

多源宽带干扰对消建模及干扰抑制需求分析

秦焕丁, 孟进*, 何方敏, 葛松虎, 邢金岭, 王衡峰

(海军工程大学电磁能技术全国重点实验室, 湖北武汉 430033)

摘要:为解决宽带干扰对消中的多源干扰抑制问题,建立多源宽带干扰对消的理论模型,得到了取样天线和时域滤波器数量对干扰抑制性能的影响规律。分析干扰源间相关性对干扰抑制性能的影响,研究多干扰源和单干扰源干扰对消比的差异性,提出压缩系数作为衡量多干扰源干扰对消比的指标,并得到了多源宽带干扰对消的干扰抑制需求。实验结果表明,增大取样天线和时域滤波器数量可以显著提高双干扰源的干扰对消比。在相同场景下,双干扰源的干扰对消比低于单干扰源 10 dB 以上,而且随着双干扰源的功率差变大,压缩系数降低,干扰对消比逐渐降低。当二者的功率差超过 25 dB 后,压缩系数接近于 1,双干扰源等效为单干扰源。

关键词:多干扰源;相关性;干扰对消比;干扰抑制需求

中图分类号:TN97 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2024)05-017-09



论文
拓展

Analysis of modeling and interference suppression requirement of multi-source wideband interference cancellation

QIN Huanding, MENG Jin*, HE Fangmin, GE Songhu, XING Jinling, WANG Hengfeng

(National Key Laboratory of Electromagnetic Energy, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: To solve the problem of multi-source interference suppression in wideband interference cancellation, the theoretical model of multi-source wideband interference cancellation was established, and the influence law of the number of sampling antennas and time-domain filters on the interference suppression performance was obtained. The effect of correlation between interference sources on interference suppression performance was analyzed, and the difference of ICR(interference cancellation ratio) between multiple interference sources and single interference source was studied, and the compression coefficient was proposed as an index to measure the interference cancellation ratio of multiple interference sources. And the interference suppression requirement of multi-source wideband interference cancellation was obtained. Experiment results show that increasing the number of sampling antennas and time domain filters can significantly improve the interference cancellation ratio of the double interference sources. Besides, in the same scene, the ICR of double interference sources is more than 10 dB lower than that of single interference source. As the power difference between two interference sources becomes larger, the compression coefficient decreases, and the interference cancellation ratio gradually decreases. When the power difference between the two sources exceeds 25 dB, the compression coefficient is close to 1, and the double interference sources are equivalent to single interference source.

Keywords: multiple interference sources; relevance; interference cancellation ratio; interference suppression requirement

目前,军用及民用通信系统正逐步向频谱宽带化的趋势发展。因此,在电子对抗中,一般采用宽带信号干扰宽带通信,而为了保护通信,采用自适应干扰对消技术^[1]解决宽带干扰问题。多抽头的自适应干扰对消结构可有效抑制宽带干扰^[2-3],其原理是利用自适应滤波的理论

对干扰信号进行取样和估计,并将其在接收信号中去除。常用的多抽头结构包括时域多抽头^[4-5]、空域多抽头^[6]和空时多抽头^[7-8]。空域多抽头结构利用多个取样天线尽可能取到干扰信号的全部信息;时域多抽头结构通过设置不同的延时,模拟宽带干扰信号传输的多径效应;

收稿日期:2022-10-28

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2021YFF1500100);国家杰出青年科学基金资助项目(52025072);国家自然科学基金资助项目(62001497);电磁能技术全国重点实验室基金资助项目(614221722051401)

第一作者:秦焕丁(1992—),男,河南商丘人,讲师,博士,E-mail:q_fighting@163.com

*通信作者:孟进(1977—),男,河南桐柏人,教授,博士,博士生导师,E-mail:mengjinemc@163.com

引用格式:秦焕丁,孟进,何方敏,等.多源宽带干扰对消建模及干扰抑制需求分析[J].国防科技大学学报,2024,46(5):17-25.

Citation: QIN H D, MENG J, HE F M, et al. Analysis of modeling and interference suppression requirement of multi-source wideband interference cancellation[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(5): 17-25.

