文章编号:1001 - 893X(2012)07 - 1092 - 04

LTE 上行信道的八天线干扰抑制合并技术*

董庆龙[1],李亚麟[1],倪卫明[2]

(1.上海贝尔股份有限公司,上海 200070;2.复旦大学 信息科学与工程学院,上海 200433)

摘　要:基于最小均方误差估计准则推导了 LTE 多天线上行信道的干扰抑制合并和最大比合并的均衡公式。通过仿真比较,验证了八天线干扰抑制合并接收算法在有同频干扰情况下的优越性:随着信噪比的增大,干扰抑制合并算法的误码率大幅降低,而最大比合并算法则形成误码平台;八天线干扰抑制合并性能明显优于两天线性能。LTE 在同频组网时,基站可以采用八天线接收的干扰抑制合并技术以提高上行链路的抗干扰性能。

关键词:多输入多输出;干扰抑制合并;最大比合并;抗干扰性能

中图分类号:TN929.5　　**文献标志码:**A　　doi:10.3969/j.issn.1001 - 893x.2012.07.008

8-antenna Interference Rejection Combining Technology for LTE Uplink

DONG Qing-long[1], *LI Ya-lin*[1], *NI Wei-ming*[2]

(1. Alcatel-Lucent Shanghai Bell Company Limited, Shanghai 200070, China;
2. School of Information Science and Technology, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: The equalization formulae of IRC(Interference Rejection Combing) and MRC(Max Ratio Combiner) are provided based on the minimum mean square error(MMSE) criteria in LTE uplink with multi - antenna. By simulations and comparison, the advantages of 8 - antenna IRC arithmetic with the same frequency interference are validated: with the Signal-to-Noise Ratio(SNR) increasing, the Bit Error Rate(BER) of 8 - antenna IRC becomes much lower, but the BER of 8 - antenna MRC becomes flat; 8 - antenna IRC is much better than 2-antenna IRC. When organizing networks with the same frequency, the LTE base station can use IRC technology with 8 receiving antennas to improve the anti - interference performances for the uplink.

Key words: multiple input multiple output(MIMO); interference rejection combining(IRC); max ratio combiner (MRC); anti-interference performance

1 引　言

LTE 为了提高系统吞吐率,采用了频谱利用率比较高的正交频分复用技术(OFDM)。在20 MHz系统带宽下,TD - LTE 能够实现100 Mbit/s的下行速率和50 Mbit/s的上行速率[1]。但是,当需要多小区组网时,为了避免相互干扰,最简单的办法是采用异频组网,即相邻小区之间使用不同的频段。但是,这样会带来频谱资源的浪费。如果 OFDM 蜂窝系统能够实现同频组网,频带资源将得到大大节省。但是,同频组网也意味着同频有色干扰将大大增加。必须找到一种比较有力的干扰抑制技术,才能使同频组网变成现实。

目前主要的小区间干扰抑制技术[2]包括干扰随机化、干扰抑制、干扰协调/回避、波束赋形[3]4 种。

* **收稿日期:**2012 - 03 - 27;**修回日期:**2012 - 05 - 16
基金项目:国家科技重大专项(2010ZX03002 - 003)
Foundation Item: The National Science & Technology Major Project(2010ZX03002 - 003)

其中,干扰随机化是通过小区特定扰码加扰的方式使得小区间的干扰随机化,通过通信终端的解扰来去除干扰,缺点是没有带来信噪比的提升;干扰协调/回避技术是通过限制资源调度和发射功率来降低小区间的干扰,缺点是频谱利用率降低;波束赋形技术一般应用于下行链路,要综合使用干扰协调等技术,缺点是复杂度较高,对终端要求高;干扰抑制技术则可以通过特别的信道均衡技术减掉接收信号中的干扰分量,带来接收机的处理增益,并且可以和其他几种技术联合使用,优势明显,从而成为 LTE 通信系统用于抑制干扰不可缺少的技术。

为了找到有效抑制干扰的均衡算法,首先需要对 OFDM 多天线接收系统进行建模。系统模型的信道应该满足 3GPP 规范[4]的要求,信道中不但应该包含高斯白噪声,还应该引入信源的同频有色干扰。通过动态调整白噪声和干扰信号强度,来分析均衡算法的性能。本文所研究的八天线干扰抑制合并均衡算法能够随着信噪比的提高,有效抑制同频干扰对上行链路的影响,使误码率(BER)明显下降。

