

多径瑞利衰落信道条件下射频干扰抵消误差 对 CCFD 系统中 OFDM 性能的影响

何昭君 沈莹 邵士海 卿朝进 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 成都 611731)

摘要: 针对同时同频全双工无线通信系统, 考虑远端到近端的无线信道为多径瑞利衰落信道, 近端发射天线到接收天线的自干扰信道为加性白高斯噪声信道, 分析了同时同频全双工传输场景中, 自干扰射频抵消幅度及载波相位误差对 OFDM 误码率的影响。结果表明, 在相同信干比和信噪比条件下, 幅度和载波相位估计误差的绝对值越小, 误码率越低; 针对载波频率 2.3 GHz, OFDM 子载波个数 4096, 子载波间隔 15 kHz 的同时同频全双工传输方式, 在信干比为 -70 dB, 误码率为 10^{-2} 时, 若期望信噪比损失小于 0.8 dB, 则需要射频干扰抵消的载波相位估计误差的绝对值小于 $6^\circ \times 10^{-6}$, 幅度估计相对误差的绝对值小于 3×10^{-5} ; 若期望获得 40 dB 的射频自干扰抑制效果, 则射频干扰抵消的载波相位估计误差的绝对值小于 0.5° , 幅度估计相对误差绝对值小于 1%。

关键词: 无线通信; 同时同频全双工; 射频干扰抵消; 误码率; 干扰抑制比

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)02-0358-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.00316

Impact of RF Self-interference Cancellation Errors on OFDM Based on CCFD System in Multipath Rayleigh Fading Channel

He Zhao-jun Shen Ying Shao Shi-hai Qing Chao-jin Tang You-xi
(National Defense Key Laboratory on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: In this paper, the Bit Error Rate (BER) performance of OFDM based on Co-time Co-frequency Full Duplex (CCFD) is analyzed with amplitude estimation error of self-interference and phase error, in remote multi-path Rayleigh fading channel and Additive White Gaussian Noise (AWGN) self-interference channel. The results show that BER generally decreases while the absolute value of time error and amplitude error decreases for fixed Signal to Interference Ratio (SIR). Phase error $6^\circ \times 10^{-6}$ and amplitude error 3×10^{-5} leads to 0.8 dB degradation on condition of 2.3 GHz carrier frequency, -70 dB SIR, sub-carrier number 4096, sub-carrier separation 15 kHz, BER 10^{-2} . Phase error 0.5° and amplitude error 1% achieved 40 dB Interference Cancellation Ratio (ICR) under the same conditions.

Key words: Wireless communication; Co-time Co-frequency Full Duplex (CCFD); Radio frequency cancellation; Bit Error Rate (BER); Interference Cancellation Ratio (ICR)

1 引言

随着无线通信技术的发展, 无线频谱资源日益稀缺^[1]。现有通信系统的双工方式主要有: 时分双工 (Time Division Duplexing, TDD)、频分双工 (Frequency Division Duplexing, FDD)^[2]。同时同频全双工 (Co-time Co-frequency Full Duplexing,

CCFD), 能够在同一频率、同一时刻传输上下行数据, 能够获得更高的系统容量及频谱利用率^[3,4]。OFDM 是时变多径衰落信道中一种有效的传输方式, 已应用在 802.11a, 802.16, 802.16n 等多个无线通信标准中^[5]。

CCFD 的关键问题是收发信机本地发射信号对本地接收信号产生的干扰^[6]。针对大功率的自干扰信号, 已有的自干扰抑制方法包括: 数字自干扰抑制^[6-9]、模拟自干扰抑制^[6,9]和天线自干扰抑制^[6-12]。

针对两发一收天线, 信号带宽 40 MHz, 载波频率 2.48 GHz, 发射功率 0 dBm, 802.11n OFDM 的调制信号, 文献[6]中的射频干扰抵消器可以抑制 45

2013-03-15 收到, 2013-11-01 改回

国家自然科学基金(61001087, 61101034, 61271164), 广东省联合基金重点项目(U1035002/L05)和新一代宽带无线移动通信网国家科技重大专项(2014ZX03003001-002, 2012ZX03003010-003, 2011ZX03001-006-01)资助课题