空时多抽头结构利用多个取样天线,并在各取样天线设置不同的延时,这种结构既可以多方位取样干扰信号,又可以最大限度降低多径效应带来的负面影响。多抽头对消技术的核心思想均是利用参考信号和干扰信号的相关性,自适应地调整权值,从而生成与干扰信号等幅反相的信号。针对单一宽带干扰源的对消,许多学者已从数字域^[9]、模拟域^[2]及数模结合^[10-11]的角度进行分析,研究了取样信号和干扰信号的相关性,并取得了一定的成果。文献[12]采用多级对消结构抑制宽带干扰。文献[13-14]解决了取样信号和干扰信号相关性运算中,相位噪声、正交不平衡及发射机串扰等非理想因素降低收敛速度和干扰对消比(interference cancellation ratio, ICR)的问题。文献[15-16]采用共享移相器的多抽头结构增加相关性,该结构不仅降低了系统复杂度,而且功耗较低。文献[17-18]从数模混合的角度分析相关性,提升了宽带干扰抑制性能。此外,近些年来,许多学者从光子域探索宽带干扰对消技术^[19-21],这种技术通过调节检偏器的角度实现信号等幅反相的调制,利用可调光延时线和可调光衰减器,分别对相位和幅度进行精确调整。但是这种技术存在信号功率衰落和泄露干扰,而且成本高,不利于工程实现。

现有研究多针对单一宽带干扰源进行分析,鲜有对多个宽带干扰源的对消建模、相关性及对于干扰对消的影响进行研究。此外,多源宽带干扰的干扰抑制需求也未明确,现有研究多是对固定通信模式下的窄带干扰抑制需求进行分析^[22]。针对以上问题,本文对多源宽带干扰对消及其干扰抑制需求展开研究,通过建立多源宽带干扰对消的数学模型,分析其对于干扰抑制性能的影响,并基于理论分析得到干扰抑制需求。

1 多源宽带干扰对消建模

本文以双干扰源为例,对多源宽带干扰对消进行建模和性能分析,其干扰模型如图 1 所示。干扰源 1 和干扰源 2 发射宽带信号干扰,接收机接收远端发射的有用信号,多源宽带干扰对消用于对消干扰保护通信。

多源宽带干扰对消采取经典的基于最小均方(least mean square, LMS)误差的自适应滤波理论,其原理框图如图 2 所示。输入信号 $x_s(n)$ 经过未知系统与外界噪声 $\varepsilon(n)$ 叠加后形成期望信

号 $d(n)$, 输入信号经过自适应滤波器后生成对消合成信号 $y(n)$ 。误差信号 $x_e(n)$ 为期望信号 $d(n)$ 与对消合成信号 $y(n)$ 的差值。 $x_e(n)$ 反馈给自适应滤波器来更新加权系数矢量并与 $x_s(n)$ 加权,使更新后的输出信号更加趋近于期望信号,从而达到自适应滤波的目的。

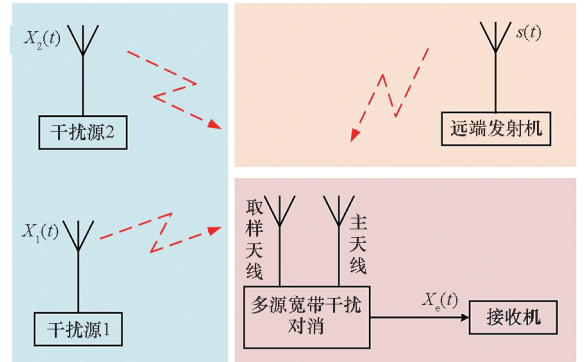


图 1 多源宽带干扰对消

Fig. 1 Multi source wideband interference cancellation

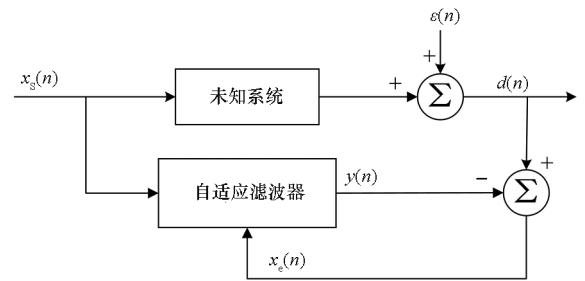


图 2 自适应滤波器的原理框图

Fig. 2 Block diagram of adaptive filter

自适应滤波器的数学模型为

$$\begin{cases} y(n) = \mathbf{W}_s^H(n) \mathbf{x}_s(n) \\ x_e(n) = d(n) - \mathbf{W}_s^H(n) \mathbf{x}_s(n) \\ \mathbf{W}_s(n+1) = \mathbf{W}_s(n) + \mu \mathbf{x}_s^*(n) x_e(n) \end{cases} \quad (1)$$

