文章编号:1008-1534(2024)02-0085-07

基于双通道接收的干扰对消性能分析

范霄鹤[1],王赛宇[2],潘申富[1],王 杨[1]

(1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所,河北石家庄 050081;2. 中国电子科技集团公司第十研究所,四川成都 610036)

摘 要:为了探究在工程实现中卫星通信地球站使用干扰对消抵抗来自空中平台或周边干扰的可行性,对不同接收环境下的干扰对消性能进行了分析。首先,在假定 2 个通道中干扰差异被准确估计并补偿的情况下,推导出理论性能的近似计算公式;然后,采用最小均方(least mean square, LMS)自适应滤波器对 2 个通道干扰的差异进行补偿,完成干扰对消;最后,通过仿真实验对使用 LMS 自适应滤波器的干扰对消进行验证。结果表明:干扰对消的理论性能在卫星信号与干扰入射夹角大于 15°时信噪比恶化可以接近 0 dB,而夹角小于 15°时信噪比恶化程度明显提高;除了入射夹角的影响外,采用 LMS 自适应滤波器的干扰对消性能还受算法参数、干扰大小等其他因素的影响,对于固定频点的干扰,在入射夹角大于 4°且主通道干信比小于 30 dB 时,干扰对消后信噪比恶化小于 0.6 dB,而且这一结果基本不受采样率的影响。所提出的理论性能近似计算公式可以为干扰对消算法的性能评价提供参考,采用 LMS 自适应滤波器的干扰对消在算法参数设置合理的情况下可以接近理论性能。

关键词:无线通信技术;干扰对消;LMS 自适应滤波器;再生重构;加权重构

中图分类号:TN927+.21 **文献标识码**:A **DOI**: 10.7535/hbgykj.2024yx02001

Performance analysis of interference cancellation based on dual-channel receiver

FAN Xiaohe[1], WANG Saiyu[2], PAN Shenfu[1], WANG Yang[1]

(1. The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang, Hebei 050081, China; 2. The 10th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chengdu, Sichuan 610036, China)

Abstract: In order to study the feasibility of interference cancellation in satellite communication ground stations to resist interference from air platforms or surrounding areas in engineering applications, an analysis of interference cancellation performance was conducted under various reception environments. Firstly, assuming that the interference difference in two channels was accurately estimated and compensated, an approximate calculation formula of theoretical performance under this method was derived. Then the Least Mean Square (LMS) adaptive filter was used to compensate the interference difference to

收稿日期:2023-11-07;修回日期:2024-02-25;责任编辑:王海云
基金项目:中国电子科技集团公司网络通信研究院发展基金(SXX21687X051)
第一作者简介:范霄鹤(1999—),男,河北邯郸人,硕士研究生,主要从事卫星通信技术方面的研究。
通信作者:潘申富研究员。E-mail: 15651879079@163.com

范霄鹤,王赛宇,潘申富,等. 基于双通道接收的干扰对消性能分析[J]. 河北工业科技,2024,41(2):85-91.
FAN Xiaohe, WANG Saiyu, PAN Shenfu, et al. Performance analysis of interference cancellation based on dual-channel receiver[J]. Hebei Journal of Industrial Science and Technology, 2024, 41(2): 85-91.

complete the interference cancellation. Finally, the interference cancellation using LMS adaptive filter was verified by simulation experiments. The results show that the decrease of signal to noise ratio can be close to 0 dB in the theoretical performance when the included angle between satellite signal and interference is greater than 15°, while the decrease of signal to noise ratio will be significantly improved when the angle is less than 15°. In addition to the influence of the included angle, the performance of interference cancellation using LMS adaptive filter is also affected by algorithm parameters, interference power and other factors. For fixed-frequency interference, when the included angle is greater than 4° and the signal to interference ratio of main channel is less than 30 dB, the signal to noise ratio decreases less than 0.6 dB after interference cancellation, and this result is essentially unaffected by the sampling rate. The proposed approximate calculation formula of theoretical performance can provide reference for the performance evaluation of interference cancellation algorithm. The interference cancellation using LMS adaptive filter can approach the theoretical performance when the algorithm parameters are appropriately configured.

Keywords: wireless communication technique; interference cancellation; LMS adaptive filter; regenerative reconstruction; weighted reconstruction

在卫星通信中,地球站可能会受到来自空中平台或周边环境的各种干扰[1-7]。干扰对消是一种有效抵抗干扰的方法,该方法是利用相消干涉的原理,在正常接收信号(包含干扰)的同时,使用特定的方法再引入一定大小的干扰,并通过调节该干扰使其与原信号中的干扰幅值相同、相位相反,两者进行叠加对消,完成干扰的消除[8]。

