文章编号:1003-0530(2017)03-0430-07

基于多级维纳滤波器的空时自适应信号处理及其在无线通信系统中的应用

洪 玺 王文杰 殷勤业
(西安交通大学,陕西西安 710049)

摘 要:针对远距离无线通信接收机处的多径效应与干扰信号影响,本文提出一种基于空时自适应信号方法。该方法基于多级维纳滤波分解,对输入信号在空域和时域内联合处理,可以在有效改善接收误码率性能的同时抑制干扰信号的影响。此外,该方法还具有低复杂度的特点,提高了处理的实时性。本文还给出了一种对视距和多径散射环境均适用的多级维纳滤波级数选择方法,增强了计算资源使用的准确性。本文方法在实现上对输入信号的结构设计要求宽松,与已有空时自适应处理方法相较,在复杂度、谱效率和发射功率利用率上更有优势。

关键词:非视距;空时自适应信号处理;多级维纳滤波器;降秩算法;低复杂度
中图分类号:TN911.72 **文献标识码**:A **DOI**:10.16798/j.issn.1003-0530.2017.03.026

Multistage Wiener Filter Based Space and Time Adaptive Signal Processing and Its Application in Wireless Communication Systems

HONG Xi WANG Wen-jie YIN Qin-ye
(Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China)

Abstract: To deal with the effects of multipath and interference on long distance wireless communication receiver, we give a space and time adaptive processing (STAP) method. This method based on multistage wiener filter (MSWF) decomposition, processes received signals in spatial and temporal domain together, then it can effectively improve receiving bit error rate performance and suspend interference effort. Besides, the method has a good feature of low complexity, which makes the processing much real-time. What's more, we also give an easy way to determine the number of stages of MSWF-STAP in both Line-of-Sight and multipath environment, which makes it consuming calculation resource accuately. Compared with know STAP algorithms, the method in this paper has a lower request on signal structure, but has advantages in complexity, spectrum efficiency and transmitting power saving.

Key words: non-line-of-sight; space and time adaptive processing; multistage wiener filter; reduced-rank algorithm; low complexity

1 引言

在无线通信中,多天线技术的应用可以使收发信机有更大的覆盖范围和更高的接收灵敏度。特别是在军事通信中,空域自适应滤波是远距离通信节点改善视距信号质量、对抗干扰信号影响的重要手段之一。空域自适应信号处理(Space Adaptive Processing, SAP)可以在空域内对用户方向形成波束,并在干扰信号的来波方向设置"零陷",可以有效抑制干扰信号的影响。传统远距离通信的收发信机是"先空域、后时域(或频域)"级联处理的,这种信号处理结构简单,可在视距(Line-of-Sight, LOS)条件下保证通信节点有良好的接收性能。然而,在非视距(Non-Line-of-Sight, NLOS)环境下,接收机附近的物体遮挡会产生较为显著的多径效应,这使得输入信号在空域和时域内都有扩展,而级联式处理

收稿日期:2016-10-31;修回日期:2017-01-22
基金项目:国家 863 项目(2015AA011306)

对空域和时域的处理是独立的,无法同时应对两个自由度内的联合扩展,这导致传统多天线接收机在信号散射较为明显时无法获得较好的接收性能。

为了对抗输入信号的多径效应并提升接收机的抗干扰能力,已有许多文献指出[1-2],接收机联合多个自由度对信号解调,可更加充分利用信道特征,进而改善接收机的性能。多输入多输出的正交频分复用(Multiple Input Multiple Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing, MIMO-OFDM)系统利用傅里叶变换将信道的空域和时间扩展变换为频域子载波上的多天线并行子信道,各子信道是平衰落的且仅在空域上有扩展,通过最大比合并各子信道的空域响应,可简单有效地利用空频联合改善接收机性能。但 OFDM 信号较高的峰均比对发射机射频功放的线性度提出了较高的要求,当发射功率受限时,较高的峰均比使系统需预留出较大的功率回退空间,这导致通信节点的覆盖范围将大幅下降。多输入多输出的单载波频域均衡(Multiple Input Multiple Output Single Carrier Frequency Domain Equalization, MIMO-SC-FDE)系统与 MIMO-OFDM 类似,也可以有效地利用输入信号空域和频域的信息,同时有低峰均比的优点。但由于符号块间保护间隔的存在,MIMO-SC-FDE 和 MIMO-OFDM 的谱效率均有一定的损失,这限制了它们在带宽受限场景下的应用。同时,保护间隔的设置也消耗了一定的发射功率,这使得在发射功率和带宽的共同限制下,MIMO-SC-FDE 覆盖范围并不能达到最优。此外,在对抗干扰信号影响时,MIMO-SC-FDE 和 MIMO-OFDM 需要一定的已知先验信息。空时自适应处理(Space and Time Adaptive Processing, STAP)是一种高效的抗干扰信号处理方法,已在诸如雷达、导航信号处理等多个领域中应用[3-4,9]。该方法可以利用空域和时域的信息,对输入信号在多个自由度内联合处理,缓解多径效应的影响,并高效的对干扰信号予以抑制。该方法对输入信号的结构要求较为宽松,并不要求信号结构组成中有类似于循环前缀的保护间隔,这在一定程度上可以提升通信链路容量,降低发射机功放的器件要求;此外,这种方法在对抗外部输入干扰信号时仅需要导频序列的时域信息,而并不需要预先获知干扰信号的各参数信息,降低了系统对电磁环境先验信息的要求。

