

虚拟多参考输入自适应同址干扰抵消算法

谢跃雷¹, 刘洁¹, 李民政¹, 欧阳缮¹, 廖桂生²

(1. 桂林电子科技大学 信息与通信学院, 广西 桂林 541004; 2. 西安电子科技大学 雷达信号处理国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 针对同一空间内相邻发射机对接收机产生的同址干扰, 将接收信号过采样后虚拟出多路参考信号并与两级自适应滤波器相结合, 构成了一种虚拟多参考输入自适应同址干扰抵消算法。通过在接收纯干扰信号阶段调整第一阶滤波器的权系数, 接收信号中包含有用信号时调整第二阶滤波器的系数, 实现消除同址干扰恢复有用信号的功能。仿真结果表明, 所提同址干扰抵消算法与传统算法相比, 在简化了耦合装置的同时, 也具有更好的同址干扰抑制效果。

关键词: 同址干扰; 过采样; 虚拟多参考信号; 自适应滤波

中图分类号: TN911.4

文献标识码: A

Adaptive co-site interference cancellation algorithm with multiple virtual references

XIE Yue-lei¹, LIU Jie¹, LI Min-zheng¹, OUYANG Shan¹, LIAO Gui-sheng²

(1. School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China;

2. National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Wireless radio communication is usually deteriorated by co-site interferences produced by collocated transmitters. A two-stage adaptive filter with multiple virtual references that drew from over sampled receiving signal is proposed to cancel the co-site interferences. Co-site interferences can be cancelled and the desired signal can be recovered by adjusting the weights of the first filter when pure interferences are received and adjusting the weights of the second filter when the desired signal is consisted in received signals. The simulation results show that the proposed adaptive co-site interferences cancellation algorithm without the coupling device can achieve better performance than traditional algorithms.

Key words: co-site interference; oversampling; virtual multiple references; adaptive filtering

1 引言

在车载、舰载及机载无线通信中, 往往需要在有限空间内布置多部电台, 这些电台同时工作时, 由于其天线间距很近, 接收机通常会耦合进大量附近发射机发送的信号, 这就是同址干扰^[1~3]。合理布置收发天线及分配电台的工作频率可在一定程度上抑制同址干扰, 采用自适应干扰抵消方法^[4~13]可进一步消除同址干扰。

自适应干扰抵消方法应用于同址干扰消除中

的基本原理与自适应有源噪声控制类似, 均是从干扰源处耦合的多通道输入信号作为多个参考噪声信号, 与主通道接收的混合信号进行多参考输入信号自适应滤波 (MRAF, multiple references adaptive filtering), 利用参考噪声与混合信号中干扰信号的相关性将干扰信号消除, 不同的自适应滤波算法结构, 构成了不同的自适应干扰抵消方法。文献[4~7]中采用 FIR 滤波器结构, 分别利用 LMS 算法和 NLMS 算法实现自适应同址干扰抵消, 在接收的混合射频信号送入低噪声放大器之前, 消除同址干

收稿日期: 2014-05-05; 修回日期: 2014-09-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61362007, 61461015); 广西自然科学基金资助项目 (2013GXNSFFA019004); 广西无线宽带通信与信号处理重点实验室主任基金资助项目 (12107)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China(61362007, 61461015); The Natural Science Foundation of Guangxi Province (2013GXNSFFA019004); Guangxi Key Lab of Wireless Wideband Communication & Signal Processing Foundation (12107)

扰,避免接收机阻塞。文献[8~11]中采用LMS的改进算法实现干扰抵消,文献[8]中提出了一种Laguerre滤波器结构,利用LMS/F算法实现自适应同址干扰抵消,对长脉冲响应干扰具有更优的匹配性能和稳定性,文献[9,10]中分析基于FXLMS算法的自适应噪声抵消性能,并对列车车厢内的噪声进行了实验消除,文献[11]中将变步长的FXLMS算法应用于噪声控制,有效提高了算法的收敛速度。文献[12,13]中研究了基于RLS类算法的自适应干扰抵消,以增加运算复杂度为代价,可取得比LMS类算法更好的性能。但将以上自适应干扰抵消方法应用于同址干扰抵消时,参考输入信号要从多个相邻发射天线处耦合得到,每路参考输入信号都需要单独的耦合器、模数转换及信号调理电路,从而增大了整个同址干扰抵消系统的复杂度。

