

LTE 上行通信链路中 Wi-Fi 同频干扰的一种抑制方法

马万治, 赵宏志, 于辉越, 王俊, 唐友喜

(电子科技大学 通信抗干扰技术国防科技重点实验室, 四川 成都 611731)

摘要: 考虑多接收天线的第三代移动通信长期演进(LTE, long term evolution)上行通信链路, 针对该链路中的 Wi-Fi 同频干扰, 提出了一种新的多天线合并方法: 干扰重建抑制合并(IRRC, interference reconstruction rejection combining)。首先估计接收信号的协方差矩阵, 并将其作为干扰信号协方差矩阵的近似值; 再应用干扰抑制合并(IRC, interference rejection combining)恢复期望信号; 然后从接收信号中剔除期望信号, 得到重建的干扰信号; 最后, 再次估计干扰信号的协方差矩阵, 并进行干扰抑制合并。多径衰落信道中的仿真结果表明: 考虑一发两收、正交相移键控(QPSK, quadrature phase shift keying)调制、0dB 干信比的 LTE 上行信号, 与传统的 IRC 方法相比, 最小均方误差准则下应用 IRRC 方法约有 2dB 的发射功率改善。

关键词: LTE; Wi-Fi; 干扰重建; 干扰抑制合并

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2012)08-0106-07

Wi-Fi co-channel interference suppression approach in LTE uplink

MA Wan-zhi, ZHAO Hong-zhi, YU Hui-yue, WANG Jun, TANG You-xi

(National Key Lab. of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Considering the Wi-Fi co-channel interference in the 3rd generation mobile communication long term evolution (LTE) uplink with multi-received antennas, a new combining approach named interference reconstruction rejection Combining was proposed. Firstly, as the covariance matrix approximation of the interference, the covariance matrix of the received signal was estimated. Secondly, the desired signal was reconstructed by interference rejection combining. Then, the interference was reconstructed by removing the desired signal. At last, the covariance matrix of the interference was estimated again for interference rejection combining. Simulation results over multipath fading channels show that the IRRC approach based on the minimum mean square error outperformed the conventional IRC approach about 2dB when the signal in LTE uplink is modulated by QPSK with 1 transmit antenna and 2 receive antennas, and the jam to signal ratio is 0dB.

Key words: LTE; Wi-Fi; interference reconstruction; interference rejection combining

1 引言

随着 LTE 标准化进程的加快, LTE 技术的大规

模商用指日可待, 与此同时, Wi-Fi 网络的覆盖范围也越来越广, 这 2 种技术即将面临长期共存的局面。考虑 LTE 基站与用户终端之间的距离有时会很远, 且

收稿日期: 2012-02-08; 修回日期: 2012-04-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60832007, 60901018, 60902027, 61001087, U1035002/L05); 国家重大科技专项基金资助项目(2011ZX03001-006-01); 中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(ZYGX2009J010)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (60832007, 60901018, 60902027, 61001087, U1035002/L05); The National Science and Technology Major Project of China (2011ZX03001-006-01); The Fundamental Research Funds for the Central Universities (ZYGX2009J010)

基站附近存在着 Wi-Fi 无线接入点, 则 LTE 上行通信链路必将受到 Wi-Fi 信号干扰。此时, 由于 Wi-Fi 和 LTE 工作在相邻频段^[1,2], 大功率 Wi-Fi 信号的旁瓣与 LTE 上行信号的频带重叠, 形成了同频干扰。

在多接收天线的通信场景中, 文献[3]中的等增益合并(EGC, equal gain combining)、最大比合并(MRC, maximum ratio combining)虽然能够利用天线分集对抗多径信道的衰落, 但二者都没有考虑多天线接收信号中干扰的相关性。文献[4]提出了多接收天线的干扰抑制合并(IRC, interference rejection combining)方法, 并推导了在最小均方误差、最大化输出信干噪比、最大似然准则下的合并权值向量, 该方法利用各接收天线之间干扰的相关性, 进行干扰抑制与合并。文献[5]将 IRC、MRC 方法应用在蜂窝移动通信网络中, 考虑窄波束宽度的接收天线, 与 MRC 方法相比, IRC 方法的输出信干噪比(SINR, signal to interference plus noise ratio)更高。文献[6]将 IRC 方法应用在多用户的多输入多输出空分多址(MIMO-SDMA)下行链路中, 应用 IRC 后, MIMO-SDMA 下行链路的和速率容量得到提高。文献[7]将 IRC 方法应用在人体区域网(BAN, body area network)中, 并给出了存在网间干扰时, 两接收天线场景下干扰抑制增益的仿真结果。在多址接入分布式网络的多天线场景中, 考虑网络节点位置服从泊松点过程分布, 文献[8]分析了瑞利信道中应用 IRC 合并后分布式网络的中断概率, 与最大比合并方式的中断概率相比, IRC 的中断概率更低。文献[9]比较了干扰受限的多天线场景中, IRC、MRC、EGC 3 种合并方式的输出信干噪比, 其中, IRC 方法输出信干噪比最高。同时, 文献[9]也指出, IRC 方法中干扰的协方差矩阵不容易获取。