2　系统模型

2.1　系统模型框图

LTE 上行链路同时叠加高斯白噪声和同频干扰的系统框图如图 1 所示。其中,发信机 UE1 的同频有色干扰源 UE2 与 UE1 的处理过程相同,将发送的前端数据调制以后经过离散傅里叶变换(DFT)完成发送预编码,然后插入了各自导频信号[5]后经反快速傅里叶变换(IFFT)映射到各子载波在数据无线信道中发送。发信机和干扰源经过的信道 $\boldsymbol{H}_s$ 和 $\boldsymbol{H}_i$ 应该具有如下特性:一是单进多出(Single Input Multiple Output,SIMO);二是多径信道且各径衰落满足瑞利分布;三是10 Hz的多普勒频移(表示用户处于低速运动状态);四是满足 EPA 模型[5];五是 H_s 与 H_i 各自独立不相关。

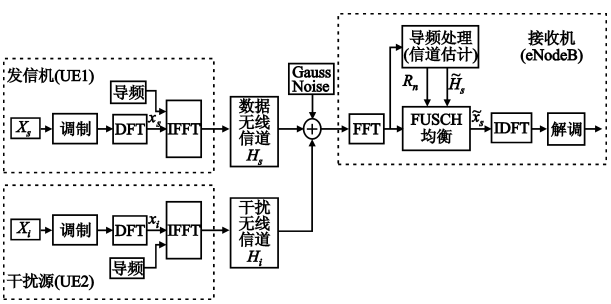

图 1　系统模型框图
Fig.1 System model

2.2　系统数学模型[6-7]

对于 OFDM 的每个子载波,n 根天线接收情况下,其接收信号模型可以表示为

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{H}_s \cdot x + \boldsymbol{H}_i \cdot i + \boldsymbol{N} \tag{1}$$

式中,x 为待估计的发送 OFDM 符号;$\boldsymbol{Y}$ 为接收到的信号向量$[y_1\ y_2 \cdots\ y_n]^{\mathrm{T}}$,为已知量,其中$(\cdot)^{\mathrm{T}}$ 表示矩阵转置;$\boldsymbol{H}_s$ 为发送信号 x 的信道冲激响应$[h_{s1}\ h_{s2} \cdots\ h_{sn}]^{\mathrm{T}}$,可以通过导频信号估计;$i$ 为干扰信号,为未知量;H_i 为干扰信号 i 的信道冲激响应$[h_{I1}\ h_{I2} \cdots\ h_{In}]^{\mathrm{T}}$,为未知量;$N$ 为高斯白噪声$[n_1\ n_2 \cdots\ n_n]^{\mathrm{T}}$。

信道均衡的目标,就是找出一组复权值 $\boldsymbol{W} = [w_1, w_2, \cdots, w_n]$,使得对发送信号 x 的估计 $\tilde{x} = \boldsymbol{W} \cdot \boldsymbol{Y}$ 最接近原始信号。

由最小均方误差估计(MMSE)准则:

$$\tilde{x} = \{x \mid \arg\min \mathrm{E}(|x - \tilde{x}|^2)\} \tag{2}$$

根据正交原理,有:

$$\begin{cases} \mathrm{E}((x - \tilde{x}) \cdot y_1^*) = \mathrm{E}((x - W \cdot Y) \cdot y_1^*) = 0 \\ \vdots \\ \mathrm{E}((x - \tilde{x}) \cdot y_n^*) = \mathrm{E}((x - W \cdot Y) \cdot y_n^*) = 0 \end{cases} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} \mathrm{E}(x \cdot y_1^*) = E(W \cdot Y \cdot y_1^*) \\ \vdots \\ \mathrm{E}(x \cdot y_n^*) = \mathrm{E}(W \cdot Y \cdot y_n^*) \end{cases}$$

即:

$$\mathrm{E}(x \cdot \boldsymbol{Y}^{\mathrm{H}}) = \mathrm{E}(\boldsymbol{W} \cdot \boldsymbol{Y} \cdot \boldsymbol{Y}^{\mathrm{H}}) \tag{3}$$

$$W = \mathrm{E}(x \cdot \boldsymbol{Y}^{\mathrm{H}})\{\mathrm{E}(\boldsymbol{Y} \cdot \boldsymbol{Y}^{\mathrm{H}})\}^{-1} \tag{4}$$