然而,STAP 在空域和时域上联合的处理极大的增加了接收机的处理复杂度,特别是涉及求逆运算时,STAP 的处理实时性将难以保证。目前,已有许多研究关注于 SAP 和 STAP 中低复杂度的降秩算法。主成分元法[5]、互谱分析法[6]和子空间跟踪[7]等方法虽然可以降低空时二维权系数计算时的复杂度,但大多基于输入信号的特征值分解,并未显著降低算法整体复杂度。多级维纳滤波(Multistage Wiener Filter, MSWF)[8]因其低复杂度的特点已在雷达、导航等领域内广泛应用[8-9,14],该方法在求解时不需要求逆或特征值分解等复杂计算,显著提升了相关算法的实时性。[14]将 MSWF 应用于快速子空间的估计中,可以在确定子空间维度的同时明显降低算法复杂度。对于多天线接收机,[9]介绍了一种基于 MSWF 的空时域滤波方法,可以有效地改善接收机的信干噪比性能,但没有给出确定 MSWF 分解级数的方法。[12]介绍了一种利用滤波输出均方误差(Mean Square Error, MSE)快速确定 SAP-MSWF 分解级数的方法,但仅根据 MSE 确定 MSWF-STAP 分解级数会有较大的误差。

本文在接收机前端的信号处理部分使用 STAP,利用空域和时域的自由度有效对抗了多径效应和干扰信号的影响,并利用 MSWF 较为明显的降低 STAP 在实现中的复杂度,并给出了一种在视距和多径散射环境中均可工作的 MSWF 级数的选取方法,使 MSWF 级数的选取更有目的性,避免了计算资源的浪费。

2　系统模型

简单考虑,设置接收机的天线数量为 N,天线阵列为均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA),阵元间距为 d。在远距离点对点通信系统中,由于信号传播路径上有物体反射和遮挡,使得信号沿着不同路径入射接收天线阵列,路径间的时延大小互不相同,则对于任意一条路径而言,其在天线阵列上的响应可以用下式表示:

$$\boldsymbol{h}_i = \alpha_i \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi f_c}{C}\sin\theta_i} \\ \vdots \\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi f_c}{C}(N-1)\sin\theta_i} \end{pmatrix} \delta(t-\tau_i) \qquad (1)$$

其中,C 为真空中的光速,f_c 为信号中心的频率,α_i、θ_i 和 τ_i 分别为第 i 条路径的路径衰减因子、入射阵列角度和时延大小。因为遮挡物体通常集中于接

收机附近,则可以近似认为不同路径上的多普勒频偏近似相等。接收机天线阵列输出经过下变频与信号采样,按照空域角度划分,可以将信道响应用离散信号的形式表示为:

$$\boldsymbol{H}=\sum_{k=0}^{K}\begin{pmatrix}1\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi f_c}{C}\sin\theta_k}\\ \vdots\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi f_c}{C}(N-1)\sin\theta_k}\end{pmatrix}\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_l\delta(n-l)=\begin{pmatrix}h_{1,1}&\cdots&h_{1,L}\\ h_{2,1}&\cdots&h_{2,L}\\ \vdots&\cdots&\vdots\\ h_{N,1}&\cdots&h_{N,L}\end{pmatrix} \tag{2}$$

其中,K 为输入信号的空域入射角度数,L 为时延扩展等效长度。当 $K=1$ 时,信道仅有一条传播路径,相当于在 LOS 环境中传播;随着 K 的增加,散射路径数逐渐增加,而当接收机附近散射较为显著时,α_l 可以认为是服从复高斯分布的。