针对干扰协方差矩阵的估计问题, 文献[10]以接收信号的协方差矩阵作为干扰信号协方差矩阵的估计值, 但由于接收信号还包含了期望信号分量, 该种方式估计出的干扰信号协方差矩阵并不可

靠。文献[11]将剔除期望信号后的接收信号协方差矩阵作为干扰信号协方差矩阵的估计值, 该方法去除了期望信号对干扰信号协方差矩阵估计值的影响, 但却没有讨论如何估计期望信号。

针对上述问题。本文提出了一种干扰重建抑制合并 (IRRC, interference reconstruction rejection combining)方法: 首先估计接收信号的协方差矩阵, 并将其作为干扰信号协方差矩阵的近似值; 再应用干扰抑制合并(IRC, interference rejection combining)恢复期望信号; 然后从接收信号中剔除期望信号, 得到重建的干扰信号; 在此基础上估计干扰信号的协方差矩阵, 再进行干扰抑制合并。

本文其余部分安排如下: 第 2 节给出系统模型, 第 3 节介绍本文建议的 IRRC 方法, 第 4 节是 Wi-Fi 干扰场景下, LTE 上行通信链路的仿真结果及其分析, 最后为结束语。

2 系统模型

如图 1 所示, 本文采用一发两收的 LTE 上行通信链路模型。LTE 用户端首先对 QPSK 调制符号 D_s 进行单载波频分复用(SC-FDMA)调制^[12], 产生发射信号 $s(t)$, 发射信号经过无线多径衰落信道到达 LTE 基站。由于接收信号 $r(t)$ 中还包含了 Wi-Fi 干扰信号, LTE 基站端首先经过快速傅立叶变换(FFT, fast Fourier transform)将接收信号变换到频域, 再利用本文建议的 IRRC 方法对接收信号进行干扰抑制合并, 最后通过快速傅立叶逆变换(IFFT, inverse fast Fourier transform)得到数据符号的估计值 \tilde{D}_s 。

其中, D_s 表示 LTE 用户端的未调制数据, D_i 表示干扰发射端的未调制数据, \tilde{D}_s 表示 LTE 基站端估计出的用户数据。

2.1 发射机

发射机即 LTE 用户端。如式(1)所示, 在发射机中, QPSK 调制符号 D_s 首先通过 FFT 变换, 得到数

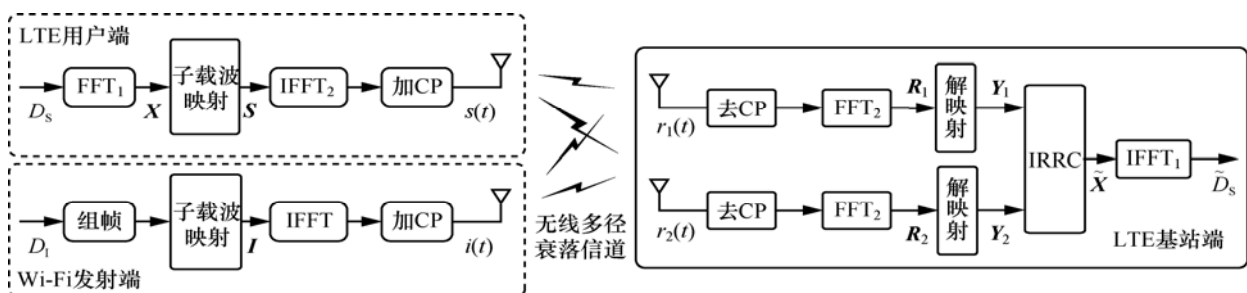


图 1 系统模型

据符号的频域描述 \mathbf{X} 。

$$X[k] = \sum_{n=1}^{N_{sc}} D_s[n] \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N_{sc}}\right) \quad (1)$$