目前,干扰对消已经被广泛应用于发射机与接收机的隔离度不够而导致自干扰的对消场景中,通过引入和处理发射端的信号,并与接收端信号相减,完成干扰对消[9-10]。而面对未知干扰,设备在接收信号时可使用加入辅助通道的方法引入干扰。马琴等[11]使用该方法完成射电天文信号的抗干扰;龙戈农等[12]则是将该方法应用于雷达系统中,通过自适应滤波器调整辅助通道中的干扰,并使用类 Sigmoid 函数对其中的算法步长进行优化;缪贲术等[13]将其与卫星通信抗干扰技术相结合,针对宽带信号对算法进行优化。现阶段对于未知干扰的对消研究重点主要集中在所使用算法性能的优化上,但对不同环境与接收条件下干扰对消性能的探讨缺乏系统性。

本文以卫星通信地球站抵抗干扰为背景,对基于双通道接收的干扰对消在不同接收环境下的性能进行了研究,推导出干扰对消理论性能的近似计算公式,在不同接收环境下针对固定频点的干扰使用 LMS 自适应滤波器完成干扰对消的仿真与分析。

1 系统模型

基于双通道接收的干扰对消方式可以在一定程度上对抗来自单个干扰源的强干扰。该方法利用 2 副同源钟的天线进行接收,构建 2 个接收通道,其中一个天线称为主天线,对准卫星进行信号接收,形成主通道;另一个天线称为辅助天线,对准干扰源进行接收,形成辅助通道。通过对辅助通道接收的信号进行加权处理,重构出主通道接收的干扰,然后 2 个通道信号相减达到干扰对消的目的[14-15]。

基于双通道接收的干扰对消模型如图 1 所示。

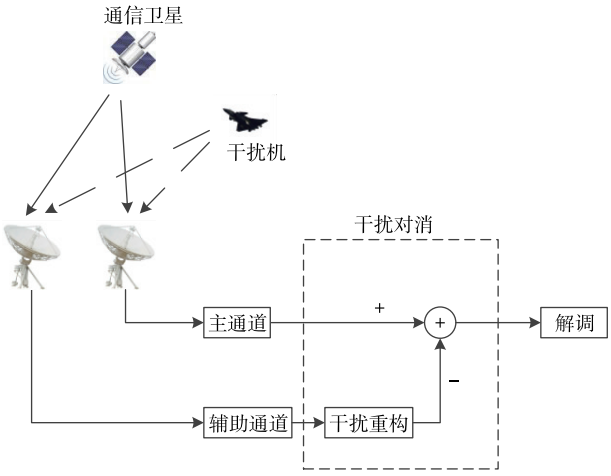

图 1 基于双通道接收的干扰对消模型

Fig. 1 Interference cancellation model based on dual-channel receiver

在该模型中,主天线使用方向图主瓣接收卫星信号,干扰从其旁瓣进入,主通道接收的信号为 $r_1(t)$;辅助天线则是主瓣接收干扰,卫星信号从旁瓣进入,辅助通道接收到的信号为 $r_2(t)$。$r_1(t)$ 与 $r_2(t)$ 2 个信号进入干扰对消模块,$r_2(t)$ 中的干扰被重构,使其与 $r_1(t)$ 中干扰参数尽量一致,最后 $r_1(t)$ 与 $r_2(t)$ 2 个信号相减,完成干扰的对消。

主通道中的信号 $r_1(t)$ 的表达式为

$$r_1(t)=[S(t)+J(t)]*h_1(t)+n_1(t)。\quad(1)$$

辅助通道中的信号 $r_2(t)$ 的表达式为

$$r_2(t)=[S(t)+J(t)]*h_2(t)+n_2(t)。\quad(2)$$

式(1)—式(2)中:$S(t)$ 为卫星信号;$J(t)$ 为干扰;$h_1(t)$ 与 $h_2(t)$ 为主通道与辅助通道的信道响

应；$n_1(t)$ 与 $n_2(t)$ 为 2 个通道中的噪声，本模型中假定为高斯白噪声；* 为卷积符号。

在不影响问题分析的前提下，由复基带模型得到卫星信号 $S(t)$ 的表达式为

$$S(t)=s_1(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S t}\ 。\tag{3}$$

干扰 $J(t)$ 的表达式为

$$J(t)=s_2(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_J t}\ 。\tag{4}$$

式(3)—式(4)中：$s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 分别为卫星信号与干扰的基带信号；ω_S 和 ω_J 为卫星信号和干扰的频率。

当以 $r_1(t)$ 为基准，且 2 个信道响应具有时不变性以及理想带通、低通特性时，可假定 $h_1(t)$ 仅影响信号的幅度，$h_2(t)$ 同时影响幅度、时延以及相位。式(1)可进一步写为

$$\begin{aligned}r_1(t)&=[S(t)+J(t)]*h_1(t)+n_1(t)=\\&A_1S(t)+B_1J(t)+n_1(t)=\\&A_1s_1(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S t}+B_1s_2(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_J t}+n_1(t)\ 。\end{aligned}\tag{5}$$

式(2)可进一步写为

$$\begin{aligned}r_2(t)&=[S(t)+J(t)]*h_2(t)+n_2(t)=\\&A_2S(t-\tau_S)+B_2J(t-\tau_J)+n_2(t)=\\&A_2s_1(t-\tau_S)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_S t-\omega_S\tau_S)}+\\&B_2s_2(t-\tau_J)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_J t-\omega_J\tau_J)}+n_2(t)\ 。\end{aligned}\tag{6}$$