其中:上标“H”和“*”分别表示矩阵的共轭转置和共轭; $\mathbf{x}_s(n)$ 为参考信号矢量,即 $\mathbf{x}_s(n) = [x_s(n), x_s(n+1), \dots, x_s(n+M-1)]^T$,上标“T”表示矩阵的转置; $\mathbf{W}_s(n)$ 为算法的权值矢量,即 $\mathbf{W}_s(n) = [W_s(n), W_s(n+1), \dots, W_s(n+M-1)]^T$;M为自适应滤波器的阶数; μ 为控制步长,步长变化速度的快慢直接影响算法收敛速度的快慢。

1.1 系统模型

图 3 为对消原理框图。取样天线信号和主天线信号经下变频、低通滤波器(low pass filter, LPF)、模数转换器(analog to digital converter, ADC)后,在数字域进行信号处理,采用的对消算法为 LMS 算法。有用信号和干扰信号互不相关,

在对消的相关运算中仅是干扰信号间的相关,不会影响有用信号。因此,对消之后只剩下有用信号,有用信号经上变频、低通滤波、数模转换器(digital to analog converter, DAC)和功率放大后进入接收端。

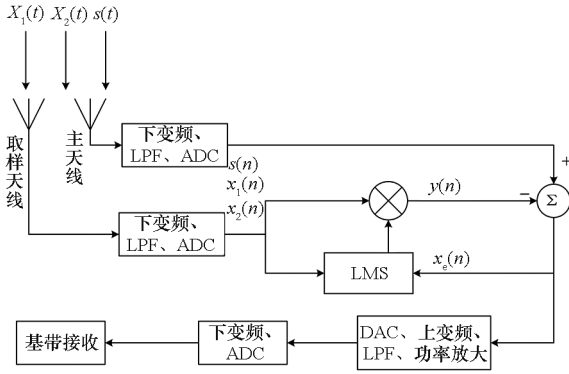


图3 对消原理框图

Fig. 3 Block diagram of interference cancellation

$X_1(t)$ 和 $X_2(t)$ 分别为两干扰源发射的干扰信号, P_1 和 P_2 分别为其发射功率; $s(t)$ 为有用信号; $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 及 $s(n)$ 分别为第一个干扰信号、第二个干扰信号和有用信号的基带形式; $y(n)$ 为对消链路输出的对消合成信号; $x_e(n)$ 为对消之后的剩余误差信号。下面给出系统的数学模型。

由于干扰源的发射天线和接收天线之间存在信号传输的多径效应,干扰信号经过直射和反射路径进入接收机,形成多径干扰。多径干扰信道的冲激响应可以表示为

$$h(t) = \sum_{i=0}^{I-1} h_i \delta(t - \tau_i) \quad (2)$$

多径无线信道冲激响应对应的数字形式为

$$h(n) = \sum_{i=0}^{I-1} h_i \delta(n - \tau_i) \quad (3)$$

其中: $i=0$ 时, h_0 表示直射路径的幅度衰减系数, τ_0 为直射路径的延时; $h_i (i=1, 2, \dots, I)$ 为第 i 条反射路径的幅度衰减系数; τ_i 为对应反射路径的延时; I 为反射路径总数, 若 $I=1$, 则表示该信道为单径信道。

根据魏尔斯特拉斯分解定理,可以得到 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 关于 $v_1(n)$ 和 $v_2(n)$ 的表达式。

$$\begin{cases} x_1(n) = \sqrt{2P_1} \sum_{m=0}^{M-1} g_m v_1(n-m) \\ x_2(n) = \sqrt{2P_2} \sum_{m=0}^{M-1} g_m v_2(n-m) \end{cases} \quad (4)$$

输入信号为

$$x(n) = \sqrt{2P_1} \sum_{m=0}^{M-1} g_m v_1(n-m) +$$

$$\sqrt{2P_2} \sum_{m=0}^{M-1} g_m v_2(n-m) \quad (5)$$

式中, M 为 LPF 的滤波器阶数, g_m 为第 m 阶滤波器的系数, $v_1(n)$ 和 $v_2(n)$ 为两干扰信号的基带形式。

主天线收到的信号为

$$\begin{aligned} s(n) + y_I(n) &= s(n) + y_{I1}(n) + y_{I2}(n) \\ &= s(n) + \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{2} h_i g_m [\sqrt{P_1} v_1(n-m-i) + \\ &\quad \sqrt{P_2} v_2(n-m-i)] \end{aligned} \quad (6)$$

