

多抽头延迟设置与幅相误差对全双工射频自干扰消除的影响

吴飞* 马万治 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: 对于多径自干扰信道场景下同时同频全双工(CCFD)无线通信系统, 考虑射频域多抽头自干扰抵消技术, 现有研究多集中于实验验证, 缺少抽头个数与延迟设置、幅度和相位等参数对自干扰抵消性能的影响分析, 不利于工程参数的选取。针对此问题, 在已知抽头个数和延迟设置的情况下, 该文给出各个抽头幅度和相位的求解方法, 并推导了幅度和相位误差对自干扰抵消性能影响的理论表达式。分析与仿真表明, 对于特定抽头个数, 当最大抽头延迟小于自干扰信号主径延迟时, 自干扰抵消值随着最大抽头延迟的增加而增加, 而当最大抽头延迟大于约两倍自干扰信号主径延迟时, 自干扰抵消值随着最大抽头延迟的增加而减少; 对于特定抽头延迟范围, 当抽头个数增加或自干扰信号带宽减少时, 自干扰抵消值随之变大; 对于特定的延迟设置, 随着幅度或相位误差的增加, 自干扰抵消值越来越小。

关键词: 无线通信; 自干扰抵消; 多抽头; 同时同频全双工; 延迟设置; 相位与幅度误差

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)07-1538-06

DOI: 10.11999/JEIT141275

Impact of Delay Setting, Amplitude and Phase Errors on Multi-tap Self-interference Cancellation in Full-duplex System

Wu Fei Ma Wan-zhi Shao Shi-hai Tang You-xi

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

Abstract: In the context of multi-tap self-interference cancellation in the multipath channel in the Co-time Co-frequency Full Duplex (CCFD) system, the current studies focus on the experimental verification technologies in the RF-domain self-interference cancellation. The lack of performance analysis of multi-tap settings, amplitude, and phase on the self-interference is not conducive to the selection of engineering parameters. In the conditions of particular tap number and delay, this study gives the derivations for amplitude and phase of each tap, and also the influence of amplitude and phase error on the self-interference cancellation. Both the analysis and simulation show that firstly, for a specific number of taps, when the max tap delay is less than the delay of the main path of self-interference, the self-interference cancellation value is increased with the increase of the max tap delay, while the max tap delay is about two times larger than the delay of the main path of self-interference, the self-interference cancellation value decreases with the increasing of the max tap delay; secondly, for the particular tap delay coverage, when the tap number is increased or the bandwidth of self-interference signal is reduced, the self-interference cancellation value increases; thirdly, for the specific the tap number and delay setting, with the increase of amplitude or phase error, the self-interference cancellation value is more and more small.

Key words: Wireless communication; Self-interference cancellation; Multi-tap; Co-time Co-frequency Full Duplex (CCFD); Delay setting; Phase and amplitude error

1 引言

同时同频全双工(Co-frequency and Co-time Full Duplex, CCFD)在同时工作的收发通道上使用

相同的频谱资源, 从而突破了传统的频分双工(Frequency Division Duplexing, FDD)和时分双工(Time Division Duplexing, TDD)模式, 频谱效率最大可以提升一倍^[1-4], 这使得无线通信的上下行频谱资源, 可以完全独立进行规划。随着无线通信技术的快速发展, 频谱资源越来越稀缺, 同频全双工具有成倍提高信道容量的能力, 具有显著的理论研究及应用价值, 近几年来, 得到了业界的广泛关注, 成为新的研究热点^[5-7]。

2014-10-09 收到, 2015-03-09 改回, 2015-06-01 网络优先出版
国家自然科学基金(61471108, U1035002/L05, 61001087, 61101034, 61271164, 61301154), 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)和 863 计划项目(2014AA01A704)资助课题

*通信作者: 吴飞 qwufei@139.com

同时同频全双工在应用中存在自干扰的问题，本地发射的信号与远端设备发送的信号在频谱上重叠，会对接收信号形成自干扰。需要进行自干扰抵消，理论上可以通过天线隔离^[8,9]、射频对消^[10]和数字对消实现。天线隔离与射频对消在接收信号进入 ADC 采样量化前实施，数字对消在 ADC 后的数字域上实施。为了防止过强的自干扰信号对 ADC 造成阻塞，进入 ADC 之前接收信号干信比必须降低到一定水平，因此，在同时同频全双工系统中，需要进行射频自干扰抑制。