由无线电台的通信过程易知,接收电台是可以判断接收信号中何时开始包含有用信号的。根据无线电台的这一特点,结合虚拟信号的思想^[14~16],本文提出一种虚拟多参考信号自适应滤波(MVRAF, multiple virtual references adaptive filtering)同址干扰抵消算法。将电台收到呼号前接收天线收到的纯干扰信号进行过采样,抽取形成多路虚拟参考信号,与电台通信链路建立后接收的包含有用信号的混合信号进行自适应干扰抵消,在通信环境短时间不变的条件下,可有效地消除同址干扰,且无需从发射天线处耦合干扰信号。

2 信号模型

假设在有限工作空间内有 N 个电台,电台调制后的信号 $s(t)$ 可表示为

$$s(t) = a(t) \cos \omega t \quad (1)$$

其中, $a(t)$ 为基带信息码元, ω 为载波频率。在某一时刻一个电台处于接收状态,其载波频率为 ω_0 ,其接收远方发送的有用信号 $d(t)$ 可表示为

$$d(t) = s_0(t) \otimes p(t) = a_0(t) \cos \omega_0 t \otimes p(t) \quad (2)$$

其中, $p(t)$ 为有用信号的无线传输信道,若此时其他 $N-1$ 个电台均处于发射状态,则接收电台受到的同址干扰 $J(t)$ 可表示为

$$J(t) = \sum_{i=1}^{N-1} J_i(t) = \sum_{i=1}^{N-1} s_i(t) \otimes h_i(t) = \sum_{i=1}^{N-1} a_i(t) \cos \omega_i t \otimes h_i(t) \quad (3)$$

其中, $h_i(t)$ 为同址干扰传输信道,由于收发天线距

离很近,该信道为典型的具有直达路径的莱斯信道。接收电台接收到的混合信号可表示为

$$r(t) = d(t) + J(t) + n(t) \quad (4)$$

其中, $n(t)$ 为加性高斯白噪声,同址干扰抵消算法就是要研究如何从接收的混合信号 $r(t)$ 中有效地去除同址干扰 $J(t)$ 。多参考输入的自适应滤波同址干扰抵消算法的结构^[12]如图1所示,从每一个发射天线处耦合一个信号 $x_i(t)$ 作为参考信号, $x_i(t)$ 可表示为

$$x_i(t) = \eta_i s_i(t) \quad (5)$$

其中, η_i 为耦合因子,显然, $N-1$ 个参考信号 $x_i(t)$ 与同址干扰 $J(t)$ 是相关的,将各参考信号及接收信号数字化后,输入到自适应滤波器,通过与混合信号 $r(n)$ 相减得到的误差信号反馈到滤波器,调整滤波器系数,使滤波器输出误差 $e(n)$ 的功率达到最小,有

$$e(n) = r(n) - y(n) \quad (6)$$

$$y(n) = W(n)X(n) \quad (7)$$

若滤波器的阶数为 L ,式中 $W(n)$ 为 $L(N-1)$ 维行向量, $X(n)$ 为 $L(N-1)$ 维列向量,其表达为

$$X(n) = [x_1(n), \dots, x_{N-1}(n)]^T \quad (8)$$

$$x_i(n) = [x_i(n), x_i(n-1), \dots, x_i(n-L+1)] \quad (9)$$

$$W(n) = [w_1, w_2, \dots, w_{N-1}] \quad (10)$$

$$w_i = [w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{iL}] \quad (11)$$