假设取样天线阵由 K 个阵元组成, 每个阵元由 L 阶横向时域滤波器组成, 则每个阵元下每个时域滤波器对应的权值为 $w_{ab} (a=0, 1, \dots, K-1; b=0, 1, \dots, L-1)$, 该多源宽带干扰对消的权值系数是 $KL \times 1$ 维的权矢量 w_H 。

$$w_H = [w_{0,0}, \dots, w_{0,K-1}, \dots, w_{L-1,0}, \dots, w_{L-1,K-1}]^T \quad (7)$$

利用取样天线提取干扰信号作为参考信号, 参考信号为 $KL \times 1$ 维矢量, 权值 w_{ab} 对应的参考信号为 $x_{a,b}$, $x_{a,b}$ 表示第 a 个阵元、第 b 个时域滤波器的参考信号。

$$\begin{aligned} x_{a,b}(n) &= \sqrt{2P_1} \sum_{m=0}^{M-1} g_m v_{1,a}(n-m-b) + \\ &\quad \sqrt{2P_2} \sum_{m=0}^{M-1} g_m v_{2,a}(n-m-b) \end{aligned} \quad (8)$$

则参考信号为

$$x_H = [x_{0,0}, \dots, x_{0,K-1}, \dots, x_{L-1,0}, \dots, x_{L-1,K-1}] \quad (9)$$

多源宽带干扰对消结构生成的对消合成信号为

$$y(n) = x_H w_H \quad (10)$$

由于有用信号与两个干扰信号均不相关, 因此后续理论分析中均不考虑有用信号。对消后的剩余误差信号为

$$x_e(n) = y_I(n) - y(n) \quad (11)$$

对消后进入接收机的信号为 $s(n) + x_e(n)$ 。通过调整权矢量使得剩余误差信号功率最小, 此时的权值即为最优权值。因此, 对消参数优化准则可以表示为

$$(w_H)_{opt} = \arg \min_{w_H} E \{ (x_e(n))^2 \} \quad (12)$$

式中, $E \{ \cdot \}$ 表示求期望, $E \{ (x_e(n))^2 \}$ 为剩余误差信号功率。

根据维纳滤波理论, 最优权值矢量为

$$w_{opt} = R^{-1} q \quad (13)$$

式中, $R = x_H^* x_H$ 为参考信号的自相关矩阵, $q =$

$\mathbf{x}_H^* y_l$ 为参考信号与干扰信号的互相关矢量。最优权值由自相关矩阵 \mathbf{R} 和互相关矢量 \mathbf{q} 决定。

本文采用基于最小均方误差的自适应滤波理论估计权矢量,其权值迭代公式为

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}^*(n) x_e(n) \quad (14)$$

式中, μ 为步长, μ 值的大小影响对消的收敛速度。理想情况下,随着 μ 的逐渐收敛,权矢量收敛至最优值,同时宽带干扰对消生成与干扰信号等幅反相的对消合成信号,实现干扰信号的完全对消。但实际情况中,对消后仍存在残差,而残差的大小由权矢量的精度决定,权矢量精度越高,对消后残差越小。

1.2 双干扰源相关性分析

参考信号 \mathbf{x}_H 为双干扰源之和,因此可以写为

$$\mathbf{x}_H = \mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2 \quad (15)$$

式中, $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$ 为两个干扰的参考信号。

参考信号的自相关矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E\{(\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2)^*(\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2)\} \\ &= \mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_2 + \mathbf{R}_{12} + \mathbf{R}_{21} \end{aligned} \quad (16)$$

式中, $\mathbf{R}_1 = E\{\mathbf{x}_1^* \mathbf{x}_1\}$, $\mathbf{R}_2 = E\{\mathbf{x}_2^* \mathbf{x}_2\}$, $\mathbf{R}_{12} = E\{\mathbf{x}_1^* \mathbf{x}_2\}$, $\mathbf{R}_{21} = E\{\mathbf{x}_2^* \mathbf{x}_1\}$ 。

互相关矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{q} &= E\{(\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2)^*(y_n + y_{n2})\} \\ &= \mathbf{q}_1 + \mathbf{q}_2 + \mathbf{q}_{12} + \mathbf{q}_{21} \end{aligned} \quad (17)$$

式中, $\mathbf{q}_1 = E\{\mathbf{x}_1^* y_n\}$, $\mathbf{q}_2 = E\{\mathbf{x}_2^* y_{n2}\}$, $\mathbf{q}_{12} = E\{\mathbf{x}_1^* y_{n2}\}$, $\mathbf{q}_{21} = E\{\mathbf{x}_2^* y_n\}$ 。

