

多路延迟正交合成的多径信道射频干扰对消

刘建成^{*①} 全厚德^① 李召瑞^① 刘东林^② 赵宏志^②

^①(军械工程学院信息工程系 石家庄 050003)

^②(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: 该文针对单路延迟对消系统不能有效解决多径信道的超短波无线电台共址干扰消除问题,给出了等间隔多路延迟正交合成的射频干扰对消方案,进而提出了新的衰减系数求解方法。在设定时间延迟范围和参考信号路数基础上,该方法通过迭代加权实时有效估计多路参考信号的相关矩阵,接收信号与参考信号的相关向量,进而求解维纳方程得到各路衰减系数,有效抑制多径信道的自干扰,克服了已有方法需同时调节幅度和相位,以及相关向量和相关矩阵估计精度低的不足。另外,理论分析了衰减系数的求解过程,并推导了自干扰对消比的闭合表达式。分析和仿真结果表明,该方法在一定延迟误差情况下,可获得90 dB以上的对消比,比已有方法提高了约9 dB,有效解决了多径信道的射频干扰对消问题。

关键词: 共址干扰; 射频自干扰对消; 多径信道; 对消比

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)03-0654-08

DOI: 10.11999/JEIT160521

RF Interference Cancellation Based on Multi-tap Delay and Orthogonal Combination in Multipath Channel

LIU Jiancheng^① QUAN Houde^① LI Zhaorui^① LIU Donglin^② ZHAO Hongzhi^②

^①(Department of Information Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

^②(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: The one delay tap cancellation system is weakly to suppress the co-site interference between the Very High Frequency (VHF) radios in multipath channel. To overcome this obstacle, a Radio Frequency (RF) interference cancellation scheme based on the multi-tap delay and orthogonal combination is presented, as well as a new solving attenuation coefficients method. Considering the fixed delay scale and the number of taps, this method accurately estimates the reference signal autocorrelation matrix and the cross-correlation vector between reference signals and received signal on the basis of instantaneous and iterative weighted averaging. The attenuation coefficients are achieved by solving Wiener-Hopf equation via the estimated autocorrelation matrix and cross-correlation vector. Compared with the existing approaches, this method does not need to adjust and control the amplitudes as well as the phases of reference signals simultaneously, and it improves the accuracy of estimating cross-correlation vector and autocorrelation matrix. In addition, the closed-form expression of self-interference cancellation ratio is derived through theoretically analyzing the attenuation coefficients solution. The analysis and simulation results show that the proposed method could obtain self-interference cancellation ratio of more than 90 dB, which is about 9 dB higher than the existing method. This study is significant for eliminating RF self-interference in multipath channel.

Key words: Co-site interference; RF interference cancellation; Multipath channel; Cancellation ratio

1 引言

伴随社会的高速发展,人们对信息的需求急剧上升,这无疑带来了信息传输设备数量的增加,同

时需要更宽的传输带宽。在一定的空间范围内,往往存在多种无线电传输装置,竞争一定的频谱资源,致使无线电传输设备间存在互扰,严重影响其正常工作。比如,舰船平台通信系统、战术通信指挥车以及同时同频全双工系统(Co-frequency and Co-time Full Duplex, CCFD)等均存在严重的共址干扰问题^[1-6],即相邻的无线通信设备不能同时工作于相近的频率,严重影响了通信系统的效能发挥和无线电频谱利用效率的提高。

收稿日期: 2016-05-23; 改回日期: 2016-10-09; 网络出版: 2016-12-02

*通信作者: 刘建成 liujiancheng1987@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(61531009, 61501093, 61271164, 61471108)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61531009, 61501093, 61271164, 61471108)

目前,大规模 MIMO 技术^[7]有效地提高了信息传输速率,但并不能够解决同平台无线收发设备间的共址干扰问题。参考 CCFD 中的自干扰抑制技术,可以发现共址干扰主要有 3 种抑制途径,即合理布置收发天线^[8],增加天线间隔离度;增大收发频率的保护间隔^[4];采用自适应干扰对消技术实现共址干扰抑制^[9-11]。前两种方法受平台空间和频谱资源的限制,其应用具有较大的局限性,不能够很好地抑制同平台无线设备间的共址干扰。自适应干扰对消主要分为射频域和数字域两种,射频干扰对消能够保证接收机通道不被阻塞,同时降低对 ADC(Analog Digital Convert)器件量化位数和动态范围的要求^[12],为之后的数字域干扰对消奠定了基础,是自适应干扰对消的核心部分。

文献[9]最早于上世纪 70 年代提出了单路延迟正交合成的干扰对消方案,实现了 40 dB 的共址干扰抑制。文献[10]在此基础上提出了一种采用发射导频的双环自适应对消方法,该方法是多路延迟对消的雏形,自干扰对消比(Self-Interference Cancellation Ratio, SICR)达到了 50 dB。国内马义广等学者^[11]于上世纪 80 年代末对射频域自适应干扰对消技术原理进行了阐述,分析了影响对消系统性能的关键因素。近几年,自适应干扰对消技术又重新得到了众多学者的广泛关注,除上述的同平台通信系统自干扰抑制外,该技术还应用于第 5 代移动通信标准中所采用的同时同频全双工系统^[13]。文献[14]在建模自适应对消系统的基础上,重点分析了非理想因素的影响。文献[1]分析了单路延迟射频干扰对消中期望信号的插损,进一步完善了系统性能评价指标。文献[6,12]采用了射频功放之后耦合出参考信号的对消方法,可有效避免功放非线性带来的影响,SICR 能够达到 45 dB。文献[5,15]提出了基于双通道发送的射频干扰对消方法,即发送机在 DAC(Digital Analog Convert)处输出两路信号,一路用作参考信号,通过数字域调整控制其幅度和相位,实现对消自干扰信号的目的。该射频干扰对消方案便于调整参考信号的时延、相位和幅度,但由于经过了不同的射频通道,故不能够有效抑制自干扰信号的非线性成分,只能获得 30~35 dB 的 SICR。由于收发天线间不可避免地存在多径反射,自干扰信号往往包含不同延迟分量,上述的单路延迟对消方案能够达到的 SICR 有限,文献[16~19]提出了多路参考信号延迟合成的对消方法,一定程度上解决了多径信道下的自干扰对消问题。文献[16]着重分析了参考信号幅度衰减一定情况下,各路移相器取值的最优化