其中, N_{sc} 表示 FFT 变换的点数, 其物理意义为单个用户占用的子载波个数; $X[k]$ 表示 \mathbf{X} 中的第 k 个元素, 即数据符号中第 k 个子载波上包含的信息。

根据 LTE 上行链路中 SC-FDMA 调制的子载波映射规则^[12], 可以得到分配给该用户的子载波编号。应用已知的子载波编号, 将频域数据 \mathbf{X} 映射到 SC-FDMA 系统带宽中的对应子载波上, 得到新的频域数据 \mathbf{S} 。然后将信号反变换到时域。

$$s(t) = \sum_{m=1}^{M_{sc}} S[m] \exp\left(\frac{-j2\pi mt}{T_{sc}}\right) \quad (2)$$

其中, M_{sc} 为 IFFT 变换的点数, 其物理意义表示整个 SC-FDMA 系统包含的总子载波个数; 值得注意的是, 由于采用了 SC-FDMA 调制方式, 式(1)中 FFT 的变换点数 N_{sc} 小于此处的 IFFT 变换点数 M_{sc} ^[12]。 T_{sc} 表示一个 SC-FDMA 符号的持续时间。

最后, $s(t)$ 经过添加循环前缀及射频处理后, 馈入天线。

2.2 干扰信号

Wi-Fi 干扰信号产生模块中, 数据首先经过 QPSK 调制, 得到调制符号 D_1 。按照正交频分多址 (OFDMA, orthogonal frequency division multiple access) 的复用规则^[1], 将频域数据 D_1 映射到 OFDMA 系统带宽中的对应子载波上, 得到新的频域数据 I 。然后将信号反变换到时域。

$$i(t) = \sum_{m=1}^{M_0} I[m] \exp\left(\frac{-j2\pi mt}{T_0}\right) \quad (3)$$

其中, M_0 为 IFFT 的点数, 其物理意义表示整个 OFDMA 系统包含的总子载波个数, T_0 表示一个 OFDMA 符号的持续时间。

最后, $i(t)$ 经过添加循环前缀及射频处理后, 馈入天线。

2.3 信道

考虑多径衰落信道, 其等效低通冲激响应为

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{Q-1} h_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (4)$$

其中, Q 表示接收机能区分的总多径数; $h_i(t)$ 为第 i 条径在时刻 t 的衰落因子, τ_i 为第 i 条径的时延。

2.4 接收机

接收机即 LTE 基站。假设 LTE 上行通信链路的收发双方完全同步, 基站将接收信号 $r(t)$ 去掉循环前缀, 并经过 M_{sc} 个点的 FFT 变换, 得到频域数据 \mathbf{R} 。根据 LTE 上行 SC-FDMA 的子载波映射规则^[12], 解映射各个用户的频域数据, 得到单个用户的接收信号。如图 1 所示, 由于 LTE 基站有 2 根接收天线, 单个用户的接收信号模型为

$$\begin{cases} y_{1,l,k} = H_{1,l,k} X_{l,k} + G_{1,l,k} I_{l,k} + n_{1,l,k} \\ y_{2,l,k} = H_{2,l,k} X_{l,k} + G_{2,l,k} I_{l,k} + n_{2,l,k} \end{cases} \quad (5)$$

其中, $y_{z,l,k}$ 表示第 z 根天线收到的第 l 个 SC-FDMA 符号对应时间区间第 k 个子载波上的数据; $X_{l,k}$ 表示第 l 个 SC-FDMA 符号对应时间区间第 k 个子载波上的期望信号, $H_{z,l,k}$ 表示第 z 根天线中第 l 个 SC-FDMA 符号对应时间区间第 k 个子载波上期望信号的信道衰落; $I_{l,k}$ 表示第 l 个 SC-FDMA 符号对应时间区间第 k 个子载波上的 Wi-Fi 干扰信号, $G_{z,l,k}$ 表示第 z 根天线中第 l 个 SC-FDMA 符号对应时间区间第 k 个子载波上 Wi-Fi 干扰信号的信道衰落; $n_{z,l,k}$ 表示第 z 根天线中第 l 个 SC-FDMA 符号对应时间区间第 k 个子载波上的加性白高斯噪声。

将 2 根天线上的接收信号合并, 则式(5)可以写为列向量形式:

$$\mathbf{Y}_{l,k} = \mathbf{H}_{l,k} X_{l,k} + \mathbf{G}_{l,k} I_{l,k} + \mathbf{n}_{l,k} \quad (6)$$

