

同时同频全双工 LTE 射频自干扰抑制能力分析实验验证

徐强 全欣 潘文生 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 成都 611731)

摘要: 同时同频全双工本地发射信号会对本地接收信号产生强自干扰,为了使信号能够通过射频接收通道及模数转换器件,需要在射频前端进行自干扰抑制。在自干扰为直射路径的条件下,该文采用直接射频耦合法,对长期演进(LTE)同时同频全双工自干扰抑制进行实验测试;分析推导了自干扰功率、带宽及线缆、幅度、相位调整误差对射频自干扰抑制能力的影响;得到了射频自干扰抑制能力的闭合表达式。分析表明对于 20 MHz 带宽, -10 dBm 接收功率的 LTE 射频自干扰信号,理论上能抑制 54 dB 的射频自干扰,而实验测试结果表明能抑制 51.2 dB。

关键词: 无线通信; 全双工; 自干扰; 射频抑制; 长期演进(LTE)

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)03-0662-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.00717

Analysis and Experimental Verification of RF Self-interference Cancellation for Co-time Co-frequency Full-duplex LTE

Xu Qiang Quan Xin Pan Wen-sheng Shao Shi-hai Tang You-xi

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

Abstract: Co-time Co-frequency Full-Duplex (CCFD) radio transmission will cause a strong self-interference in its receiver. To ensure the undistorted transmission in the Radio Frequency (RF) channel and effective sampling of the desired signal, the Self-Interference Cancellation (SIC) need to be applied to RF frontend. In this paper, the CCFD verification experiment is presented based on the Long Term Evolution (LTE) that adopts RF SIC with the coupled RF transmitted signal. Considering the direct path self-interference between transmit and receive antennas, the relationship among interference power, interference bandwidth, RF adjustment errors and SIC ability is analyzed. Consequently, the expression of SIC ability is derived. Analysis and experimental results show that the SIC abilities are 54 dB in theory and 51.2 dB in practice for a 20 MHz LTE signal with received power of -10 dBm.

Key words: Wireless communication; Full-Duplex (FD); Self-interference; RF cancellation; Long Term Evolution (LTE)

1 引言

同时同频全双工(CCFD)是指设备的发射机和接收机占用相同的频率资源同时进行工作,使移动通信上、下行可以在相同时间使用相同的频率,突破了现有的频分双工和时分双工^[1]模式,理论最大频谱效率可以提升一倍;近三年来,CCFD得到了业界的广泛关注^[2,3]。

由于收发同时同频,CCFD发射机的发射信号会对本地接收机产生干扰,使用CCFD的首要工作是抑制强自干扰^[1,3]。近三年来,国内外的已有研究

主要包括:天线抑制^[4,5]、射频抑制^[6-8]和数字抑制^[3,9-11]。其中,天线抑制在收发天线处实施,射频抑制在信号进入模数转换器件(ADC)前的射频前端实施,数字抑制在信号经过ADC后的数字域实施。为了防止射频接收通路阻塞,需要进行射频自干扰抑制,使信号能够通过ADC,进入数字干扰抑制及数字解调处理流程。

射频自干扰抑制可以分为直接射频耦合干扰抑制^[6,7,12,13]和数字辅助射频干扰抑制^[2,14],并且已经得到了初步工程验证^[6,7,15,16]。直接射频耦合干扰抑制的典型方法如文献[6]和文献[7]。文献[6]将发射信号经过可变衰减、可变延时处理后,得到干扰重建信号,将接收信号与干扰重建信号相减,完成射频干扰抑制;经实验验证,对于10 MHz带宽的WiFi信号,可以抑制45 dB自干扰。文献[7]在文献[6]的基础上,对干扰重建方法进行了改进,将发射信号

2013-05-23 收到, 2013-09-03 改回

国家自然科学基金(61271164, U1035002/L05, 61001087, 61101034), 国家科技重大专项(2014ZX03003001-002, 2012ZX03003010-003, 2011ZX03001-006-01)和中国航天科技集团公司卫星应用研究院创新基金资助课题

*通信作者: 邵士海 ssh@uestc.edu.cn

经过两路可变衰减器和固定延时器，得到干扰重建信号；经实验验证，对 40 MHz 带宽的 OFDM 信号，可以抑制 45~50 dB 自干扰。射频自干扰功率、带宽以及线缆长度、幅度、相位调整误差对射频自干扰抑制效果的影响，目前还没有分析和实验验证的报道。

本文采用直接射频耦合干扰抑制方法，对长期演进(LTE)信号同时同频全双工展开实验验证；在自干扰为直射路径的条件下，分析了实验中干扰抑制方法的原理模型和射频自干扰抑制能力；推导了自干扰功率、带宽及射频调整误差对射频自干扰抑制能力影响的闭合表达式；给出了射频自干扰抑制能力随干扰功率、干扰带宽变化的理论关系曲线和实验关系曲线；分析了实验关系曲线与理论关系曲线存在差距的原因，以及曲线变化趋势的依据。