式(5)—式(6)中：A_1、A_2、B_1、B_2 分别表示 2 个信号被不同天线接收后的幅度增益；τ_S 与 τ_J 为与主通道中卫星信号和干扰相比，辅助通道中各信号的相对时延。假定本模型中 2 个接收天线、卫星信号与干扰来波方向在同一平面，双通道接收示意图见图 2。

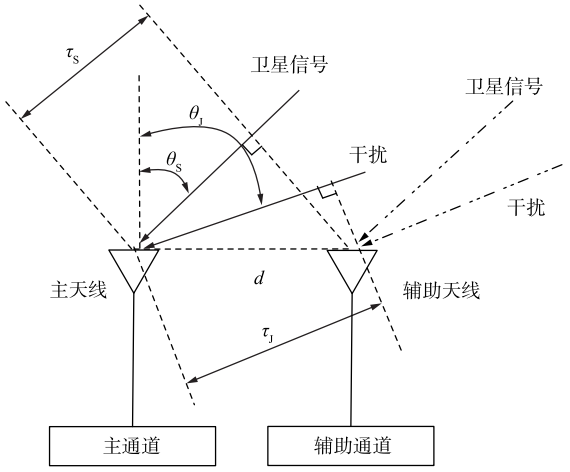

图 2　双通道接收示意图

Fig. 2　Dual-channel receiver diagram

图 2 中：d 为 2 个接收天线之间的距离；θ_S 与 θ_J 为 2 个信号的入射角度；τ_S 与 τ_J 可分别表示为

$$\tau_S=\frac{1}{c}(d\times\sin\theta_S)\ ,\tag{7}$$

$$\tau_J=\frac{1}{c}(d\times\sin\theta_J)\ 。\tag{8}$$

2 个通道中各信号幅度差的产生是由于信号的入射角度不同，天线的主瓣接收导致在主通道中的卫星信号与辅助通道中的干扰信号有较大的幅度增益 A_1 与 B_2，而由于旁瓣接收，A_2 与 B_1 较小。时延 τ_S、τ_J 与相位差 $\omega_S\tau_S$、$\omega_J\tau_J$ 则是因为 2 个接收天线之间存在路径差，导致相同信号到达 2 个天线的时间不同。由于在接收信号后需要对信号以时间间隔 T_s 进行采样，如 $r_1(t)$ 采样后为 $r_1(kT_s)$，可简记为 $r_1(k)$。接收信号采样后可分别表示为

$$r_1(k)=A_1s_1(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S kT_s}+B_1s_2(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_J kT_s}+n_1(k)\ ,\tag{9}$$

$$\begin{aligned}r_2(k)=&A_2s_1(k-\tau_S)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_S kT_s-\omega_S\tau_S)}+\\&B_2s_2(k-\tau_J)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_J kT_s-\omega_J\tau_J)}+n_2(k)\ 。\end{aligned}\tag{10}$$

在干扰对消过程中，辅助通道中的干扰需要被重构。重构干扰的方法可分为再生重构与加权重构。再生重构指对干扰信号提取特征参数，如频率、调制参数等，重构时可以依据特征参数解调出基带信号，并对其进行调制，还原干扰，最后从主通道信号中减去该干扰，完成干扰对消[16]。加权重构是对 2 个通道中干扰参数的差异进行估计，这些差异虽然会被干扰自身参数、入射角度以及路径差影响，但这些影响因素是渐变的，所以通过估计差异并对辅助通道的干扰加权可以获得主通道中干扰的最佳估计。在加权重构干扰后的对消中，2 个通道中的噪声会叠加而导致信噪比的下降，然而再生重构不会导致噪声的叠加。但加权重构干扰相比于再生重构，对干扰的适应性更强。由于本模型中的干扰形式多变，使用再生重构的方法是不现实的，所以使用加权重构的方法消除 2 个通道中干扰的差异，完成干扰对消。

2　干扰对消理论性能分析

当采用加权重构干扰方法时，辅助通道中干扰被加权的同时，通道中其他信号也会被加权，其幅度、时延以及相位产生相应的变化。假定对 2 个通道中干扰的幅度差、时延以及相位差估计准确，加权重构干扰后的辅助通道信号等效于式(11)。

$$\begin{aligned}r_w(k)=&\frac{B_1}{B_2}\times\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_J\tau_J}\times r_2(k+\tau_J)=\\&\frac{A_2B_1}{B_2}s_1(k-\tau_S+\tau_J)\times\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_S kT_s-\omega_S\tau_S+\omega_J\tau_J)}+\\&B_1s_2(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_J kT_s}+\frac{B_1}{B_2}\times\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_J\tau_J}\times n_2(k+\tau_J)\ 。\end{aligned}\tag{11}$$