将 $\mathbf{Y}_{l,k}$ 送入 IRRC 模块得到期望信号的估计值 $\tilde{\mathbf{X}}$, 该过程等效于接收列向量 $\mathbf{Y}_{l,k}$ 左乘一个权值行向量 $\mathbf{w}_{l,k}$:

$$\tilde{\mathbf{X}}_{l,k} = \mathbf{w}_{l,k} \mathbf{Y}_{l,k} \quad (7)$$

其中, $\tilde{\mathbf{X}}_{l,k}$ 为 $\tilde{\mathbf{X}}$ 中第 l 个数据符号第 k 个子载波上期望信号的估计值。IRRC 方法的具体内容将在第 3 节中详细阐述。

得到 $\tilde{\mathbf{X}}$ 的估计值后, 进行 N_{sc} 点 IFFT 变换, 将频域数据变换到时域, 即可得到期望信号的估计值 \tilde{D}_s 。

3 IRRC 方法

3.1 权值向量的确定

将干扰与噪声合并后, 式(6)可简写为

$$\mathbf{Y}_{l,k} = \mathbf{H}_{l,k} X_{l,k} + \mathbf{u}_{l,k} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{u}_{l,k}$ 表示干扰与噪声之和, 在文章后续部分, 简称为干扰噪声。同理, 式(7)可以重写为

$$\tilde{\mathbf{X}}_{l,k} = \mathbf{w}_{l,k} \mathbf{H}_{l,k} \mathbf{X}_{l,k} + \mathbf{w}_{l,k} \mathbf{u}_{l,k} \quad (9)$$

从 2.4 节中可以看出, IRRC 方法中权值行向量的确定是关键。接下来根据不同的优化准则, 确定最优权值行向量 $\mathbf{w}_{l,k}$ 。

在最大化信干噪比(MSINR)准则^[4]下, 优化目标函数:

$$\max_{\mathbf{w}_{l,k}} J = \frac{\mathbb{E} \left[\left| \mathbf{w}_{l,k} \mathbf{H}_{l,k} \mathbf{X}_{l,k} \right|^2 \right]}{\mathbb{E} \left[\left| \mathbf{w}_{l,k} \mathbf{u}_{l,k} \right|^2 \right]} \quad (10)$$

考虑输出信号功率的归一化, MSINR 准则下的最优权值向量如式(11)所示, 其中, $\mathbf{R}_{l,k}$ 表示干扰噪声 $\mathbf{u}_{l,k}$ 的协方差矩阵。

$$\mathbf{w}_{l,k}^{\text{SINR}} = \frac{1}{\mathbf{H}_{l,k}^{\text{H}} \mathbf{R}_{l,k}^{-1} \mathbf{H}_{l,k}} \mathbf{H}_{l,k}^{\text{H}} \mathbf{R}_{l,k}^{-1} \quad (11)$$

在最小均方误差(MMSE)准则^[4]下, 优化目标函数:

$$\min_{\mathbf{w}_{l,k}} J = \mathbb{E} \left[\left| \mathbf{w}_{l,k} \mathbf{Y}_{l,k} - \mathbf{X}_{l,k} \right|^2 \right] \quad (12)$$

MMSE 准则下的最优权值向量为^[4]

$$\mathbf{w}_{l,k}^{\text{MMSE}} = \frac{1}{1 + \mathbf{H}_{l,k}^{\text{H}} \mathbf{R}_{l,k}^{-1} \mathbf{H}_{l,k}} \mathbf{H}_{l,k}^{\text{H}} \mathbf{R}_{l,k}^{-1} \quad (13)$$

从式(11)、式(13)中容易看出 2 种优化准则下的权值向量存在一个通式, 如式(14)所示, 其中, α 为常数。不同优化准则的 α 取值不同^[4]。

$$\mathbf{w}_{l,k} = \alpha \mathbf{H}_{l,k}^{\text{H}} \mathbf{R}_{l,k}^{-1} \quad (14)$$

3.2 算法流程

从式(14)中可以看出, 若信道估计值已经获取, 则最优权值向量的确定等效于干扰噪声协方差矩阵的精确估计。文献[10]直接以接收信号的协方差矩阵近似干扰噪声的协方差矩阵, 由于接收信号还包含期望信号分量, 该方法估计出的干扰噪声协方差矩阵并不可靠。针对这个问题, 本部分建议了一种 IRRC 方法: 首先估计接收信号的协方差矩阵, 并将其作为干扰信号协方差矩阵的近似值; 紧接着应用 IRC 方法恢复期望信号; 然后从接收信号中剔除期望信号, 得到重建的干扰信号; 在此基础上估计干扰信号的协方差矩阵, 再进行干扰抑制合并。