本文内容安排如下：第 2 节给出了实验采用的干扰抑制方法的原理模型，对该方法的工程设计和实现进行分析，并给出理论分析结果；第 3 节介绍了实验验证采用的实验平台、实验条件、实验方法；第 4 节给出了干扰功率、带宽对射频自干扰抑制能力影响的实验曲线和理论曲线，并对实验结果进行分析；第 5 节是全文的总结。

2 实验设计原理

2.1 实验原理模型

考虑单发单收场景下的 CCFD，如图 1 所示，其中 f_0 为载波频率。近端设备与远端设备在相同时间、相同频率上收发信号。以近端设备为例，在 CCFD 模式下，发射通道和接收通道同时同频工作，接收通道除了会接收到远端的发射信号，即有用信号 $r_U(t)$ ，还会受到本地发射信号的干扰，即自干扰信号 $r_I(t)$ 。 $r_I(t)$ 与 $r_U(t)$ 占用相同频段、相同时隙，且 $r_I(t)$ 的功率通常比 $r_U(t)$ 的功率强几个量级，例如，在远、近端设备的发射功率相等的情况下，自干扰信号 $r_I(t)$ 经过近端空口到达本地接收天线的路径长度为 0.1 m，而有用信号 $r_U(t)$ 到达近端接收天线的路径长度为 300 m，自干扰信号 $r_I(t)$ 将比期望信号 $r_U(t)$ 功率强约 70 dB，会导致常规 ADC 器件饱和和阻塞，使有用信号无法进入后续数字解调处理流程。由此可见，同时同频全双工模式下，有必要在射频前端进行自干扰抑制，消除部分自干扰，使信号能够通过 ADC，进入数字干扰抑制及数字解调处理流程。

根据以上分析，接收机接收到的信号 $r(t)$ 可表示为

$$r(t) = r_U(t) + r_I(t) + n(t) \quad (1)$$

其中 $r_U(t)$ 为有用信号， $r_I(t)$ 为自干扰信号， $n(t)$ 为接收通路噪声。

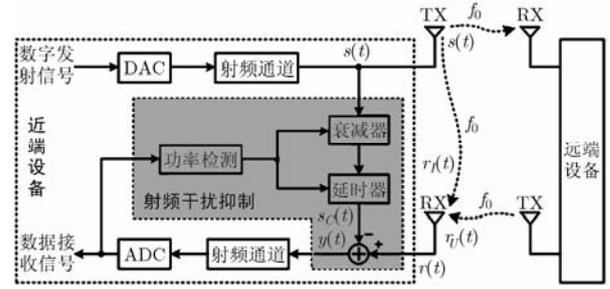


图 1 单发单收 CCFD 射频自干扰抑制方法

一般情况下，本地发射天线与接收天线固定在同一设备上，收发天线间存在直射路径。直射径自干扰的能量远远高于其它散射路径，是造成 ADC 阻塞的主要原因，因此射频自干扰抑制目的是消除直射径自干扰。基于以上分析，仅考虑直射径自干扰，自干扰可以表示为^[17]。

$$r_I(t) = h_I s(t - \tau_I) \quad (2)$$

其中 h_I 为自干扰信道引入的幅度衰减， $s(t)$ 为近端发射信号， τ_I 为发射信号 $s(t)$ 传播经历的时延。

文中采用直接射频耦合干扰抑制方法，具体操作为：将射频发射信号进行幅度、时延的调整后，重建出自干扰信号，通过射频接收信号与重建自干扰信号相减，完成自干扰抑制^[6]。如图 1 所示，将射频发射信号 $s(t)$ 耦合复制一路信号经过可调衰减器、可调延时器进行幅度、时延调整，其中幅度调整因子为 α_C ，时延为 τ_C ，得到自干扰重建信号 $s_C(t)$ 为