式中,$(\cdot)^{\mathrm{H}}$ 表示复数矩阵的共轭转置,$(\cdot)^*$ 表示复数的共轭。

2.3　最大比合并(MRC)

MRC 方法是将高斯白噪声加干扰信号统一看成噪声 N_{ri},则式(1)变为

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{H}_s \cdot x + \boldsymbol{N}_{ni} \tag{5}$$

由式(4)可得发送信号 x 的估计:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{\mathrm{MRC}} = {} & \mathrm{E}(x \cdot \boldsymbol{Y}^{\mathrm{H}})\{\mathrm{E}(\boldsymbol{Y} \cdot \boldsymbol{Y}^{\mathrm{H}})\}^{-1}\boldsymbol{Y} = \\ & \mathrm{E}(x \cdot (\boldsymbol{H}_s x + \boldsymbol{N}_{ni})^{\mathrm{H}}) \cdot \\ & \{\mathrm{E}((\boldsymbol{H}_s x + \boldsymbol{N}_{ni}) \cdot (\boldsymbol{H}_s x + \boldsymbol{N}_{ni})^{\mathrm{H}})\}^{-1}\boldsymbol{Y} \end{aligned} \tag{6}$$

$\because x$ 与 N_{ni}无关

$$\therefore \tilde{x}_{\mathrm{MRC}} = \mathrm{E}(|x|^2)\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}}\mathrm{E}\{\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}} \cdot (xx^*) + \boldsymbol{N}_{ni}\boldsymbol{N}_{ni}^{\mathrm{H}}\}\boldsymbol{Y} \tag{7}$$

令 $\mathrm{E}(|x|^2) = 1$,且将高斯白噪声与干扰信号之和简化为高斯白噪声,则:

$$\tilde{x}_{\mathrm{MRC}} = \boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}} + \delta^2\boldsymbol{I})^{-1}\boldsymbol{Y} = \frac{\frac{1}{\delta^2}\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Y}}{1 + \frac{1}{\delta^2}\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_s} =$$

$$\frac{1}{\delta^2 + \sum_{i=0}^{n}|h_{si}|^2}[h_{s1}^*, h_{s2}^*, \cdots, h_{sn}^*]\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中，δ^2 为噪声 N_{ni}的方差。

2.4 干扰抑制合并(IRC)

对 MRC 方法的分析中，将高斯白噪声与干扰信号之和简化为高斯白噪声。而事实上，干扰信号的频谱并不是全带宽均匀分布的，而是与目标用户信号具有相类似频谱分布的有色干扰，因此 MRC 简化方式势必会带来相应的性能损失。IRC 方法将高斯白噪声与干扰信号分开考虑。由式(7)可得

$$\tilde{x}_{\mathrm{IRC}} = \boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{H}_s\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{R}_{ni})^{-1}\boldsymbol{Y} \quad (9)$$

式中，$\boldsymbol{R}_{ni} = \boldsymbol{N}_{ni}(\boldsymbol{N}_{ni})^{\mathrm{H}} = (\boldsymbol{Y} - \boldsymbol{H}_s x_{\mathrm{dmrs}})(\boldsymbol{Y} - \boldsymbol{H}_s x_{\mathrm{dmrs}})^{\mathrm{H}}$，为高斯白噪声加有色同频干扰的协方差矩阵，其中的 x_{dmrs}是导频的已知训练序列信号。

在系统实现过程中，$\boldsymbol{H}_s$是可以通过使用宽带训练序列(在 LTE 系统中，是采用 Zadoff - Chu 序列实现的[1])进行信道估计获得；利用 Zadoff - Chu 序列所具有的理想自相关特性以及相对较好的互相关特性，结合时域上和频域上的滤波，目标用户的信道估计 H_s可以达到较高的准确度。因此，在接收端可以获得训练序列所在的频域与时域资源上高斯白噪声加有色同频干扰的协方差矩阵。

