

基于多通道最小均方算法的多发单收同车电台射频干扰对消

孙慧贤^{①②} 刘建成^{*③④} 崔佩璋^② 全厚德^② 唐友喜^①

^①(电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室 成都 611731)

^②(解放军陆军工程大学 石家庄 050003)

^③(解放军31634部队 昆明 650217)

^④(中国电子科技集团公司第五十四研究所 石家庄 050081)

摘要: 战术指挥车内多部电台同时工作, 发射电台将对接收电台产生严重的互扰。针对上述问题, 该文提出基于多通道最小均方算法(MCLMS)的多发单收同车电台射频干扰对消方法。首先, 分析同车电台 N 发 M 收情况可分离为 M 个 N 发单收场景的叠加, 进而建立多发单收射频干扰对消模型。在此基础上, 提出基于MCLMS算法的射频干扰对消方法, 并理论分析该对消方法的性能, 推导出互扰对消比(MICR)与发射电台数目 N 、收敛因子 μ 之间的闭合数学表达式。最后, 通过仿真验证了理论结果的正确性, 表明该方法能够有效抑制同车发射电台对接收电台的互扰影响, 增强指挥车电磁兼容性。

关键词: 电台互扰; 射频干扰对消; 多通道最小均方算法; 互扰对消比

中图分类号: TN92; TN972

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)03-0556-07

DOI: [10.11999/JEIT180356](https://doi.org/10.11999/JEIT180356)

RF Interference Cancellation Based on Multi-channel Least Mean Square for Multi-transmits and Single-receive Co-vehicle Radios

SUN Huixian^{①②} LIU Jiancheng^{③④} CUI Peizhang^②

QUAN Houde^② TANG Youxi^①

^①(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(PLA Army Engineering University, Shijiazhuang 050003, China)

^③(31634 PLA Troops, Kunming 650217, China)

^④(The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: The transmit radios would severely interfere the receive radios, only if they are simultaneously operating in the same tactical command vehicle. Considering this problem, the RF interference cancellation method for multi-transmits and single-receive co-vehicle radios, based on Multi-Channel Least Mean Square (MCLMS) algorithm, is proposed. Firstly, the analysis indicates that the situation of N -transmits and M -receives co-vehicle radios is the equivalent of M case of N -transmits and single-receive, by which the RF interference cancellation model of multi-transmits and single-receive is constructed. Secondly, the RF interference cancellation method based on MCLMS algorithm is presented, and the performance of this method is analyzed to obtain the mathematical relation expression between Mutual-Interference Cancellation Ratio (MICR) and transmit radio number N , convergence factor μ . Finally, the simulations demonstrate the validity of the theory result, and indicate that the mutual-interference between transmit radios and receive radios is efficiently suppressed to enhance the electromagnetic compatibility of communication command vehicle.

收稿日期: 2018-04-18; 改回日期: 2018-11-26; 网络出版: 2018-12-03

*通信作者: 刘建成 liujiancheng1987@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(61531009, 61471108), 国家重大专项基金(2016ZX03001009)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61531009, 61471108), The National Major Projects of China (2016ZX03001009)

Key words: Radio mutual-interference; RF interference cancellation; Multi-Channel Least Mean Square (MCLMS) algorithm; Mutual-Interference Cancellation Ratio (MICR)

1 引言

伴随信息化的深入,制信息权俨然已成为现代战争制胜的关键。除敌方蓄意干扰外,战场上大量的无线电子设备同时工作,使得战场频谱资源日趋紧张,同时设备间存在严重的相互干扰,复杂的战场电磁环境对战场指挥控制信息的准确无误传输提出了严峻挑战。比如,同一辆指挥车上通常装备有多部短波和超短波电台,即使在频分情况下这些电台若同时工作也将存在严重的相互干扰,严重时不能够正常通信^[1]。其原因有两个方面,一是相邻电台发射功率过大,造成辐射的电磁波在接收机天线处产生很强的干扰电压,超出了接收机的动态范围,阻塞接收机;另一方面是,在收发电台工作频率间隔不够大时,发送电台信号的带外频谱拓延落入接收通道,对接收电台造成很强的干扰。