$$s_C(t) = \alpha_C s(t - \tau_C) \quad (3)$$

在接收信号 $r(t)$ 中减去 $s_C(t)$ ，得到射频自干扰抑制后的接收信号 $y(t)$ ，可以表示为

$$y(t) = r(t) - s_C(t) = r_U(t) + s_r(t) + n(t) \quad (4)$$

其中 $s_r(t)$ 为经过射频自干扰抑制后的残余干扰，表示为

$$s_r(t) = r_I(t) - s_C(t) \quad (5)$$

以残余干扰 $s_r(t)$ 能量最小为目标，调整干扰重建信号的衰减 α_C 和延时 τ_C ，完成射频自干扰消除。因此，目标函数 A 为

$$A = \min_{\alpha_C, \tau_C} \int_t^{t+T} [s_r(t)]^2 dt \quad (6)$$

其中 T 为能量检测周期。

定义射频自干扰抑制能力 G (dB)^[18] 为

$$G = 10 \lg \frac{E_I + E_N}{E_r + E_N} \quad (7)$$

其中 E_I 为自干扰 $r_I(t)$ 的能量， E_r 为残余干扰 $s_r(t)$ 的能量， E_N 为噪声能量。

2.2 工程设计分析

工程实现中，考虑到大尺度可调时延器件的体

积和成本问题, 实验中采用长度可调的传输线缆和可调相位器件等效实现时延调整。

自干扰信号 $r_I(t)$ 由发射信号经过空中传输和线缆传输得到, 具体表示如式(2)。其中, 传输总延时 τ_I 由两部分传输构成: 收发天线间的空中传输距离 d_1 , 连接线缆的传输距离 d_2 , 因此 τ_I 可以具体表示为

$$\tau_I = \tau_1 + \tau_2 = \frac{d_1}{c} + \frac{d_2}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \quad (8)$$

其中, 电磁波在空气中的传播速度为 c , 线缆中的传输速度为 $c/\sqrt{\varepsilon_r}$, ε_r 为线缆的相对介电常数。

自干扰重建信号 $s_C(t)$ 由发射信号经过幅度调整、相位调整, 通过长度为 L 的线缆传输得到, 表示为

$$s_C(t) = \alpha_C s \left(t - \frac{L}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \right) e^{j\theta_C} \quad (9)$$

残余干扰信号 $s_r(t)$ 的能量为

$$\begin{aligned} E_r &= \int_t^{t+T} |s_r(t)|^2 dt \\ &= \int_t^{t+T} \left| h_I s(t - \tau_I) - \alpha_C s \left(t - \frac{L}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \right) e^{j\theta_C} \right|^2 dt \quad (10) \end{aligned}$$

在能量检测周期 T 内应用帕斯瓦尔定理^[19], 考虑信号中心频率为 f_0 、带宽为 B , 残余干扰信号 $s_r(t)$ 能量的频域表达式为

$$\begin{aligned} E_r &= \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} \left\{ h_I^2 + \alpha_C^2 - 2\alpha_C h_I \right. \\ &\quad \left. \cdot \cos \left[2\pi f \left(\tau_I - \frac{L}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \right) + \theta_C \right] \right\} |S(f)|^2 df \quad (11) \end{aligned}$$

假设带宽内发射信号的能量谱近似为常数, 即 $|S(f)|^2 = E_0$, 式(11)可以简化为

$$\begin{aligned} E_r &= E_0 \left\{ B(h_I^2 + \alpha_C^2) - 2B\alpha_C h_I \operatorname{sinc} \left[\frac{B}{2\pi} \left(\tau_I - \frac{L}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. \cdot \cos \left[2\pi f_0 \left(\tau_I - \frac{L}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \right) + \theta_C \right] \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

其中 $\operatorname{sinc}(t) = \sin(\pi t)/\pi t$ 。

考虑 L 为某一固定值, 令 $\Delta\tau = \tau_I - L\sqrt{\varepsilon_r}/c$, 表示自干扰支路与自干扰重建支路的信号传播时延差。根据目标函数式(6), 调整 α_C , θ_C , 使 E_r 取极小值。令一阶偏导数为零, 即

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_r}{\partial \alpha_C} &= E_0 \left[2B\alpha_C - 2Bh_I \operatorname{sinc} \frac{B\Delta\tau}{2\pi} \right. \\ &\quad \left. \cdot \cos(2\pi f_0 \Delta\tau + \theta_C) \right] = 0 \\ \frac{\partial E_r}{\partial \theta_C} &= E_0 \left[-2B\alpha_C h_I \operatorname{sinc} \frac{B\Delta\tau}{2\pi} \right. \\ &\quad \left. \cdot \sin(2\pi f_0 \Delta\tau + \theta_C) \right] = 0 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

解得 α_C , θ_C 如式(14), 其中, $\operatorname{sinc}(B\Delta\tau/(2\pi)) \geq 0$ 时, k 为偶数; $\operatorname{sinc}(B\Delta\tau/(2\pi)) < 0$ 时, k 为奇数。经验证, 满足式(14)时, E_r 取极小值。

$$\left. \begin{aligned} \alpha_C &= h_I \left| \operatorname{sinc} \left(\frac{B\Delta\tau}{2\pi} \right) \right| \\ \theta_C &= k\pi - 2\pi f_0 \Delta\tau \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