滤波器系数矢量 $W(n)$ 的更新可以采用LMS类算法^[4~11]或RLS类算法^[12,13],在上述多参考输入自适应同址干扰抵消系统中,参考信号 $x_i(n)$ 及接收信号 $r(n)$ 需要由耦合信号 $x_i(t)$ 和接收信号 $r(t)$ 经模数转换得到,当干扰源数目较多时,需要多路耦合器、信号调理电路及模数转换模块,且需要进行系统时钟同步设计,整个多参考输入自适应同址干扰抵消系统实现起来相当复杂。

3 虚拟多参考同址干扰抵消算法

无线电台的通信过程包括呼号、握手及链路建立,在电台未收到呼号通信链路未建立前,其接收的信号中不包含有用信号,仅由同址干扰信号和噪声构成,此时的接收信号中包含了所有发射机对接收机造成的同址干扰信息。当接收电台与发射电台间通信链路建立后,接收的信号中就加入了有用信

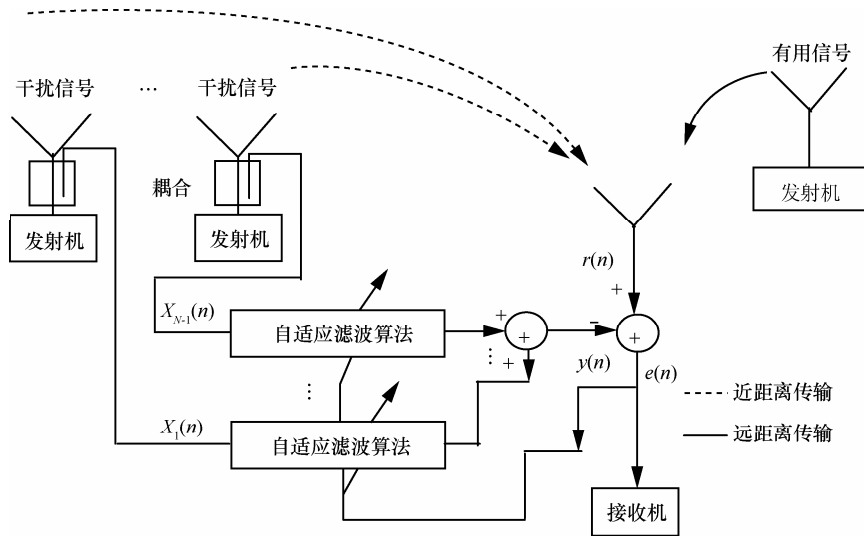


图 1 多参考同址干扰抵消系统模型

号，而短时间内同址干扰信号的统计特性是不变的，则完全可以将电台通信链路建立前接收的同址干扰信号作为参考输入信号，来消除电台通信链路建立后的同址干扰。基于这一思想，采用多参考输入结合两级滤波的结构，一个虚拟多参考输入两级自适应同址干扰抵消算法结构如图 2 所示。

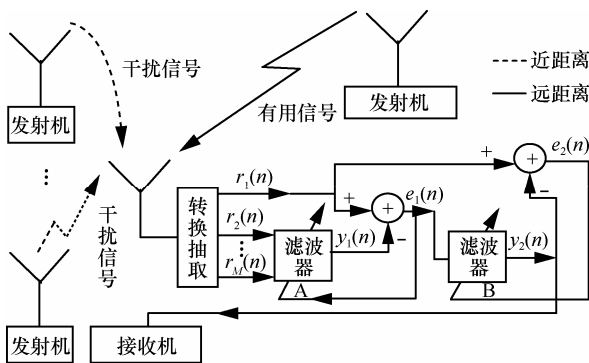


图 2 虚拟多参考输入两级滤波噪声抵消算法原理

将接收天线收到的信号经过采样后均匀抽取成 M 路信号，将其中任意一路 $r_1(n)$ 设为主通道信号，其他 $M-1$ 路信号 $r_2(n), r_3(n), \dots, r_M(n)$ 设为参考输入信号，也就是说通过对接收信号过采样后再抽取，虚拟出了多路参考信号，送滤波器 A 及滤波器 B 中进行同址干扰抵消，算法结构如下。

