕ_2 未被使用, 所以为了减少计算量和复用反馈接收通道, $\mathbf{d}_1$ 和 $\mathbf{d}_2$ 在此改为按式(6)分别估计。

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_1 &= \text{pinv}(\mathbf{A}_{s_1}) (\mathbf{v}_1 + \hat{\mathbf{C}}_{21} \mathbf{v}_2) \\ \mathbf{d}_2 &= \text{pinv}(\mathbf{A}_{s_2}) (\mathbf{v}_2 + \hat{\mathbf{C}}_{12} \mathbf{v}_1) \end{aligned} \quad (6)$$

由于这里分别提取 $\mathbf{d}_1$ 和 $\mathbf{d}_2$ 时的 $\mathbf{s}_1$ 和 $\mathbf{s}_2$ 均由相

同的反馈接收通道接收, 因此, d_1 和 d_2 还能补偿通道增益的不一致性, 实现相同的发射通道增益。

2.1.2 耦合参数估计算法 耦合矩阵 C 可以由耦合前后的信号 v 和 w 的 N 组样值进行估计, 其基于最小二乘的估计值为

$$\hat{C} = \text{pinv}(v) \cdot w \quad (7)$$

然而基于数字预失真的需要, 系统中已经对 s 进行了接收, 由于成本尺寸等限制, 一般不适宜增加对 w 的接收。此时, 若直接使用 s 代替 w 进行最小二乘估计, 即

$$\hat{C} = \text{pinv}(v) \cdot s \quad (8)$$

则功放非线性和记忆效应的干扰会使得估计精度会有较大的恶化。

CTC-DPD 算法中给出了一种耦合参数估计与数字预失真参数提取迭代提高精度的方法, 即根据式(8)获得耦合参数估计初始值后, 代入式(5)获得数字预失真参数初始值, 再使用式(9)获得耦合参数估计最终值, 最后将耦合参数估计最终值代入式(5)获得数字预失真参数最终值。

$$\hat{C} = \text{pinv}([v_1 \ v_2]) [A_{s_1} d_1 \ A_{s_2} d_2] \quad (9)$$

然而该算法一是存在误差传播的问题, 初始估计的耦合参数受到功放非线性和记忆效应的干扰有较大的误差并且此误差会往后传播, 虽然通过 2 轮迭代精度有一定提高, 但误差仍较大; 二是需要同时接收各通道的输出, 不能复用反馈接收通道, 且要多作一轮耦合参数和数字预失真参数估计, 复杂度较高。

在此, 本文使用一种能复用反馈接收通道且具有较低复杂度的基于反馈功率最小化的耦合参数 2 维梯度下降搜索方法。以估计 C_{ji} 为例, 此时 v_j 发送用于测试的恒包络信号, 记为 $v_j(n)$, v_i 发送 $-\tilde{C}_{ji}v_j(n)$, 其中 $\tilde{C}_{ji}$ 代表搜索过程中的试验值, 此时有 $s_i = f_i((C_{ji} - \tilde{C}_{ji})v_j)$, 对应功放的输入 $(C_{ji} - \tilde{C}_{ji})v_j$ 仍为恒包络信号, 反馈通道选择接收 s_i 并根据 N 点样值计算其功率 $\tilde{P}_i = (1/N) \sum_{n=1}^N |s_i(n)|^2$, 在 $|\tilde{C}_{ji}| < 1$ 的复平面内搜索使得 $\tilde{P}_i$ 最小的 $\tilde{C}_{ji}$ 值作为 C_{ji} 估计值, 即

$$\hat{C}_{ji} = \arg \min_{\tilde{C}_{ji} \in \mathbb{C}, |\tilde{C}_{ji}| < 1} (\tilde{P}_i) \quad (10)$$

易知此问题是凸问题, 因此可以使用梯度下降法加快搜索过程^[15]。

此方法能有效避免功放非线性的干扰。首先, 对于特定的搜索试验值 $\tilde{C}_{ji}$, 被测通道功放输入具有恒包络, 此时式(1)的功放记忆多项式模型退化为

$$s_i(n) = f_i(w_i(n)) = \sum_{q=0}^Q h_q^{(i)} w_i(n-q) \quad (11)$$

其中 $h_q^{(i)}$ 为退化后对应延迟项的系数, 即只有记忆效应仍存在, 而非线性的影响被消除。其次, 搜索时较低的输入功率使得功放具有足够的回退从而工作在线性区, 非线性的影响亦能得以消除。