将 L 为某一固定值时的最优解式(14)代入式(12), 得到最小残余干扰能量 E_{\min} 与线缆长度 L 、带宽 B , 接收干扰能量 E_I 的关系, 具体表示为

$$\begin{aligned} E_{\min} &= E_0 B h_I^2 \left[1 - \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{B\Delta\tau}{2\pi} \right) \right] \\ &= E_I \left\{ 1 - \operatorname{sinc}^2 \left[\frac{B}{2\pi} \left(\tau_I - \frac{L}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \right) \right] \right\} \quad (15) \end{aligned}$$

将式(15)代入式(7), 得到对应射频自干扰抑制能力为

$$G_{\max} = 10 \lg \frac{E_I + E_N}{E_I \left\{ 1 - \operatorname{sinc}^2 \left[\frac{B}{2\pi} \left(\tau_I - \frac{L}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \right) \right] \right\} + E_N} \quad (16)$$

根据式(11), 在最优解式(14)情况下, 信号每个频点的干扰抑制情况可以用残余干扰与噪声的功率谱表示, 即

$$\begin{aligned} P_r(f) + N_0 &= E_0 h_I^2 \left[1 + \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{B\Delta\tau}{2\pi} \right) - 2 \operatorname{sinc} \left(\frac{B\Delta\tau}{2\pi} \right) \right. \\ &\quad \left. \cdot \cos(2\pi \Delta\tau (f - f_0)) \right] + N_0 \quad (17) \end{aligned}$$

由式(15)可以看出, 残余干扰能量为线缆长度的函数。显然, 当 $\frac{B}{2} \left(\tau_I - \frac{L}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \right) = 0$ 时, E_r 最小, 即线缆长度 L 的最佳取值表示为

$$L_0 = \frac{c\tau_I}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{d_1}{\sqrt{\varepsilon_r}} + d_2 \quad (18)$$

此时, 根据式(14), 幅度衰减因子和相位调整取值分别为 $\alpha_C = h_I$, $\theta_C = 0$, 残余干扰能量为 0, 达到最佳射频自干扰抑制能力为

$$G_{\text{opt}} = 10 \lg \frac{E_I + E_N}{E_N} \approx 10 \lg \frac{E_I}{E_N} \quad (19)$$

2.3 误差分析

根据 2.2 节的分析, 实现重建自干扰信号应该包括两个步骤: 首先根据式(18), 确定线缆长度, 然后进行残余信号能量检测, 通过梯度算法控制幅度、相位调整因子, 使残余干扰最小。考虑到工程实现的精度问题以及无线信道的不确定性, 线缆长度和幅度、相位调整都会存在一定的误差, 当线缆长度、幅度、相位调整分别存在误差 ΔL , $\Delta\alpha$, $\Delta\theta$ 时, 根据式(12)计算得到残余干扰能量为

$$E_{r\Delta} = E_I \left[1 - (2 \cos \Delta\theta - 1) \text{sinc}^2 \left(\frac{B\Delta L}{2\pi c} \sqrt{\epsilon_r} \right) + 2E_0 h_I \Delta\alpha (1 - \cos \Delta\theta) \cdot \left| \text{sinc} \left(\frac{B\Delta L}{2\pi c} \sqrt{\epsilon_r} \right) \right| + E_0 B \Delta\alpha^2 \right] \quad (20)$$

2.4 理论分析结果

如无特殊说明，误差分析中的假设条件为：自干扰信号的空中传输距离 $d_1 = 0.15 \text{ m}$ ，连接线缆的传输距离 $d_2 = 0.35 \text{ m}$ ，线缆的相对介电常数 $\epsilon_r = 4.5$ ，根据式(18)计算得到最佳线缆长度 $L_0 = 0.4207 \text{ m}$ ；接收干扰能量 E_I 比噪声能量 E_N 高 90 dB。

2.4.1 线缆长度误差 根据式(20)，可以得到不同带宽下射频自干扰抑制能力与线缆长度误差的变化关系。在幅度和相位调整不存在误差时，变化关系如图2所示。可以看出：(1)带宽固定时，射频自干扰抑制能力随线缆长度误差增加而下降；(2)线缆长度误差固定时，射频自干扰抑制能力随带宽增加而下降；(3)对线缆长度的精度要求随带宽增加而提高，对于带宽为 5 MHz 的信号，达到 70 dB 的抑制能力，线缆长度的允许误差约为 10% (约为 4.2 cm)，对于 20 MHz 带宽的 LTE 信号，线缆长度的允许误差需要在 2.5% (约为 0.1 cm) 以下。