问题,指出求解移相器取值是非凸问题,进而将问题进行简化,利用凸优化方法进行求解,但文中没有明确指出如何获得极为重要的相关向量和自相关矩阵。文献[17]中的多路延迟对消模型采用多路固定相移信号合成的方法调控对消信号的相位,再对参考信号和误差信号下变频、采样,于数字域计算各路参考信号的幅度衰减值,完成对消链路的反馈调整。该对消方案较为复杂,使用了大量的移相器、衰减器和混频器等,不利用实际工程的实现。文献[18]利用自干扰信道的相关先验知识,提出了非等间隔多路延迟对消方法,每条延迟支路仍包括一个移相器和幅度衰减器,一定程度上制约了延迟支路参数的求解优化问题。文献[19]进一步分析了多路延迟干扰对消方法中,延迟设置和幅相误差对其性能的影响,给出了移相器和幅度衰减器取值的频域求解方法,以及延迟路数与 SICR 之间的关系,但其参数求解优化方法复杂,取得的对消比有限。

由上述分析可知,常用的多路延迟对消结构需要同时调节移相器和衰减器,可控性较差,不易于各延迟支路参数的求解优化。因此,论文采用等间隔多路延迟正交合成的对消方案,改进了各延迟支路幅度衰减器系数的求解优化方法。首先,将参考信号耦合输出功率相等的多路参考信号,分别通过不同的固定延迟器,再将各支路分为正交两路,通过不同的幅度衰减器,进而合成对消信号,有效消除接收信号中的自干扰。对于幅度衰减器系数的求解优化,本文通过迭代加权估计自相关矩阵和相关向量,以此求解所建立的维纳霍夫方程得到衰减器系数的闭合表达式,实现对消链路的实时优化。与已有方法相比,该方法便于工程实现,同时 SICR 提高约 9 dB。

2 多路延迟正交合成射频干扰对消模型

2.1 已有多路延迟射频干扰对消模型

因共址收发机天线间存在多条传播路径,单路延迟射频对消方法在实际应用中性能受限,不能够有效实现自干扰的对消。多路延迟结构可较好解决多径信道的射频自干扰对消^[16-19],不过文献中的多路延迟对消方法均采用同时调节移相器和幅度衰减器的结构,对消链路的参数求解优化较为复杂,如图 1 所示,其中 N 为延迟路数。

由图 1 可见,已有多路延迟对消模型中每条延迟支路需要同时调节移相器和幅度衰减器两个参数,文献[16]已指出在固定衰减器大小,调节移相器时,存在多个局部最优解。假设收发机均采用 QPSK 调制,带宽为 100 kHz,收发频率分别为 54.5 MHz

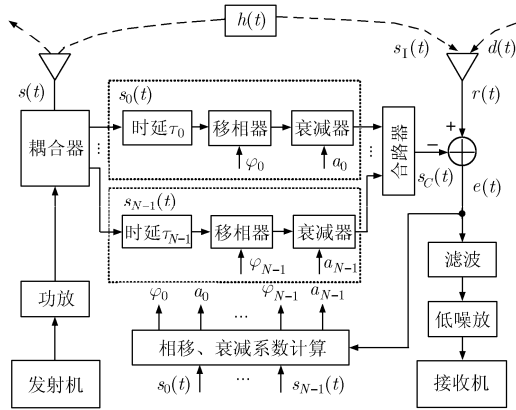


图1 已有多路延迟射频干扰对消原理框图

和 54.0 MHz, 自干扰信道存在 3 条径, 接收天线输出的自干扰与期望信号、噪声的功率比值分别为 85 dB 和 105 dB。若对消采用两路延迟, 功率均设为接收信号的 1/2, 则不同相移对应的 SICR 如图 2 所示。由图 2 可见, 该对消模型的参数求解存在局部最优的问题。除此之外, 基于图 1 结构的多路延迟对消系统性能将同时受可变移相器和衰减器误差的影响。

2.2 多路延迟正交合成射频干扰对消模型

为避免系统对消性能同时受可变移相器和衰减器精度的影响, 因实际工程中可变移相器不易调节的限制^[9,10], 本节基于多路延迟正交合成的对消结构, 给出多径信道条件下的射频干扰对消模型。多路延迟正交合成射频干扰对消结构如图 3 所示。与图 1 所示的结构相比, 图 3 所示的对消结构中需调节的仅有衰减器, 可通过调节正交两路的幅度改变 N 路延迟信号的相位和强度, 所以对消链路参数的求解在一定程度上得到了简化, 便于工程实现。