1) 在纯噪声阶段

此阶段电台通信链路未建立，接收到的信号是由同址干扰和噪声构成的，将抽取出的信号 $r_1(n), r_2(n), \dots, r_M(n)$ 的值记作 $x_1(n), x_2(n), \dots, x_M(n)$ ，调整滤波器 A 的系数，利用参考信号 $x_2(n), \dots$

$x_M(n)$ 来消除主通道信号 $x_1(n)$ ，由于这些信号是同一路信号抽取出来的，参考信号路数越多，与主通道信号的相关性就越大， L 阶滤波器 A 的迭代如下

$$e(n) = x_1(n) - \mathbf{w}^T \bar{\mathbf{X}}(n) \quad (12)$$

$$\bar{\mathbf{X}}(n) = [\bar{x}_2(n), \bar{x}_3(n), \dots, \bar{x}_M(n)]^T \quad (13)$$

$$\bar{x}_i(n) = [x_i(n), x_i(n-1), \dots, x_i(n-L+1)] \quad (14)$$

$$\mathbf{w} = [w_2, w_3, \dots, w_M] \quad (15)$$

$$\mathbf{w}_i = [w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{iL}] \quad (16)$$

若权系数更新采用 RLS 自适应算法，则有

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{K}(n)[x_1(n) - \bar{\mathbf{X}}^T(n)\mathbf{w}(n-1)] \quad (17)$$

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \bar{\mathbf{X}}(n)}{1 + \lambda^{-1} \bar{\mathbf{X}}^T(n) \mathbf{P}(n-1) \bar{\mathbf{X}}(n)} \quad (18)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \mathbf{K}(n) \bar{\mathbf{X}}^T(n) \mathbf{P}(n-1) \quad (19)$$

2) 在含有用信号阶段

此阶段电台通信链路已经建立，接收信号为同址干扰信号、噪声及有用信号的混合。电台通信的传输环境短时间内是基本不变的，并且在实际工作环境中，同一空间内的电台一般按照频率分配方案使用不同的频率，这样同址干扰信号的频率与有用信号频率就不一样，滤波器 A 跟踪有用信号的权系数与跟踪干扰信号的权系数也是不一样的。在本阶段将滤波器 A 的权系数固定，即保持在纯干扰阶段收敛的滤波器系数不变，达到抵消同址干扰信号的

目的，同时确保有用信号不会被消除。此时主通道信号 $r_1(n)$ 为 $x_1(n)+d_1(n)$ ，参考通道信号为 $x_2(n)+d_2(n), x_3(n)+d_3(n), \dots, x_M(n)+d_M(n)$ ， $d_1(n), d_2(n), \dots, d_M(n)$ 为有用信号 $d(n)$ 过采样后的 M 路抽取信号，此时有

$$y_1(n) = \mathbf{w}^* (\bar{\mathbf{d}}(n) + \bar{\mathbf{X}}(n)) \quad (20)$$

$$\bar{\mathbf{d}}(n) = [\bar{d}_2(n), \bar{d}_3(n), \dots, \bar{d}_M(n)]^T \quad (21)$$

$$\bar{d}_i(n) = [d_i(n), d_i(n-1), \dots, d_i(n-L)] \quad (22)$$

$$\begin{aligned} e_1(n) &= x_1(n) + d_1(n) - y_1(n) \\ &= x_1(n) + d_1(n) - \mathbf{w}^* \bar{\mathbf{d}}(n) - \mathbf{w}^* \bar{\mathbf{X}}(n) \\ &= d_1(n) - \mathbf{w}^* \bar{\mathbf{d}}(n) + e \end{aligned} \quad (23)$$