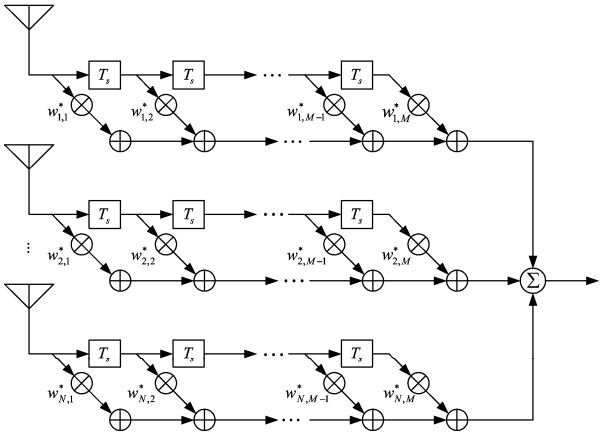

图 1 空时二维接收阵列

Fig. 1 Spatial and temporal receiving array

$$\boldsymbol{x}_i=\begin{pmatrix}h_{1,L}&\cdots&h_{1,1}&&\\ &\ddots&&\ddots&\\ &&h_{1,L}&\cdots&h_{1,1}\\ &&&&\\ h_{N,L}&\cdots&h_{N,1}&&\\ &\ddots&&\ddots&\\ &&h_{N,L}&\cdots&h_{N,1}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}s_{i-L+1}\\ \vdots\\ s_{i-1}\\ s_i\\ \vdots\\ s_{i+M-1}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}e_{i,1,1}\\ e_{i,1,2}\\ \vdots\\ e_{i,1,M}\\ \vdots\\ e_{i,N,1}\\ e_{i,N,2}\\ \vdots\\ e_{i,N,M}\end{pmatrix}=\tilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{s}_i+\boldsymbol{e}_i \tag{3}$$

与传统级联式信号处理相较,如图 1 所示的空时二维联合处理结构可以增加信号处理的自由度,更充分的利用输入信号的空域和时间分集。此时,阵列得到的信号扩展为空时二维,则其输出的第 i 次空时快拍如(3)所示。其中,M 为空时滤波器的时域抽头数目,$\tilde{\boldsymbol{H}}$ 为空时信道响应,$\boldsymbol{s}_i$ 为期望信号,$\boldsymbol{e}_i$ 为噪声与输入干扰信号。

3 基于多级维纳滤波的空时处理

观察(3)可以发现,接收机空时阵列的输出与空域阵列的输出具有相似性,可以认为(3)中的期望信号由($L+M-1$)“信源”构成,而 $\tilde{\boldsymbol{H}}$ 是这些“信源”对应的空时域导向矢量。这种相似性使得接收机可以利用类似于空域信号处理的方法在空时域中处理信号。

通常接收机是已知待接收用户的导频序列的,故可以利用这一点从(3)中估计出期望信号 $\boldsymbol{s}_i$,并对抗干扰信号的影响。假设接收机已经过频率同步,基于最小均方误差准则,空时二维滤波的接收权系数可以由(4)求出:

$$\min_{\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}}\{\ \|\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_i-\boldsymbol{s}_i\|^2\} \tag{4}$$

其中,$\|\cdot\|$ 表示模值。进而得到该准则下的最优空时权系数:

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}=\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}^{-1}\boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{xs}} \tag{5}$$

其中,$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}$ 和 $\boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{xs}}$ 分别为输入信号 $\boldsymbol{x}_i$ 的自相关矩阵和与期望信号的互相关向量,工程实现上常以(6)表示 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}$ 和 $\boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{xs}}$ 的估计,式中 L_s 是估计中用到的空时快拍数,则空时滤波权系数又可以表示为 $\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}=\hat{\boldsymbol{R}}_{\boldsymbol{x}}^{-1}\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{\boldsymbol{xs}}$。为了简化记号,下面以 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}$ 和 $\boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{xs}}$ 表示 $\hat{\boldsymbol{R}}_{\boldsymbol{x}}$ 和 $\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{\boldsymbol{xs}}$。

$$\begin{cases}\hat{\boldsymbol{R}}_{\boldsymbol{x}}=\dfrac{1}{L_s}\displaystyle\sum_{i=1}^{L_s}\boldsymbol{x}_i\boldsymbol{x}_i^{\mathrm{H}}\\ \hat{\boldsymbol{\gamma}}_{\boldsymbol{xs}}=\dfrac{1}{L_s}\displaystyle\sum_{i}^{L_s}\boldsymbol{x}_i\boldsymbol{s}_i^{*}\end{cases} \tag{6}$$