根据式(17)，可以得到线缆为不同长度时，信号带宽内各频点的干扰抑制情况。以带宽为 20 MHz，中心频率为 2.6 GHz 的 LTE 信号为例，各频点干扰抑制情况如图3所示。图3中可以看出：(1)中心频率处干扰抑制效果最好，带宽边缘频点干扰抑制效果较差；(2)带宽范围内，频率跨度越大，各频点干扰抑制效果差别越大，消除效果越不平坦；(3)不同线缆长度，各频点的射频自干扰抑制能力都有所不同，带宽范围内的波动幅度也不同，例如， $L = L_0$ 时，带宽内各频点干扰可消除 90 dB，可以平坦消除自干扰，将残余干扰与噪声功率降至底噪； $L = L_0 + 0.1 \text{ m}$ 时，频段边缘处大约可消除 27 dB 干扰，频段中心处可消除 90 dB 干扰，带宽内能量波动幅度约 63 dB。

2.4.2 幅相调整误差 根据式(20)，可以得到不同自干扰带宽下射频自干扰抑制能力随幅度调整误差的变化情况。当线缆长度与最佳长度 L_0 存在 5 cm 误差 (约为 12%)，相位调整没有误差时，变化情况如图4。图4中可以看出：(1)带宽固定时，射频自干扰抑制能力随幅度误差增加而降低；(2)带宽越宽，幅度误差的影响效果越小，例如，对于带宽为 5 MHz 的信号，0.01 dB 的幅度误差会使射频自干扰抑制能力降低约 8 dB，而对于带宽为 20 MHz 的 LTE 信号，0.01 dB 的幅度误差会使射频自干扰抑制能力降低约 1.5 dB。

根据式(20)，可以得到不同自干扰带宽下射频自干扰抑制能力随相位调整误差的变化情况。当线缆长度与最佳长度 L_0 存在 5 cm 误差 (约为 12%)，幅度调整没有误差时，变化情况如图5。图5中可以看出：(1)带宽固定时，射频自干扰抑制能力随相位误差增加而下降；(2)带宽越大，相位误差对射频自干扰抑制能力的影响越小，例如，对于带宽为 5 MHz 的信号， 0.2° 的相位误差会使射频自干扰抑制能力下降 17 dB 左右，而对于带宽为 20 MHz 的 LTE 信号， 0.2° 的相位误差仅会使射频自干扰抑制能力下降 6 dB 左右。

3 实验验证

利用自制实验平台验证射频自干扰抑制方法的有效性以及发射信号功率、带宽和射频调整误差对射频自干扰抑制能力的影响。

3.1 实验平台

根据 2.1 节和 2.2 节的分析，实验采用发射与接收通道板、干扰重建板及数字信号处理板共同完成射频干扰抑制。其中，发射与接收通道板用于完成中频信号的发射和接收；干扰重建板用于重建自干扰信号；数字信号处理板对接收中频信号进行功率检测，控制幅度衰减因子和相位调整值。硬件组成框图如图6所示。

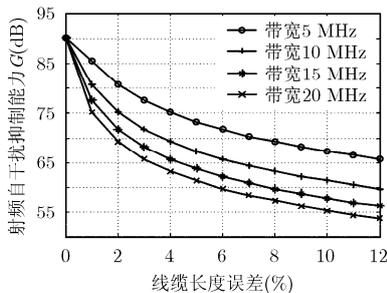


图2 不同带宽下射频自干扰抑制能力随线缆误差的变化

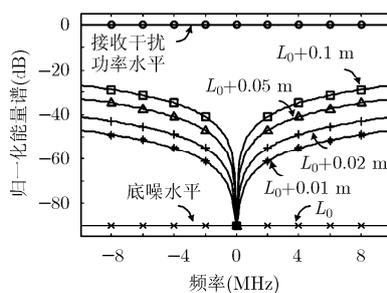


图3 不同线缆长度下功率谱的变化(中心频率为 2.6 GHz)