相比于单干扰源,双干扰源的自相关矩阵和互相关矢量都增大了两个干扰源间的互相关分量。因此,分析双干扰源相关性对干扰抑制性能

$$ICR = \frac{E\left\{\sum_{i=0}^{l-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{2} h_i g_m [\sqrt{P_1} v_1(n-m-i) + \sqrt{P_2} v_2(n-m-i)]\right\}^2}{E\left\{\sum_{i=0}^{l-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{2} h_i g_m [\sqrt{P_1} v_1(n-m-i) + \sqrt{P_2} v_2(n-m-i)] - \mathbf{x}_H \mathbf{w}_H\right\}^2} \quad (22)$$

取样天线越多,越能全方位角地取得干扰信号的样本,而时域滤波器越多,越能合成出与干扰信号多径效应等幅反相的信号,因此能够提升干扰抑制性能。

若为单干扰源,则干扰对消比为

$$ICR_{\text{single}} = \frac{E\left\{\sum_{i=0}^{l-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{2} h_i g_m [\sqrt{P_1} v_1(n-m-i)]\right\}^2}{E\left\{\sum_{i=0}^{l-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{2} h_i g_m [\sqrt{P_1} v_1(n-m-i)] - \mathbf{x}_H \mathbf{w}_H\right\}^2} \quad (23)$$

假设双干扰源基带调制样式相同,且不考虑

的影响可等效为分析互相关分量对剩余误差信号的影响。

令

$$\eta = \frac{\mathbf{q}_{12} + \mathbf{q}_{21}}{\mathbf{R}_{12} + \mathbf{R}_{21}} \quad (18)$$

结合式(10)、式(11)、式(13),互相关分量 η 对应的剩余误差信号功率为

$$\begin{aligned} P_\eta &= E\{(\hat{x}_e)^2\} \\ &= [\mathbf{x}_1 y_n (y_{n2} - \mathbf{x}_2) + \mathbf{x}_2 y_{n2} (y_n - \mathbf{x}_1)]^2 \geq 0 \end{aligned} \quad (19)$$

双干扰源间的互相关分量会增大对消后的剩余误差信号,从而导致多源宽带干扰对消的干扰抑制性能变差。

1.3 干扰对消比

不考虑多抽头结构,只需满足环路增益大于零,基于 LMS 算法的宽带干扰对消系统便是稳定的^[23]。因此,若要多源宽带干扰对消结构是稳定的,只需要使步长满足稳定性条件^[24],即: $E\{\mu\} < 2/\lambda_{\max}$, λ_{\max} 为权值的最大特征值。

通常用干扰对消比来表征干扰对消能力,其定义为对消之前干扰信号与对消之后剩余误差信号功率之比。记 P_1 为对消之前干扰信号功率, P_e 为剩余误差信号功率,干扰对消比可以表示为

$$ICR = \frac{P_1}{P_e} \quad (20)$$

由式(11)可得,干扰对消比为

$$ICR = \frac{E\{y_l(n)\}^2}{E\{y_l(n) - y(n)\}^2} \quad (21)$$

结合式(6),可得

魏尔斯特拉斯分解系数,定义压缩系数 α 为双干扰源的干扰对消比与单干扰源的干扰对消比的比值。

$$\alpha = \frac{ICR}{ICR_{\text{single}}} \approx \frac{P_1}{P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2}} \quad (24)$$

令 $P_2 = P_1 + \Delta$, Δ 为双干扰源功率差,则式(24)可化简为

$$\alpha \approx \frac{P_1}{2P_1 + \Delta + 2\sqrt{P_1(P_1 + \Delta)}} \quad (25)$$

可以看出,双干扰源的干扰对消比要低于单干扰源。此外,随着双干扰源功率差的增大,压缩系数降低,干扰对消比逐渐降低。

本文选取的干扰信号的基带调制样式包括最小频移键控(minimum shift keying, MSK)调制、二进制相移键控(binary phase shift keying, BPSK)调制及正交相移键控(quadrature phase shift keying, QPSK)调制。以干扰样式为 MSK 为例,双干扰源的压缩系数与功率差的关系如图 4 所示。可以看出,当二者功率相同时,压缩系数最大,干扰对消比最大。