针对电台互扰问题,国内外都进行了深入的研究,相关成果也在实际设备中得到了应用^[2-5]。20世纪70年代末美国文献^[2]提出了利用相位微调器与正交矢量合成相结合的闭环干扰和噪声对消系统,该系统是基于能够获知干扰信号的前提,在干扰信号功率为几十瓦量级时,能够实现40 dB以上的对消比,但该系统未能实现对关键器件移相器和电调衰减器的自适应调节方法,系统收敛时间长^[2],无法满足现役VHF电台的需求。文献^[3]中进一步提出了一种宽频带ICS(Interference Cancellation System),工作波段为225~400 MHz。该系统采用发射导频的双环自适应对消模式,可在 $f_c \pm 85$ kHz范围得到大于50 dB的干扰对消比,不过该系统同样受其关键器件性能的制约。文献^[4]提出了基带辅助的射频域自干扰抑制,其基本内容为在基带处理单元估计和重建自干扰信号,经过一条额外的射频通道后生成射频自干扰估计信号,并将其从接收射频信号中去除。文献^[5]针对同车电台互扰抑制问题,提出了结合天线耦合分析的射频互扰对消方案,一定程度上提高了对消系统的收敛速度。文献^[6]深入分析了自适应射频干扰对消系统收敛特性和反馈环路时延偏差问题。不过,上述文献均是针对单发单收的互扰抑制,未考虑复杂情况下的干扰对消问题。

除此之外,近几年射频干扰对消被广泛应用于民用的同时同频全双工系统^[7-10]。文献^[7]采用了与文献^[2,3]相近的对消方案,利用噪声消除芯片(型号:QHx220)实现了基于最速下降法的正交两路幅

度增益的反馈控制,通过幅度调节合成信号的相位完成最终的自干扰信号对消。文献^[8]在文献^[7]基础上,进一步改进了同时同频全双工系统中射频干扰对消的实现结构,取得了更优的性能。文献^[9]较为详细地分析了射频域自适应干扰对消方法的收敛速度和稳态性能,并通过不同参数的实验验证了其性能。文献^[10]分析了数字域自干扰抑制能力与射频域自干扰抑制量之间的量化关系,结果表明,全双工通信在执行射频域联合数字域自干扰抑制时,射频域自干扰抑制的增大量总是大于数字域自干扰抑制能力的减小量。文献^[11]针对射频域自干扰抑制收敛速度缓慢的问题,提出基于降维原理的射频域快速自干扰抑制算法,通过将2维求解转化为接收自干扰信号与自干扰参考信号互相关的1维求解,降低了优化问题的搜索维度和迭代次数。文献^[12]考虑单径无线自干扰信道场景,提出了基于快速搜索思想的射频自适应干扰抵消算法。文献^[13]分析了OFDM全双工系统中本振相位误差对系统性能的影响,文献^[14]针对射频干扰对消系统中时延误差,提出了利用多路时延合并的对消方案。不过,文献^[7-13]中涉及的射频干扰对消均是以单发单收为应用背景,不具有多发单收的复杂场景的适用性。

为此,本文从实际工程实现的角度出发,进一步分析了射频干扰对消系统中关键器件性能参数对系统的影响。收敛速度和对消比是射频干扰对消系统的两个重要性能指标,本文分析推导出了信号延时器和幅度衰减器等器件固有误差,与系统收敛时间以及对消比间的闭合关系式。通过仿真验证了理论推导结果的正确性,表明衰减器响应时间为30 μ s时,系统达到收敛状态所需时间约为300 μ s,衰减器精度误差的标准差为0.001时,系统对消比约为65 dB。

本文后续内容安排如下:第2节首先建立多发单收射频干扰对消模型,介绍其基本原理;第3节分析基于MCLMS算法射频干扰对消方法性能,推导发射电台数目 M 、收敛因子 μ 与互扰对消比MICR之间数学闭合表达式;第4节通过计算机仿真验证了理论分析的正确性;最后对论文进行了总结展望。

2 多发单收电台的射频干扰对消模型

假设一辆通信指挥车内有 $(M + N)$ 部电台同时

工作,其中 N 部电台处于发送状态, M 部电台处于接收状态。由于电台收发频率间隔一定,发送电台难以避免对接收电台产生干扰,但 M 部接收电台之间不存在相互影响。所以 N 部发送电台和 M 部接收电台的互扰场景,可分离为 M 个 N 发单收的互扰模型。

不失一般性,设同车 N 部电台发送,单部接收。射频干扰对消链路参数调整参考文献[5]单发单收射频干扰对消中所述的最小均方算法,如图1所示,多发单收的射频干扰对消模型如图2所示。