射频对消可以分为直接射频耦合对消和数字辅助射频对消，并且已经得到了工程验证^[11]。直接射频耦合对消的典型方法如文献[12]和文献[8,13]。文献[8,13]采样部分本地发送射频信号，通过调节此采样信号的相位和幅度，在 2.4 GHz 频段和 530 MHz 频段验证了射频对消的可行性；文献[12]则采用反相和同相两条支路来产生自干扰对消信号，通过调节两条支路的衰减大小，在 2.4 GHz 频段试验验证射频对消方案。文献[8,12,13]采用传统的单抽头和双抽头射频干扰抑制方案，为了提高多径自干扰信道下射频自干扰抑制效果，文献[10]提出了射频自干扰抑制的多抽头方案，并进行了相应实验。文献[10]中提出的多抽头方案中，延迟样式以及幅度和相位控制误差对射频自干扰抵消性能的影响，还没有文献对其进行相关研究。本文针对此问题，采用直接射频耦合对消方法，分析了多抽头方案的射频对消机理，推导了多径条件下多抽头方案中抽头延迟、幅度和相位的求解表达式，分析了延迟样式以及幅度和相位控制误差对干扰抵消效果的影响。

本文其余部分是这样安排的：第 2 节是系统模型；第 3 节是幅度和相位误差对自干扰抵消性能的影响分析，并给出理论表达式；第 4 节给出了理论分析值和仿真值；最后是论文的总结。

2 系统模型

2.1 信号模型

同频全双工的系统架构如图 1 所示，近端发射机信号 $s(t)$ 送入环形器后通过单天线辐射出去， $d(t)$ 为本地接收机接收到的远端发射机信号^[14]。由于环形器的有限隔离，发射机信号通过环形器耦合进入接收机，同时通过空间反射进入接收机，形成自干扰信号 $s_1(t)$ 。图 1 中给出了多抽头模拟抵消方案，耦合部分发射机信号，送入自干扰抵消单元。自干扰抵消单元的每个抽头具有不同的延迟、相位和幅度，每个抽头的延迟是根据硬件设计预先确定的固定值，而相位和幅度则是可控制的变量。近端接

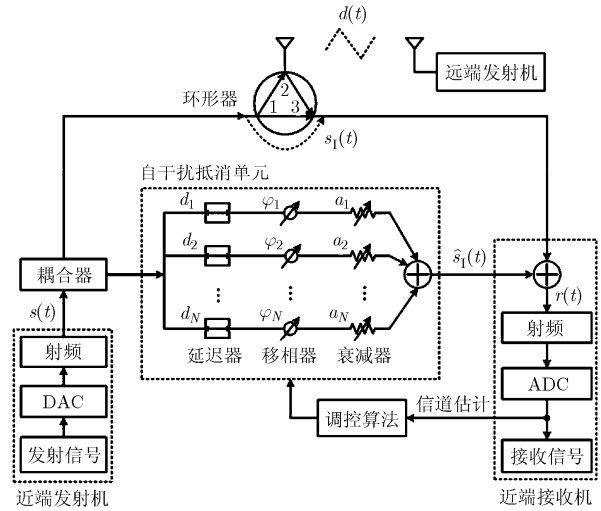


图 1 同频全双工无线电系统结构

收机首先估计自干扰信道，然后根据特定算法，生成相应的幅度和相位控制字，合成相应的自干扰对消信号为 $\hat{s}_1(t)$ ，用于自干扰抵消^[15]。

近端接收机的射频信号可以表示为

$$r(t) = d(t) + s_1(t) + \hat{s}_1(t) + n(t) \quad (1)$$

式中， $d(t)$ 表示接收到的用来解码的期望信号， $s_1(t)$ 表示自干扰信号， $\hat{s}_1(t)$ 表示本地合成的自干扰对消信号， $n(t)$ 表示高斯白噪声，假设 $n(t) \sim N(1, \sigma^2)$ 。

近端接收机的自干扰射频信号 $s_1(t)$ 可以表示为

$$s_1(t) = (1 - c)s(t) * h_1(t) \quad (2)$$

式中， c 表示耦合器的耦合系数，取值范围为 $(0, 1)$ ， $(1 - c)$ 表示定向耦合器主通道的通过信号幅度， $s(t)$ 为发射机信号， $h_1(t)$ 表示自干扰信号，由环形器泄露信道 $h_c(t)$ 和空间反射信道 $h_r(t)$ 相加而得，一般来说， $h_c(t)$ 的能量要比 $h_r(t)$ 大至少 30 dB。* 表示发射机和自干扰信道的卷积。