为了使接收机空时阵列在时域内有足够的自由度以均衡信道的影响,通常使其时域滤波器抽头数 M 大于信道的长度 L。如此一来,时域处理资源上的冗余也降低了接收机对于信号同步精度的要求。在 LOS 情况下,符号粗同步后,若空时阵列完全覆盖信号在时域内的延展,则 $\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}$ 将对应于成型滤波器小数时延后的响应,滤波后可实现符号的精同步。

从(5)可以知道,空时滤波权系数的求解需要预先得到 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}^{-1}$。而在实现上随着矩阵维度的增加,求逆运算的复杂度也显著上升。对于(5)式而言,$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}^{-1}$ 的计算复杂度为 $o((NM)^3)$,直接求逆求解 $\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}$ 将花费较多时间,不利于工程实现。当 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}$ 的部分特征值较大时,可以用部分特征值和与之对应的特征向量

构成对$\boldsymbol{R}_x$近似表示:

$$\boldsymbol{R}_x \approx \sum_{j}^{M_s} \sigma_j \boldsymbol{u}_j \boldsymbol{u}_j^{\mathrm{H}} \tag{7}$$

其中,σ_j和$\boldsymbol{u}_j$分别表示$\boldsymbol{R}_x$的前M_s个大特征值和与之对应的特征向量,一般而言,有用信号和干扰信号的功率大于噪声功率,故这些特征向量通常属于空时域中有用信号和干扰信号所对应的子空间。将(7)带入(5)可以得到基于特征分解的空时滤波权系数近似表达式[5]:

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}} \approx \boldsymbol{U}_s \boldsymbol{\Lambda}_s^{-1} \boldsymbol{U}_s^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\gamma}_{xs} \tag{8}$$

其中,$\boldsymbol{\Lambda}_s$为$\boldsymbol{R}_x$的前M_s个大特征值为对角元素的对角阵,$\boldsymbol{U}_s$为与此特征值相对应的特征向量构成的列空间。当M_s较小时,利用[7]中的方法可以较为容易的得到$\boldsymbol{\Lambda}_s$和$\boldsymbol{U}_s$,并通过(8)降低$\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}$求解过程中的计算量。但由(3)可以看出,接收机空时阵列输出信号的子空间维度与图 1 中时域抽头数M是正相关的,这使得当M较大时,$\boldsymbol{\Lambda}_s$和$\boldsymbol{U}_s$的维度也较大,需要较长时间的迭代求解,导致$\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}$求解的复杂度仍很高。

由[6]可以知道,空时滤波中基于$\boldsymbol{R}_x$的特征分解通常需要$\boldsymbol{U}_s$有较高的维度,而从滤波效果上看,适当选取少部分特征向量就可以近似得到(8)的性能。[10][11]指出基于多级维纳滤波(MSWF)可以将空时阵列的输出沿着$\boldsymbol{\gamma}_{xs}$方向在 Krylov 空间中展开,通过适当级数的分解,便可以近似得到最优的滤波效果,同时回避了$\boldsymbol{R}_x$的求逆和特征值分解运算,较为明显的降低了$\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}$求解过程中的复杂度。

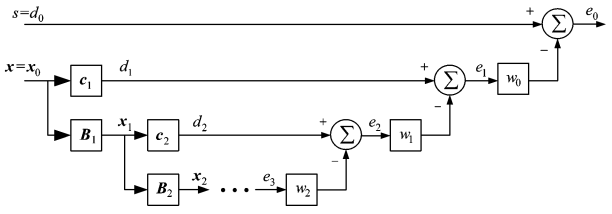

图 2　多级维纳滤波器典型结构

Fig. 2　Classic structure of MSWF

典型的 MSWF 结构如 Fig. 2 所示。其各级将输入数据分别投影于$\boldsymbol{c}_j$方向子空间$\boldsymbol{B}_j$中,并要求满足(9)。

$$\boldsymbol{c}_j^{\mathrm{H}} \boldsymbol{B}_j = \boldsymbol{0} \tag{9}$$

投影后可以得到:

$$d_j = \boldsymbol{c}_j^{\mathrm{H}} \boldsymbol{x}_{j-1} \tag{10}$$

$$\boldsymbol{x}_j = \boldsymbol{B}_j^{\mathrm{H}} \boldsymbol{x}_{j-1} \tag{11}$$

$$\boldsymbol{\gamma}_j = E[\boldsymbol{x}_j d_j^*] \tag{12}$$

由(9)和(10)可以得到:

$$E[d_{j+i} d_j^*] = 0, i \geqslant 2 \tag{13}$$

对$\boldsymbol{c}_j$和$\boldsymbol{B}_j$的选取有很多种方法[7,9],出于简单考虑这里使$\boldsymbol{c}_j$和$\boldsymbol{B}_j$满足:

$$\begin{cases} \boldsymbol{c}_j = \boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{x}_{j-1} d_{j-1}} / \| \boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{x}_{j-1} d_{j-1}} \| \\ \boldsymbol{B}_j = \boldsymbol{I}_{NM} - \boldsymbol{c}_j \boldsymbol{c}_j^{\mathrm{H}} \end{cases} \tag{14}$$