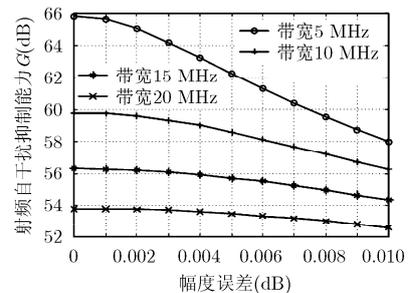


图4 不同带宽下射频自干扰抑制能力随幅度误差的变化

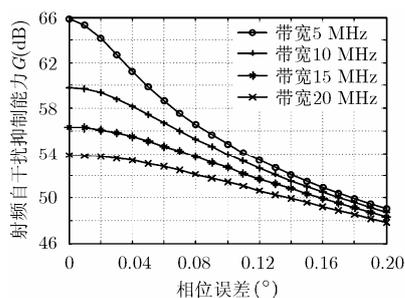


图5 不同带宽下射频自干扰抑制能力随相位误差的变化

3.2 实验环境及条件

本节实验目的是验证自干扰功率和自干扰带宽对射频自干扰抑制能力的影响。实验在室内完成,采用的实验条件和理论分析条件如表1,表2所示。

4 实验结果及分析

4.1 实验结果

4.1.1 干扰功率对射频自干扰抑制能力的影响 固定干扰带宽为 20 MHz, 在接收功率分别为 -50 dBm, -40 dBm, -30 dBm, -20 dBm, -10 dBm 时, 记录射频自干扰抑制能力。实验结果与理论分析结果对比如图7, 可以看出: (1) 实验结果与有工程误差理论分析结果存在 $1.5\sim 4.5$ dB 的差距, 并且差距随接收干扰功率的增加而减少; (2) 随着接收干扰功率的增加, 射频自干扰抑制能力在提高; (3) 由于存在线缆、幅度、相位调整误差, 有工程误差理论分析结果与无工程误差理论分析结果存在 $1\sim 34$ dB 的差距, 并且差距随接收干扰功率增加而增大; 残余干扰可以由后续的数字干扰抑制进行弥补。

4.1.2 干扰带宽对射频自干扰抑制能力的影响 固定接收干扰功率为 -10 dBm, 在自干扰带宽分别为 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz 时, 记录射频自干扰抑制能力。实验结果与理论分析结果的对比如图8, 可以看出: (1) 实验结果与有工程误差理论分析结果存在 $1.5\sim 3.5$ dB 的差距, 并且差距随干扰带宽

增加而减少; (2) 随着干扰信号带宽的增加, 射频自干扰抑制能力在下降; (3) 由于线缆、幅度、相位调整误差, 有工程误差理论分析结果与无工程误差理论分析结果存在约 34 dB 的差距; 残余干扰可以由后续的数字自干扰抑制进行弥补。

4.2 对比与分析

下面针对实验结果与理论分析结果的不同之处以及曲线变化趋势进行分析。

(1) 实测结果与理论结果存在差距 图7是干扰带宽为 20 MHz, 不同干扰功率下射频自干扰抑制能力的实验测试曲线和理论分析曲线。图7中可以看出, 实验结果与理论结果有 $1.5\sim 4.5$ dB 左右的差距, 差距会随着干扰功率增加而减少。存在差距的主要原因是干扰重建板引入的噪声以及实验平台的非理想特性^[20]。

表1 实验条件

参数名称	参数值
发射信号格式	LTE-OFDM
本地收发天线距离(cm)	15
发射信号中心频率(GHz)	2.6
接收干扰功率(dBm)	$-50, -40, -30, -20, -10$
发射信号带宽(MHz)	5, 10, 15, 20
噪声系数(dB)	3

表2 理论分析条件

参数名称	参数值
线缆误差(cm)	5
幅度调整误差(dB)	0.005
相位调整误差($^{\circ}$)	0.05
接收干扰功率(dBm)	$-50, -40, -30, -20, -10$
发射信号带宽(MHz)	5, 10, 15, 20
噪声系数(dB)	3

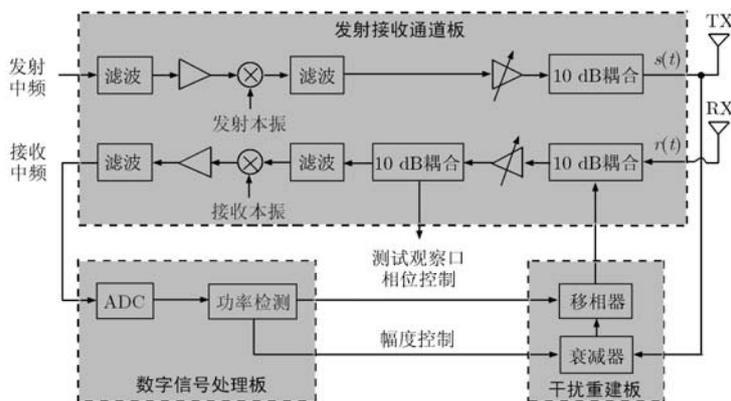


图6 实验平台的组成

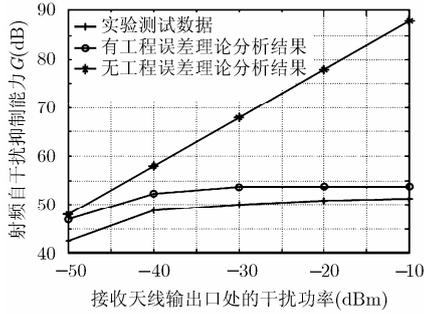


图7 不同接收干扰功率下的射频自干扰抑制能力

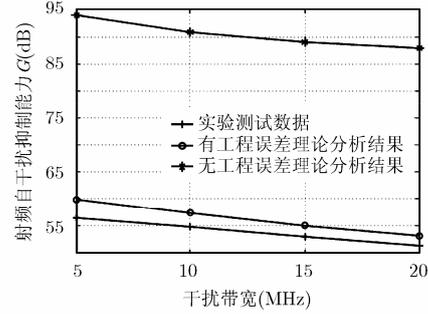


图8 不同干扰带宽下的射频自干扰抑制能力

(a)抑制前干扰功率高于 -30 dBm时,射频自干扰抑制能力的实验数据与理论数据的差距基本一致(1.5 dB左右)。由于理论残余干扰功率在 -83 dBm以上,比 -98 dBm的底噪高出15 dB以上,根据式(7),可以忽略底噪对实际射频自干扰抑制能力的影响,因此存在差距的主要原因是实验平台的非理想特性。