*通信作者: 唐友喜 tangyx@uestc.edu.cn

dB 的模拟自干扰信号。文献[9]以 WARP 为测试平台，采用 1 发 1 收的天线结构，发射功率 5~15 dBm，远端到近端的间距 6.5 m，以 2.4 GHz 蓝牙和 WiFi 信号为例，近端收发天线间距为 40 cm，20 cm 时分别获得了 31 dB，33 dB 的射频自干扰抑制效果。文献[6]实测了射频干扰抵消幅度及相位估计误差对 CCFD 自干扰抑制效果的影响，针对 10 MHz 带宽的 OFDM 信号，不断调整接收端射频干扰抵消器^[3]的幅度和相位因子的同时测量接收信号强度，得到了接收信号强度与幅度误差、相位误差的 3 维关系曲面图。结果表明，RSSI 呈漏斗状，存在全局最小点。

本文针对远端过来的时变多径衰落 CCFD OFDM 信号，在工程可实现的射频幅度和载波相位估计精度条件下，研究了射频自干扰信号的抑制量；在误码率为 10^{-2} 的条件下，若需要远端发射功率损失 1 dB，分析了抑制射频自干扰信号需要的载波幅度和相位估计精度。

本文内容安排如下：第 2 节是系统模型；第 3 节是考虑了幅度及载波相位估计误差的 CCFD 误码率及射频抑制效果分析；第 4 节给出数值及仿真结果对比；最后全文总结。

2 系统模型

本文采用的射频干扰抵消模型见图 1，通信双方分别被称为“近端”和“远端”，近端或远端收发信机分别采用不同的天线同时同频全双工传输。近端接收天线在接收远端信号的同时，也受到自身发射信号的干扰。近端接收机估计出自干扰信号的载波相位和幅度，相应调整本地重建自干扰信号的相位和幅度，从接收信号中减去自干扰信号，实现射频干扰抑制。

2.1 远端发射机

在图 1 右下所示的远端发射机中，远端发射的信号可以表示为^[14]

$$x^f(t) = \sqrt{2P_f} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \cos[\omega_k^f t_l + \varphi_k^f(l) + \phi^f] p(t_l) \quad (1)$$

其中 P_f 是远端发射信号功率； N 是子载波个数； $\omega_k^f = 2\pi(f_c^f + f_k)$ 为第 k 个子载波的频率， f_c^f 是远端载波的中心频率， $f_k = k/T_u$ 是第 k 个子载波频率偏移， T_u 是有用信号的持续时间； $t_l = t - lT_s$ ， T_s 是 OFDM 符号周期，包含两部分：有用信号的持续时间 T_u 和循环前缀的时间长度 T_{cp} ，且 $T_s = T_u + T_{cp}$ ； $\varphi_k^f(l) = \tan^{-1}(\Im\{d_k^f(l)\}/\Re\{d_k^f(l)\})$ ， $\Re\{\cdot\}$ 和 $\Im\{\cdot\}$ 分别表示实部和虚部， $d_k^f(l)$ 是第 l 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的二进制相位调制(Binary Phase Shift Keying, BPSK)的信息数据； ϕ^f 为远端发射载波初始相位，服从 $[0, 2\pi)$ 的均匀分布； $p(t)$ 为持续时间为 T_s 的方波，可表示为

$$p(t) = \begin{cases} 1, & -T_{cp} \leq t \leq T_u \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

2.2 近端发射机

同样，在图 1 左上所示的近端发射机中，近端发射的信号可以表示为^[14]

$$x^n(t) = \sqrt{2P_n} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \cos[\omega_k^n t_l + \varphi_k^n(l) + \phi^n] p(t_l) \quad (3)$$

其中 P_n 是近端发射信号功率； N 是子载波个数； $\omega_k^n = 2\pi(f_c^n + f_k)$ 为第 k 个子载波的频率， f_c^n 是近端的载波中心频率； $\varphi_k^n(l) = \tan^{-1}(\Im\{d_k^n(l)\}/\Re\{d_k^n(l)\})$ ， $d_k^n(l)$ 是第 l 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的 BPSK 信息数据； ϕ^n 为近端发射载波初始相位，服从 $[0, 2\pi)$ 的均匀分布； $p(t)$ 为式(2)所示的方波。