近端接收机中本地合成的自干扰对消射频信号的 $\hat{s}_1(t)$ 可以表示为

$$\hat{s}_1(t) = \frac{c}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N a_i e^{j\varphi_i} s(t - d_i) \quad (3)$$

式中， N 为模拟对消单元通道数， $N \geq 2$ ， $a_i (i = 1, 2, \dots, N)$ ， $\varphi_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 和 $d_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 分别为模拟对消单元每条支路对应的延迟线大小、移相器值和幅度衰减值。

在发射机训练周期信号发射期间，假设 $d(t) = 0$ ，则近端接收机接收到的射频信号表示为

$$\bar{r}(t) = s_1(t) + \hat{s}_1(t) = e_R(t) + n(t) \quad (4)$$

其中 $e_R(t)$ 为残余自干扰射频信号，表示为

$$e_R(t) = (1 - c)s(t) * h_1(t) + \frac{c}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N a_i e^{j\varphi_i} s(t - d_i) \quad (5)$$

2.2 优化求解

在任意特定的时间段内, 假设为 $[t_1, t_2]$, ($t_1 < t_2$), 为了使近端接收机的残余干扰信号最小, 对近端接收机接收到的信号 $\bar{r}(t)$ 进行幅度平方积分, 并求取期望, 则优化目标函数表示为

$$R(\mathbf{a}, \boldsymbol{\varphi}) = E \left[\int_{t_1}^{t_2} |\bar{r}(t)|^2 dt \right] = E \left[\int_{t_1}^{t_2} |e_R(t) + n(t)|^2 dt \right] \quad (6)$$

优化求解问题可以表示为

$$\left. \begin{aligned} (\mathbf{a}^\circ, \boldsymbol{\varphi}^\circ) &= \arg \min_{\mathbf{a}, \boldsymbol{\varphi}} R(\mathbf{a}, \boldsymbol{\varphi}) \\ \text{s.t. } 0 &\leq \mathbf{a}(n) \leq 1, n = 1, 2, \dots, N \\ -\pi &\leq \boldsymbol{\varphi}(n) \leq \pi, n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中 \mathbf{a} 表示多抽头自干扰合成单元的幅度控制向量, 一般比自干扰信号功率大几倍, 因此一般不考虑幅度限制, $\boldsymbol{\varphi}$ 表示多抽头自干扰合成单元的相位控制向量, \mathbf{a}° 和 $\boldsymbol{\varphi}^\circ$ 表示求解出的最优幅度和相位控制向量值。

假设 $n(t)$ 与 $\hat{s}_1(t)$ 和 $s_1(t)$ 相互独立, 则有 $n(t)$ 与 $e_R(t)$ 相互独立, 那么优化目标函数展开为

$$\begin{aligned} R(\mathbf{a}, \boldsymbol{\varphi}) &= E \left[\int_{t_1}^{t_2} |\bar{r}(t)|^2 dt \right] = E \left[\int_{t_1}^{t_2} |e_R(t) + n(t)|^2 dt \right] \\ &= \frac{c^4}{N^2} \int_{t_1}^{t_2} \left| s(t) * h_{\text{di}}(t) + \sum_{i=1}^N a_i e^{j\varphi_i} s(t - d_i) \right|^2 dt \\ &\quad + \sigma^2 (t_2 - t_1) \end{aligned} \quad (8)$$

式中, $h_{\text{di}}(t)$ 表示等效自干扰信号, 表示为

$$h_{\text{di}}(t) = \sqrt{N} \frac{(1-c)}{c} h_1(t) \quad (9)$$

在能量检测时间 ($t_2 - t_1$) 内应用帕斯瓦尔定理^[6], 假设信道带宽为 B , 中心频率为 f_c , 转换到频域求解:

$$\int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} \left| s(j2\pi f) \left(h_{\text{di}}(j2\pi f) + \sum_{i=1}^N a_i e^{j\varphi_i} e^{-j2\pi f d_i} \right) \right|^2 df \quad (10)$$