经过干扰对消后的信号：

$$r_{\text{recv}}(k)=A_1 s_1(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S kT_s}-\frac{A_2B_1}{B_2}s_1(k-\tau_S+\tau_J)\times\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_S kT_s-\omega_S\tau_S+\omega_J\tau_J)}+n_1(k)+\frac{B_1}{B_2}\times\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_J\tau_J}\times n_2(k+\tau_J)。\quad(12)$$

由于 $n_1(k)$ 与 $n_2(k)$ 为高斯白噪声，则式(12)可以进一步写为

$$r_{\text{recv}}(k)=A_1 s_1(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S kT_s}-\frac{A_2B_1}{B_2}s_1(k-\tau_S+\tau_J)\times\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_S kT_s-\omega_S\tau_S+\omega_J\tau_J)}+n_1(k)+\frac{B_1}{B_2}\times n_2(k)。\quad(13)$$

在干扰的幅度差、时延以及相位差都被准确估计的前提下，干扰可以被完全消除，其结果为在相应条件下干扰对消的理论性能。但是在对消中，2 个通道中的卫星信号会被叠加，由于相位存在差异，卫星信号的功率可能增加或减少。而为了获得对消后卫星信号损失最大的情况，假定卫星信号在对消时都为同相相减；同时为了简化讨论，假定卫星信号与干扰为窄带信号，可以忽略时延对于基带信号的影响，有 $s_1(k-\tau)\approx s_1(k)$、$s_2(k-\tau)\approx s_2(k)$。故式(13)可近似为

$$r_{\text{recv}}(k)=\left(A_1-\frac{A_2B_1}{B_2}\right)\times s_1(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S kT_s}+n_1(k)+\frac{B_1}{B_2}\times n_2(k)。\quad(14)$$

式(14)为干扰对消理论性能的近似计算公式，根据该式可以得到以下基本结论：

1)当辅助天线的尺寸越大，B_2 增大的同时 A_2 也有一定程度的减小，可以降低对消时卫星信号的衰减以及叠加后的噪声；

2)当 2 个信号的入射角度相近，A_1 至 B_2 接近，卫星信号会产生较大的衰减，如果天线尺寸一致且 2 个信号入射角度一致时，干扰被对消的同时卫星信号也基本会被抵消掉。

本文使用对数形式的信噪比恶化来表示干扰对消的理论性能，根据式(14)，对消前主通道的信噪比为

$$\text{SNR}_1=10\lg\left(\frac{E\left[\left|A_1 s_1(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S kT_s}\right|^2\right]}{E\left[\left|n_1(k)\right|^2\right]}\right)。\quad(15)$$

对消后的信噪比为

$$\text{SNR}_2=10\lg\left\{\frac{E\left[\left|\left(A_1-\frac{A_2B_1}{B_2}\right)\times s_1(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S kT_s}\right|^2\right]}{E\left[\left|n_1(k)\right|^2+\left|\frac{B_1}{B_2}\times n_2(k)\right|^2\right]}\right\}。\quad(16)$$

则信噪比恶化的公式为

$$\Delta\text{SNR}=\text{SNR}_1-\text{SNR}_2=10\lg\left(\frac{E\left[\left|A_1 s_1(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S kT_s}\right|^2\right]}{E\left[\left|n_1(k)\right|^2\right]}\right)-10\lg\left\{\frac{E\left[\left|\left(A_1-\frac{A_2B_1}{B_2}\right)\times s_1(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_S kT_s}\right|^2\right]}{E\left[\left|n_1(k)\right|^2+\left|\frac{B_1}{B_2}\times n_2(k)\right|^2\right]}\right\}。\quad(17)$$

式(17)可进一步写为

$$\Delta\text{SNR}=10\lg\left(\frac{{A_1}^2}{E\left[\left|n_1(k)\right|^2\right]}\right)-10\lg\left\{\frac{\left(A_1-\frac{A_2B_1}{B_2}\right)^2}{E\left[\left|n_1(k)\right|^2+\left|\frac{B_1}{B_2}\times n_2(k)\right|^2\right]}\right\}。\quad(18)$$

式(18)说明信噪比恶化主要由入射角和天线方向图(天线尺寸)共同决定。在工程实现时，仅需要知道天线的尺寸以及信号入射的角度，就可以大致确定在该条件下干扰对消的性能。

本文使用 2 个反射面天线作为接收天线，在表 1、表 2 中所示的参数条件下对不同信号入射夹角的理论性能信噪比恶化情况进行计算。为了直观地观察理论性能变化趋势，方向图使用包络的形式(如图 3 所示)，在计算时根据 2 个信号的入射夹角获得 A_1 至 B_2 的值。当干扰的参数差异都被准确估计时，理论性能信噪比恶化结果如图 4 所示。

表 1 卫星通信地球站所接收的卫星信号与干扰参数

Tab. 1 Satellite signal and interference parameters received by satellite communication ground station

项目	调制方式	频率/GHz	带宽/MHz
卫星信号	QPSK	12.5	65.0
干扰	QPSK	12.5	32.5

表 2 卫星通信地球站的接收环境参数

Tab. 2 Receiving environment parameters of satellite communication ground station