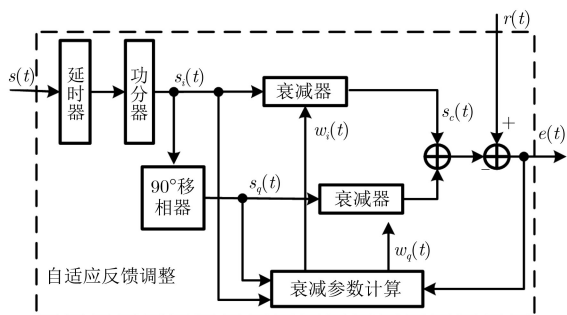


图1 单发单收射频干扰对消基本原理图

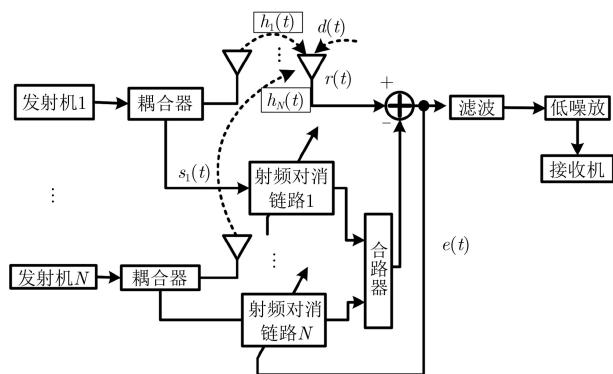


图2 多发单收射频干扰对消模型

由图2所示的多发单收射频干扰对消模型可知,接收天线输出信号 $r(t)$ 是由 N 个共址电台的互扰信号,期望信号和噪声构成,每个共址电台的互扰信号等于耦合信号 $s_k(t)$ 与传递函数 $h_k(t)$ 的卷积,即

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^N s_{1,k}(t) + d(t) + \varepsilon(t) \\ &= \sum_{k=1}^N [h_k(t) \cdot s_k(t)] + d(t) + \varepsilon(t) \end{aligned} \quad (1)$$

为便于分析,暂不考虑各发送天线与接收天线间互扰信道的多径传输和时延估计误差。在此基础上,该模型的各射频对消链路如图1所示,采用正交合成的方法调整对消信号的幅度和相位。该模型

的各射频对消支路采用LMS算法,则多发单收自适应反馈调整算法等价于多通道LMS算法(Multi-Channel LMS, MCLMS)^[15,16]。

由上述分析,基于MCLMS算法的多发单收射频干扰对消过程可描述为

$$\begin{aligned} s_c(t) &= \sum_{k=1}^N s_{c,k}(t) = [\mathbf{w}_1^T(t) \mathbf{w}_2^T(t) \cdots \mathbf{w}_N^T(t)] \\ &\quad \cdot [\mathbf{s}_1^T(t) \mathbf{s}_2^T(t) \cdots \mathbf{s}_N^T(t)]^T = \mathbf{W}^T(t) \mathbf{S}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} e(t) &= r(t) - s_c(t) \\ &= \sum_{k=1}^N s_{1,k}(t) - \mathbf{W}^T(t) \mathbf{S}(t) + u(t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{w}_k(t) = [w_{k,i}(t) \ w_{k,q}(t)]^T$ 为第 k 个发送电台对消链路的调整参数向量, $\mathbf{s}_k(t) = [s_{k,i}(t) \ s_{k,q}(t)]^T$ 为第 k 个链路的正交两路参考信号,由第 k 个发送天线前端耦合器引出,并经过对应的延时器。所以,衰减器调整参数 $\mathbf{W}(t)$ 和参考信号 $\mathbf{S}(t)$ 均为 $2N \times 1$ 维向量,二者的形式分别为 $\mathbf{W}(t) = [w_{1,i}(t) w_{1,q}(t) \cdots w_{N,i}(t) w_{N,q}(t)]^T$, $\mathbf{S}(t) = [s_{1,i}(t) s_{1,q}(t) \cdots s_{N,i}(t) s_{N,q}(t)]^T$ 。

为递推计算 $\mathbf{W}(t)$ 的最优值,需沿目标函数关于 $\mathbf{W}(t)$ 的梯度方向递进搜索,即

$$\mathbf{W}(t) = \mathbf{W}(t - \Delta T) - \frac{\mu}{2} \cdot \Delta \mathbf{W}(t) \quad (4)$$