1) 重建干扰信号

首先, 利用文献[10]提出的干扰抑制合并方法对期望信号进行估计。在多个 SC-FDMA 符号与多个子载波之间, 将接收信号的协方差矩阵进行平均, 得到干扰噪声协方差矩阵的近似。

$$\hat{\mathbf{R}}_{l,k} = \frac{1}{LK} \sum_{m=\lfloor l/L \rfloor \times L+1}^{\lfloor l/L \rfloor \times L+L} \sum_{n=\lfloor k/K \rfloor \times K+1}^{\lfloor k/K \rfloor \times K+K} \mathbf{Y}_{m,n}^{\text{H}} \mathbf{Y}_{m,n} \quad (15)$$

其中, $\hat{\mathbf{R}}_{l,k}$ 表示 $\mathbf{R}_{l,k}$ 的估计值, L 表示累加的 SC-FDMA 符号个数、 K 表示累加的子载波个数。由于式(6)中的干扰部分存在乘性的信道衰落因子, 考虑到在相干带宽、相干时间内, 干扰的二阶统计性较为一致^[10], L 、 K 的选取需要满足以下 2 个条件: L 个 SC-FDMA 符号的持续时间小于相干时间, 且 K 个子载波占用的带宽小于相干带宽。

假设理想信道估计可以实现, 根据式(14), 期望信号的粗略估计值为

$$\hat{\mathbf{X}}_{l,k} = \alpha \mathbf{H}_{l,k}^{\text{H}} \hat{\mathbf{R}}_{l,k}^{-1} \mathbf{Y}_{l,k} \quad (16)$$

式(16)中恢复出的 $\hat{\mathbf{X}}_{l,k}$ 是频域信号的估计值。将 $\hat{\mathbf{X}}_{l,k}$ 经过 IFFT 变换到时域上, 并且经过 QPSK 解调判决可以得到时域信号的估计值 \hat{D}_s 。

将期望信号的第一次判决值 \hat{D}_s 再次变换到频域, 得到 $\hat{\mathbf{X}}_{l,k}^n$ 。值得注意的是, $\hat{\mathbf{X}}_{l,k}^n$ 不同于 $\hat{\mathbf{X}}_{l,k}$ 。在接收信号中剔除期望信号, 得到重建的干扰噪声。

$$\tilde{\mathbf{u}}_{l,k} = \mathbf{Y}_{l,k} - \mathbf{H}_{l,k} \hat{\mathbf{X}}_{l,k}^n \quad (17)$$

2) 干扰抑制合并

考虑重建出的干扰噪声 $\tilde{\mathbf{u}}_{l,k}$, 如式(18), 计算其协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_{l,k}$ 。其中, L 、 K 的选取准则同上。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_{l,k} &= \frac{1}{LK} \sum_{m=\lfloor l/L \rfloor \times L+1}^{\lfloor l/L \rfloor \times L+L} \sum_{n=\lfloor k/K \rfloor \times K+1}^{\lfloor k/K \rfloor \times K+K} \tilde{\mathbf{u}}_{m,n}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{u}}_{m,n} \\ &= \frac{1}{LK} \sum_{m=\lfloor l/L \rfloor \times L+1}^{\lfloor l/L \rfloor \times L+L} \sum_{n=\lfloor k/K \rfloor \times K+1}^{\lfloor k/K \rfloor \times K+K} \left(\mathbf{Y}_{m,n} - \mathbf{H}_{m,n} \tilde{\mathbf{X}}_{m,n} \right)^{\text{H}} \cdot \\ &\quad \left(\mathbf{Y}_{m,n} - \mathbf{H}_{m,n} \tilde{\mathbf{X}}_{m,n} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

3) 恢复期望信号

结合式(18)中估计出的协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_{l,k}$, 根据式(14), 恢复出期望信号 $\tilde{\mathbf{X}}_{l,k}$:

$$\tilde{\mathbf{X}}_{l,k} = \alpha \mathbf{H}_{l,k}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{R}}_{l,k}^{-1} \mathbf{Y}_{l,k} \quad (19)$$

式(19)中的 $\tilde{\mathbf{X}}_{l,k}$ 即为 IRRC 方法的合并输出结果。

4 仿真分析

针对一发两收的 LTE 上行通信链路, 考虑单用户与基站通信的情况, 并假设该链路受到了 Wi-Fi 同频信号的干扰, 本部分仿真了分别应用 MRC、IRC 以及 IRRC 方法的误比特率性能。以文献[12]中 20MHz 信道带宽条件下的 LTE 上行通信链路为参考依据, 表 1 给出了仿真分析的参数设置。