主天线尺寸/m	辅助天线尺寸/m	天线间距/m	主通道符号信噪比/dB	辅助通道噪声	2 个信号入射夹角/(°)
0.6	0.6	2	5	与主通道一致	[0 30]

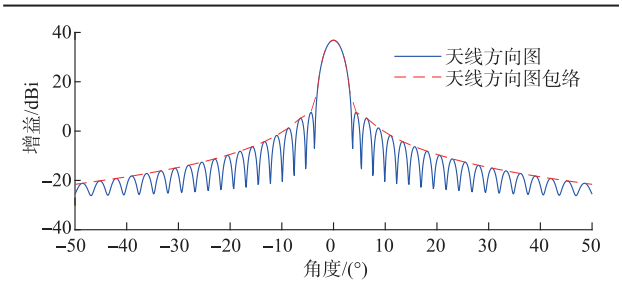

图 3 12.5 GHz 反射面天线方向图

Fig. 3 12.5 GHz reflector antenna direction diagram

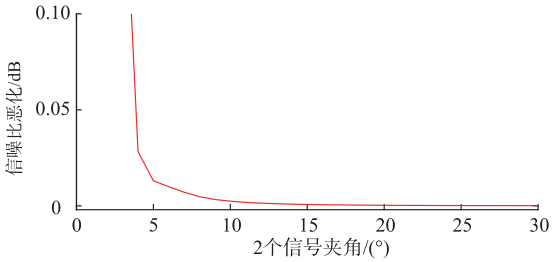

图 4　不同入射夹角下干扰对消理论性能

Fig. 4　Theoretical performance of interference cancellation at different included angles

图 4 说明了不同入射夹角对干扰对消效果的影响。由于使用的是与卫星信号同频的干扰，且主天线与辅助天线相同，则卫星信号与干扰所对应的方向图也相同。当入射夹角大于 15° 时，因为 A_2B_1/B_2 与 A_1 的差距较大而导致 $r_w(k)$ 中的卫星信号以及噪声过小，理论性能的信噪比恶化接近 0 dB，且随着角度增大干扰对消性能基本无变化；但当夹角小于 15°时，A_2B_1/B_2 与 A_1 的差距缩小，$r_w(k)$ 中的卫星信号功率以及噪声叠加的影响变大，干扰对消性能大幅减弱；当夹角为 0°时，$A_2B_1/B_2=A_1$，卫星信号完全被对消，干扰对消失效。

以上是静态干扰时的理论性能，而干扰自身形式是复杂多变的，时变干扰（如跳频等）自身的参数会发生变化，对 2 个通道中干扰的幅度差、时延以及相位差估计的准确性产生影响，导致性能发生变化。

3　基于 LMS 自适应滤波器的干扰对消

在加权重构干扰时，笔者使用基于有限长单位冲激响应（finite impulse response，FIR）滤波器架构的自适应滤波器对 $r_2(k)$ 进行加权，加权后的 $r_2(k)$ 与 $r_1(k)$ 两者相减实现对消。FIR 滤波器由 m 个抽头与滤波器权值以及延迟线构成，它可以对输入信号进行延迟与加权，从而产生调整信号的幅度、时延与相位的效果，且滤波后波形不失真[17]。自适应则是指根据输入信号的特征，按照规定的自适应算法自动调整 FIR 滤波器权值，对 $r_2(k)$ 进行加权，输出信号 $y(k)$[18]。本文的卫星信号与干扰为复数形式，所以为复数 FIR 滤波器，基于 FIR 滤波器的自适应滤波器加权重构干扰对消结构如图 5 所示。