考虑递进搜索的瞬时性,将式(3)所示的瞬时误差信号的平方作为目标函数,梯度方向的增量大小取决于式(4)中的收敛因子 μ ,由目标函数求得梯度方向的增量为

$$\Delta \mathbf{W}(t) = \frac{\partial e^2(t)}{\partial \mathbf{W}(t)} = -2e(t) \mathbf{S}(t) \quad (5)$$

由式(4)和式(5)得,本节多发单收射频干扰对消的衰减器调整参数向量递推计算公式为

$$\mathbf{W}(t) = \mathbf{W}(t - \Delta T) + \mu \cdot e(t - \Delta T) \mathbf{S}(t - \Delta T) \quad (6)$$

可见,式(2)至式(6)所示的多发单收射频干扰对消过程,所基于的准则与文献[5]单发单收射频干扰对消相同,下面将理论分析该对消过程的性能。

3 基于MCLMS的射频干扰对消性能分析

参考文献[5],以收敛特性和最终的MICR为主进行性能分析目标,同理MCLMS算法是建立在最小均方误差基础上,对其性能分析的本质在于推导误差信号均方差的变化^[6]。为便于分析,考虑发送电台的一致性,设MCLMS算法各个通道均采用固定收敛因子 μ ,如式(6)。

误差信号的均方值为

$$E \left\{ |e(t)|^2 \right\} = E \left\{ \left[\sum_{k=1}^N s_{1,k}(t) \right]^2 - 2 \mathbf{W}^T(t) \cdot \mathbf{S}(t) \sum_{k=1}^N s_{1,k}(t) + \mathbf{W}^T(t) \cdot \mathbf{S}(t) \mathbf{S}^T(t) \mathbf{W}(t) + u^2(t) \right\} \quad (7)$$

因暂不考虑互扰信号与参考信号的时延偏差, 可设接收天线输出的各互扰分量与参考信号向量满足式(8)关系

$$s_{1,k}(t) = [\beta_{k,i} \beta_{k,q}] s_k(t) \quad (8)$$

令 $\boldsymbol{\beta}_1 = [\beta_{1,i} \beta_{1,q} \cdots \beta_{N,i} \beta_{N,q}]^T$, 则有

$$\sum_{k=1}^N s_{1,k}(t) = \boldsymbol{\beta}_1^T \mathbf{S}(t) \quad (9)$$

因传输信息的不同, 通常 N 部发送天线辐射的互扰信号互不相关, 设 N 部发射电台耦合输出的参考信号强度均为 P , 功分器输出的正交两路信号均为 $P/2$, 则参考信号的自相关矩阵 \mathbf{R}_S 为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_S &= E \left\{ \mathbf{S}(t) \mathbf{S}^T(t) \right\} \\ &= E \begin{pmatrix} s_{1,i}(t) s_{1,i}(t) & s_{1,i}(t) s_{1,q}(t) & \cdots & s_{1,i}(t) s_{N,q}(t) \\ s_{1,q}(t) s_{1,i}(t) & s_{1,q}(t) s_{1,q}(t) & \cdots & s_{1,q}(t) s_{N,q}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N,q}(t) s_{1,i}(t) & s_{N,q}(t) s_{1,q}(t) & \cdots & s_{N,q}(t) s_{N,q}(t) \end{pmatrix} \\ &= \frac{P}{2} \mathbf{I}_{2N} \end{aligned} \quad (10)$$

其中, \mathbf{I}_{2N} 表示 $2N$ 维单位矩阵。又因 $\mathbf{W}^T(t) \mathbf{S}(t) = \mathbf{S}^T(t) \mathbf{W}(t)$, 则式(7)可化简为

$$\begin{aligned} E \left\{ |e(t)|^2 \right\} &= E \left\{ \boldsymbol{\beta}_1^T E \left[\mathbf{S}(t) \mathbf{S}^T(t) \right] \boldsymbol{\beta}_1 \right\} \\ &\quad - 2E \left\{ \boldsymbol{\beta}_1^T E \left[\mathbf{S}(t) \mathbf{S}^T(t) \right] \mathbf{W}(t) \right\} \\ &\quad + E \left\{ \mathbf{W}^T(t) E \left[\mathbf{S}(t) \mathbf{S}^T(t) \right] \mathbf{W}(t) \right\} \\ &\quad + \sigma^2 = \frac{P}{2} E \left\{ [\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}(t)]^T \cdot [\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}(t)] \right\} + \sigma^2 \end{aligned} \quad (11)$$