其中， \mathbf{w}^* 为式(12)中 \mathbf{w} 的最优滤波器系数， e 为纯干扰信号阶段得到的最优预测误差。由式(23)可以看出 $e_1(n)$ 是 $d_1(n)$ 的畸变信号，与 $d_1(n)$ 相关，将 $e_1(n)$ 作为滤波器 B 的输入，进行第二级滤波，可以达到增强恢复出有用信号的目的，此时调整滤波器 B 的系数，使滤波器 B 的输出与主通道信号的差的均方值 $E[e_2(n)^2]$ 达到最小，滤波器 B 的输出信号即消噪后的有用信号，有

$$e_2(n) = x_1(n) + d_1(n) - y_2(n) \quad (24)$$

$$y_2(n) = \mathbf{w}\mathbf{w} \bar{\mathbf{e}}_1(n) \quad (25)$$

$$\bar{\mathbf{e}}_1(n) = [e_1(n), e_1(n-1), \dots, e_1(n-L_1+1)]^T \quad (26)$$

$$\mathbf{w}\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_{L_1}] \quad (27)$$

$$\begin{aligned} E[e_2^2(n)] &= E\{[x_1(n) + d_1(n) - y_2(n)]^2\} \\ &= E\{[x_1(n)]^2\} + E\{[d_1(n) - y_2(n)]^2\} + \\ &\quad E\{2x_1(n)[d_1(n) - y_2(n)]\} \end{aligned} \quad (28)$$

其中， $\mathbf{w}\mathbf{w}$ 为滤波器 B 的系数， L_1 为滤波器 B 的阶数。从式(28)可以看出，为了达到均方误差最小，在同址干扰信号与有用信号不相关的条件下，也就是使 $E[(d_1(n) - y_2(n))^2]$ 最小。滤波器 B 也可看作是参考信号 $e_1(n)$ 与 $d_1(n)$ 相关，从混合信号输入信号 $x_1(n) + d_1(n)$ 中将 $d_1(n)$ 消除掉，自适应调整 $\mathbf{w}\mathbf{w}$ 值，最终 $y_2(n)$ 的值会收敛于 $d_1(n)$ ， $d_1(n)$ 是有用信号 $d(n)$ 过采样后的一个抽取，包含了 $d(n)$ 的全部信息，因此可以从 $y_2(n)$ 中解调出有用信息。 $\mathbf{w}\mathbf{w}$ 的 RLS 自适应更新算法为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}\mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}\mathbf{w}(n-1) + \mathbf{K}(n)[x_1(n) + d_1(n) - \\ &\quad \bar{\mathbf{e}}_1(n)^T \mathbf{w}\mathbf{w}(n-1)] \end{aligned} \quad (29)$$

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \bar{\mathbf{e}}_1(n)}{1 + \lambda^{-1} \bar{\mathbf{e}}_1(n)^T \mathbf{P}(n-1) \bar{\mathbf{e}}_1(n)} \quad (30)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \mathbf{K}(n) \bar{\mathbf{e}}_1(n)^T \mathbf{P}(n-1) \quad (31)$$

以上两级结构的自适应滤波器中，滤波器 A、B 权系数的调整还可采用 LMS、LMS/F、FXLMS 等自适应迭代算法。该算法具有以下特点：首先，该滤波器的虚拟多路参考信号是由同一路信号经过采样后均匀抽取而来的，抽取的路数越多及每路的等效采样率越高，虚拟的参考信号与主通道信号的相关性越强，算法性能越好；其次，当电台长时间工作，同址干扰时变时，如有新的发射机产生同址干扰，干扰抵消算法性能将会下降，此时，通信收发双方需要重新通过握手建立链路，虚拟多参考输入自适应同址干扰抵消算法将重复以上的 2 个阶段，这与多参考自适应同址干扰抵消算法在同址干扰改变后，需要一定时间重新收敛本质上是一样的。