2.3 信道模型

本文远端到近端的信道传播模型为瑞利

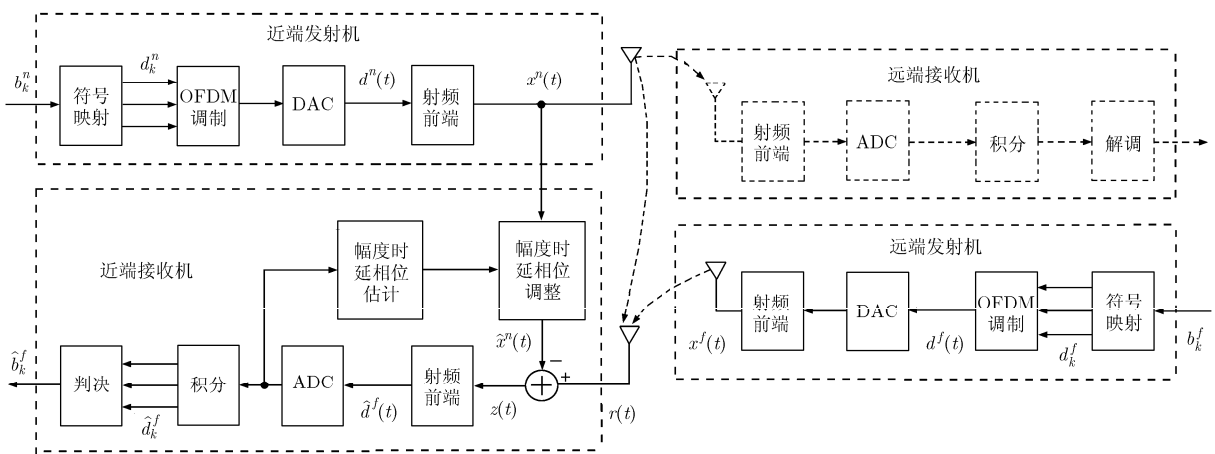


图 1 系统模型

(Rayleigh)多径衰落模型,信道在一个 OFDM 符号周期内保持不变,则在第 l 个 OFDM 符号时刻信道的时域冲激响应可表示为^[14]

$$h(t, l) = \sum_{i=1}^L h_i(l) \delta[t - \tau_i^f(l)] \quad (4)$$

其中 L 表示远端到近端的无线传播信道中的总路径数, $h_i(l)$ 表示远端到近端传播信道中第 i 条延迟径上的幅度复衰落, $\tau_i^f(l)$ 表示远端到近端传播信道第 i 条径的时延。

2.4 近端接收机

近端发射信号会对近端接收机造成干扰。由于近端发射机发射天线与接收天线间距很近^[6-12], 本文将自干扰信道近似为自由空间传播; 近端自干扰信号到达近端接收天线时, 存在幅度的衰减和传播延迟。近端接收天线收到的信号可表示为

$$r(t) = x^f(t) * h(t, l) + K_n x^n(t - \tau^n) + n(t) \quad (5)$$

其中 K_n 为自干扰信号在传播过程中的幅度衰减; τ^n 为自干扰信号的传播延迟, 服从 $[0, T_s)$ 的均匀分布; $n(t)$ 是近端接收天线收到的加性高斯白噪声, 双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。

3 性能分析

下面针对式(5), 讨论在 $r(t)$ 中检测出 b_k^f 的误码率以及射频抑制效果。

3.1 射频干扰抑制过程

近端接收机估计出近端发射天线产生的自干扰 $K_n x^n(t - \tau^n)$ 的幅度和传播时延, 重建出自干扰信号 $\hat{x}^n(t)$, 然后从接收信号 $r(t)$ 减去 $\hat{x}^n(t)$, 实现干扰抑制。在实际的系统中, 本地重建的自干扰信号的幅度和相位调整, 是采用特定的射频器件^[13]完成的。射频器件^[13]常采用数字的方法来控制, 输入特定的控制字, 可以调整输出信号的幅度和相位。考虑幅度和时延估计误差, 本地重建的自干扰信号 $\hat{x}^n(t)$ 可表示为

$$\hat{x}^n(t) = (1+\eta)K_n \sqrt{2P_n} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \cos[\omega_k^n(t_l - \tau^n - \Delta t) + \varphi_k^n(l) + \phi^n - \Delta\phi] p(t_l - \tau^n - \Delta t) \quad (6)$$