2.2 全双工自干扰消除

在接收通道中, 强烈的自干扰信号需要首先由多抽头结构在射频域进行重建消除, 然后再在数字域上作进一步消除。射频重建采用固定延时调整衰减的多抽头结构^[4], 而各抽头衰减参数则根据接收到的射频消除残留自干扰功率最小的原则按多维梯度下降法^[15]搜索获取, 并通过增加接收通道可调衰减器直接使用接收通道获取射频消除残留自干扰功率的反馈用于降低硬件复杂度和成本。数字自干扰消除则采用了基于频域的信道估计方法实现残留自干扰的重建与消除^[7]。

2.2.1 射频自干扰消除 射频自干扰消除采用低成本的固定延时调整衰减的多抽头结构在射频域进行重建消除, 而各抽头衰减参数则根据数字域上接收通道接收到的射频消除残留自干扰功率最小的原则搜索获取。在实际中, 虽然每个数字可调衰减器只有有限种取值, 但是当抽头较多、衰减可取值较多时, 遍历搜索所有的可能取值也将花费较多的时间。在各抽头衰减参数适当设置之前, 强烈的自干扰容易造成 ADC 饱和从而失去残留自干扰功率变化的指示, 从而无法使用多维梯度下降等一些快速搜索方法。

为了提供在系统的抽头衰减参数快速搜索能力而又不过多增加硬件复杂度, 本设计在接收通道叠加重建消除信号的加法器与低噪放之间加入了可调衰减器, 在第 1 次搜索抽头衰减参数时将其设成较大的衰减值, 避免 ADC 饱和, 在后面的正常工作阶段则将衰减值设成最小, 抽头衰减参数在原来基础上进行微调, 从而减少对正常接收过程的影响并提高抽头衰减参数微调时的精度。

假设用于重建消除从第 j 个发射通道到第 i 个接收通道射频自干扰的多抽头结构具有 ξ 条径, 其衰减的集合记为 $\alpha = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_\xi\}$, 则在参数搜索期间只有第 j 个发射通道发送用于测试的恒包络信号而其他发射通道保持静默, 然后搜索使得数字域上第 i 个接收通道($y_i(n)$)基于 N 点样值计算的功率最小的衰减参数集合作为估计值, 可表示为

$$\hat{\alpha} = \arg \min_{\alpha \in \mathbb{R}^\xi} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_i(n)|^2 \right) \quad (12)$$

2.2.2 数字自干扰消除 经过发射线性化及射频自干扰消除后, 数字域中第 j 个发射通道到第 i 个接收通道的残留自干扰可表示为

$$r_{ji}(n) = \sum_{l=1}^L h_l^{(j,i)} x_j(n - d_l^{(j,i)}) \quad (13)$$

其中, L 为包含自干扰重建径数 ξ 在内的总的多径数, $h_l^{(j,i)}$ 为第 l 条径的复增益, $d_l^{(j,i)}$ 为第 l 条径的延迟。式(13)的 DFT 为

$$R_{ji}(k) = H_{ji}(k) X_j(k) \quad (14)$$

因此 $H_{ji}(k)$ 的估计值为

$$\hat{H}_{ji}(k) = R_{ji}(k) X_j^{-1}(k) \quad (15)$$

进行 $H_{ji}(k)$ 的估计时, 只有第 j 个发射通道发送测试信号, 其他发射通道静默, 然后根据式(15)进行估计。在正常工作阶段, 根据式(16)重建数字残留自干扰并将其从接收信号中减去完成消除。

$$\hat{R}_{ji}(k) = \hat{H}_{ji}(k) X_j(k) \quad (16)$$

3 系统实现

线性化全双工 2×2 MIMO LTE 通信样机的实现如图 3 所示。其中, 发射与接收天线为 4 根全向鞭状天线; 耦合器、多抽头结构(每个含 4 条重建径)、射频重建信号与接收信号合成器(加法器)、接收通道可调衰减器(使用的是 1.7 dB 插入损耗 31.5 dB 可调衰减的 HMC542B^[6])以及线性化反馈接收射频复用器等由射频消除板实现; 功放、低噪放、本振、混频器、滤波器等由射频前端板实现; ADC, DAC 由相应的 ADC, DAC 子板实现; 线性化处理、线性化参数提取、射频重建参数提取、数字自干扰消除以及其他的基带处理由基带板实现。样机工作在 2.535 GHz 中心频率, 带宽为 20 MHz, 发射功率为 23 dBm(LTE 标准中 UE 最大发射功率^[17])。