根据式(6), 可进一步得到 $E \left\{ |e(t)|^2 \right\}$ 与前一时刻参数向量 $\mathbf{W}(t - \Delta T)$ 的关系:

$$\begin{aligned} E \left\{ |e(t)|^2 \right\} &= \frac{P}{2} E \left[\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}(t - \Delta T) \right. \\ &\quad \left. - \mu \cdot e(t - \Delta T) \mathbf{S}(t - \Delta T) \right]^T \\ &\quad \cdot [\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}(t - \Delta T)] \\ &\quad \left. - \mu \cdot e(t - \Delta T) \mathbf{S}(t - \Delta T) \right] + \sigma^2 \end{aligned} \quad (12)$$

再根据式(3), 将 $e(t - \Delta T)$ 由 $\mathbf{W}(t - \Delta T)$ 和参考信号表示, 并入式(12), 得

$$\begin{aligned} E \left\{ |e(t)|^2 \right\} &= \frac{P}{2} E \left\{ \boldsymbol{\beta}_1^T \boldsymbol{\beta}_1 \right\} - \frac{\mu P^2}{2} E \left\{ \boldsymbol{\beta}_1^T \boldsymbol{\beta}_1 \right\} \\ &\quad + \frac{\mu^2 P^3}{8} E \left\{ \boldsymbol{\beta}_1^T \boldsymbol{\beta}_1 \right\} \\ &\quad - P \cdot E \left\{ \boldsymbol{\beta}_1^T \mathbf{W}(t - \Delta T) \right\} \\ &\quad + \mu P^2 \cdot E \left\{ \boldsymbol{\beta}_1^T \mathbf{W}(t - \Delta T) \right\} \\ &\quad - \frac{\mu^2 P^3}{4} E \left\{ \boldsymbol{\beta}_1^T \mathbf{W}(t - \Delta T) \right\} \\ &\quad + \frac{P}{2} E \left\{ \mathbf{W}^T(t - \Delta T) \mathbf{W}(t - \Delta T) \right\} \\ &\quad - \frac{\mu P^2}{2} E \left\{ \mathbf{W}^T(t - \Delta T) \mathbf{W}(t - \Delta T) \right\} \\ &\quad + \frac{\mu^2 P^3}{8} E \left\{ \mathbf{W}^T(t - \Delta T) \mathbf{W}(t - \Delta T) \right\} \\ &\quad + \frac{\mu^2 P}{2} E \left\{ \mathbf{S}^T(t - \Delta T) \mathbf{S}(t - \Delta T) \right. \\ &\quad \left. \cdot u^2(t - \Delta T) \right\} + \sigma^2 = \frac{P}{2} (1 - \mu P \\ &\quad + \frac{\mu^2 P^2}{4}) E \left\{ [\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}(t - \Delta T)]^T \right. \\ &\quad \left. \cdot [\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}(t - \Delta T)] \right\} + \frac{N \mu^2 P^2}{2} \sigma^2 + \sigma \end{aligned} \quad (13)$$

参考文献[15]类推方法, 设衰减器调整参数向量初始值为 \mathbf{W}_0 , 则误差信号均方值与收敛特性、残余干扰之间的关系为

$$\begin{aligned} E \left\{ |e(t)|^2 \right\} &= \frac{P}{2} \left(1 - \mu P + \frac{\mu^2 P^2}{4} \right)^n [\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}_0]^T \\ &\quad \cdot [\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}_0] + \frac{N \mu^2 P^2 \sigma^2}{2 \left[1 - (1 - \mu P/2)^2 \right]} \\ &\quad - \frac{P}{2} \left(1 - \mu P + \frac{\mu^2 P^2}{4} \right)^n \\ &\quad \cdot \frac{N \mu^2 P \sigma^2}{1 - (1 - \mu P/2)^2} + \sigma^2 \\ &= \frac{P}{2} \left(1 - \mu P + \frac{\mu^2 P^2}{4} \right)^n \\ &\quad \cdot \left([\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}_0]^T [\boldsymbol{\beta}_1 - \mathbf{W}_0] \right. \\ &\quad \left. - \frac{4N \mu \sigma^2}{4 - \mu P} \right) + \frac{2N \mu P \sigma^2}{4 - \mu P} + \sigma^2 \end{aligned} \quad (14)$$

其中, n 为假设初始收敛至当前状态所需的迭代递推次数。

由式(14)可知, 若多发单收的射频干扰对消过

程收敛, 则其收敛因子 μ 需满足

$$\left| 1 - \mu P + \frac{1}{4} \mu^2 P^2 \right| < 1, \text{ 即 } 0 < \mu < \frac{4}{P} \quad (15)$$