由图 3 可知, 发射机天线发射的信号 $s(t)$ 经过多径的自干扰信道, 信道响应的复数表示为 $h(t)$, 对接收机形成干扰, 即 $s_1(t)$ 。若假设多径数为 M , 暂不考虑移动场景所导致的多普勒频移和快衰落等, 则多径自干扰信道响应可简化为

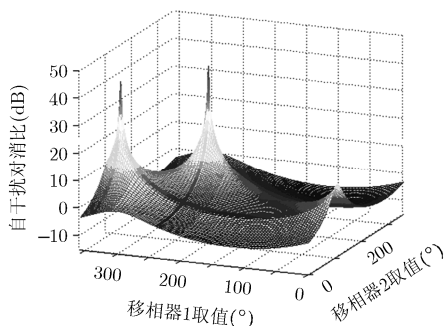


图2 两路延迟固定幅度衰减, 不同相位对应的 SICR

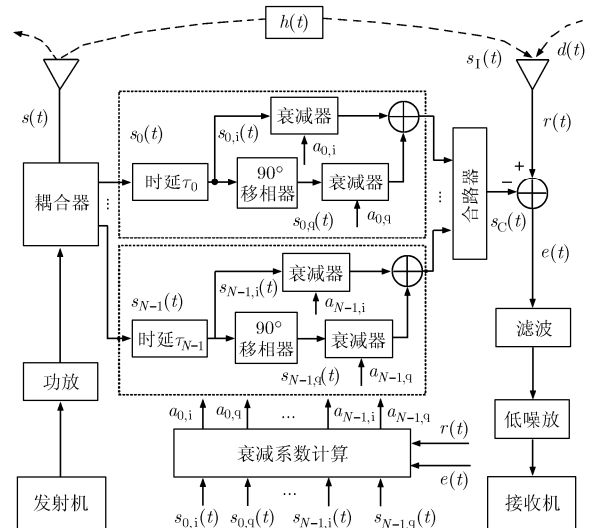


图3 多路延迟正交合成射频对消原理框图

$$h(t) = \sum_{k=0}^{M-1} h_k(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \alpha_k \delta_k(t - \tau_k) e^{j\theta_k} \quad (1)$$

其中, j 表示复数算子, $k=0$ 代表直射路径, α_k 为第 k 条径的信号幅度衰减, τ_k 为第 k 条径所产生的时延, θ_k 代表第 k 条径的随机相位。

由上述的信道响应, 可得接收机天线输出的信号 $r(t)$ 与发射机天线发射信号 $s(t)$ 之间的关系:

$$\begin{aligned} r(t) &= s_1(t) + d(t) + n(t) \\ &= \text{Re} \{ [s(t) - j\hat{s}(t)] * h(t) \} + d(t) + n(t) \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h_k(\tau - t) [s(\tau) + j\hat{s}(\tau)] d\tau \right\} \\ &\quad + d(t) + n(t) \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} \text{Re} \{ \alpha_k [s(t - \tau_k) + j\hat{s}(t - \tau_k)] e^{j\theta_k} \} \\ &\quad + d(t) + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $*$ 表示卷积运算, $\text{Re}\{x\}$ 表示取 x 实部, $\hat{s}(t - \tau_k)$ 为 $s(t - \tau_k)$ 的希尔伯特变化, $d(t)$ 和 $n(t)$ 分别表示期望信号和白噪声。

另外, 若令 $\mathbf{a} = [a_{0,i} \ a_{0,q} \ \dots \ a_{N-1,i} \ a_{N-1,q}]^T$, $\mathbf{s}'(t) = [s_{0,i}(t) \ s_{0,q}(t) \ \dots \ s_{N-1,i}(t) \ s_{N-1,q}(t)]^T$, 则图 1 中通过多路延迟正交合成的对消信号 $s_C(t)$ 可表示为

$$s_C(t) = \mathbf{a}^T \cdot \mathbf{s}'(t) \quad (3)$$

可见, 通过改变衰减系数向量 \mathbf{a} 中不同元素的值可实现各个延迟支路合成信号的幅度和相位调整。根据图 3 和式(3), 对消后的信号 $e(t)$ 可表示为

$$e(t) = r(t) - s_C(t) = r(t) - \mathbf{a}^T \cdot \mathbf{s}'(t) \quad (4)$$

由于接收信号 $r(t)$ 中的期望信号 $d(t)$ 、噪声 $n(t)$ 与自干扰信号 $s_1(t)$ 不相关, 所以, 多路延迟正交合成

对消可等价于求解最优的衰减系数向量 \mathbf{a} ，使得对消后信号的功率最小^[20]，即

$$\min_{\mathbf{a}} E \{ |e(t)|^2 \} = \min_{\mathbf{a}} E \{ (r(t) - \mathbf{a}^T \cdot \mathbf{s}'(t))^2 \} \quad (5)$$

3 对消链路的参数求解及性能分析

本节将在 2.2 节提出的多路延迟正交合成射频干扰对消方案基础上，理论推导各路衰减器系数的求解，并分析该对消方法的性能。

3.1 各路衰减器系数的求解

在第 2 节所建立的多路延迟正交合成对消模型基础上，将对消问题转化为求解误差信号平均能量最小所对应的最优衰减系数向量。将误差信号的均方值展开，可得

$$\begin{aligned} E \{ |e(t)|^2 \} &= E \{ (r(t) - \mathbf{a}^T \cdot \mathbf{s}'(t))(r(t) - \mathbf{a}^T \cdot \mathbf{s}'(t)) \} \\ &= E \{ r^2(t) - 2r(t)\mathbf{a}^T \mathbf{s}'(t) \\ &\quad + \mathbf{a}^T \mathbf{s}'(t) \cdot \mathbf{s}'^T(t) \mathbf{a} \} \end{aligned} \quad (6)$$