4 测试结果

图 4 给出了线性化前后功放输出的功率谱密度(PSD)的对比, 其中奇次项记忆多项式模型使用的记忆深度 Q 为 2, 非线性阶数 K 为 5。可以看出, 经过线性化处理后, 带内变得更平坦, 而带外噪声则

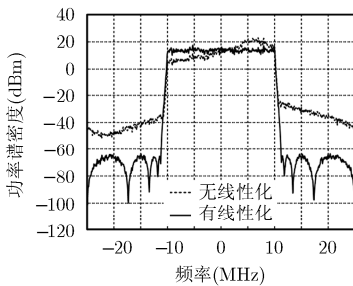


图4 发射通道线性化效果

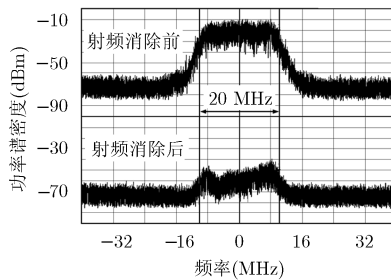


图5 射频自干扰消除效果

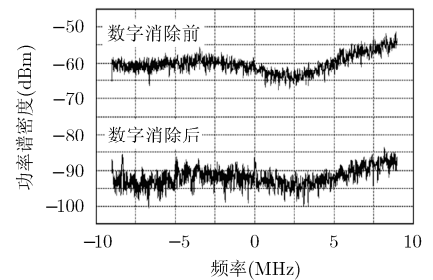


图6 数字自干扰消除效果

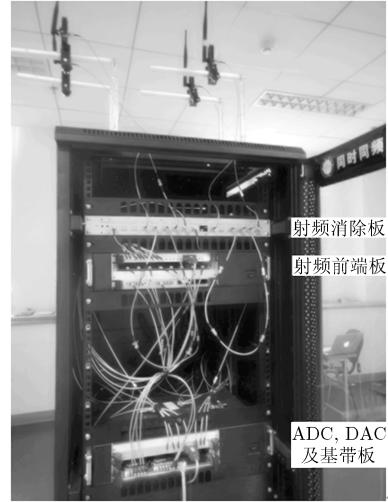


图3 线性化全双工 2×2 MIMO 通信样机

得到了约 30 dB 的抑制。

图 5 给出了射频消除前后自干扰的 PSD, 其中每个多抽头结构使用了 4 条重建径。其中 20 MHz 带宽内的自干扰功率, 射频消除前约为 -15 dBm, 射频消除后约为 -55 dBm, 射频消除能力约为 40 dB。

图 6 给出了通过软件计算的数字消除前后自干扰的 PSD。其中 20 MHz 带宽内的自干扰功率, 数字消除前约为 -55 dBm, 数字消除后约为 -90 dBm, 数字消除能力约为 35 dB。

射频消除和数字消除总共提供了约 75 dB 的消除能力, 将自干扰从约 -15 dBm 消到了约 -90 dBm。射频消除第 1 次参数搜索时间约为 10 ms, 正常工作时的微调约为 0.1 ms, 而数字消除的调整时间约为 0.07 ms, 因此正常工作时执行一轮射频消除和数字消除调整的总时间约为 0.17 ms。假设移动台以 120 km/h 的速度运动(3GPP TS25.102 Case 3^[18]), 对应测试系统 2.535 GHz 中心频率的最大多普勒频移约为 282 Hz, 相应的相干时间约为 3.5 ms, 可见自干扰消除调整所需时间远小于通信系统相干时间。

当LTE采用16QAM映射,两个节点以全双工方式传送数据时,各自达到了110 Mbps,双向总和达到了220 Mbps的数据速率,相比半双工实现了频谱效率的翻倍。

5 结论

本文给出了一种基于改进的CTC-DPD算法并复用反馈通道进行去耦合和数字预失真使发射通道线性化、等增益,使用固定延时调整衰减的多抽头结构并利用接收通道本身作反馈进行衰减参数调整的射频自干扰消除,使用基于频域残留自干扰信道估计的数字自干扰消除的全双工 2×2 MIMO收发器的设计。该收发器具有较低的硬件成本与软件复杂度。在实现的2.535 GHz中心频率20 MHz带宽的LTE全双工 2×2 MIMO通信样机中,发射通道经过线性化处理后带内变得更平坦,而带外噪声则得到了约30 dB的抑制。射频消除和数字消除一轮调整共需约0.17 ms的时间,两者共提供了约75 dB的消除能力,将自干扰从约-15 dBm消到了约-90 dBm。两个节点采用16QAM映射以全双工方式传送数据时双向总和达到了220 Mbps的数据速率,相对单向时的110 Mbps实现了频谱效率的翻倍。该通信样机的实现验证了本文设计的有效性。