其中 η 是自干扰信号幅度衰减 K_n 估计的相对误差^[15], Δt 是对传播时延 τ^n 估计的数值误差^[15], $\Delta\phi$ 是对载波初始相位 ϕ^n 估计的数值误差^[15]。

将式(5)中接收信号 $r(t)$ 与本地重建的自干扰信号 $\hat{x}^n(t)$ 相减, 获得射频抵消后的信号 $z(t)$ 为

$$z(t) = r(t) - \hat{x}^n(t) \quad (7)$$

$z(t)$ 用于后续信号解调。

3.2 解调

本文侧重分析射频干扰抑制中自干扰信号的幅度和相位估计误差对性能的影响; 而远端和近端收发信机的功放的非线性、频率偏差、相位偏差、符号同步偏差对误码率的影响, 不在本文讨论范围。因此, 假定近端接收机对远端信号完成了理想的时间同步、频率同步和相位同步, 有 $f_c = f_c^f = f_c^n$ 。

接收机采用相关解调, 除去循环前缀, 第 k 个子载波上的第 l 个判决符号可表示为^[14]

$$\hat{d}_k^f(l) = \frac{1}{T_u} \int_{lT_s + T_{cp}}^{(l+1)T_s} 2z(t)p(t)e^{-j\omega_k t} dt \quad (8)$$

将式(6), 式(7)代入式(8)并化简, 有

$$\hat{d}_k^f(l) = \left[\sum_{i=1}^L h_i(l) e^{-j\psi_k(i,l)} \right] d_k^f(l) + \frac{1}{T_u} \int_{lT_s + T_{cp}}^{(l+1)T_s} 2I(t)p(t)e^{-j\omega_k t} dt + z_k \quad (9)$$

其中 $\psi_k(i,l) = \varphi_k^f(l) - 2\pi(f_c + f_k)\tau_i^f(l)$; z_k 为双边功率谱为 $N_0/2$ 的高斯噪声; $I(t)$ 为射频抵消后的残余自干扰信号, 可以表示为

$$I(t) = K_n \sqrt{2P_n} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} b_k(l) \cos[\omega_k(t_l - \tau^n) + \theta_k(l) + \phi^n] p(t_l - \tau^n) - (1+\eta)K_n \sqrt{2P_n} \cdot \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} b_k(l) \cos[\omega_k(t_l - \tau^n - \Delta t) + \theta_k(l) + \phi^n - \Delta\phi] p(t_l - \tau^n - \Delta t) \quad (10)$$

3.3 误码率

在式(9)中, 令

$$I_k = \frac{1}{T_u} \int_{lT_s + T_{cp}}^{(l+1)T_s} 2I(t)p(t)e^{-j\omega_k t} dt \quad (11)$$

将式(9)带入式(11)并化简可知:

$$I_k = \begin{cases} K_n \sqrt{2P_n} b_k^n(l) \gamma, & 0 < \tau^n \leq T_{cp} \\ K_n \sqrt{2P_n} \left[\frac{\tau^n - T_{cp}}{T_u} b_{k-1}^n(l) + \frac{T_s - \tau^n}{T_u} b_k^n(l) \right] \gamma, & T_{cp} < \tau^n < T_s \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$\gamma = \left[\cos(\omega_{ck} \Delta\tau - \phi^n + \Delta\phi + \phi^f) - (1+\eta) \cdot \cos(\omega_{ck} \Delta\tau + \omega_{ck} \Delta t - \phi^n + \Delta\phi + \phi^f) \right] \quad (13)$$

令 $h = \sum_{i=1}^L h_i(l) e^{-j\psi_k(i,l)}$, 则式(9)可重写为

$$\hat{d}_k^f(l) = h d_k^f(l) + I_k + z_k \quad (14)$$

令 $\Delta\psi = \phi^f - \phi^n$, 此时第 l 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上数据信息的误码率可以表示为

$$P_e(k) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \int_0^{2\pi} \int_0^{+\infty} Q \left[\frac{h\sqrt{P_f} - I_k}{N_0/2} \right] \cdot P(h)d(h)d(\Delta\psi)d(\tau^n) \quad (15)$$