3 上行链路性能仿真及分析

仿真中，信道模型采用的是一发多收瑞利衰减多径信道。接收信号的信道频域响应 $\boldsymbol{H}_s$ 采用理想信道响应，直接由 LTE 的导频信号 DMRS(De - Moulation Reference Signal)计算得出。干扰信号的频域响应 $\boldsymbol{H}_i$ 的多径延迟和路损与 $\boldsymbol{H}_s$ 相区别。$\boldsymbol{N}_{ni}$通过 DMRS 由下式获得：

$$\boldsymbol{N}_{ni} = \boldsymbol{Y} - \boldsymbol{H}_s\boldsymbol{x}_{\mathrm{dmrs}} \quad (10)$$

当系统只有白噪声而无同频有色干扰时，八天线接收的 MRC 与 IRC 的性能比较如图 2 所示。此时 MRC 的性能随 SNR 的增加，逐渐优于 IRC。

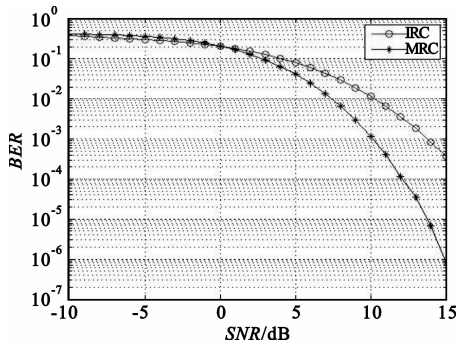

图 2 只有高斯白噪声时八天线 IRC 与 MRC 性能对比图
Fig.2 Comparison of 8 - antenna IRC and MRC under only Gauss noise

当在白噪声上叠加与接收信号相同功率的同频有色干扰信号时，八天线接收的 MRC 与 IRC 的性能比较如图 3 所示。此时 IRC 的性能随着 SNR 的增加，越来越明显好于 MRC，而 MRC 随 SNR 的增加，几乎没有带来 BER 的增加。

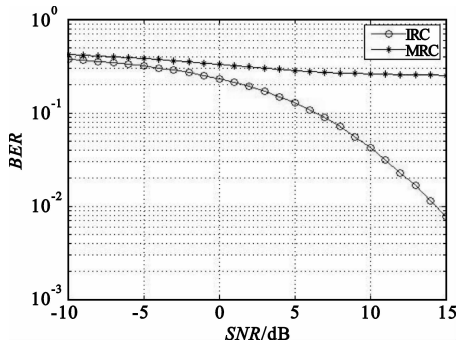

图 3 高斯白噪声与有色干扰并存时八天线 IRC 与 MRC 性能对比图
Fig.3 Comparison of 8 - antenna IRC and MRC under Gauss noise and interference

当固定 SNR = 10 dB，改变信干比 SIR 时，八天线接收的 MRC 与 IRC 的性能比较如图 4 所示。当干扰能量较高时，IRC 性能明显优于 MRC；只有干扰能量的逐渐降低时，MRC 性能才逐渐优于 IRC。

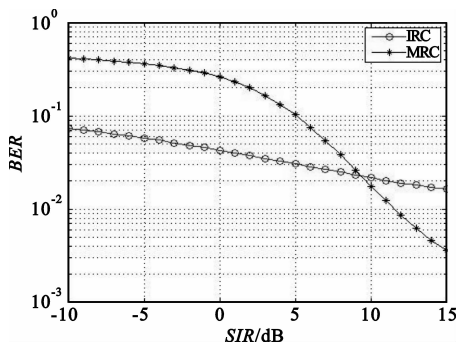

图 4 高斯白噪声与有色干扰并存时八天线 IRC 与 MRC 性能随信干比变化对比图
Fig.4 Comparison of 8 - antenna IRC and MRC vs.SIR under Gauss noise and interference

在相同高斯白噪声和有色干扰并存的情况下,两天线 IRC 和 MRC 与八天线 IRC 性能对比如图 5 所示。两天线接收的 IRC 性能虽然优于 MRC,但优势并不明显;八天线的 IRC 性能远优于两天线 IRC 的性能,这是因为天线数的增加所带来的接收增益。