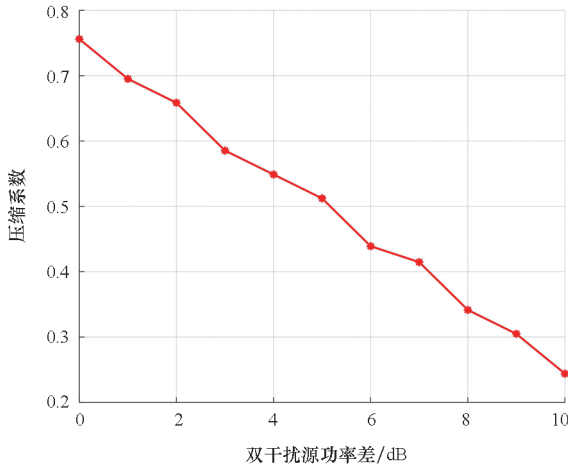


图 4 不同功率差下的压缩系数

Fig. 4 Compression coefficient under different power differences

2 干扰抑制需求分析

接收机的干扰抑制需求为将大干扰降低至可通信的小干扰,因此可用干扰对消比表示干扰抑制需求。由文献[22]可知,干扰抑制需求由噪声、干扰信号和有用信号共同决定。

接收机中低噪声放大器(low noise amplifier, LNA)的非线性效应产生的同频分量会对通信造成干扰。LNA 的非线性模型为

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n x^n \quad (26)$$

式中, $f(x)$ 为输出, x 为输入, a_n 为非线性因子。一般直流分量和高于三阶的非线性分量的功率相对很低,因此可以忽略。

结合式(4)可得,LNA 输出信号为

$$f(x) = g_1 x + g_2 x^2 + g_3 x^3 \quad (27)$$

将有用信号 $s(t)$ 、干扰信号 $y_I(t)$ 代入式(27),并对其展开,得到所有 LNA 非线性产生的同频分量。实际上,可落入接收机同频带内造成干扰的分量也是同频分量。因此可以得到接收机检波输出信干噪比为

$$SINR = \frac{E\{g_1^2 |s(t)|^2\}}{E\left\{\left|\frac{3g_3}{2}s(t)|s(t)|^2 + 3g_3s(t)|y_I(t)|^2\right|^2\right\}} \quad (28)$$

若多源宽带干扰对消的干扰对消比为 ICR , 则对消之后剩余干扰信号的功率为 $E\{y_I(t)\}^2/ICR$, 将其代入式(28)可得

$$SINR = \frac{E\{g_1^2 |s(t)|^2\}}{E\left\{\left|\frac{3g_3}{2}s(t)|s(t)|^2 + 3g_3s(t)\frac{|y_I(t)|^2}{ICR}\right|^2\right\}} \quad (29)$$

则接收机的干扰抑制需求为

$$ICR = \frac{-SINR \cdot E\{9g_3^2s(t)^2 |s(t)|^2 |y_I(t)|^2\}}{SINR \cdot E\left\{\frac{9}{2}g_3^2s(t)^2 |s(t)|^4 - 2g_1^2 |s(t)|^2\right\}} + \frac{\sqrt{12SINR \cdot g_1^2g_3s(t) |s(t)|^2 |y_I(t)|^2}}{SINR \cdot E\left\{\frac{9}{2}g_3^2s(t)^2 |s(t)|^4 - 2g_1^2 |s(t)|^2\right\}} \quad (30)$$

以通信接收机可通信的信干噪比为 $SINR = 5$ dB 为例,不同干扰功率下的干扰抑制需求如图 5 所示。可以看出,随着干扰功率增大,干扰抑制需求也逐渐提高。