其中 $Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx$, $P(h)$ 为瑞利概率密度函数^[14]。

$$P(h) = \frac{h}{2\Omega_L} \exp\left(-\frac{h^2}{4\Omega_L}\right) \quad (16)$$

其中 $\Omega_L = \sum_{i=1}^L \Omega_i$, $\Omega_i = E\{h_i^2\}$, $E\{\cdot\}$ 表示数学期望。

式(15)计算的是第 l 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上数据信息的误码率, 在进行数值计算时, 需要计算所有子载波的平均误码率:

$$\bar{P}_e = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P_e(k) \quad (17)$$

3.4 干扰抑制比

干扰抑制比(Interference Cancellation Ratio, ICR)定义为原始干扰信号功率与射频干扰抵消后残余信号功率的比值^[16,17]。ICR 越大, 抑制效果越好; 当干扰完全抵消时, ICR 为无穷大。

$$\text{ICR} = 10 \lg \frac{E\{|K_n x^n(t)|^2\}}{E\{|I(t)|^2\}} \quad (18)$$

将式(6), 式(10)代入式(18)并化简, 可得平均干扰抑制比为

$$\text{ICR} \approx -10 \lg \left\{ \frac{1}{N} \int_0^{2\pi} \sum_{k=0}^{N-1} [\cos[\omega_{ck}(t_l) + \phi^n] - (1 + \eta) \cdot \cos[\omega_{ck}(t_l - \Delta t) + \phi^n - \Delta\phi]]^2 d(\phi^n) \right\} \quad (19)$$

4 数值及仿真结果

为了验证本文分析的正确性, 本节进行了数值计算与计算机仿真。通常情况下, 载波的中心频率远大于子载波间隔^[18], 不同子载波的总的相位误差 $\omega_{ck}^n \Delta t + \Delta\phi$ 之间差别很小, 可以近似为 $2\pi f_c \Delta t + \Delta\phi$ 。工程设计中更需要了解总相位误差和幅度估计误差对性能的影响, 因此在仿真中相位误差采用总误差 $2\pi f_c \Delta t + \Delta\phi$ 。详细的数值计算及仿真条件设置为^[18]: 载波频率 $f_c = 2.3$ GHz, 调制方式 BPSK, OFDM 子载波个数 4096, 子载波间隔 15 kHz, 保护间隔长度 $T_{cp} = 3168 / 24576 \times T_s$, T_s 为符号周期。

4.1 星座图对比

从图 2 可以看出, 没有射频干扰抑制前, 星座图中体现的是自干扰的信号, 解调得到的是干扰数据。幅度估计相对误差 η 和载波相位估计误差 $\Delta\phi$ 越小, 解调前星座图越清晰, 误码率性能越好。

4.2 误码率

从图 3 中可以看出, 理论结果与仿真曲线几乎吻合; 当相位误差 $6^\circ \times 10^{-6}$, 幅度估计误差 3×10^{-5} , 误码率 10^{-2} 时, 与没有误差条件下相比, CCFD 损失信噪比 0.8 dB。当比特信噪比 E_b / N_0 大于 12 dB