其中, $s(j2\pi f)$ 为近端发射信号 $s(t)$ 的傅里叶变换,

$h_{\text{di}}(j2\pi f)$ 为 $h_{\text{di}}(t)$ 的傅里叶变化。

通过柯西不等式可得

$$\begin{aligned} &\int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} \left| s(j2\pi f) \left(h_{\text{di}}(j2\pi f) + \sum_{i=1}^N a_i e^{j\varphi_i} e^{-j2\pi f d_i} \right) \right|^2 df \\ &\leq \int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} \left| h_{\text{di}}(j2\pi f) + \sum_{i=1}^N a_i e^{j\varphi_i} e^{-j2\pi f d_i} \right|^2 df \\ &\quad \cdot \int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} |s(j2\pi f)|^2 df \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可知, 当 $s(j2\pi f)$ 能量谱近似为常数, 可使式(11)的等号成立。因此求 $R(\mathbf{a}, \boldsymbol{\varphi})$ 的最优 \mathbf{a}° 和 $\boldsymbol{\varphi}^\circ$, 等效为求解式(12)的 \mathbf{a}° 和 $\boldsymbol{\varphi}^\circ$:

$$\int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} \left| h_{\text{di}}(j2\pi f) + \sum_{i=1}^N a_i e^{j\varphi_i} e^{-j2\pi f d_i} \right|^2 df \quad (12)$$

上述问题是一个非凸优化问题^[17], 求解困难。

实际系统中, 当信道采样为有限点, 设为 M 。假设信道为慢衰落信道, 在一定时间, 估计信道值为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(f) &= (h_{\text{di}}(j2\pi f_1), h_{\text{di}}(j2\pi f_2), \dots, h_{\text{di}}(j2\pi f_M)) \\ &= (h(f_1), h(f_2), \dots, h(f_M)) \end{aligned} \quad (13)$$

式中, f_1, f_2, \dots, f_M 为信道采样频率点。

幅度相移控制向量和延迟频率采样矩阵分别为

$$\mathbf{a}^\varphi = (a_1 e^{j\varphi_1}, a_2 e^{j\varphi_2}, \dots, a_N e^{j\varphi_N}) \quad (14)$$

$$\mathbf{D}(f) = \begin{pmatrix} e^{-j2\pi f_1 d_1} & \dots & e^{-j2\pi f_M d_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi f_1 d_N} & \dots & e^{-j2\pi f_M d_N} \end{pmatrix} \quad (15)$$

式(12)可以转化为

$$\min_{\mathbf{a}^\varphi \in \mathbb{C}^n} \|\mathbf{a}^\varphi \mathbf{D}(f) + \mathbf{h}(f)\|^2 \quad (16)$$

在实际设计中, 一般 $M \gg N$, 根据广义逆矩阵最小范数解^[18], 式(16)的最优解为

$$(\mathbf{a}^\circ, \boldsymbol{\varphi}^\circ) = \tilde{\mathbf{a}}^{\tilde{\varphi}} = -\mathbf{h}(f) \mathbf{D}^+(f) \quad (17)$$

其中, $\mathbf{D}^+(f)$ 为最小范数广义逆, 定义为 $\mathbf{D}^+(f) = \mathbf{D}^H(f) (\mathbf{D}(f) \mathbf{D}^H(f))^{-1}$, H 为哈密特转置。

总结上述, 干扰消除的调控算法为:

步骤 1 自干扰信号同步, 例如: 采用 ZC (Zadoff-Chu) 序列时, 可采用互相关算法进行同步;

步骤 2 通过信道估计, 如线性最小均方误差 (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE), 估计信道为 $\mathbf{h}_k(f)$, 其中 k 表示信道估计时刻;

步骤 3 如果 $\mathbf{h}_k(f) = \mathbf{h}_{k-1}(f)$, 等待下一个自干扰消除周期, 转到步骤 2, 否则转到步骤 4;

步骤 4 通过式(17), 求解出每个抽头对应的移相器值 \mathbf{a}° 和幅度衰减值 $\boldsymbol{\varphi}^\circ$;

步骤 5 DAC 输出 \mathbf{a}° 和 $\boldsymbol{\varphi}^\circ$ 的模拟值, 完成一次射频干扰抵消, 等待下一个干扰消除周期, 转到步骤 2。