假设接收到的干扰信号功率为 P_1 ，期望信号功率为 P_d ，噪声功率为 σ_n^2 ，又因自干扰信号与期望信号和噪声不相关，所以式(6)可进一步简化为

$$\begin{aligned} E \{ |e(t)|^2 \} &= E \{ s_1^2(t) + 2[s_1(t)d(t) + s_1(t)n(t) \\ &\quad + d(t)n(t)] + d^2(t) + n^2(t) \\ &\quad - 2[s_1(t) + d(t) + n(t)]\mathbf{a}^T \mathbf{s}'(t) \\ &\quad + \mathbf{a}^T \mathbf{s}'(t) \cdot \mathbf{s}'^T(t) \mathbf{a} \} \\ &= P_1 + P_d + \sigma_n^2 - 2E \{ s_1(t)\mathbf{a}^T \mathbf{s}'(t) \} \\ &\quad + E \{ \mathbf{a}^T \mathbf{s}'(t) \cdot \mathbf{s}'^T(t) \mathbf{a} \} \end{aligned} \quad (7)$$

不妨假设自干扰和参考信号为平稳的，令

$$\mathbf{p} = E \{ s_1(t)\mathbf{s}'(t) \} \quad (8)$$

$$\mathbf{R} = E \{ \mathbf{s}'(t)\mathbf{s}'^T(t) \} \quad (9)$$

其中， \mathbf{p} 为接收信号与参考信号的相关向量， \mathbf{R} 为参考信号的自相关矩阵，则式(7)可表示为

$$E \{ |e(t)|^2 \} = P_1 + P_d + \sigma_n^2 - 2\mathbf{a}^T \mathbf{p} + \mathbf{a}^T \mathbf{R} \mathbf{a} \quad (10)$$

由式(5)知，各路衰减器系数最优值等价于式(10)最小值所对应的向量 \mathbf{a} ，即最优系数向量需满足式(11)条件：

$$\frac{\partial E \{ |e(t)|^2 \}}{\partial \mathbf{a}} = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{a} = 0 \quad (11)$$

可见，误差均方值函数为衰减系数向量 \mathbf{a} 的二次函数，系数向量 \mathbf{a} 最优值的求解即是求式(11)所示的维纳霍夫方程。不过，对相关向量 \mathbf{p} 和自相关矩阵 \mathbf{R} 的精确估计较为困难，而常规的维纳霍夫方程递推求解方法受到相关矩阵特征值取值范围的制约，不能够实现快速精确的求解^[20]。另外，如果式

(11)中的相关矩阵 \mathbf{R} 奇异，则递推求解方法通常无法得到全局最优解^[16]。因此，本节提出迭代加权有效估计相关向量 \mathbf{p} 和自相关矩阵 \mathbf{R} 的方法，进而利用自相关矩阵 \mathbf{R} 的广义逆矩阵求得方程(11)的极小范数最小二乘解，满足式(5)的最小均方误差准则，得到多路延迟正交合成射频对消方案中的最优衰减系数。

为迭代加权估计自相关矩阵，并求解各路衰减器的控制参数，图 2 中的衰减系数计算模块由 ADC 与 DPS(或 FPGA)构成，可实现自相关矩阵的求逆，具体可见文献[18]。相关向量 \mathbf{p} 和自相关矩阵 \mathbf{R} 的迭代加权估计可分别表示为

$$\mathbf{p}_n = \mu \mathbf{p}_{n-1} + (1 - \mu)\mathbf{p}' \quad (12)$$

$$\mathbf{R}_n = \mu \mathbf{R}_{n-1} + (1 - \mu)\mathbf{R}' \quad (13)$$

$$\mathbf{p}' = \int_{t_0-t_\Delta}^{t_0} r(t)\mathbf{s}'(t)dt \quad (14)$$

$$\mathbf{R}' = \int_{t_0-t_\Delta}^{t_0} \mathbf{s}'(t)\mathbf{s}'^T(t)dt \quad (15)$$

其中， μ 为加权因子， t_0 表示当前时刻， t_Δ 为计算实时相关向量 \mathbf{p}' 和相关矩阵 \mathbf{R}' 所需信号的持续时间(即相关时间)， \mathbf{p}_n 和 \mathbf{R}_n 分别为相关向量和相关矩阵的第 n 次迭代估计值，其初值 \mathbf{p}_0 和 \mathbf{R}_0 可设为 0。

在式(11)至式(15)基础上，可得第 n 次迭代所对应的衰减系数向量最优值为

$$\mathbf{a}_n = \mathbf{R}_n^+ \mathbf{p}_n \quad (16)$$

其中， \mathbf{R}_n^+ 为自相关矩阵 \mathbf{R}_n 的 Moore-Penrose 逆，当 \mathbf{R}_n 非奇异时 \mathbf{R}_n^+ 即为其逆矩阵 \mathbf{R}_n^{-1} 。另外，考虑实际环境因素，对消方案中的延迟路数 N 取值不必过大，所以求解矩阵 \mathbf{R}_n 的 Moore-Penrose 逆的复杂度是可容忍的。

3.2 性能分析

本小节将在迭代加权估计相关向量 \mathbf{p} 和自相关矩阵 \mathbf{R} 过程基础上，分析本文多路延迟对消方法的迭代加权收敛特性，并推导最终自干扰对消比 SICR 解析表达式，并分析影响 SICR 最终大小的关键因素。