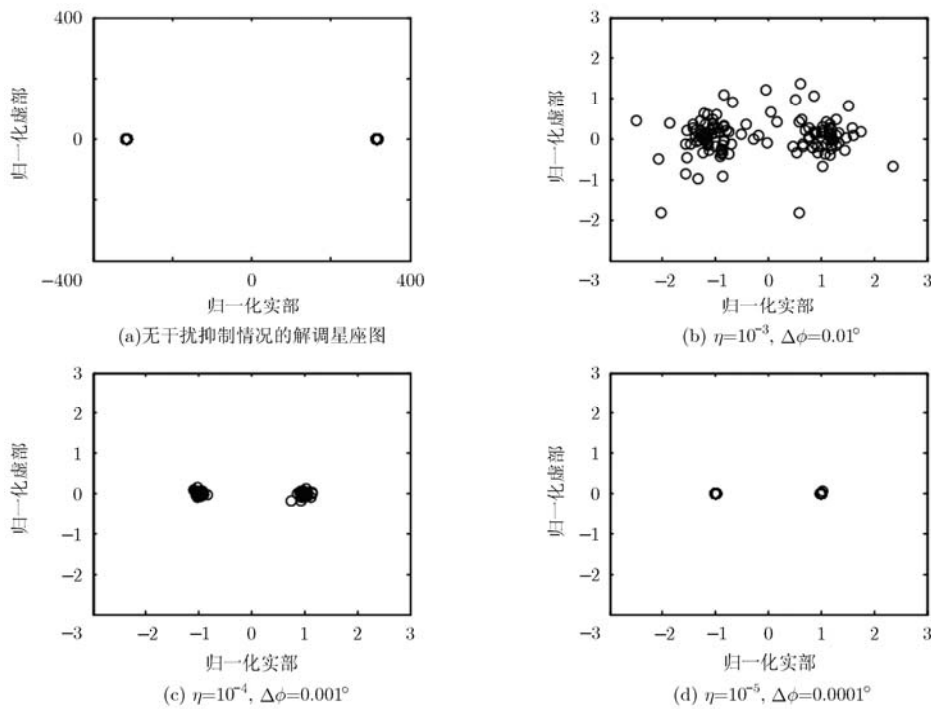


图 2 信干比-50 dB 时, 不同幅度和载波相位估计误差条件下的解调星座图

时, 误码率曲线出现了平层现象。原因是在射频抵消误差和信干比一定时, 射频抵消后的残余自干扰功率是固定值, 并不随信噪比增加而变小; 当射频抵消误差的绝对值越大, 残余自干扰功率越强。

4.3 射频抑制比

实际中的信干比 SIR 通常低于-50 dB, 由 4.2 节仿真结果可以看出, 要使得信噪比损失小于 1 dB, 需要很高的自干扰幅度和载波相位估计精度, 例如要求幅度估计相对误差绝对值 $|\eta| < 2 \times 10^{-4}$, 且载波相位估计误差绝对值 $|\Delta\phi| < 4 \times 10^{-5}$ 时, 在目前工程实现中有困难, 需要天线抑制、射频抑制和数字抑制多种方法配合。下面仿真是在目前工程可实现的幅度和相位估计精度条件下, 射频抵消对干扰的抑制情况。

图 4 是根据式(19), 采用数值方法将幅度估计误差、载波相位估计误差和射频抑制比关系绘制成的等高线图。可以看出: 射频抑制比 ICR 的等高线呈圆环状, 越靠近中心, 等高线越密; 说明射频抵

消中的幅度和相位估计误差的绝对值越小, 自干扰抑制效果越好, 与文献[6]结论一致。典型的幅度和载波相位估计精度条件^[19,20], 若期望射频抑制比 ICR 大于 40 dB, 则要求射频干扰抵消中的幅度估计相对误差的绝对值小于 1%, 载波相位估计误差的绝对值小于 0.5° 。

5 结束语

本文分析了远端到近端的瑞利频率选择性衰落环境下, 射频抵消过程中的幅度估计相对误差和载波相位估计误差对同时同频全双工传输方式的影响。推导了公式, 并用计算机进行了仿真验证, 结果表明, 分析结果与仿真结果相吻合。在相同信干比条件下, 幅度估计相对误差和载波相位估计误差的绝对值越小, 误码率越低, 射频抑制比 ICR 越大, 射频抵消效果越好。当幅度和载波相位估计存在误差时, 在高信噪比条件下, 存在误码率平层现象; 而且幅度和载波相位估计误差的绝对值越大, 误码率平层越严重。