3 性能分析

假设信道参数理想估计, 根据式(17)计算出通道幅度和相位

$$\tilde{\mathbf{a}}^{\tilde{\varphi}} = (\tilde{a}_1 e^{j\tilde{\varphi}_1}, \tilde{a}_2 e^{j\tilde{\varphi}_2}, \dots, \tilde{a}_N e^{j\tilde{\varphi}_N}) \quad (18)$$

以使残余自干扰最小。下文分析, 当存在幅度和相位控制量化误差时, 对干扰抵消效果的影响。

3.1 幅度量化控制误差

假设每个通道, 幅度量化间隔相等为 σ_A , 设其量化误差 ξ_A 为 $(-\sigma_A/2, \sigma_A/2)$ 的均匀分布, 则有

$$E(\xi_A) = 0, E(\xi_A^2) = \sigma_A^2/12 \quad (19)$$

所有通道的量化误差 ξ_{A_i} ($i = 1, 2, \dots, N$) 跟 ξ_A 同分布, 且相互独立, 则有

$$P_A = E \left\{ \left| \sum_{k=1}^M h_{\text{di}}(j2\pi f_k) + \sum_{i=1}^N (\tilde{a}_i + \xi_{A_i}) e^{j\tilde{\varphi}_i} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2 \right\} \\ = \sum_{k=1}^M \left| h_{\text{di}}(j2\pi f_k) + \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i e^{j\tilde{\varphi}_i} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2 + \frac{MN\sigma_A^2}{12} \quad (20)$$

自干扰抵消残余信号功率设为 P_R , 可以表示为

$$P_R = \sum_{k=1}^M \left| h_{\text{di}}(j2\pi f_k) + \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i e^{j\tilde{\varphi}_i} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2 \quad (21)$$

当对信道进行 M 个点离散采样时, 关系式为

$$\sum_{k=1}^M \left| \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i e^{j\tilde{\varphi}_i} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2 \approx \sum_{k=1}^M |h_{\text{di}}(j2\pi f_k)|^2 \quad (22)$$

由式(22), 式(20)和式(21), 得到幅度量化最小间隔 σ_A 与射频自干扰抑制能力关系为

$$\rho_A = \frac{\frac{MN\sigma_A^2}{12} + P_R}{\sum_{k=1}^M \left| \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i e^{j\tilde{\varphi}_i} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2} \\ = \frac{1}{M} \frac{\frac{N\sigma_A^2}{12} + \frac{P_R}{M}}{\sum_{k=1}^M \left| \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i e^{j\tilde{\varphi}_i} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2} \approx \frac{1}{M} \frac{\frac{N\sigma_A^2}{12} + \frac{P_R}{M}}{\sum_{k=1}^M |h_{\text{di}}(j2\pi f_k)|^2} \quad (23)$$

从式(23)可以看出, 为了达到更好的干扰抵消效果, 幅度控制量化最小间隔 σ_A 越小越好。

3.2 相位量化控制误差

假设每个通道, 幅度间隔为 φ_A , 设其量化误差 ξ_φ 为 $(-\varphi_A/2, \varphi_A/2)$ 的均匀分布, 则有

$$E(\xi_\varphi) = 0, E(\xi_\varphi^2) = \sigma_\varphi^2/12 \quad (24)$$

所有通道的量化误差 ξ_{φ_i} ($i = 1, 2, \dots, N$) 跟 ξ_φ 同分布, 且相互独立, 式(22)可以变为

$$P_P = E \left\{ \left| \sum_{k=1}^M h_{\text{di}}(j2\pi f_k) + \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i e^{j(\tilde{\varphi}_i + \xi_{\varphi_i})} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2 \right\} \\ \stackrel{(a)}{=} \sum_{k=1}^M \left| h_{\text{di}}(j2\pi f_k) + \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i e^{j\tilde{\varphi}_i} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2 \\ + \frac{M\sigma_\varphi^2}{12} \sum_{i=1}^N |\tilde{a}_i|^2 \quad (25)$$