各级滤波输出为:

$$e_j = d_j - w_{j+1}^* e_{j+1} \tag{15}$$

根据最小均方误差准则,并结合(13),各级的滤波权系数为:

$$w_j = \psi_j^{-1} \delta_j \tag{16}$$

$$\psi_j = E[e_j e_j^*] \tag{17}$$

$$\delta_j = E[e_j d_{j-1}^*] = E[d_j d_{j-1}^*] \tag{18}$$

由(10)、(14)和(18)又可以得到:

$$\delta_j = \| \boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{x}_{j-1} d_{j-1}} \| \tag{19}$$

利用图 2 中各级$\boldsymbol{c}_j$、$\boldsymbol{B}_j$和w_{j+1}间的关系,最后可以得到$\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}$。完整的求解过程如算法 1 所示。

[11]指出随着 MSWF 级数增多,滤波输出的均方误差呈现快速下降后趋于稳定的变化趋势。这说明了,过度分解并不会提升滤波性能,恰当分解级数的选择有利于节约处理资源。[12]介绍了几种 MSWF 分集级数选取的方法,但这些方法中判决门限的选取判决仅针对信号 LOS 传播的情况,无法直接在多径散射场景中应用。这里针对(3)中的信道场景,在[12]中 GDP(Generalized Discrepancy Principle)方法基础上,给出了一种简单有效的级数选取方法,其过程如算法 1 所示。可以看出这种方法以“相邻两次分解间滤波输出的均方误差的差值”作为待考察变量,避免了信道衰落对接收信号信噪比的影响,扩大了 MSWF 级数估计的应用场景。判断分解级数时,门限数值η_0与接收到的噪声功率σ_n^2、天线数N和 STAP 处理时的过采样率R有关,而在实现中,接收机可以得到对σ_n^2的估计[13],所以方法中假设σ_n^2已知是合理的。在判断是否继续分解时,大部分输入参数可由(17)、(18)和(19)得到,无需额外计算。

算法 1　MSWF 迭代分解与级数确定

迭代分解并计算w_j	迭代确定是否分解
for $j=1,2,\cdots$	$a_1=1, p_1=\sigma_{d_1}^2, c_1=1/p_1$
$\boldsymbol{c}_j=\boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{x}_{i-1}d_{i-1}}/\|\boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{x}_{i-1}d_{i-1}}\|$,	for $j=2,3,\cdots$
$\boldsymbol{B}_j=\boldsymbol{I}-\boldsymbol{c}_j\boldsymbol{c}_j^{\mathrm{H}}$	
$\boldsymbol{d}_j=\boldsymbol{c}_j^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{j-1}, \boldsymbol{X}_j=\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}_{j-1}$	$u_j=\delta_j/p_{j-1}, p_j=\sigma_{d_i}^2-\delta_j u_j$
$\delta_j=\|\boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{x}_{i-1}d_{i-1}}\|$	$a_j=u_j^2 a_{j-1}, c_j=c_j+a_j/p_j$
$\psi_j=E[e_j e_j^*]$	$\mathrm{SMSE}_j=p_1-\delta_1^2 c_j$
$\sigma_{d_i}^2=E[d_j d_j^*]$	if($\mathrm{SMSE}_j-\mathrm{SMSE}_{j-1}$)$>\eta_0$
$w_j=\psi_j^{-1}\delta_j$	Continue MSWF decompose;
end	end

从算法 1 可以看出,每一级 MSWF 的分解中除法运算和平方根运算需要分别执行两次和一次,而主要的复杂度主要集中于如何得到$\boldsymbol{c}_j$ 和$\boldsymbol{B}_j$ 以及与之对应的(10)和(11)求解。其中对$\boldsymbol{B}_j$ 和(11)消耗了主要的运算复杂度。联合(10)、(11)和(14)可以得到:

$$\boldsymbol{x}_j = \boldsymbol{x}_{j-1} - \boldsymbol{c}_j \boldsymbol{c}_c^{\mathrm{H}} \boldsymbol{X}_{j-1} = \boldsymbol{x}_{j-1} - \boldsymbol{c}_j d_j \tag{20}$$