4 仿真结果分析

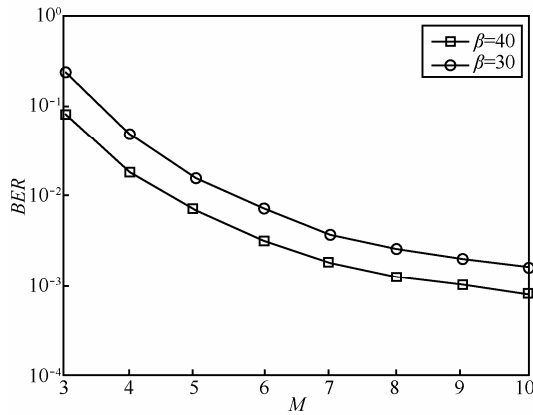
实验中选择常用短波扩频电台，设置了 3 个同址干扰信号以及有用信号均为直接扩频信号，信息码元速率为 58 kbit/s，扩频码为长度 15 的 gold 码，采用 BPSK 调制。有用信号载波频率为 5 MHz，3 个干扰信号载波频率分别为 8 MHz、10 MHz、12 MHz，同址干扰信道为三径的莱斯多径信道，信噪比为 25 dB、26 dB、28 dB。文中所提 MVRAF 同址干扰抵消方法第一级滤波器阶数为 4，第二级滤波器阶数为 2，传统的 MRAF 同址干扰抵消方法的滤波器阶数为 4。

实验 1 采样率对算法性能的影响仿真

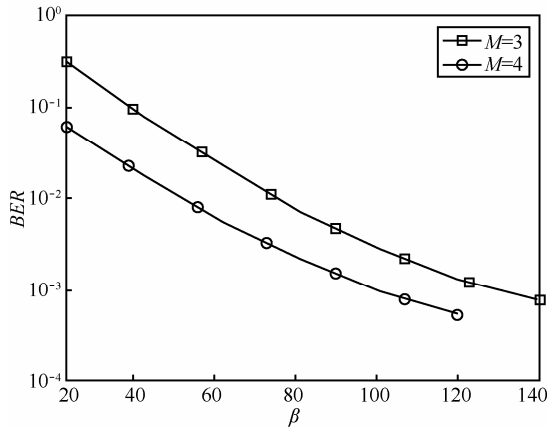
令 f_s 为电台接收端总的采样率， M 为抽取信号路数， f_{es} 为抽取后每路的等效采样率，则有 $f_s = Mf_{es}$ ，定义过采样系数 $\beta = f_s T_c$ ， T_c 为扩频码周期。分别验证保持 β 不变，误码率随 M 的变化情况，保持 M 不变，误码率随 β 的变化情况，结果如图 3 所示。

由图 3(a)中误码率仿真的 2 条曲线可知，当抽取的路数相同时， β 越小，即各分路信号的等效采样率越低，误码率越高；当 β 一定时，即各分路信号的采样点数一定时，信号抽取的路数越多，误码率越低。由图 3 (b)中误码率仿真的 2 条曲线可见，当接收信号抽取成 3 路， $\beta > 140$ 时，误码率小

于 10^{-3} ，能够满足通信要求；当接收信号抽取成 4 路， $\beta > 120$ 时，误码率小于 10^{-3} ， $\beta = 140$ 时，误码率已经小于 10^{-4} 。



(a) 误码率随 M 变化曲线



(b) 误码率随 β 变化曲线

图 3 误码率仿真

实验 2 干扰抵消性能仿真

进一步验证比较 MVRAF 同址干扰抵消方法与传统的 MRAF 同址干扰抵消方法的性能，设置 MVRAF 抽取路数 $M=3$ ，每路等效采样速率 120 MHz，MRAF 每路采样速率为 120 MHz，两者均采用 RLS 递归迭代，抵消性能如图 4 所示。

图 4 中，第一个功率谱为接收到的混合信号的功率谱，图中含有 4 个频率成分的信号，分别为横坐标 5.7、9.2、11.5、13.8 处，即频率为 5 MHz、8 MHz、10 MHz 以及 12 MHz，其中频率为 5 MHz 的有用信号功率相对较小，已经被同址干扰信号淹没。第 2 个为有用信号的真实功率谱。仿真结果表明，MVRAF-RLS 算法及 MRAF-RLS 算法都可恢复出有用信号，抵消同址干扰信号，信号能量集中