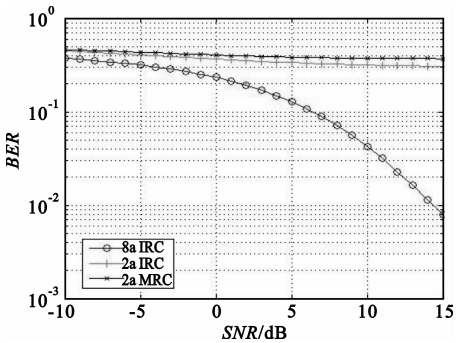

图 5　高斯白噪声与有色干扰并存时两天线 IRC 和 MRC 与八天线 IRC 性能对比图

Fig.5 Comparison of 2 – antenna IRC and MRC with 8 – antenna IRC under Gauss noise and interference

4　结　论

本文考虑了 LTE 的上行链路中采用多天线接收技术降低相邻小区同频干扰问题,基于最小均方误差估计法给出了 IRC 和 MRC 的均衡方程,并分别在不同天线组合、不同信干比等情况下给出了仿真结果。根据仿真结果可以得出以下结论:

(1)当系统存在的同频有色干扰与接收信号强度相当时,增加上行接收天线数至 8 根并采用 IRC 均衡技术可以有效抑制干扰;而 MRC 算法则出现了误码率平台;

(2)当系统不存在同频有色干扰或者干扰信号低于接收信号时,MRC 的性能则优于 IRC。

可见,LTE 系统上行链路通过增加接收天线至 8 根、并根据同频干扰信号强度动态选择 IRC 和 MRC 均衡技术,将能较好地解决同频组网带来的干扰问题,对系统性能带来大幅提升。关于 MRC 和 IRC 科学准确的切换判决机制本文未能给出,在后续的研究中应该进一步加以明确和量化。

参考文献:

[1]　沈嘉,索士强,全海洋,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 Jia, SUO Shi – qiang, QUAN Hai – yang, et al. 3GPP Long Term Evolution: Principle and System Design [M]. Beijing: People's Post & Telecom Press,2008.(in Chinese)

[2]　3GPP TR 36.104,3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD) (Release 8)[S].

[3]　3GPP R1 – 070840,Adaptive Beamforming in E – UTRA[S].

[4]　3GPP TR 25.814,Physical Layer Aspects for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA) (Release 7)[S].

[5]　3GPP TS 36.211,Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E – UTRA)[S].

[6]　汪源源. 现代信号处理理论与方法[M]. 上海:复旦大学出版社,2002:45 – 70.
WANG Yuan – yuan. Current Signal Process Theory and Methods[M]. Shanghai:Fudan University Press,2002: 45 – 70. (in Chinese)

[7]　赵树杰,赵建勋. 信号检测与估计理论[M]. 北京:清华大学出版社,2005:260 – 348,400 – 404.
ZHAO Shu – jie,ZHAO Jian – xun. Signal Detection and Estimation Theory [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005: 260 – 348, 400 – 404. (in Chinese)

作者简介:

董庆龙(1979—),男,辽宁朝阳人,2002 年于吉林大学获学士学位,现为硕士研究生、上海贝尔股份有限公司移动研发部研发工程师,主要从事 TD – LTE eNodeB 上行链路研发;

DONG Qing – long was born in Chaoyang, Liaoning Province, in 1979. He received the B. S. degree from Jilin University in 2008. He is now a graduate student and is working in Alcatel – Lucent Shanghai Bell Co.,Ltd. as a R&D engineer. His research concerns the uplink R&D of TD – LTE eNodeB.

Email:qinglong.dong@alcatel – sbell.com.cn

李亚麟(1981—),男,安徽阜阳人,2008 年于中国科学技术大学获通信与信息系统专业博士学位,2008 年至今在上海贝尔股份有限公司分别作为博士后和无线系统主任级工程师工作,主要研究方向为多天线信号处理、多天线收发机设计;

LI Ya – lin was born in Fuyang, Anhui Province, in 1981. He received the Ph.D. degree from University of Science and Technology of China in 2008. He works in Alcatel – Lucent Shanghai Bell Co.,Ltd. as a post – doctor and wireless system advisory engineer. His research interests include multi – antenna signal processing and the design of multi – antenna transceiver in LTE system.

倪卫明(1970—), 男, 上海人,1998 年获博士学位,现为副教授, 主要研究方向为通信信号处理和无线网络。

NI Wei – ming was born in Shanghai,in 1970. He received the Ph.D. degree in 1998. He is now an associate professor. His research interests include communication signal processing and wireless network.