可见, 该对消过程中收敛因子需满足的条件与文献[15]中常规最小均方算法相同, 表明MCLMS与LMS算法相比, 收敛特性并未改变。

定义互扰对消比MICR表示为

$$\begin{aligned} \text{MICR} &= 10 \lg \left\{ \frac{E \left[\left| \sum_{k=1}^N s_{I,k}(t) \right|^2 \right]}{E \left[|e(t)|^2 \right] - \sigma^2} \right\} \\ &= -10 \lg \frac{2}{(\beta_1^T \beta_1) P} \left\{ \frac{P}{2} \left(1 - \mu P + \frac{\mu^2 P^2}{4} \right)^n \right. \\ &\quad \cdot \left([\beta_1 - \mathbf{W}_0]^T [\beta_1 - \mathbf{W}_0] - \frac{4N\mu\sigma^2}{4 - \mu P} \right) \\ &\quad \left. + \frac{2N\mu P \sigma^2}{4 - \mu P} \right\} \quad (16) \end{aligned}$$

根据式(16)可知, 基于MCLMS算法的 N 发单收射频干扰对消系统收敛时, 最终能够获得的MICR为

$$\begin{aligned} \text{MICR}_\infty &= 10 \lg \frac{P(\beta_1^T \beta_1) / 2}{\left(\frac{2N\mu P \sigma^2}{4 - \mu P} \right)} \\ &= 10 \lg \frac{(\beta_1^T \beta_1) (4 - \mu P)}{N\mu\sigma^2} \quad (17) \end{aligned}$$

通过上述分析可知, 若采用相同的收敛因子 μ , 基于MCLMS算法的多发单收射频干扰对消收敛特性与常规LMS算法的单发单收射频干扰对消相

同。由式(17)可知, 当收敛因子大小和参考信号、期望信号、噪声强度一定, 多发单收射频干扰对消的最终对消比主要取决于平均互扰信号强度。多发单收射频干扰对消后误差信号所包含的残余干扰强度增加 N 倍, 如式(14)所示, 收敛状态时第1项趋于零, 第2项为单发单收射频干扰对消的 N 倍。所以, 基于MCLMS算法的多发单收射频干扰对消方法能够达到的 MICR_∞ 与单发单收相近, 但对消后信号的信干噪比(SINR)与单发单收射频干扰对消相比, 减小为原来的 $1/N$ 。另外, 各对消支路可采文献[5]所提出的时变步长方法, 从而进一步提高 MICR_∞ 和输出信号的SINR。

4 仿真实验

以某型战术指挥车为例, 依据车内战术电台的实际情况进行仿真条件的设置, 车内共有超短波电台4部, 均工作在30.000~88.000 MHz频率范围内, 各发送和接收电台调制方式为GMSK, 信号带宽为25 kHz, 同车的发射电台输出的信号功率均为37 dBm, 其ACPR均为30 dB, 接收天线输出的期望信号功率 P_d 为-85 dBm, 输出的带内噪声功率 σ_e^2 为-105 dBm。接收电台工作频率为65.350 MHz。发送电台数目 N 设2, 3和4这三种, 暂不考虑 N 个发送天线与接收天线间的多径传输, N 部发送电台工作频率及相应互扰信道衰减的设置如表1所示。以 $N=2$ 为例, 接收天线输出的互扰、期望信号和噪声的功率谱如图3所示。由图3可见, 频率相近的两个互扰信号在期望信号频率处相互叠加, 共同影响了接收电台对期望信号的正确恢复。

表1 多发单收射频干扰对消仿真参数设置

发送电台数目 N	2	3	4
工作频率 f (MHz)	65.250, 65.375	65.200, 65.325, 65.425	65.250, 65.300, 65.375, 65.450
互扰信道衰减(dB)	20.500, 21.200	20.100, 20.200, 21.900	20.500, 20.800, 21.200, 22.100