(1)收敛性分析：由式(12)和式(13)所示的自相关矩阵 \mathbf{R} 、互相关向量 \mathbf{p} 迭代加权计算公式可知，该迭代加权估计过程的收敛特性取决于加权因子 μ 和实时计算的相关向量 \mathbf{p}' 和相关矩阵 \mathbf{R}' 的本身统计特性。迭代加权公式为典型的一阶系统差分方程，其系统函数 $H(e^{j\omega})$ 为

$$H(e^{j\omega}) = \frac{(1 - \mu)e^{j\omega}}{e^{j\omega} - \mu} \quad (17)$$

可见，为保持迭代加权估计系统函数稳定， μ 取值范围应为： $0 < \mu < 1$ ，经一定次数迭代系统将自

动收敛于稳定状态。当 μ 取值越大,则 \mathbf{R} 和 \mathbf{p} 的估计精度越高,这是因为系统函数极点接近单位圆,具有更好的滤波特性,当 μ 取值接近0.5时对实时相关向量和相关矩阵中所含有的扰动基本不再具有滤除作用。不过 μ 值增大将增加系统稳定所需的迭代次数,即降低迭代加权估计的收敛速度,所以 μ 的取值需依据实际情况而定。考虑实际中自干扰信道的不稳定性,对相关向量 \mathbf{p} 的估计需实时进行,不利用设定收敛门限。所以,本文方法于实际应用中可不设定门限,便于跟踪信道环境和参考信号特性的变化,能够实时精确估计 \mathbf{R} 和 \mathbf{p} 。

另外,由式(14)和式(15)可知,实时计算相关向量 \mathbf{p}' 和相关矩阵 \mathbf{R}' 是否具有好的统计特性与相关时间 t_Δ 有关,而迭代加权一次的时长又取决于相关时间 t_Δ 。这说明,相关时间 t_Δ 决定了 \mathbf{R}' 和 \mathbf{p}' 的统计特性又影响了本文对消方法的收敛速度。由前面分析可知 μ 取值决定了迭代加权至稳定状态所需的迭代次数,所以本文对消方法总的收敛时间由加权因子和相关时间共同决定。对于相关时间 t_Δ 取值的设定,需综合考虑自干扰信道时变特性、参考信号本身特征和对消系统收敛时间要求,一般应在1/10至2个符号周期。

(2)自干扰对消比 SICR:除收敛速度外,评价本文对消方法的另一重要性能指标即自干扰对消比 SICR。通过3.1节的描述,可根据式(10)定义 SICR 为

$$\begin{aligned} \text{SICR} &= 10 \lg \left(\frac{E \{ |s_1(t)|^2 \}}{E \{ |e(t)|^2 \} - E \{ |d(t)|^2 \} - E \{ |n(t)|^2 \}} \right) \\ &= 10 \lg \left(\frac{P_1}{E \{ |e(t)|^2 \} - P_d - \sigma_n^2} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

将求解的衰减系数向量式(16)代入式(10),可得

$$\begin{aligned} E \{ |e(t)|^2 \} &= P_1 + P_d + \sigma_n^2 - 2\mathbf{p}_n^T (\mathbf{R}_n^+)^T \mathbf{p}_n \\ &\quad + \mathbf{p}_n^T (\mathbf{R}_n^+)^T \mathbf{R}_n \mathbf{R}_n^+ \mathbf{p}_n \end{aligned} \quad (19)$$

利用自相关矩阵的为实对称矩阵的性质,可将式(19)化简为

$$\begin{aligned} E \{ |e(t)|^2 \} &= P_1 + P_d + \sigma_n^2 - 2\mathbf{p}_n^T (\mathbf{R}_n^+)^T \mathbf{p}_n \\ &\quad + \mathbf{p}_n^T (\mathbf{R}_n^+)^T \mathbf{R}_n \mathbf{R}_n^+ \mathbf{p}_n \\ &= P_1 + P_d + \sigma_n^2 - \mathbf{p}_n^T \mathbf{R}_n^+ \mathbf{p}_n \end{aligned} \quad (20)$$

将式(20)代入式(18)可得自干扰对消比 SICR 的表达式为

$$\text{SICR} = 10 \lg \left(\frac{P_1}{P_1 - \mathbf{p}_n^T \mathbf{R}_n^+ \mathbf{p}_n} \right) \quad (21)$$

由上述推导可见,相关向量 \mathbf{p} 和自相关矩阵 \mathbf{R}

的估计精度最终决定了本文对消方法的性能,所以在3.1节中采用迭代加权方法,可以充分利用已接收信号对相关向量 \mathbf{p} 和自相关矩阵 \mathbf{R} 进行精确估计。下一节,将通过仿真验证本节收敛特性和 SICR 分析的正确性。

4 仿真实验

本节将仿真基于多路延迟正交合成的射频干扰对消方法,与单路延迟和常规多路延迟对消方法进行性能对比,并通过不同的仿真分析该方法中关键参数选取对其性能的影响。本节的仿真中调制方式设为 QPSK,信号带宽为 100 kHz,收发无线设备工作的射频频率分别为 55.3 MHz 和 55.0 MHz,发射机天线发送的信号功率为 37 dBm,其邻道功率比 (Adjacent Channel Power Ratio, ACPR) 为 35 dB。考虑战术通信指挥车实际情况,多径的自干扰信道假设为莱斯信道,可暂不考虑多普勒频移,各条径的时延为 [11 14 15 35 45 106 124] ns,衰减为 [32 34 33 38 40 46 47] dB,其中第1条为收发天线间直射路径,第2和第3条为泄露及车体反射引起的路径,第4和第5条为近距离反射路径,第6和第7条为远距离反射路径。另外,设接收机天线输出的期望信号功率为 -85 dBm,接收机噪声限为 -105 dBm,则接收机天线输出的自干扰信号与期望信号功率谱如图4所示。最后,本节后续的结果均是基于200次蒙特卡罗仿真。