可以看出对$\boldsymbol{x}_j$ 的求解中可以省去实现中$\boldsymbol{B}_j$ 的相关计算,则(10)和(20)的计算复杂度均为$o(NML_s)$。本方法每一级中判定是否继续分解需要 4 次加法、4 次乘法和一次除法,其相较 MSWF 分解过程的复杂度可忽略不计。与 MSWF 相较,$\boldsymbol{R}_x$ 的直接求逆复杂度在 $o((NM)^3)$以上,而利用空时快拍实现子空间跟踪[7] 在每次迭代时的乘法复杂度为$o(NMr)$,其中 r 为目标子空间维度,但该方法特征子空间维度 r 大于 MSWF 分解级数[6],且在每次迭代时均要用到除法运算,相当于使复杂度提升了一个数量级,由此可以看出基于 MSWF 的 STAP 信号处理可以显著降低算法的复杂度。

由于接收信号的导频序列长度是有限的,这会使得当后续信息序列较长时,单次计算得到的滤波权值$\boldsymbol{w}_{\mathrm{st}}$无法很好地跟踪信道的变化。为了应对这一现象的影响,本文简单采用了块状自适应迭代的方式,对相邻符号块的权值修正可以用下式表示:

$$\boldsymbol{w}_{p+1} = \boldsymbol{w}_p - \mu E\{\boldsymbol{x}_p(i)\hat{e}_p^*(i)\} \tag{21}$$

其中,$\boldsymbol{w}_p$、$\boldsymbol{x}_p(i)$和 $\hat{e}_p(i)$分别表示第 p 个符号块的空时滤波权值、空时阵列输出的第 i 次快拍和与该快拍相对应的滤波输出误差估计,μ 为每次块状迭代的步长。由于滤波输出后,信号的星座汇聚于理想星座点附近,故可以先对其按照星座映射予以判决,并将判决结果作为对信息序列符号的估计,则 $\hat{e}_p(i)$可以由下式得到:

$$e_p(i) = \mathrm{constellation}\{\boldsymbol{w}_p^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_p(i)\} - \boldsymbol{w}_p^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_p(i) \tag{22}$$

其中,constellation$\{\cdot\}$表示对信号按照星座映射判决操作。

4 仿真结果与分析

为了评估所提出方法的接收性能,本文给出了不同场景下随信噪比 E_b/N_0 变化的误码率(Bit Error Rate, BER)曲线,各场景中每个信噪比数值上均进行了 10000 次蒙特卡洛实验。简单设置接收机天线阵为 ULA,天线数 $N=4$,阵元间距取信号中心频率的半波长。仿真中,假设有用信号在 LOS 条件下以空域角度 0°入射接收天线,时域信道等效长度为 1;在 NLOS 条件下,信号各路径在空域角度范围(-40°,40°)内均匀分布,散射路径数 $K=100$,有用信号各路径时域信道长度为 10 个基带符号持续时间,各路径上信道的各抽头服从$\mathcal{CN}(0,1/NKL)$分布。设置发端输出信号调制方式为 QPSK,采用滚降系数 0.5 的根升余弦成型,单次发送的数据帧由 1 个导频块和 10 数据块组成,每块包含 256 个符号;接收机在两倍过采样下处理各天线的输出信号,空时滤波器时域抽头数为 $M=64$,并假设各路径收到信号的多普勒频偏大小近似一致且已经过良好的频偏校正,待处理数据已经过符号同步。根据接收天线数和过采样倍数设置判断是否分解的门限数值 $\eta_0=\sigma_n^2/10$。

图 3 对比了多天线接收机分别在 LOS 和 NLOS 条件下,级联式信号处理和基于 MSWF 的 STAP 在不同情况下的 BER 性能。其中,输入信号符号块间紧密连接,没有保护间隔。从图 3 可以看出,在 LOS 条件下,级联式信号处理的性能优于基于 MSWF 的 STAP,但随着 M 的减小,后者的性能会不断提升,可以推测 M 较小时,级联时处理与基于 MSWF 的 STAP 性能将趋近于一致,而从图 1 也可以看出 $M=1$ 时的 STAP 将退化为 SAP,其性能将与级联时处理是一样的。但需要注意的是,随着 M 的减小,接收机在处理信号时的同步精度要求也随之上升。从上面的结果可以看出,根据当前信道情况选择合适的 M 有利于改善基于 MSWF 的 STAP。在 NLOS 条件下,由于级联式处理无法同时利用信号空域和时域的信息,导致接收机无法正常解调数据,而此时基于 MSWF 的 STAP 仍可正常工作,这说明在 NLOS 条件下空时联合处理的必要性。