表 1 仿真分析的参数设置

仿真参数	LTE 上行信号	Wi-Fi 干扰信号
调制方式	QPSK	QPSK
系统总子载波个数	2 048	64
用户占用有效子载波数	1 200	52
CP 点数	144	16
添加 CP 后的采样速率 $1/T_s/\text{MHz}$		30.72
干信比/dB		[-8, -6, -4, -2, 0, 2, 4]
载频/GHz		2.4
多径时延/s		[0, 4, 8, 12]× T_s
多径增益/dB		[0, -3, -6, -9]
多普勒频移/Hz		10

其中, $1/T_s$ 表示添加 CP 后的采样速率。

针对一发两收、QPSK 调制的 LTE 上行信号, 考虑理想的信道估计, 分别以第 3.1 节中的归一化 MSINR 和 MMSE 为准则, 图 2 和图 3 在 0dB 干信比条件下, 给出了应用不同合并方法的误比特率曲线; 图 4 和图 5 给出了应用 IRRC 方法时, 不同干信比的误比特率曲线。其中, MRC 表示最大比合并, 理想 IRC 表示理想估计干扰噪声协方差矩阵时的干扰抑制合并, IRC 表示文献[10]中提出的干扰抑制合并方法, IRRC 表示本文提出的干扰重建抑制合并方法, 且 IRRC 方法中 L 、 K 的取值均为 6。

图 2 为针对一发两收、QPSK 调制、0dB 干信比的 LTE 上行信号, 考虑理想的信道估计, 应用不同合并方法的误比特率性能对比。

图 3 为针对一发两收、QPSK 调制、0dB 干信比的 LTE 上行信号, 考虑理想的信道估计, 应用不同合并方法的误比特率性能对比。

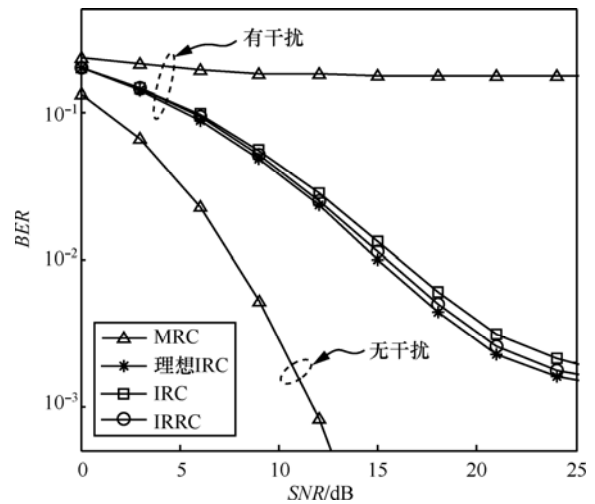


图 2 归一化 MSINR 准则下应用不同合并方法的误比特性能对比

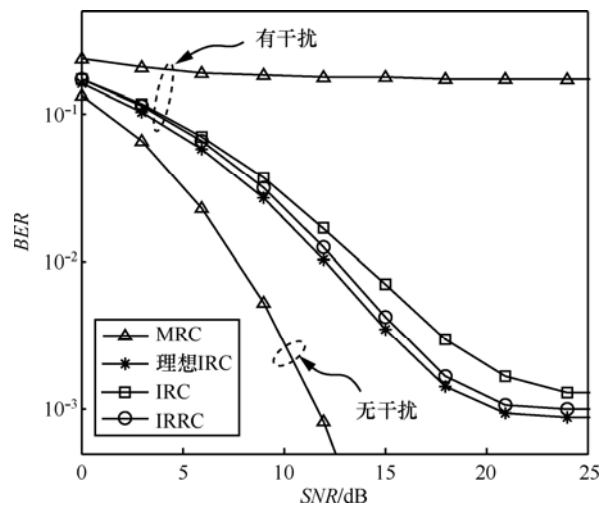


图 3 MMSE 准则下应用不同合并方法的误比特性能对比

从图 2 可以看出, 归一化 MSINR 准则下, 针对一发两收、QPSK 调制、0dB 干信比的 LTE 上行信号, 考虑理想的信道估计, 与理想估计干扰噪声协方差矩阵的 IRC 相比, IRRC 方法的误比特率性能只差了 0.5dB; 此外, 与文献[10]中建议的 IRC 方法相比, IRRC 方法的误比特率性能约有 1.5dB 的改善。同理, 从图 3 可以看出, MMSE 准则下, 针对一发两收、QPSK 调制、0dB 干信比的 LTE 上行信号, 考虑理想的信道估计, 与理想估计干扰噪声协方差矩阵的 IRC 相比, IRRC 方法的误比特率性能只差了 0.5dB; 此外, 与文献[10]中提出的 IRC 方法相比, IRRC 方法的误比特率性能约有 2dB 的改善。