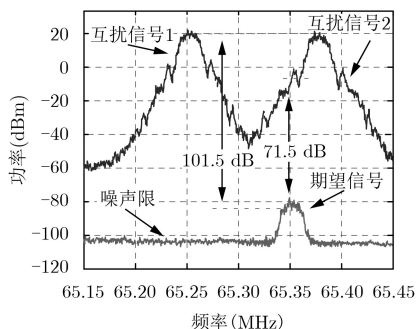


图3 多发单收互扰时接收天线输出信号功率谱

根据收发天线互扰信道的先验知识, 设定各发送电台耦合输出的参考信号功率 $P=20$ dBm。因多部发送电台采用相同调制方式, 若积分相关时间较短, 计算的调制增量不具较好的统计特性, 多个互扰信号间会产生短暂的相关性, 为避免这一点, 设 N 个对消链路的递推计算时间均为 $\Delta T=5 \mu\text{s}$, 积分响应时间为 $\Delta t=4 \mu\text{s}$, 收敛因子为 $\mu=0.5/P$ 。按照上述条件, 对3种发送电台数目仿真, 统计平均200次独立仿真结果, 其互扰对消比MICR收敛曲线如图4所示。

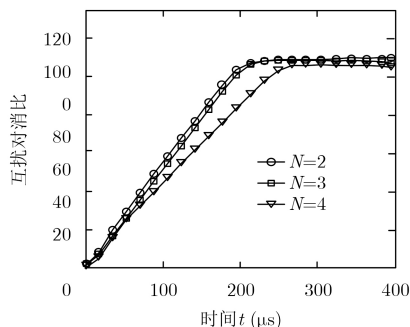


图4 同车发送电台数目 N 对应的MICR收敛曲线

由图4可见，发送电台数目的增加并未改变最终的对消比，也未影响整个对消过程的收敛特性。对于3种发送电台数目，本文方法对消比达到60 dB所需的收敛时间分别约为110.0 μs 、116.6 μs 和135.7 μs ，具有相同的收敛特性。3种发送电台数目对应的稳态对消比 MICR_∞ 分别约为110.82 dB、109.96 dB和108.83 dB。可见，随着发送电台数目的增加收敛速度和 MICR_∞ 均略有下降，将相关参数代入式(17)，计算的 MICR_∞ 理论值与上述仿真结果相吻合，从而验证了多发单收互扰对消比闭合表达式的正确性。

为进一步验证收敛因子大小对收敛速度和MICR的影响，以两发单收为例，收敛因子 μ 取值为 $0.2/P$ 、 $0.5/P$ 和 $1.0/P$ 3种情况，其他仿真条件不变，对应的互扰对消比MICR收敛曲线如图5所示。由图5可见，当MICR小于105 dB时，在给定MICR条件下，随着收敛因子 μ 取值的增大，对消收敛所需时间显著增加；在给定收敛时间条件下，收敛因子 μ 取值的越大，MICR随之降低。该结果反映了式(15)分析的正确性，表明对消系统需要根据对消比和收敛速度的要求设定收敛因子取适当的值。

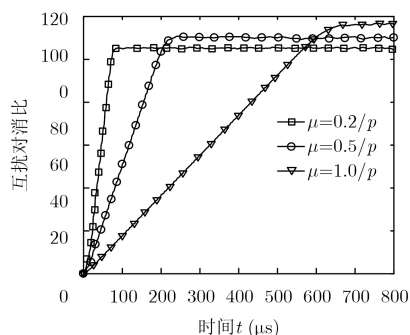


图5 $N=2$ 时不同收敛因子对应的MICR收敛曲线

5 结论

本文针对指控系统中同车多电台同时工作存在互扰的问题，提出基于MCLMS算法的多发单收射

频干扰对消方法，推导了发送电台数目、收敛因子与最终互扰对消比之间的数学关系，由此分析对消方法性能。理论分析和仿真表明，若同车多部电台发送信号不相关，则基于MCLMS算法的射频干扰对消方法，可同时有效抑制多部同车电台发送的互扰信号，为多部同车电台兼容性工作问题提供了有效解决途径，具有重要的工程应用价值和军事意义。