(b)抑制前干扰功率为 -50 dBm时,理论射频自干扰抑制能力为46.9 dB,即抑制后干扰残余功率为 -96.9 dBm。考虑到实验平台的底噪为 -98 dBm,抑制后残余干扰功率与底噪相近,根据式(7),底噪水平的高低会影响实际射频自干扰抑制能力。由于干扰重建板会引入3 dBm的噪声,使底噪水平抬升至 -95 dBm,使射频自干扰抑制能力最大只能达到45 dB;同时实验平台存在非理想特性,导致实际射频自干扰抑制能力约为42.5 dB。

(c)干扰功率较小(低于 -30 dBm)时,残余干扰功率与底噪水平接近,噪声和实验平台的非理想特性共同导致了实际射频自干扰抑制能力与理论射频自干扰抑制能力存在较大差距;随着干扰功率的增加,残余干扰功率与底噪的差距增大,实验平台的非理想特性成为存在差距的主要原因。因此,从总趋势来看,实际射频自干扰抑制能力与理论射频自干扰抑制能力的差距会随着干扰功率增加而减小。

图8是干扰功率为 -10 dBm,不同干扰带宽下射频自干扰抑制能力的实验测试曲线和理论分析曲线。实验结果与理论结果存在差距,并且差距会随着干扰带宽、幅度调整误差、相位调整误差的增加而减少,存在差距的主要原因是实验平台的误差。随着干扰带宽的增加,根据式(20),这些因素对实际射频自干扰抑制能力的影响比实验平台误差的影响更为明显,因此,实际射频自干扰抑制能力与理论射频自干扰抑制能力的差距会随着干扰带宽增加而减小。

(2)射频自干扰抑制能力随干扰能量变化 从

图7可以看出,射频自干扰抑制能力的趋势是随着干扰信号能量的增加而增强,并且存在极限值。

根据射频自干扰抑制能力 G 和抑制前干扰能量 E_I 的函数关系式(16)可知,在噪声能量 E_N 确定且线缆和幅相调整误差一定时,抑制前干扰能量 E_I 增加会使射频自干扰抑制能力增加;抑制前干扰能量 E_I 无限增大时,根据式(20),对式(16)求极限,可以得到射频自干扰抑制能力为一个常数 G_{lim} ,仅与实验调整误差有关(由2.4节分析可知,实验中的幅度调整误差0.005 dB对20 MHz干扰信号的射频自干扰抑制能力影响很小,式(21)没有考虑幅度调整误差)。

$$G_{lim} = -10 \lg \left\{ 1 - (2 \cos \Delta\theta - 1) \cdot \text{sinc}^2 \left[\frac{B}{2\pi} \left(\tau_I - \frac{L}{c} \sqrt{\epsilon_r} \right) \right] \right\} \quad (21)$$

值得说明的是,射频自干扰抑制能力强并不意味着残余干扰能量小。事实上,干扰信号能量越强,残余干扰能量越大,对有用信号解调的影响也越大。

(3)射频自干扰抑制能力随干扰带宽变化 图8可以看出,射频自干扰抑制能力的趋势是随着干扰信号带宽的增加而降低,主要原因在于用相位调整重建自干扰信号无法完全重建自干扰信号,带宽越宽,重建自干扰信号的误差越大。

存在线缆误差时,只能通过调整重建信号的相位使残余干扰能量最小。由式(14)可以看出,相位调整根据中心频率的相位变化而进行调整。干扰重建支路将所有频点经过同样相移得到干扰重建信号;而实际自干扰信号各频点的相位变化是不同的,带宽越大,相位变化差别越大。因此,带宽越大,干扰重建信号误差越大,射频自干扰抑制能力也会相应下降。

5 结束语

文本采用直接射频耦合干扰抑制方法,对LTE信号同时同频全双工进行了实验验证;在自干扰为直射路径的条件下,分析推导了射频自干扰抑制能

力的闭合表达式;得到了射频自干扰抑制能力随干扰功率、干扰带宽的变化曲线。实验结果及理论分析结果表明:(1)射频自干扰抑制能力随干扰功率增加而变大,并且存在极限值;(2)射频自干扰抑制能力随干扰带宽增加而减小;(3)射频自干扰抑制能力的极限水平由线缆、幅度、相位调整精度决定。理论分析和实验测试为射频自干扰抑制的方法优化、系统器件选型提供了理论指导,相关实验测试为LTE同时同频全双工的工程应用提供了参考数据。