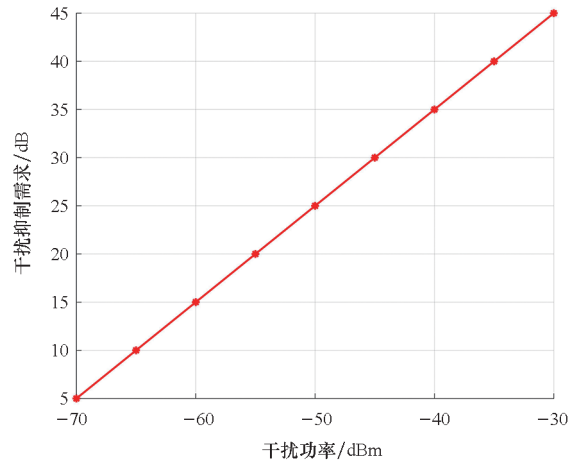


图 5 干扰抑制需求

Fig. 5 Interference suppression requirement

3 实验

3.1 实验平台搭建

本节在前文理论分析的基础上,在实验室环境下搭建了多源宽带干扰对消的实验平台,如图 6 所示。

双干扰源由两个 R&S SMBV100A 信号源模拟,发射带宽均为 10 MHz。数字基带波形由 16 位 DAC 数模转换后发送,然后对信号进行低通

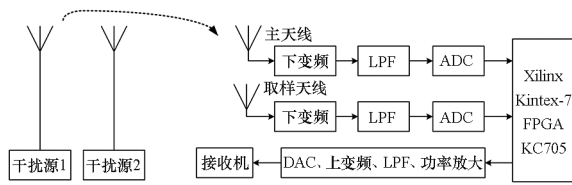


图 6 多源宽带干扰对消的实验平台
Fig. 6 Testbed of the multi-source wideband interference cancellation

滤波,并通过上变频器转换到甚高频(very high frequency, VHF)。射频干扰信号到达 SMW 100B 输出端后,由一个功率放大器将功率放大,最后经 VHF 宽带天线发射出去。多源宽带干扰对消结构的取样天线数目为 3,数字信号现场可编程门阵列(field-programmable gate array, FPGA)处理部分为 Xilinx Kintex-7 FPGA KC705。取样信号由 14 位 ADC 以 125 Mbit/s 的速率进行滤波和采样。因此,可以捕获具有 10 MHz 带宽的数字基带信号。在数字域处理后,由 16 位 DAC 以 125 Mbit/s 的速率进行数模转换,最后进入接收机。该实验平台采用的参数如表 1 所示。

表 1 实验参数

Tab. 1 Experiment parameters

参数名称	参数值
载波频率/MHz	150
干扰带宽/MHz	10
基带调制样式	MSK、BPSK、QPSK
ADC 位数	14
DAC 位数	16
采样率/(Mbit/s)	125
功率放大器增益/dB	43

实验按以下步骤进行:①分析取样天线和时域滤波器数量对双干扰源干扰抑制性能的影响;②相同场景下,对比单干扰和双干扰的抑制效果;③改变双干扰功率差,分析干扰抑制性能。

3.2 实验结果分析

3.2.1 取样天线和时域滤波器数量对双干扰源干扰抑制的影响

令主天线接收到的干扰功率为 -50 dBm,选取不同的取样天线和时域滤波器数量,对消结果如图 7 所示。可以明显地看出,随着取样天线数目和时域滤波器数量的增加,干扰抑制

性能也逐步提高。多源宽带干扰对消结构中的时域滤波器数量用于对消干扰信号的多径效应,理想情况下,时域滤波器数量应与多径数量相同。因此,增大时域滤波器数量,多源宽带干扰对消结构就可以生成更逼近干扰信号的对消合成信号,进而提升干扰对消比。时域滤波器数量为 8 时,3 个取样天线比 1 个取样天线的干扰对消比提高了 10 dB 左右,如图 8 所示;取样天线数目为 3 时,8 时域滤波器比 2 时域滤波器的干扰对消比提高了 9 dB 左右。但实际上,为了降低复杂度,取样天线和时域滤波器数目不宜选取过多,在后文的实验中,取样天线数目为 3,时域滤波器数量为 8。