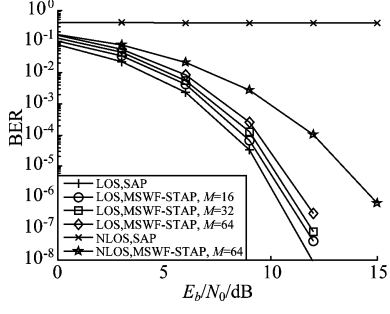

图 3 级联式处理和基于 MSWF 的 STAP 在视距和非视距中的性能比较

Fig. 3 A Comparison between Space and Time Cascading Processing and MSWF-STAP in LOS and NLOS

图 4 在图 3 的 LOS 条件基础上加入窄带干扰,简单设定窄带干扰为频率落在有用信号频段内的单音信号,并设定干扰信号功率使信干比 SIR = 0 dB。单个窄带入射时,使其从空域 20°入射阵列,归一化中心频率为 0;多个窄带干扰入射时,使其从 20°、20°、20°和 20°入射阵列,归一化中心频率分别为 -0.4、-0.2、0.2 和 0.4。固定 STAP 的时域处理抽头数为 $M=64$。从图 4 可以看出,当窄带干扰信号数量大于等于天线阵元数时,级联式处理已难以抑制干扰信号的影响,而基于 MSWF 的 STAP 仍可以工作,说明了空时联合处理在抑制干扰信号时的优势。

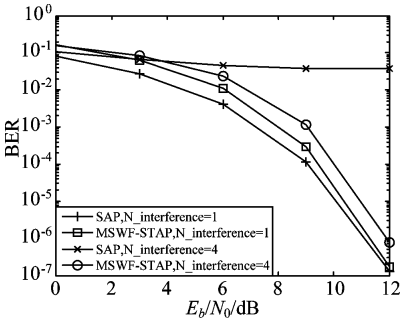

图 4　级联式处理和基于 MSWF 的 STAP 在抑制窄带干扰信号时的性能比较

Fig. 4　A Comparison between Spatial and temporal Cascading Processing and MSWF-STAP on Anti-interference of Narrow-band signals

图 5 对比了在 LOS 和 NLOS 条件下,基于(8)的 STAP(图中为 PC-STAP)、基于互谱分析法[6]的 STAP(图中为 CSM-STAP)以及本文方法的 BER 性能差异。上述各方法均以滤波输出均方误差的变化率为子空间维度或 MSWF 分解级数的判定依据,并根据(21)和(22)对空时滤波系数予以更新。从实验结果中可以看出,在虽然上述三种方法的性能相近,但本文方法的复杂度明显低于其他方法,具有很好的实时性优势。

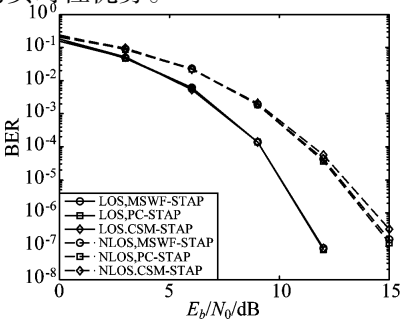

图 5　不同 STAP 方法在视距和非视距场景中的性能比较

Fig. 5　Comparison between different STAP in LOS and NLOS

图 6 对比了采用最大比合并的 MIMO-SC-FDE 通信方案和采用 MSWF 分解的 STAP 的单载波通信方案之间的 BER 性能差异。其中,MIMO-SC-FDE 对应的数据帧中,各符号块间有 64 个符号的循环前缀(Cyclic Prefix, CP)作为保护间隔,而后者数据帧的符号块间紧密连接,没有保护间隔。从图 5 中可以看出,在相同单位比特发射功率的条件下,在 LOS 场景中,两种方法在高信噪比下的 BER 性能相近,但是 MIMO-SC-FDE 方案中发射 CP 会消耗额外的功率;在 NLOS 场景中,采用本文方法的通信方案性能优于 MIMO-SC-FDE 方案 1.5 ~ 2 dB 左右。即使不考虑 CP 引入的信噪比损失,本文方法在高信噪比下的 BER 性能仍较优的。此结果说明了在 NLOS 条件下,本文方法可以更好地利用输入信号多径分量在时间上的分集,进而得到更好的接收性能。