4.1 与已有射频干扰对消方法对比

为验证本文方法能够较好地解决多径信道条件下射频自干扰对消,将本文方法与已有的单路和多路延迟对消方法进行对比。单路延迟对消方法即只有一路延迟参考信号,以抑制直射路径分量为主,其延迟时间可根据收发天线间距及传输线长度估计。已有的文献[18,19]中多路延迟对消方法如2.1节所述,其中文献[18]采用自适应最速下降法递推求解各路衰减器系数,文献[19]采用基于频域信道估计的方法。单路延迟,文献[18]和文献[19]的方法,以及论文所提方法中的相关时间均设为 $t_\Delta = 0.5 \mu\text{s}$,文献[18]和文献[19]所提方法的延迟路数与本文方法相同,设为5,文献[18]中的调整步长设为2。单路延迟的时间延迟参数为 10.5 ns,文献[18,19]的方法以及本文方法延迟范围为 10.5 ns 至 126.5 ns,采用等间隔均匀延迟。

4种方法对应的 SICR 随时间变化趋势如图5所示,单路延迟、文献[18,19]和本文方法的最终 SICR 值分别为 35.98 dB, 43.86 dB, 87.57 dB 和 96.66 dB。由图5中 SICR 曲线变化趋势及最终达到的 SICR 值可见,本文方法的 SICR 比单路延迟

对消方法提高了约 60 dB, 与基于最速下降法的多路延迟对消方法相比提高了 50 dB 以上, 这是因为最速下降法在求解多路延迟的衰减系数和相位参数时不能够达到全局最优, 降低了最终的 SICR。本文方法与文献[19]基于频域信道估计的多路延迟对消方法相比, 对消比达到稳定状态所需时间略有延长, 当时间轴为 $t=5\ \mu\text{s}$ (即经历 10 次迭代, $t=10t_{\Delta}$) 时本文方法的 SICR 开始高于文献[19]。这是因为文献[19]对消方法不需迭代, 仅取决于相关时间 t_{Δ} , 而本文方法的迭代加权过程需几次迭代才可收敛于稳定状态, 详见 3.2 节中的分析。对比更为重要的最终 SICR 值, 本文方法比文献[19]提高了 9 dB 以上。这是因为本文方法通过迭代加权, 对自相关矩阵和相关向量的估计过程充分利用了已接收的信号, 而文献[19]中仅是将相邻时间的一段数据转换至频域完成信道估计。所以, 本文方法估计的自相关矩阵和相关向量具有更好的统计特性和更高的估计精度, 使得对消系统性能得到了明显提升。可见, 本文所提方法能够很好地解决多径信道条件下射频域自干扰对消问题, 在相同延迟路数情况下最终的 SICR 比已有的多路延迟对消方法提高了 9 dB 以上。

4.2 不同相关时间对本文方法性能的影响

在 3.2 节中已指出相关时间 t_{Δ} 将影响对消方法的收敛速度和最终的 SICR, 故本小节将在不同相关时间 t_{Δ} 情况下对本文方法进行仿真, 以验证分析的正确性。相关时间 t_{Δ} 取值分别为 $0.5\ \mu\text{s}$, $1.0\ \mu\text{s}$, $2.0\ \mu\text{s}$, $4.0\ \mu\text{s}$, 信道条件不变, 加权因子与 4.1 节相同。4 种相关时间仿真的 SICR 曲线如图 6 所示, 最终的 SICR 值分别为 96.66 dB, 101.72 dB, 107.03 dB 和 110.20 dB。由图 6 所示的 4 条 SICR 曲线变化趋势可见, 随着相关时间的增加对消方法最终能够达到的 SICR 值依次增大, 但收敛到稳定状态所需要的时间也变大, 即收敛速度依次减小。由此可见, 必须结合实际的自干扰信道环境, 初步估计多径时延范围, 综合考虑对消比与收敛速度的要求, 相关时间应取值适当。

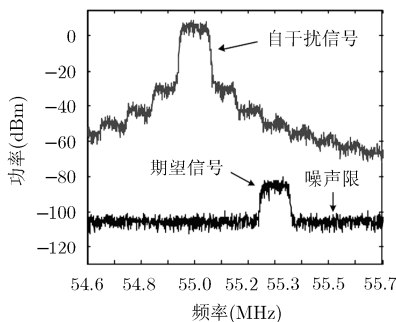


图4 接收机天线输出信号频谱

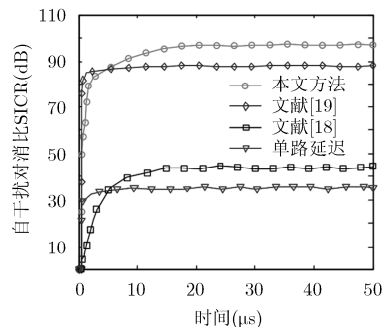


图5 多径信道条件下不同射频干扰对消方法的 SICR 对比

4.3 不同加权因子对本文方法性能的影响

在相关时间确定情况下, 本文方法中相关向量和自相关矩阵的估计精度由加权因子决定, 由式(21)可知, 加权因子 μ 是影响本文方法最终 SICR 值的关键, 故本小节将仿真不同加权因子 μ 对 SICR 的影响。仿真采用的信道环境和相关时间同 4.1 节, 加权因子 μ 取值分别为 0.50, 0.80, 0.95, 0.99。