参考文献

- [1] 赵波, 全厚德, 崔佩璋. 无线电同址干扰定量分析方法研究[J]. 电波科学学报, 2011, 26(5): 837–843.
ZHAO Bo, QUAN Houde and CUI Peizhang. Quantitative analysis on radio co-site interference[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2011, 26(5): 837–843.
- [2] SAMTEL J H and STEPHEN J R. High power HF and noise cancellation system, RADC-TR-80-56 [R]. New York: Rome Air Development Center, 1980.
- [3] LEE D W and BURTON S A. High power broadband cancellation system, RADC-TR-81-15 [R]. New York: Rome Air Development Center, 1981.
- [4] 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. doi: 10.1109/TWC.2012.102612.111278.
- [5] 刘建成, 赵宏志, 全厚德, 等. 结合天线互耦分析的同车电台射频干扰对消[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(11): 2598–2605. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2015.11.27.
LIU Jiancheng, ZHAO Hongzhi, QUAN Houde, et al. RF interference cancellation based on antennas coupling analysis for radios on the co-vehicle[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(11): 2598–2605. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2015.11.27.
- [6] 李文禄, 赵治华, 李毅, 等. 含有用信号的自适应干扰对消系统时域分析[J]. 通信学报, 2012, 33(10): 183–190. doi: 10.3969/j.issn.1000-436X.2012.10.024.
LI Wenlu, ZHAO Zhihua, LI Yi, et al. Time-domain analysis of adaptive interference cancellation system with the desired signal[J]. *Journal on Communications*, 2012, 33(10): 183–190. doi: 10.3969/j.issn.1000-436X.2012.10.024.
- [7] CHOI J I, JAIN M, KANNAN S, et al. Achieving single channel, full-duplex wireless communication[C]. Proceedings of the Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Chicago, USA, 2010: 1–12. doi: 10.1109/WiCOM.2012.6478497.
- [8] JAIN M, CHOI J I, KIM T, et al. Practical, real-time, full-duplex wireless[C]. Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Las Vegas, USA, 2011: 301–312. doi: 10.1145/2030613.2030647.

- [9] 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](https://doi.org/10.1109/temc.2013.2265803).
- [10] 王俊, 赵宏志, 唐友喜. 基于降维原理的全双工射频域快速自干扰抑制算法研究[J]. *通信学报*, 2017, 38(8): 28–36. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2017161](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2017161).
WANG Jun, ZHAO Hongzhi, and TANG Youxi. Quick self-interference cancellation algorithm based on dimension reduction at radio frequency domain in full duplex system[J]. *Journal on Communications*, 2017, 38(8): 28–36. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2017161](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2017161).
- [11] 黎斯, 鲁宏涛, 邵士海, 等. 全双工通信射频域自干扰抑制量对数字域自干扰抑制能力的影响[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(6): 1278–1283. doi: [10.11999/JEIT160967](https://doi.org/10.11999/JEIT160967).
LI Si, LU Hongtao, SHAO Shihai, *et al.* Impact of the amount of RF self-interference cancellation on digital self-interference cancellation in full duplex communications[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(6): 1278–1283. doi: [10.11999/JEIT160967](https://doi.org/10.11999/JEIT160967).
- [12] 王俊, 赵宏志, 唐友喜. 同时同频全双工射频快速自适应干扰抵消算法[J]. *电子科技大学学报*, 2017, 46(4): 505–512. doi: [10.3969/j.issn.1001-0548.2017.04.005](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-0548.2017.04.005).
WANG Jun, ZHAO Hongzhi, and TANG Youxi. Quick adaptive self-interference cancellation at RF domain in full duplex systems[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2017, 46(4): 505–512. doi: [10.3969/j.issn.1001-0548.2017.04.005](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-0548.2017.04.005).
- [13] SYRJALA V, VALKAMA M, and ANTTILA L. 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. doi: [10.1109/TWC.2014.041014.131171](https://doi.org/10.1109/TWC.2014.041014.131171).
- [14] CHOI Y S and HOOMAN S M. Simultaneous transmission and reception: Algorithm, design and system level performance[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(12): 5992–6010. doi: [10.1109/TWC.2013.101713.121152](https://doi.org/10.1109/TWC.2013.101713.121152).
- [15] SIMON H. Adaptive Filter Theory (Fifth Edition)[M]. New York: Pearson Education, Inc, 2016: 245–253.
- [16] HUANG Y A and BENESTY J. Adaptive multi-channel least mean square and Newton algorithms for blind channel identification[J]. *Signal Processing*, 2002, 82(8): 1127–1138. doi: [10.1016/S0165-1684\(02\)00247-5](https://doi.org/10.1016/S0165-1684(02)00247-5).
- 孙慧贤: 男, 1980年生, 博士, 讲师, 研究方向为战术无线通信技术、指挥控制系统工程.
- 刘建成: 男, 1987年生, 博士, 研究方向为无线通信干扰抑制和通信信号自适应处理.
- 崔佩璋: 男, 1974年生, 副教授, 研究方向为指挥控制系统抗干扰技术.
- 全厚德: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信技术、指挥控制系统工程.
- 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.