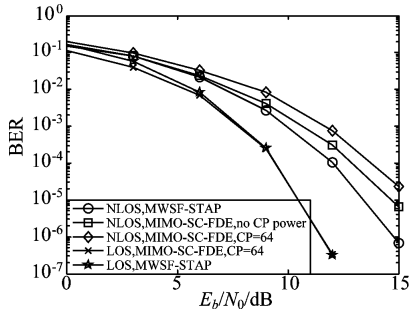

图 6　MIMO-SC-FDE 和基于 MSWF 的 STAP 在视距和非视距场景中的性能比较

Fig. 6　A Comparison between MIMO-SC-FDE and MSWF-STAP in LOS and NLOS

5　结论

本文在远距离通信接收机前端应用 STAP,联合使用空域和时域的自由度可有效地缓解多径效应的作用并抑制干扰信号的影响,与传统单载波级联式处理相较,本方法增强了接收机对复杂电磁环境的适应性。实现上使用 MSWF 较为明显的降低 STAP 的计算的复杂度,并给出了一种可以在视距和多径散射环境中均可工作的 MSWF 级数的选取方法,使 MSWF 级数的选取更有目的性,避免了计算资源的浪费。与 MIMO-SC-FDE 相较,本方法能够更好的利用输入信号在空域和时域内的信息,并在谱效率和发射功率利用率上更有优势。

参考文献

[1]　Haimovich A M, Shah A. Applications of Space-Time A-

daptive Processing in Wireless Communications[C]// MILCOM 97 Proceedings,1997: 1098-1102.

[2] Anitha M R. Priya Siva, Lakshmi M Raja,et al. MIMO System Performance using Various Modulations under Different Channels with STBC, ZF and MRC[C]//2014 International Conference on High Performance Computing and Applications (ICHPCA), Dec. 2014.

[3] Zhao Hongwei, Shi Yanfang, Zhang Baoqiang,et al. Analysis and simulation of interference suppression for space-time adaptive processing[C]// IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Aug. 2014: 724-727.

[4] Guerci J R, Goldstein J S, IReed S. Optimal and Adaptive Reduced-Rank STAP[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 647-661.

[5] Goldstein J Scott, Reed Irving S. Reduced-Rank Adaptive Filtering[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 46(2):492-495.

[6] Goldstein J Scott, Reed Irving S. Subspace Selection for Partially Adaptive Sensor Array Processing[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1997, 33(2): 539:544.

[7] Yang B. Projection Approximation Subspace Tracking[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(1):95-107.

[8] Goldstein J Scott, Reed Irving S, Zulch Peter A. Multistage Partially Adaptive STAP CFAR Detection Algorithm [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35(2): 645-662.

[9] Werner S, With M, Koivunen V. Householder Multistage Wiener Filter for Space-Time Navigation Receivers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(3): 975-987.

[10] Honig Michael L, Xiao Weimin. Performance of Reduced-Rank Linear Interference Suppression[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(5): 1928-1946.

[11] Goldstein J Scott, Reed Irving S, Scharf Louis L. A Multistage Representation of the Wiener Filter Based on Orthogonal Projections[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(7): 2943-2959.

[12] Zhang Ming, Zhang Anxue, Li Jianxing. Fast and Accurate Rank Selection Methods for Multistage Wiener Filter [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64 (6): 973-984.

[13] Manolakis D G, Ingle V K, KogonS M. Statistical and Adaptive Signal Processing[M]. Norwood: Artech House, Inc., 2005.

[14] 黄中瑞, 张正言, 单凉, 等. 双基地 MIMO 雷达目标快速定位算法[J]. 信号处理, 2016, 32(9): 1015-1022. Huang Zhongrui, Zhang Zhengyan, Shan Liang, et al. Target Rapid Location for Bistatic MIMO Radar [J]. Journal of Signal Processing, 2016, 32(9): 1015-1022. (in Chinese)

作者简介

洪 玺 男,1990 年生,陕西咸阳人。西安交通大学博士研究生,主要研究方向是无线通信信号处理、导航信号处理。

E-mail:harryhong@ stu. xjtu. edu. cn

王文杰 男,1971 年生,山西太谷人。西安交通大学教授,博士生导师,主要研究方向是无线通信信号处理、阵列信号处理、传感器网络。

E-mail:wjwang@ xjtu. edu. cn

殷勤业 男,1950 年生,江苏无锡人。西安交通大学教授,博士生导师,主要研究方向是无线通信信号处理、阵列信号处理。

E-mail:qyyin@ xjtu. edu. cn