式中, (a)的成立条件是 ξ_{φ_i} ($i = 1, 2, \dots, N$) 很小。

当相位误差较小时, 由式(21), 式(22)和式(25), 得到相位间隔 σ_φ 与射频自干扰抑制能力关系式为

$$\rho_P = \frac{\frac{M\sigma_\varphi^2}{12} \sum_{i=1}^N |\tilde{a}_i|^2 + P_R}{\sum_{k=1}^M \left| \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i e^{j\tilde{\varphi}_i} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2} \\ = \frac{1}{M} \frac{\frac{\sigma_\varphi^2}{12} \sum_{i=1}^N |\tilde{a}_i|^2 + \frac{P_R}{M}}{\sum_{k=1}^M \left| \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i e^{j\tilde{\varphi}_i} e^{-j2\pi f_k d_i} \right|^2} \approx \frac{1}{M} \frac{\frac{\sigma_\varphi^2}{12} \sum_{i=1}^N |\tilde{a}_i|^2 + \frac{P_R}{M}}{\sum_{k=1}^M |h_{\text{di}}(j2\pi f_k)|^2} \quad (26)$$

从式(26)可以看出, 为了使干扰抵消效果更好, 相位控制量化最小间隔 σ_φ 越小越好。

4 数字及仿真结果

仿真信道为莱斯信道, 带宽为 100 MHz, 信道采样点 M 设置为 10, 多径数为 3, 分别为 1 条由泄露和失配引起的自干扰信道主径和 2 条空间反射径。设自干扰信道中主径的功率为 R dBm, 延迟为 8 ns, 另外两条多径的延迟和相对幅度分别为: 20 ns, -40 dB, 60 ns 和 -40 dB。在分析仿真幅度和相位控制误差对自干扰抵消性能的影响前, 需要确定各个抽头的延迟参数, 因此对不同的延迟样式对于干扰抵消进行仿真分析。

首先, 固定抽头数为 4, 通过改变抽头的最大延迟, 设为 d ns, 则各个抽头延迟等间隔设置为 0 ns, $d/3$ ns, $2d/3$ ns, d ns, 观察抽头最大延迟的改变对干扰抵消效果的影响。当自干扰信号主径功率 R 为 0 dBm 时, 仿真结果如图 2 和图 3 所示。从图 2 中可以看出, 当 d 小于 8 ns 的时候, 干扰抵消值随着 d 的增大而增大, 而当自干扰信道主径的延迟在抽头延迟范围内, 干扰抵消效果最好。而当 d 大于 14 ns 的时候, 干扰抵消值的整体趋势是随着 d 的增大而变小, 除 24 ns 附近的尖峰, 此尖峰是在有固定抽头延迟为 8 ns 的时候发生。上述结果表明, 抽头延迟覆盖了自干扰信道主径延迟的基础上, 且要求各个抽头的延迟设置不要太分散, 如果过于分散, 干扰抵消效果将下降。图 3 仿真了自干扰带宽分别为 100 MHz, 50 MHz 和 25 MHz 情况下, 不同的 d 对自干扰抵消的影响。无论 d 的取值如何, 干扰抵消值都随着自干扰带宽减小而显著增加, 特别是当 d 的取值比较大, 即各个抽头的间隔比较大的时候, 自干扰信号带宽越小, 干扰抵消效果越好。

其次, 固定最大的抽头延迟 d 为 68 ns, 最小抽头延迟为 0 ns, 保证延迟范围覆盖所有的自干扰信道的多径。然后通过改变抽头的个数, 观察抽头个数增加对自干扰抵消效果的影响, 如图 4 所示。当抽头数为 2~16 个时, 设置抽头延迟分布为等间隔