参考文献

- [1] ZHANG Zhongshan, CHAI Xiaomeng, LONG Keping, *et al.* Full duplex techniques for 5G networks: Self-interference cancellation, protocol design, and relay selection[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(5): 128–137. doi: 10.1109/MCOM.2015.7105651.
- [2] SABHARWAL A, SCHNITER P, GUO Dongning, *et al.* In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(9): 1637–1652. doi: 10.1109/JSAC.2014.2330193.
- [3] LI Yi, GURSOY M C, and VELIPASALAR S. Throughput and mode selection in two-way MIMO systems under queuing constraints[C]. 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), London, United Kingdom, 2015: 2271–2276. doi: 10.1109/ICC.2015.7248663.
- [4] BHARADIA D and KATTI S. Full duplex MIMO radios[C]. 11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation, Seattle, WA, USA, 2014: 359–372.
- [5] DUARTE M, SABHARWAL A, AGGARWAL V, *et al.* Design and characterization of a full-duplex multiantenna system for WiFi networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(3): 1160–1177. doi: 10.1109/TVT.2013.2284712.
- [6] ARYAFAR E, KHOJASTEPOUR M A, SUNDARESAN K, *et al.* MIDU: Enabling MIMO full duplex[C]. ACM The Eighteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'12), Istanbul, Turkey, 2012: 257–268. doi: 10.1145/2348543.2348576.
- [7] RIIHONEN T and WICHMAN R. Analog and digital self-interference cancellation in full-duplex MIMO-OFDM transceivers with limited resolution in A/D conversion[C]. 46th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, California, USA, 2012: 45–49. doi: 10.1109/ACSSC.2012.6488955.
- [8] DING Lei, ZHOU G T, MORGAN D R, *et al.* A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 51(1): 159–165. doi: 10.1109/TCOMM.2003.822188.
- [9] MORGAN D R, MA Zhengxiang, KIM J, *et al.* A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(10): 3852–3860. doi: 10.1109/TSP.2006.879264.
- [10] SURYASARMAN P M and SPRINGER A. A comparative analysis of adaptive digital predistortion algorithms for multiple antenna transmitters[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2015, 62(5): 1412–1420. doi: 10.1109/TCSI.2015.2403034.
- [11] BASSAM S A, HELAOUI M, and GHANNOUCHI F M. Crossover digital predistorter for the compensation of crosstalk and nonlinearity in MIMO transmitters[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, 57(5): 1119–1128. doi: 10.1109/TMTT.2009.2017258.
- [12] ZAYANI R, BOUALLEGUE R, and ROVIRAS D. Crossover neural network predistorter for the compensation of crosstalk and nonlinearity in MIMO OFDM systems[C]. The 21st IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2010), Istanbul, Turkey, 2010: 966–970. doi: 10.1109/PIMRC.2010.5671770.
- [13] SURYASARMAN P, HOFLEHNER M, and SPRINGER A. Digital pre-distortion for multiple antenna transmitters[C]. The 43rd European Microwave Conference, Nuremberg, Germany, 2013: 412–415. doi: 10.1109/GlobalSIP.2013.6737109.
- [14] AMIRI M V, HELAOUI M, and GHANNOUCHI F M. Streamlined MIMO cross-over digital predistortion[C]. 2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Newport Beach, California, USA, 2014: 283–285. doi: 10.1109/RWS.2014.6830132.
- [15] BOYD S and VANDENBERGHE L. Convex Optimization [M]. Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 2004: 466–475.
- [16] Analog Devices, Inc. HMC542B datasheet[EB/OL]. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/hmc542b.pdf>, 2015.
- [17] 3GPP. TS25.814: Technical Specification Group Radio Access Network; Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Release 7)[R]. 2006.
- [18] 3GPP. TS25.102: Technical Specification Group Radio Access Network; User Equipment (UE) radio transmission and reception (TDD) (Release 12)[R]. 2004.

张志亮: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为全双工通信。

沈莹: 男, 1980年生, 副教授, 研究方向为空时编码。

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。