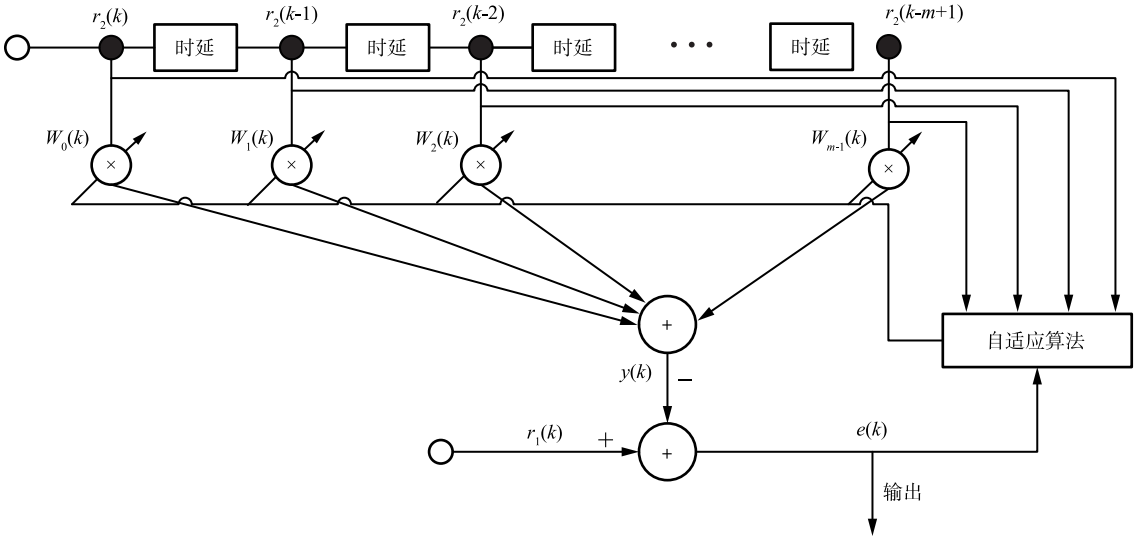

图 5　基于 FIR 滤波器的自适应滤波器加权重构干扰对消结构

Fig. 5　Interference cancellation structure of weighted reconstruction of adaptive filter based on FIR filter

在该结构中，自适应滤波器对 2 个通道中干扰信号之间的幅度差、时延、相位差等进行估计，重构辅助通道中的信号，重构后信号中的干扰为主通道干扰的最佳估计。本文在自适应算法中选择经典的 LMS 算法作为自适应滤波器算法，称为 LMS 自适应滤波器[19]。该滤波器以主通道信号与滤波器输出信号的差值为依据，使用迭代方法找到使差值最小的自适应滤波器参数，完成收敛。在模型中有：

$$y(k)=\boldsymbol{R}_2{}^{\mathrm{T}}(k)\overline{\boldsymbol{W}}(k)\,, \tag{19}$$

$$e(k)=r_1(k)-y(k)\,, \tag{20}$$

$$\boldsymbol{W}(k+1)=\boldsymbol{W}(k)+2\mu e(k)\overline{\boldsymbol{R}}_2(k)\,, \tag{21}$$

式(19)—式(21)中：$(\cdot)^{\mathrm{T}}$ 为转置；$\overline{(\cdot)}$ 为共轭；μ 为步长，控制稳定性和收敛速度；$\boldsymbol{R}_2(k)$ 为 k 时刻 $r_2(k)$ 的矢量；$W(k)$ 为 k 时刻滤波器的 m 阶权系数：

$$\boldsymbol{R}_2(k)=[r_2(k),r_2(k-1),r_2(k-2),\cdots,r_2(k-m+1)]^{\mathrm{T}}\,, \tag{22}$$

$$\boldsymbol{W}(k)=[W_0(k),W_1(k),W_2(k),\cdots,W_{m-1}(k)]^{\mathrm{T}}\,。 \tag{23}$$

文献[20]—文献[21]已经证明，LMS 自适应滤

波器一定会收敛。但是，收敛快慢和收敛的准确度取决于步长，如果步长过大，其收敛速度较快，但稳态误差较大；当减小步长，稳态误差会降低，但收敛的时间会增加，步长的设置需要综合这 2 个方面的因素进行考虑。由于稳态误差中包含干扰，稳态误差的大小不仅与 LMS 自适应滤波器的参数相关，也与干扰的强度有关。

本文在主通道干信比为 20、30 dB 的条件下针对不同步长进行仿真，观察信噪比恶化情况。仿真时将 $r_1(k)$ 与 $r_2(k)$ 的平均功率归一化为 1，通过误码率换算出对消后的信噪比。仿真的信号使用 QPSK 调制，采样倍数为 4 倍，其余参数与表 1、表 2 相同；仿真使用方向图的包络，滤波器阶数为 63，仿真结果如图 6、图 7 所示。

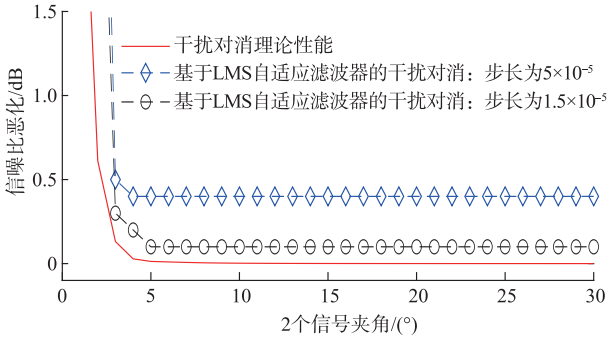

图 6 干信比为 20 dB 时不同步长下信噪比恶化结果

Fig. 6 Decreases of signal to noise ratio under different steps when the signal to interference ratio is 20 dB

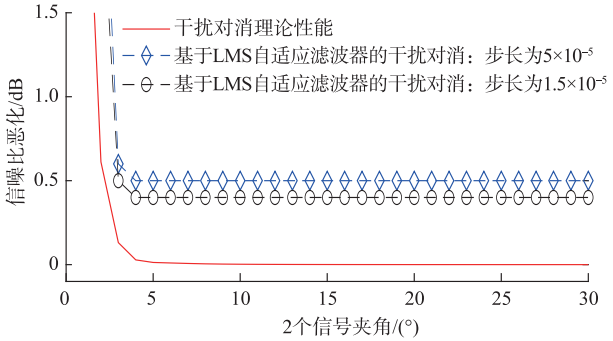

图 7 干信比为 30 dB 时不同步长下信噪比恶化结果

Fig. 7 Decreases of signal to noise ratio under different steps when the signal to interference ratio is 30 dB