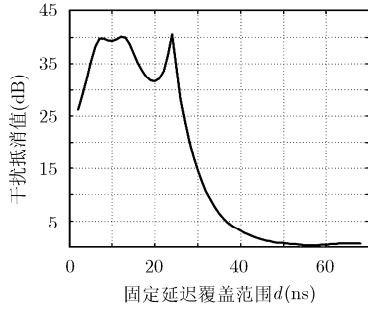


图 2 不同的抽头延迟参数对射频干扰抵消的影响

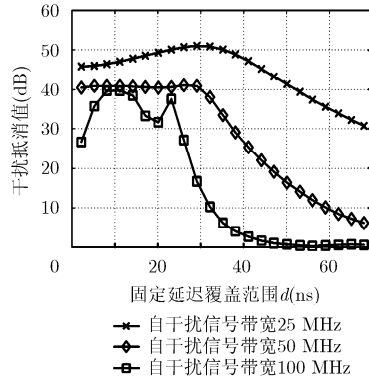


图 3 不同自干扰带宽下不同的抽头延迟参数对射频干扰抵消的影响

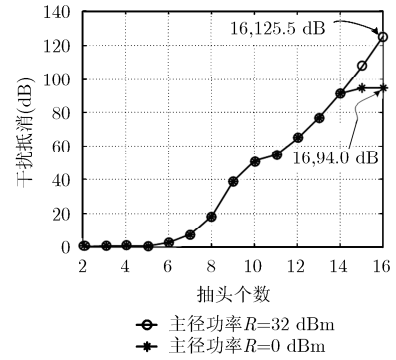


图 4 不同的抽头个数对射频干扰抵消的影响

均匀分布，采样点数 M 设置为抽头个数的 2.5 倍。仿真结果如图 4 所示，可以看出，射频自干扰抵消能力随着抽头个数的上升而上升，在抽头数低于 6 个时，干扰抵消效果上升并不明显，说明抽头个数过少，对多径自干扰的去除能力有限，当抽头个数大于 6 个时，干扰抵消效果跟着抽头个数有显著上升。当自干扰信号主径功率 R 为 32 dBm 时，在抽头个数为 16 个时，干扰抵消可达 125.5 dB；当自干扰信号主径功率 R 为 0 dBm 时，在抽头个数为 15 个时，干扰抵消已达白噪声底线的最大值 94.0 dB。

最后，仿真抽头幅度和相位控制误差对射频干扰抵消的影响。自干扰信号主径功率 R 为 0 dBm，多抽头干扰抵消器采用 4 抽头，延迟设置如表 1 所示，通过式(17)，计算出每个抽头的幅度和相位值，各个抽头的幅度值是跟自干扰主径信号功率的相对值，如表 1 所示。

从图 5 可以看出，幅度相对控制误差对射频干

表 1 多抽头固定延迟参数设置

名称	延迟(ns)	幅度(dB)	相位(°)
抽头 1	0	-21.82	143.34
抽头 2	5	-6.75	53.37
抽头 3	10	-2.96	144.80
抽头 4	15	-19.33	59.59

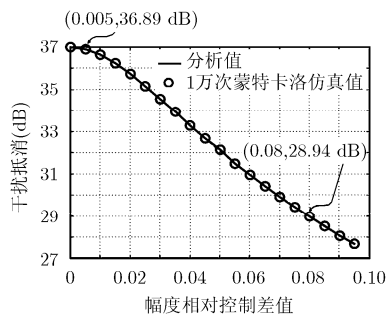


图 5 幅度控制误差对射频干扰抵消的影响

扰抵消影响的分析值和仿真值完全吻合，图中幅度相对控制差值是幅度控制误差相对于最大幅度多径的比值，当幅度相对控制误差为 0.005，幅度相对控制误差对干扰抵消基本无影响，接近 36.89 dB 的干扰抵消最优值；随着幅度相对控制误差的增加，幅度相对控制误差对干扰抵消的影响越来越大；当幅度相对控制误差为 0.08 时，干扰抵消值下降到 28.94 dB，相对于最优值已经下降了 7.95 dB。

从图 6 可以看出，相位相对控制误差对射频干扰抵消影响的分析值和仿真值完全吻合，图中相位控制差值是实际相位误差跟 360° 的比值，当相位相对控制误差为 0.005，相位相对控制误差对干扰抵消基本无影响，接近 36.66 dB 的干扰抵消最优值；随着相位相对控制误差的增加，相位相对控制误差对干扰抵消的影响越来越大；当相位相对控制误差为 0.08 时，干扰抵消值下降到 23.91 dB，相对于最优值已经下降了 12.75 dB。

5 结束语

本文针对全双工同时同频系统中多抽头射频干扰抵消抑制方法，首先根据得出的最优化公式，仿真分析不同的抽头个数和抽头延迟间隔对射频自干扰抵消的影响；其次分析了由于器件的控制精度引起的幅度和相位控制误差对射频自干扰抵消的影