仿真结果如图 7 所示, 加权因子 0.50, 0.80, 0.95, 0.99 对应的最终 SICR 值分别为 84.19 dB, 90.53 dB, 101.98 dB 和 109.67 dB。由图 7 和 SICR 值可见, 加权因子取值为 0.50 时, 等价于对前后估计的相关向量和相关矩阵求平均, 其最终达到的 SICR 值与文献[19]的方法相近(见 4.1 节), 当加权因子值逐渐增大, 变为 0.80, 0.95 和 0.99 时, 对实时计算得到的相关向量和相关矩阵起到了滤除扰动的作用, 进而提高了 SICR。再者, 由图 7 可发现加权因子的增大降低了对消方法 SICR 收敛至稳定的速度, 而初始收敛过程中的 SICR 并无明显变化。所以, 随着加权因子的增大, 可有效增加相关向量和相关矩阵的估计精度, 进而提高 SICR, 一般情况下 0.90~0.99 为宜。

4.4 不同延迟路数及时延范围对 SICR 的影响

除相关时间和加权因子外, 所采用的延迟路数和时延范围也将影响对消方法的性能, 时延范围即多路延迟中最小延迟与最大延迟所覆盖的时间范围。本小节将仿真分析不同延迟路数和时延范围 T_{Δ} 对 SICR 的影响。为进一步考虑复杂自干扰信道环境, 本节仿真将多径数增至 12 条, 时延分别为 [11 13 15 39 45 121 125 300 315 450 490 540] ns, 衰减分别为 [32 33 34 35 36 41 40 46 47 51 50 53] dB。仿真加权因子设为 0.90, 因多径引起的时延较大, 故设相关时间为 $4\ \mu\text{s}$, 延迟路数 N 分别为 1, 2, 3, 5, 7 和 9, 时延范围分别为 $T_{\Delta 1}: 10.5\sim 550.5\ \text{ns}$, $T_{\Delta 2}: 10.5\sim 430.5\ \text{ns}$, $T_{\Delta 3}: 10.5\sim 370.5\ \text{ns}$, $T_{\Delta 4}: 10.5\sim 310.5\ \text{ns}$, $T_{\Delta 5}: 10.5\sim 250.5\ \text{ns}$, 仿真结果如图 8 所示。

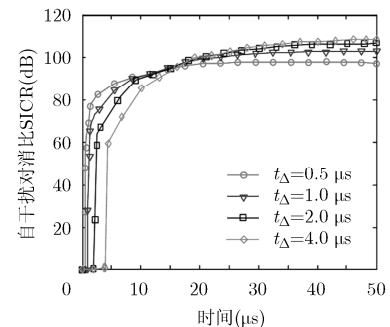


图6 不同相关时间的 SICR 变化曲线

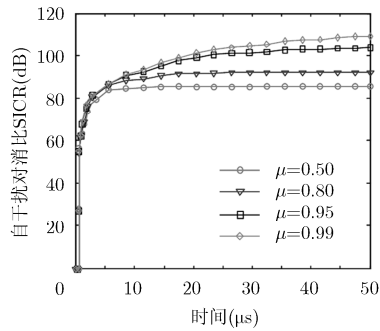


图7 不同加权因子的 SICR 变化曲线

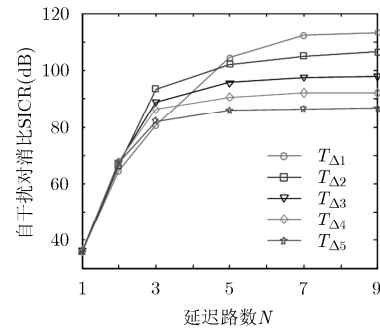


图8 不同延迟路数和时延范围的 SICR

由图8中的5条曲线变化趋势可见,随着延迟路数的增多,SICR值将增大,但当延迟路数大于7时SICR增量趋近于零,这说明在固定时延范围内延迟路数的增加可提高SICR,并最终达到某一固定值。对比5种时延范围对应的SICR可见,延迟路数大于4时,SICR随着时延范围的增大而提高。延迟路数为2和3时,第1种时延范围的SICR小于其他4种是因为每路延迟之间时间差过大,无法精确估计自干扰信道响应,只能有限消除时延接近的多径分量。通过上述仿真结果和分析可知,多路延迟的多径信道射频干扰对消时延范围应尽可能覆盖所需考虑的多径最大时延,延迟路数过小会降低SICR,过大将增加对消系统的复杂度。所以,应考虑实际信道环境预估时延范围,在此基础上设定合理延迟路数以满足SICR和实现复杂度的需求。

5 结束语

本文针对静态多径信道条件下射频干扰对消问题,给出了多路延迟正交合成的对消方案,并提出了迭代加权精确估计相关向量和自相关矩阵的方法,进而求解维纳霍夫方程得到各路衰减系数最优值,有效实现多径信道下的射频干扰对消。本文方法的加权因子决定了相关向量和自相关矩阵的估计精度,取值应为0.90~0.99,以保证能够滤除实时计算相关向量和自相关矩阵的扰动,得到高的SICR。理论分析和仿真表明,本文方法与已有方法相比,避免了衰减系数向量求解的局部最优,在保证收敛速度情况下,最终的SICR值提高了约9dB。可见,本文方法能够较好地解决多径信道条件下射频干扰对消,进而有效抑制通信指挥车无线电台间的共址干扰。不过,论文并未分析ADC量化误差对相关向量和自相关矩阵估计精度的影响,下一步仍需进行深入研究。

参考文献

[1] LI Wenlu, ZHAO Zhihua, TANG Jian, *et al.* Performance

analysis and optimal design of the adaptive interference cancellation system[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2013, 55(6): 1068-1075. doi: 10.1109/TEMC.2013.2265803.