由图 6、图 7 可知：

1）基于 LMS 算法的 FIR 自适应滤波器可以补偿固定频点干扰的幅度差、时延与相位差；

2）在入射夹角大于 4°时，相同仿真条件的信噪比恶化情况基本一致；

3）当主通道干信比一定时，算法步长越小，稳态误差越小，信噪比恶化程度越小；

4）当算法步长一定时，干扰功率越大，稳态误差中所包含的干扰越多，信噪比恶化越严重；

5）在面对主通道干信比不大于 30 dB 的干扰时，基于 LMS 自适应滤波器的干扰对消可在入射夹角大于 4°时，将对消后的信噪比恶化控制在 0.6 dB 以内。

本文还针对不同采样率下的干扰对消性能进行了仿真实验，仿真参数选择主通道干信比为 30 dB，算法步长选择为 5×10^{-5}，2 个信号入射夹角为 10°，其结果如表 3 所示。

表 3 不同采样率下的信噪比恶化结果

Tab. 3 Decreases of signal to noise ratio under different sampling rates

采样率	信噪比恶化/dB
2 倍采样	0.5
4 倍采样	0.5

由表 3 可知，采样率基本不会对静态干扰下的干扰对消信噪比恶化造成影响。高采样率虽然会提高时域分辨率，但当采样率满足奈奎斯特采样定理时，LMS 自适应滤波器就可以较为准确地估计出 2 个通道间干扰参数的差异，在该条件下与理论性能的差距主要受算法的稳态误差影响。

4 结 语

本文探究了基于双通道接收的干扰对消在不同接收环境下的性能，其结果可为后续干扰对消的工程实现提供参考，主要结论如下。

1）干扰对消理论性能的近似计算结果表明，当 2 个信号的入射夹角大于 15°时，该抗干扰方法可以在基本不损失信噪比的情况下消除干扰，但随着入射夹角的减小，其信噪比恶化逐渐加重。尽管 2 个信号的入射夹角是不可控的，但在工程实现时加大辅助天线的尺寸，增加 2 个接收天线规模的差距，可以有效改善入射夹角减小所带来的影响。

2）使用 LMS 自适应滤波器实现干扰对消时，性能的影响因素还包括算法的步长与干扰功率，步长减小 70%可以降低 0.3 dB 的信噪比恶化；而干扰功率的提高在增加信噪比恶化的同时也会减弱改变步长所带来的性能提升；但改变采样率基本不会对干扰对消的结果产生影响。所以，在工程实现中，需要根据实际的干扰大小选择合适的算法参数，以保证干扰对消的有效性，这也为自适应滤波器算法最终改善效果接近理论性能提供了研究方向。

在本研究过程中，没有考虑接收通道饱和的情况，且仅针对固定入射角度、固定频点的干扰进行了

讨论，然而地球站面临的干扰源常为动态，干扰形式也是多变的，这就要求干扰对消中自适应滤波器具有从当前稳态中快速适应变化的能力。因此，在后续研究中，需要在考虑接收通道饱和情况的同时，针对动态干扰进行算法优化，降低因参数快速变化而造成的性能下降。

参考文献/References：

[1] 姚富强. 通信抗干扰工程与实践[M]. 2 版. 北京：电子工业出版社，2012：1-5.

[2] WANG Mengyang，JIA Luliang，YAN Peijie. An anti-jamming channel selection approach based on Stackelberg game[C]// International Conference on Intelligent Systems，Communications，and Computer Networks (ISCCN 2022). SPIE，2022，12332.

[3] 李靖，潘申富，智开宇. 基于跳频应用的 Ka 频段相控阵波束跟踪技术[J]. 无线电通信技术，2022，48(3)：516-520.
LI Jing，PAN Shenfu，ZHI Kaiyu. Ka-band phased array beam tracking technology based on frequency hopping application [J]. Radio Communications Technology，2022，48(3)：516-520.

[4] 马立波，王赛宇，刘建成. 卫星通信物理层非直扩链路的单音干扰影响解析[J]. 无线电工程，2021，51(1)：8-12.
MA Libo，WANG Saiyu，LIU Jiancheng. Analysis of effect of single-tone jamming on non-ds physical layer link of satellite communication[J]. Radio Engineering，2021，51(1)：8-12.

[5] 张秀清，安国臣，王晓君. GNSS 抗干扰中 LCMV 算法研究及仿真[J]. 河北工业科技，2014，31(3)：204-208.
ZHANG Xiuqing，AN Guochen，WANG Xiaojun. Research and simulation of LCMV algorithm in GNSS anti-interference[J]. Hebei Journal of Industrial Science and Technology，2014，31(3)：204-208.