在频率为 5 MHz 处，与有用信号的功率谱图基本一致，对同址干扰信号的抑制 MVRAF-RLS 方法略优于 MRAF-RLS 方法。

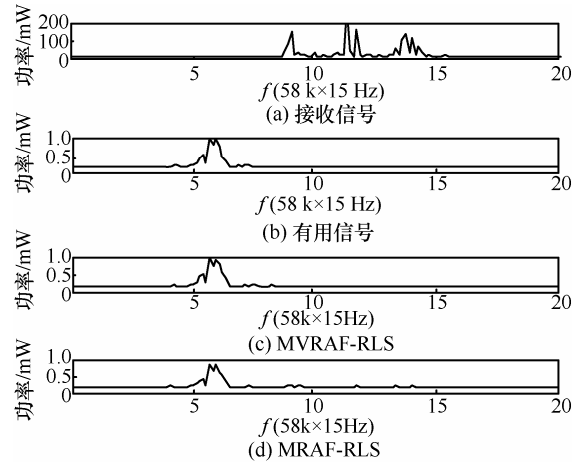


图 4 功率谱仿真比较

实验 3 误码率仿真

图 5 为 MVRAF 同址干扰抵消算法与 MRAF 同址干扰抵消算法的误码率性能仿真。仿真条件与实验 2 中相同。MRAF 同址干扰抵消算法的自适应迭代分别取 LMS^[4]、LMS/F^[8]及 RLS^[12]。由图 5 可见，MRAF-LMS 自适应同址干扰抵消算法误码率性能最差，MRAF-LMS/F 及 MRAF-RLS 误码率性能逐渐变好，MVRAF-RLS 同址干扰抵消算法误码率性能最好，在信干比为 -20 dB 时误码率是 10^{-3} ，可以达到通信要求。

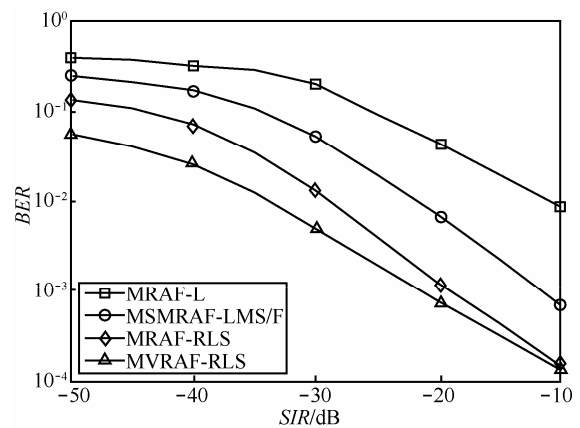


图 5 2 种算法误码率的比较

5 结束语

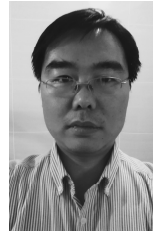
本文针对多干扰源时同址干扰消除中参考信号耦合复杂的问题，提出一种虚拟多参考输入信

号同址干扰抵消算法, 通过提高采样率增加虚拟参考信号的个数可以获得更好的抵消性能, 简化了干扰信号耦合处理装置, 更加适合实际环境中有限工作空间内各个设备的工作。与传统的多参考信号干扰抵消方法相比, 虚拟多参考输入自适应同址干扰抵消算法需要较高的采样率, 但随着模数转换器件性能的不断提高, 较高的采样率越来越容易实现。

参考文献:

- [1] 赵波, 全厚德, 崔佩璋. 同址干扰对车载通信系统的影响分析[J]. 系统仿真学报, 2012, 24(5):16-20.
ZHAO B, QUAN H D, CUI P Z. Analysis of co-site interference effect on vehicular communication system[J]. Journal of System Simulation, 2012, 24(5): 16-20.
- [2] LU M, BRUNO J, DENG Y, *et al.* Co-site interference mitigation using optical signal processing[A]. Proc of SPIE 8397, Enabling Photonics Technologies for Defense, Security, and Aerospace Applications VIII[C]. Maryland, 2012.1-8.
- [3] PIRICH R, BASANEZ C, ANUMOLU P. Electromagnetic environmental effects modeling, simulation & test validation for cosite mitigation- an overview[A]. Systems, Applications and Technology Conference[C]. NY, 2008. 1-16.
- [4] AHMED S, FAULKNER M. Interference at colocated base stations: a review[A]. IEEE 23rd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)[C]. Sydney, 2012. 1716-1721.
- [5] KARAWAS G, GOVERDHANAM K, KOH J. Wideband active interference cancellation techniques for military applications[A]. Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)[C]. Rome, 2011. 390-392.
- [6] AHMED S, FAULKNER M. An adaptive cancellation system for a colocated receiver and its dynamic range[A]. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)[C]. Phoenix, 2011.271-274.
- [7] DING Z Y, SONG W W, FANG C H, *et al.* Study on the cosite interference cancellation using AIC technique[A]. The Fifth Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics[C]. 2009.365-368.
- [8] 袁小刚, 黄国策, 刘剑. 用 Laguerre 滤波器实现自适应跳频同址干扰抵消[J]. 计算机科学, 2009, (11): 93-96.
YUAN X G, HUANG G C, LIU J. Adaptive FH cosite interference cancellation using laguerre filter[J]. Computer Science, 2009, (11): 93-96.
- [9] JANG H S, KIM Y M, CHUNG J D, *et al.* KTX's interior noise reduction performance comparison for each section using multichannel active noise control[A]. International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)[C]. Jeju Island, 2012. 1265-1270.
- [10] ARDEKANI I T, ABDULLA W H. Effects of imperfect secondary path modeling on adaptive active noise control systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2012, 20(5): 1252-1262.
- [11] HUANG B, XIAO Y, SUN J, *et al.* A variable step-size FXLMS algorithm for narrowband active noise control[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2013, 21(1-2): 301-312.
- [12] 袁小刚, 黄国策. 多参考输入适应 IIR 跳频同址干扰抵消算法研究[J]. 现代防御技术, 2009, 37(5): 94-98.
YUAN X G, HUANG G C. Multiple references adaptive IIR FH cosite interference cancellation algorithm[J]. Modern Defense Technology, 2009, 37(5):94-98.
- [13] JEBASTINE J, SHEELA R B. Hardware implementation of effective noise cancellation in speech signal for multi channel adaptive system using FXT-RLS algorithm[J]. European Journal of Scientific Research, 2012, 91(3): 458-475.
- [14] LI W X, LI Y P, YU W H. On adaptive beamforming for coherent interference suppression via virtual antenna array[J]. Progress in Electromagnetics Research, 2012, 125: 165-184.
- [15] REN C, WANG X M, XUE Z H. Research on grating lobe suppression based on the virtual array transformation algorithm[A]. International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE)[C]. 2012. 206-209.
- [16] ROJAS J D, FLORES ALSINA X, JEPPSSON U, *et al.* Application of multivariate virtual reference feedback tuning for wastewater treatment plant control[J]. Control Engineering Practice, 2012, 20(5): 499-510.

作者简介:



谢跃雷 (1975-), 男, 河北邯郸人, 桂林电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、阵列信号处理等。



刘洁 (1989-), 女, 湖南衡阳人, 硕士, 主要研究方向为通信信号处理。



李民政 (1972-), 男, 甘肃兰州人, 桂林电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信网络中的协作分集编码、网络编码、预编码理论与技术。

欧阳缙 (1960-), 男, 江西安福人, 桂林电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、超宽带雷达技术及信号处理等。

廖桂生 (1963-), 男, 广西桂林人, 西安电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为空时自适应信号处理、雷达检测系统及信号处理等。