本文在分析和实验过程中仅考虑了直射径自干扰,且相位等效调整的方案对宽带自干扰信号的抑制能力有限,因此有待进一步探索研究的方向包括:(1)自干扰信号存在多径时的射频自干扰抑制方法;(2)带宽内平坦抑制自干扰的射频自干扰抑制方法。

参考文献

- [1] 史寅科, 邱玲. 非理想信道信息下双向多中继选择系统性能分析[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(10): 2293-2298.
Shi Y K and Qiu L. Performance analysis of two-way multiple relay selection systems under imperfect CSI[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(10): 2293-2298.
 - [2] Sahai A, Patel G, and Sabharwal A. Pushing the limits of full-duplex: design and real-time implementation[R]. The Computing Research Repository (CoRR), 2011.
 - [3] López-Valcarce R, Antonio-Rodríguez E, Mosquera C, et al. An adaptive feedback canceller for full-duplex relays based on spectrum shaping[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2012, 30(8): 1566-1577.
 - [4] Choi J I, Jain M, Srinivasan K, et al. Achieving single channel, full duplex wireless communication[C]. 16th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'10), New York, USA, 2010: 1-12.
 - [5] Khojastepour M A, Sundaresan K, Rangarajan S, et al. The case for antenna cancellation for scalable full-duplex wireless communications[C]. 10th ACM Workshop on Hot Topics in Networks (HOTNETS'11), Massachusetts, USA, 2011: DOI:10.1145/2070562.2070579.
 - [6] Jain M, Choi J I, Kim T M, et al. Practical, real-time, full duplex wireless [C]. 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'11), New York, USA, 2011, DOI:10.1145/2070562.2070579.
 - [7] Hong S, Mehlman J, and Katti S. Picasso: flexible RF and spectrum slicing[C]. ACM SIGCOMM 2012 Conference on Applications, Technologies, Architectures, and Protocols for Computer Communication, Helsinki, Finland, 2012: 37-48.
 - [8] Knox M E. Single antenna full duplex communications using a common carrier[C]. 2012 IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), Florida, USA, 2012: 1-6.
 - [9] Lee Y J, Lee J B, Sung I P, et al. Feedback cancellation for T-DMB repeaters based on frequency-domain channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2011, 57(1): 114-120.
 - [10] Liu Y, Xia X G, and Zhang H L. Distributed space-time coding for full-duplex asynchronous cooperative communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(7): 2680-2688.
 - [11] Chang D. Apparatus and method for removing self-interference and relay system for the same[P]. US8224242B2, 2012.
 - [12] Radunovic B, Gunawardena D, Key P, et al. Rethinking indoor wireless mesh design: low power, low frequency, full-duplex[C]. 2010 Fifth IEEE Workshop on Wireless Mesh Networks (WIMESH 2010), Boston, USA, 2010: 1-6.
 - [13] Raghavan A, Gebara E, Tentzeris E, et al. Analysis and design of an interference canceller for collocated radios [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, 53(11): 3498-3508.
 - [14] Duarte M and Sabharwal A. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: feasibility and first results[C]. 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), Florida, USA, 2010: 1558-1562.
 - [15] Hua Y B, Liang P, Ma Y M, et al. A method for broadband full-duplex MIMO radio[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2012, 19(12): 793-796.
 - [16] Duarte M, Dick C, and Sabharwal A. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(12): 4296-4307.
 - [17] Sahai A, Patel G, Dick C, et al. Understanding the impact of phase noise on active cancellation in wireless full-duplex[C]. 2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), California, USA, 2012: 29-33.
 - [18] Sahai A, Patel G, Dick C, et al. On the impact of phase noise on active cancellation in wireless full-duplex[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 62(9): 4494-4510.
 - [19] Oppenheim A V, Willsky A S, and Nawab S H. Signals and Systems [M]. Second Edition, Upper Saddle River: Prentice Hall, 1996, 312..
 - [20] Day B P, Margetts A R, Bliss D W, et al. Full-duplex bidirectional MIMO: achievable rate under limited dynamic range[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(7): 3702-3713.
- 徐强: 男, 1983年生, 助教, 博士生, 研究方向为全双工电路设计。
- 全欣: 女, 1988年生, 博士生, 研究方向为全双工自干扰抑制。
- 潘文生: 男, 1975年生, 博士生, 研究方向为宽带射频设计。
- 邵士海: 男, 1980年生, 副教授, 研究方向为多天线信号处理。
- 唐友喜: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字通信、扩频通信(包括CCFD, CDMA, OFDM)等。