[6] 刘宇宁，王赛宇，王杨，等. 跳频通信中一种结合干扰预处理的平方定时同步算法[J]. 河北工业科技，2023，40(2)：139-145.
LIU Yuning，WANG Saiyu，WANG Yang，et al. A square timing synchronization algorithm combined with interference preprocessing in frequency hopping communication[J]. Hebei Journal of Industrial Science and Technology，2023，40(2)：139-145.

[7] 张昊旸，潘申富，王杨. 大带宽采样下通用接收机 ADC 设计[J]. 河北工业科技，2023，40(2)：133-138.
ZHANG Haoyang，PAN Shenfu，WANG Yang. Design of a universal receiver ADC with large bandwidth sampling[J]. Hebei Journal of Industrial Science and Technology，2023，40(2)：133-138.

[8] 王慧. 电子信息系统中干扰对消技术的发展与应用[J]. 电讯技术，2016，56(12)：1409-1416.
WANG Hui. Development and applications of interference cancellation technology for electronic information systems[J]. Telecommunication Engineering，2016，56(12)：1409-1416.

[9] 崔中普，葛松虎，李亚星，等. 基于部分解耦合的非线性数字干扰对消算法[J]. 系统工程与电子技术，2023，45(4)：973-981.
CUI Zhongpu，GE Songhu，LI Yaxing，et al. Partially decoupling based nonlinear digital interference cancellation algorithm[J]. Systems Engineering and Electronics，2023，45(4)：973-981.

[10] LU Jun，ZHANG Qunfei，SHI Wentao，et al. Variable step-size normalized subband adaptive filtering algorithm for self-interference cancellation[J]. Measurement Science and Technology，2021，32(9)：095118.

[11] 马琴，裴鑫，陈卯蒸，等. 基于自适应滤波的干扰消除方法研究[J]. 天文学报，2022，63(3)：31-40.
MA Qin，PEI Xin，CHEN Maozheng，et al. A research of RFI mitigation method based on adaptive filter[J]. Acta Astronomica Sinica，2022，63(3)：31-40.

[12] 龙戈农，童宁宁，李洪兵，等. 改进的 LMS 算法及其在雷达干扰对消系统中的应用[J]. 空军工程大学学报(自然科学版)，2010，11(5)：31-34.
LONG Genong，TONG Ningning，LI Hongbing，et al. A refrained LMS algorithm and its application in radar jamming cancellation system [J]. Journal of Air Force Engineering University(Natural Science Edition)，2010，11(5)：31-34.

[13] 缪贲术，严接班，董蛟. 改进变步长 LMS 算法及其在卫星信号处理中的应用[J]. 舰船电子工程，2016，36(9)：39-41.
MIAO Benshu，YAN Jieban，DONG Jiao. Modified variable step LMS algorithm and its application in satellite signals processing[J]. Ship Electronic Engineering，2016，36(9)：39-41.

[14] CHU Jianjun，TANG Yanqun，ZHOU Yu. Digital domain self-interference cancellation based on modified variable step-size LMS algorithm [C]//2023 5th International Conference on Communications，Information System and Computer Engineering (CISCE). Guangzhou：IEEE，2023：9-14.

[15] 李佳. 基于压缩采样的信号重构与分析[D]. 成都：电子科技大学，2020.
LI Jia. Signal Reconstruction and Analysis Based on Compressed Sampling [D]. Chengdu：University of Electronic Science and Technology of China，2020.

[16] 李衍达，常迥. 信号重构理论及其应用[M]. 北京：清华大学出版社，1991：1-7.

[17] WANG Qizhen，WANG Gang，LI Bangyuan，et al. Adaptive filtering under multi-peak noise[J]. Signal Processing，2024，215：109285.

[18] 丁泽锋，白路阳，杨炜毅，等. 基于 qF-LMS 算法的自适应滤波器与 FPGA 实现[J]. 电子器件，2019，42(6)：1468-1472.
DING Zefeng，BAI Luyang，YANG Weiyi，et al. Adaptive filter based on qF-LMS algorithm and its FPGA implementation[J]. Chinese Journal of Electron Devices，2019，42(6)：1468-1472.

[19] WIDROW B，MCCOOL J，BALL M. The complex LMS algorithm[J]. Proceedings of the IEEE，1975，63(4)：719-720.

[20] 荆武兴，吴瑶华，王学孝. 一种求解任意线性代数方程组的迭代算法[J]. 哈尔滨工业大学学报，1990(1)：49-53.
JING Wuxing，WU Yaohua，WANG Xuexiao. An iterative algorithm for solving any system of linear equations[J]. Journal of Harbin Institute of Technology，1990(1)：49-53.

[21] 李志斌. 求解线性方程组的一种新算法：LMSS 迭代法[J]. 大连铁道学院学报，1992，13(3)：1-6.
LI Zhibin. A new algorithm for solving a system of linear equations：LMSS iterative method[J]. Journal of Dalian Railway Institute，1992，13(3)：1-6.