图 4 为针对一发两收、QPSK 调制的 LTE 上行信号, 考虑理想的信道估计, 应用 IRRC 方法时, 不同干信比的误比特率性能。

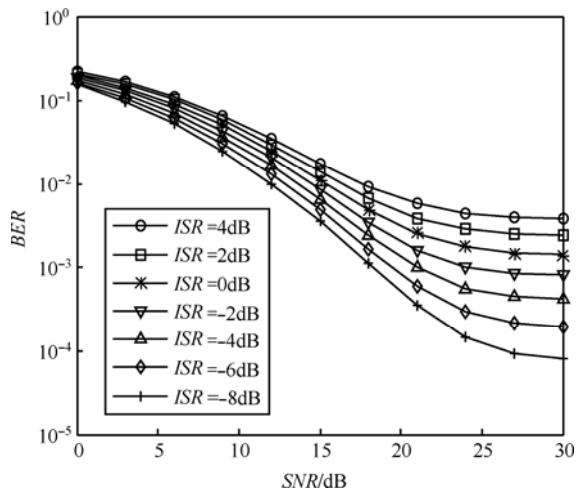


图 4 归一化 MSINR 准则下不同干信比的误比特率性能对比

图 5 为针对一发两收、QPSK 调制 LTE 上行信号, 考虑理想的信道估计, 应用 IRRC 方法时, 不同干信比的误比特率性能。

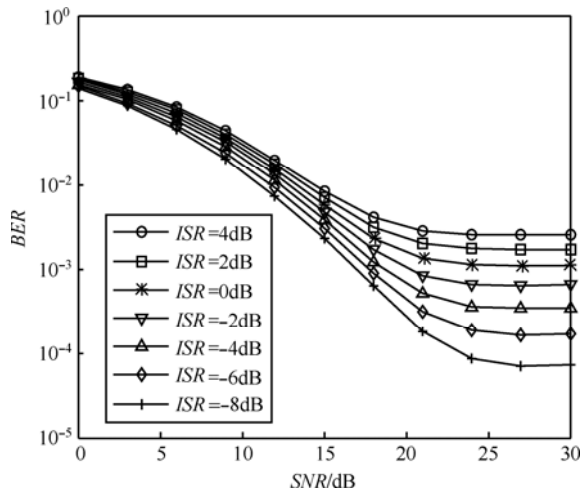


图 5 MMSE 准则下不同干信比的误比特率性能对比

图 4 和图 5 说明了随着干信比的增加, 即随着干扰功率的增大, 2 种准则下应用 IRRC 方法的误比特率性能下降。究其原因: 假设信号功率与噪声功率保持恒定, 随着干信比的增加, 干扰功率增大, 则 IRRC 合并输出的信干噪比降低, 因而误比特率增加。

由 3.1 节可知, 在 2 种优化准则的权值向量中, 系数 α 取值不同。已有文献[13]分析认为常系数 α 是一正数, 不会改变干扰抑制加权合并后的数据相位, 因此 α 的改变不会影响误码率性能。但是, 从图 2 与图 3、图 4 与图 5 的对比中可以看出, 在一发两收的 LTE 上行通信链路中, 考虑理想的信道估计, MMSE 准则下 IRRC 方法的误比特率性能, 优

于归一化 MSINR 准则 2~3.5dB。其原因在于: 由式 (11)和式(13)可知, α 的取值取决于期望信号的信道衰落与干扰噪声的协方差矩阵, 因此, 在多径衰落信道中, 不同子载波的信道衰落不同, 其对应的 α 取值也不同。在 LTE 上行通信链路中, 由于采用了 SC-FDMA 调制, 各子载波的频域数据在进行多天线干扰抑制加权合并之后, 还要通过 IFFT 变换。IFFT 变换的过程相当于将各子载波的数据加权累加, 此时, 在不同准则下, 由于各子载波的 α 取值不同, IFFT 变换输出结果不同, 导致了不同准则下的判决结果不同。