- [2] WIKLUNDH K, FORS K, and HOLM P. The risk of coexistence problems between DAB and DVB-T2 and military services at the 225-240 MHz band[C]. 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Dresden, Germany, 2015: 183-188. doi: 10.1109/ISEMC.2015.7256155.
- [3] ZHANG Zhongshan, CHAI Xiaomeng, LONG Keping, *et al.* Full duplex techniques for 5G networks: Self-interference cancellation, protocol design, and relay selection[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(5): 128-137. doi: 10.1109/MCOM.2015.7105651.
- [4] ZHOU Ping, LU Yinghua, TAO Yong, *et al.* Simulation analysis on co-site interference of vehicular digital communication system based on IM prediction method by BER[J]. *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 2016, 23(1): 31-41. doi: 10.1016/S1005-8885(16)60005-5.
- [5] LAUGHLIN L, BEACH M A, MORRIS K A, *et al.* Electrical balance duplexing for small form factor realization of in-band full duplex[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(5): 102-110. doi: 10.1109/MCOM.2015.7105648.
- [6] DINESH B, EMILY M, and SACHIN K. Full duplex radios[C]. Proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 Conference on SIGCOMM, Hong Kong, China, 2013: 375-386. doi: 10.1145/2486001.2486033.
- [7] ZI Ran, GE Xiaohu, THOMPSON J, *et al.* Energy efficiency optimization of 5G radio frequency chain systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(4): 758-771. doi: 10.1109/JSAC.2016.2544579.
- [8] CHOI J I, JAIN M, KANNAN S, *et al.* Achieving single channel, full-duplex wireless communication[C]. Proceedings of the ACM Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Chicago, IL, USA, 2010: 1-12.

- [9] SAMUEL J H and STEPHEN J R. High power HF and noise cancellation system, RADC-TR-80-56 [R]. NewYork: Rome Air Development Center, 1980.
- [10] LEE D W and BURTON S A. High power broadband cancellation system, RADC-TR-81-15 [R]. NewYork: Rome Air Development Center, 1981.
- [11] 马义广, 杜武林. 自适应干扰抵消系统的性能分析与设计[J]. 西安电子科技大学学报, 1992, 19(1): 84-92.
MA Yiguang and DU Wulin. Performance analysis and design of adaptive interference cancellation system[J]. *Journal of Xidian University*, 1992, 19(1): 84-92.
- [12] RIIHONEN T and WICHMAN R. Analog and digital self-interference cancellation in full-duplex MIMO-OFDM transceivers with limited resolution in A/D conversion[C]. IEEE Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), Pacific Grove, CA, USA, 2012: 45-49. doi: 10.1109/ACSSC.2012.6488955.
- [13] HONG S, BRAND J, CHOI J, *et al.* Applications of self-Interference cancellation in 5G and beyond[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 54(2): 114-121. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736751.
- [14] PAN Yulong, ZHOU Cheng, CUI Gaofeng, *et al.* Self-interference cancellation with RF impairments suppression for full-duplex systems[C]. 2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC Fall), Boston, MA, USA, 2015: 1-5. doi: 10.1109/VTCFall.2015.7391136.
- [15] DEBAILLIE B, BROEK D J, LAVIN C, *et al.* Analog/RF solutions enabling compact full-duplex radios[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(9): 1662-1673. doi: 10.1109/JSAC.2014.2330171.
- [16] JOSEPH G M and KENNETH E K. 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, IL, USA, 2012: 246-251. doi: 10.1109/Allerton. 2012.6483225.
- [17] CHOI Y S and HOOMAN S M. Simultaneous transmission and reception: Algorithm, design and system level performance[J]. *IEEE Transactions on Communications on Wireless Communications*, 2013, 12(12): 5992-6010. doi: 10.1109/TWC.2013.101713.121152.
- [18] KENNETH E K, JOSEPH G M, and PERRY B T. Multi-tap RF canceller for in-band full-duplex wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(6): 4321-4334. doi: 10.1109/TWC.2016.2539169.
- [19] 吴飞, 马万治, 邵士海, 等. 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[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(7): 1538-1543. doi: 10.11999/JEIT141275.
WU Fei, MA Wanzhi, SHAO Shihai, *et al.* Impact of delay setting, amplitude and phase errors on multi-tap self-interference cancellation in full-duplex system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(7): 1538-1543. doi: 10.11999/JEIT141275.
- [20] HAYKIN S S. Adaptive Filter Theory[M]. 5th ed, Englewood Cliff: Prentice Hall Press, 2008: 440-465.
- 刘建成: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为超短波无线通信抗干扰.
- 全厚德: 男, 1963年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信技术、指挥控制系统、通信设备性能测试等.
- 李召瑞: 男, 1977年生, 硕士, 副教授, 研究方向为指挥控制系统性能分析及故障检测等.
- 刘东林: 男, 1989年生, 博士生, 研究方向为全双工自扰抑制及自扰信道分析.
- 赵宏志: 男, 1978年生, 博士, 副教授, 研究方向为为无线信号处理及抗干扰技术.