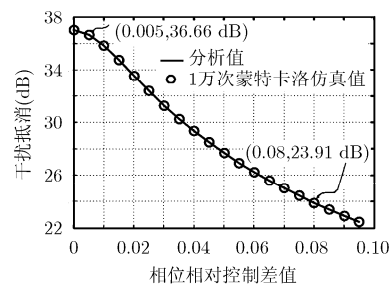


图 6 相位控制误差对多抽头射频干扰抵消效果的影响

响, 推导了幅度和相位控制误差对自干扰抵消的理论表达式, 并用仿真验证了理论的正确性。本文的研究结果可作为幅度和相位控制精度选择的重要依据。

参 考 文 献

- [1] Elsayed A, Eltawil A M, and Sabharwal A. Rate gain region and design tradeoffs for full-duplex wireless communications [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(7): 3556-3565.
 - [2] 张志亮, 罗龙, 邵士海, 等. ADC 量化对同频全双工数字自干扰消除的误码率性能分析[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(6): 1331-1337.
Zhang Zhi-liang, Luo Long, Shao Shi-hai, *et al.*. Analysis of ADC quantizing affection on SER performance of self-interference canceling common-frequency full-duplex system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(6): 1331-1337.
 - [3] 王俊, 赵宏志, 卿朝进, 等. 同时同频全双工场景中的射频域自适应干扰抵消 [J]. 电子与信息学报, 2014, 36(6): 1435-1440.
Wang Jun, Zhao Hong-zhi, Qing Chao-jin, *et al.*. Adaptive self-interference cancellation at RF domain in co-frequency co-time full duplex systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(6): 1435-1440.
 - [4] Syrjala, V, Valkama, M, Anttila, L, *et al.*. Analysis of oscillator phase-noise effects on self-interference cancellation in full-duplex OFDM radio transceivers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(6): 2977-2990.
 - [5] 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.
 - [6] Chan P W C, Lo E S, and Wang R R. The evolution path of 4G networks: FDD or TDD?[J] *IEEE Communications Magazine*, 2006, 44(12): 42-50.
 - [7] Lee W C Y. The most spectrum-efficient duplexing system: CDD[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(3): 163-166.
 - [8] Choi J I, Jain M, Srinivasan K, *et al.*. Achieving single channel, full duplex wireless communication[C]. Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom '10), New York, USA, 2010: 1-12.
 - [9] Khojastepour M A, Sundaresan K, Rangarajan S, *et al.*. The case for antenna cancellation for scalable full-duplex wireless communications[C]. Proceeding of the 10th ACM Workshop on Hot Topics in Networks (HOTNETS), Massachusetts, USA, 2011: 17.
 - [10] Jain M, Choi J I, Kim T M, *et al.*. Practical, real-time, full duplex wireless[C]. Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'11), New York, USA, 2011: 301-312.
 - [11] 徐强, 全欣, 潘文生, 等. 同时同频全双工 LTE 射频自干扰抑制能力分析 & 实验验证[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(3): 662-668.
Xu Qiang, Quan Xin, Pan Wen-sheng, *et al.*. Analysis and experimental verification of RF self-interference cancelation for co-time co-frequency full-duplex LTE[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(3): 662-668.
 - [12] Hong S, Mehlman J, and Katti S. Picasso: flexible RF and spectrum slicing[C]. Proceedings of the ACM SIGCOMM 2012 Conference on Applications, Technologies, Architectures, and Protocols for Computer Communication (SIGCOMM), Helsinki, Finland, 2012: 37-48.
 - [13] Radunovic B, Gunawardena D, Key P, *et al.*. Rethinking indoor wireless mesh design: low power, low frequency, full-duplex[C]. Proceedings of the Fifth IEEE Workshop on Wireless Mesh Networks (WIMESH), Boston, USA, 2010: 1-6.
 - [14] Knox M E. Single antenna full duplex communications using a common carrier[C]. Proceedings of the IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), Florida, USA, 2012: 1-6.
 - [15] Bharadia D, McMilin E, and Katti S. Full duplex radios[C]. Proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 Conference on SIGCOMM (SIGCOMM'13), New York, USA, 2013: 375-386.
 - [16] Oppenheim A V, Willsky A S, and Nawab S H. Signals and Systems[M]. 2nd Edition, Upper Saddle River: Prentic Hall, 1996: 312.
 - [17] McMichael J G and Kolodziej K E. Optimal tuning of analog self-interference cancellers for Full-Duplex wireless communication[C]. Proceedings of the 50th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton), Monticello, USA, 2012: 246-251.
 - [18] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 81-87.
- 吴 飞: 男, 1986 年生, 博士生, 研究方向为全双工通信、无线通信自干扰消除。
- 马万治: 男, 1977 年生, 博士, 讲师, 研究方向为空时编码。
- 邵士海: 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。