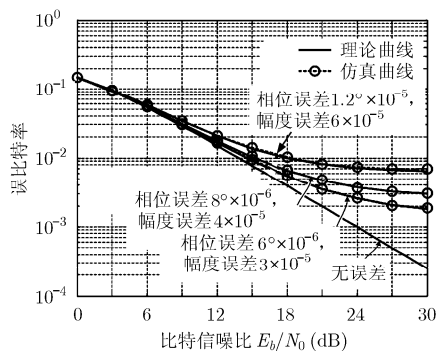


图3 信干比-70 dB时, 幅度和载波相位估计误差对误码率的影响

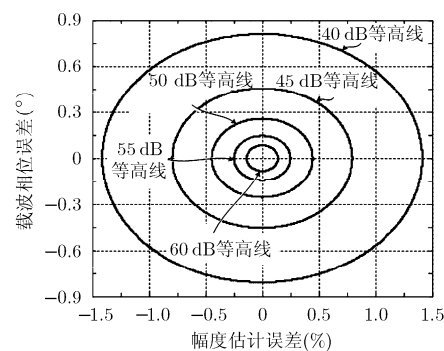


图4 幅度和载波相位估计误差对射频抑制比 ICR 影响等高线图

参考文献

- [1] Li Xue, Wu Zhi-qiang, Temple M, et al. Novel overlay/underlay cognitive radio waveforms using SD-SMSE framework to enhance spectrum efficiency — part I: theoretical framework and analysis in AWGN channel[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(12): 3794-3804.
- [2] Chan P W C, Lo E S, Wang R R, et al. The evolution path of 4G networks: FDD or TDD?[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2006, 44(12): 42-50.
- [3] Yamamoto K, Haneda K, Murata H, et al. Optimal transmission scheduling for a hybrid of full and half duplex relaying[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(3): 305-307.
- [4] Chun Byung-jin and Park Hyun-cheol. A spatial-domain joint-nulling method of self-interference in full-duplex relays[J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16(4): 436-438.
- [5] Li Ye and Stüber Gordon. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications[M]. USA, Springer, 2006: 222-223.
- [6] Jain Mayank, Choi Jung, Kim Tae min, et al. Practical, real-time, full duplex wireless[C]. *Mobile Computing and Networking*, New York, USA, 2011: 301-312.
- [7] Choi Jin-yong, Hur Min-sung, Suh Young-woo, et al. Interference cancellation techniques for digital on-channel repeaters in T-DMB system[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2011, 57(1): 46-56.
- [8] Lee Young-jun, Lee Ji-bong, Park Sung-Ik, et al. Feedback cancellation for T-DMB repeaters based on frequency-domain channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2011, 57(1): 114-120.
- [9] Duarte M and Sabharwal A. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: feasibility and first

- results[C]. Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, USA, 2010: 1558-1562.
- [10] White C R and Rebeiz G M. Single-and dual-polarized tunable slot-ring antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, 57(1): 19-26.
- [11] Elsherbini A and Sarabandi K. Dual-polarized coupled sectorial loop antennas for UWB Applications[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2011, 10: 77-78.
- [12] Guo Yong-xin and Luk Kwai-man. Dual-polarized dielectric resonator antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2003, 51(5): 1120-1124.
- [13] Active isolation enhancer and interference canceller QHx220 [OL]. <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/fn69/fn6986.pdf>, 2013.
- [14] Dweik A Al, Sharif B, and Tsimenidis C. Accurate BER analysis of OFDM systems over static frequency-selective multipath fading channels[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2011, 57(4): 895-901.
- [15] Chapra S and Canale R. Numerical Methods for Engineers [M]. USA: McGraw, 2008: 56-58.
- [16] Ding Zhi-yao, Song Wen-wu, Fang Chong-hua, *et al.* Suppressing cosite interference of shipboard antennas using AIC technology[C]. Microwave Technology and Computational Electromagnetics, Beijing, China, 2009: 173-175.
- [17] Xiao Huan, Zhao Zhi-hua, Tang Jian, *et al.* The influence of time delay between interference signal and reference signal to the interference cancellation System[C]. Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE), Beijing, China, 2011: 603-606.
- [18] 3rd Generation Partnership Project. 3GPP TS 36.211: Physical channels and modulation release 10[S]. 2011.
- [19] Alan B and Giulio C. On the Cramer-Rao bound for carrier frequency estimation in the presence of phase noise[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(2): 575-582.
- [20] Petre S, Li Hong-bin, and Li Jian. Amplitude estimation of sinusoidal signals: survey, new results, and an application [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, 48(2): 338-352.
- 何昭君: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为同时同频全双工系统.
- 沈莹: 男, 1980年生, 副教授, 研究方向为同时同频全双工系统、分布式信号处理等.
- 邵士海: 男, 1980年生, 副教授, 研究方向为同时同频全双工系统、扩频通信、OFDM、MIMO等.
- 卿朝进: 男, 1978年生, 讲师, 研究方向为同时同频全双工系统、分布式MIMO、压缩感知等.
- 唐友喜: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为同时同频全双工系统、CDMA、OFDM、分布式MIMO、高效功率放大器等.