5 结束语

考虑多接收天线的 LTE 上行通信链路, 针对该链路中的 Wi-Fi 同频干扰, 本文提出了一种多天线干扰重建抑制合并方法。该方法首先估计接收信号的协方差矩阵, 并将其作为干扰和噪声信号协方差矩阵的近似值; 紧接着应用干扰抑制合并恢复期望信号; 然后从接收信号中剔除期望信号, 得到重建的干扰信号; 最后再次估计干扰和噪声信号的协方差矩阵, 并进行干扰抑制合并。通过仿真分析, 本文提出 IRRC 方法的误码率性能优于文献[10]提出的传统 IRC 方法, 且与理想 IRC 的误码率性能接近。本文提出的方法可以广泛应用在 LTE 上行接收机上, 而且不需要对发射端作额外的标准化工作, 是一种接收机实现技术。运营商只需在基站增加相应模块即可提升 QoS 性能, 用户无需承担额外费用, 可以大规模部署。

本文对 IRRC 方法的仿真分析是基于理想信道估计的假设, 但在真实的 LTE 上行通信链路中, 理想信道估计是不可能实现的。因此, 在本文的工作基础上, 真实信道估计下 IRRC 方法的性能将是笔者进一步的研究内容。

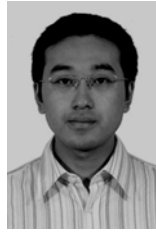
参考文献:

- [1] IEEE Std 802.11TM-2007 Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications[S]. New York: IEEE Computer Society, 2007.
- [2] 3GPP TS 36.101 v9.4.0. User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception[S]. 2010.
- [3] PROAKIS J G. Digital Communications[M]. New York: McGraw-Hill, 2009.
- [4] BAIRD C A, ZAHM C L. Performance criteria for narrowband array

processing[A]. IEEE Conference on Decision and Control (CDC'1971)[C]. Miami, Florida, USA, 1971. 564-565.

- [5] YU C H, TIRKKONEN O. Characterization of SINR uncertainty due to spatial interference variation[A]. IEEE Eleventh International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)[C]. Marrakech, Morocco, 2010. 1-5.
- [6] PUN M O, KOIVUNEN V, POOR H V. Performance analysis of joint opportunistic scheduling and receiver design for MIMO-SDMA downlink systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(1): 268-280.
- [7] KHAN I, NECHAYEV Y I, GHANEM K, *et al.* BAN-BAN Interference rejection with multiple antennas at the receiver[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, 58(3): 927-934.
- [8] ALI O B S, CARDINAL C, GAGNON F. Performance of optimum combining in a poisson field of interferers and Rayleigh fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(8): 2461-2467.
- [9] BARRETO A N, VIEIRA R D. A critical analysis of receiver diversity with multiple antennas with spatially coloured noise[A]. IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC'2008)[C]. Recife, Brazil, 2008.471-475.
- [10] 3GPP R1-062831, Nokia. Open loop DL transmit diversity for common control channels[A]. 3GPP TSG RAN WG1 Meeting#46bis Meeting[C]. Seoul, Korea, 2006.
- [11] 3GPP R1-062135. Comparison of downlink transmit diversity schemes with inter-cell interference[A]. 3GPP TSG RAN WG1 Meeting#46[C]. Tallinn, Estonia, 2006.
- [12] 沈嘉, 索士强等. 3GPP 长期演进(LTE)技术原理与系统设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2008.
SHEN J, SUO S Q, *et al.* 3GPP Long Term Evolution: Principle and System Design[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2008.
- [13] WINTERS J. Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1984, 2(4): 528-539.

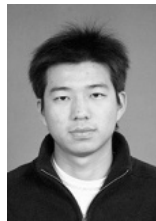
作者简介:



马万治(1977-), 男, 四川都江堰人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士生, 主要研究方向为空时编码、MIMO 非相干检测技术、分布 MIMO 信道建模等。



赵宏志(1978-), 男, 河北石家庄人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室讲师, 主要研究方向为移动通信、MIMO、OFDM 技术等。



于辉越(1986-), 男, 河南信阳人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士生, 主要研究方向为无线信号处理、MIMO、CDMA 技术等。



王俊(1988-), 女, 重庆永川人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士生, 主要研究方向为扩频通信、移动通信、通信抗干扰技术等。



唐友喜(1964-), 男, 河南潢川人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室教授、博士生导师, 主要研究方向为 OFDM、UWB、分布 MIMO、传感器网络等。