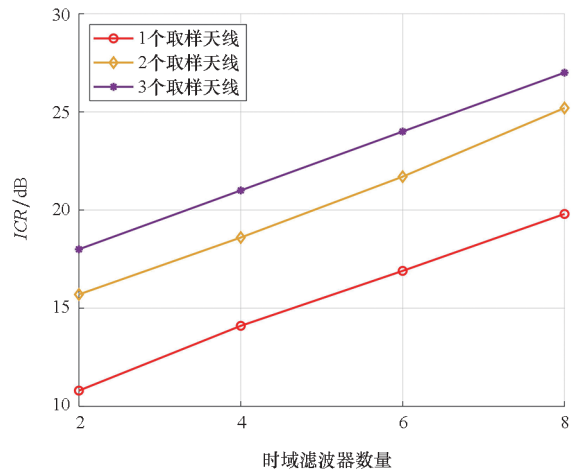


图 7 不同取样天线和时域滤波器数量下的干扰对消比

Fig. 7 ICR under different number of sampling antennas and time-domain filters

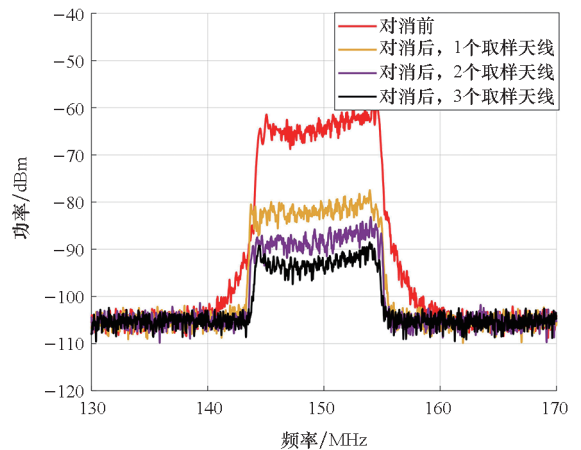


图 8 不同取样天线数量下的频谱

Fig. 8 Spectrum under different number of sampling antennas

3.2.2 单干扰和双干扰的抑制效果分析

改变单干扰源和双干扰源的发射功率,使主

天线接收到的干扰信号功率相同,其中双干扰源的干扰样式相同,干扰功率为两个干扰源同步增加获得。单干扰源和双干扰源的对消结果如图 9 所示。可以看出,随着干扰功率逐渐增大,干扰对消比也逐渐提高,但干扰对消比不会一直增大,而是稳定在最大值附近。各干扰样式的最大干扰对消比如表 2 所示。同种干扰样式下,双干扰源干扰对消比的最大值低于单干扰源 10 dB 左右。这表明多源宽带干扰对消结构存在对消上限。如图 10 所示,达到干扰对消上限后,若继续增大干扰信号,残差信号的功率也会变大。相同条件下,双干扰源的干扰对消比普遍低于单干扰源,这是因为双干扰源在计算相关性时,不仅存在自相关分量,而且存在两个干扰源的互相关分量,如式(19)所示。互相关分量降低了两个干扰源各自的相关性,导致干扰对消比降低。实验结果与前文的理论分析一致。

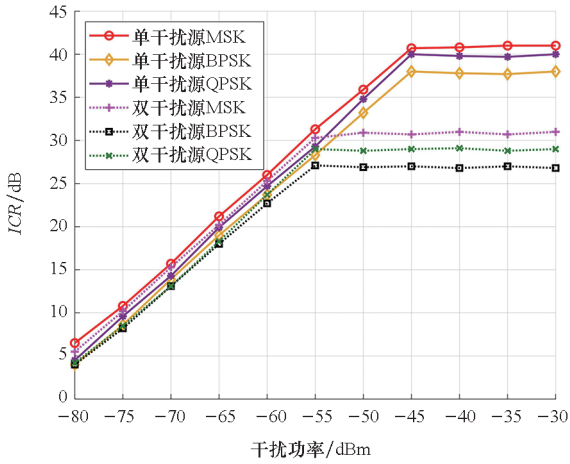


图 9 单干扰源和双干扰源的干扰对消比

Fig. 9 ICR of single interference source and double interference sources

表 2 不同干扰下的最大干扰对消比

Tab. 2 Maximum ICR of different interferences

干扰数目	样式/dB		
	MSK	BPSK	QPSK
1	41	38	40
2	31	27	29

3.2.3 双干扰功率差对干扰抑制性能的影响

首先,调整双干扰源的发射功率,使接收到的干扰信号功率相同,均为 -50 dBm。然后,固定一个干扰源,逐步降低另一个干扰源的功率。干扰对消比和压缩系数的结果如图 11 所示。可以看出,这种情况下,双干扰源的干扰对消比随着双

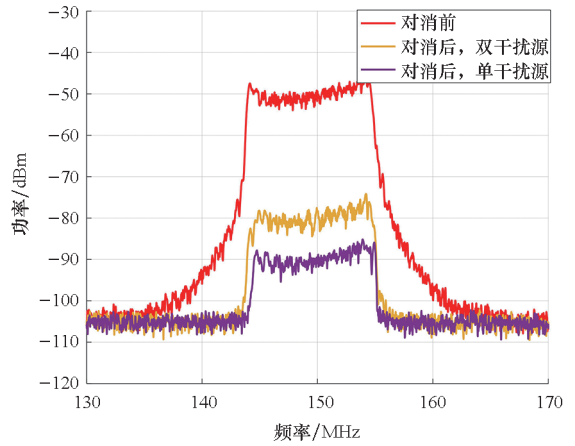
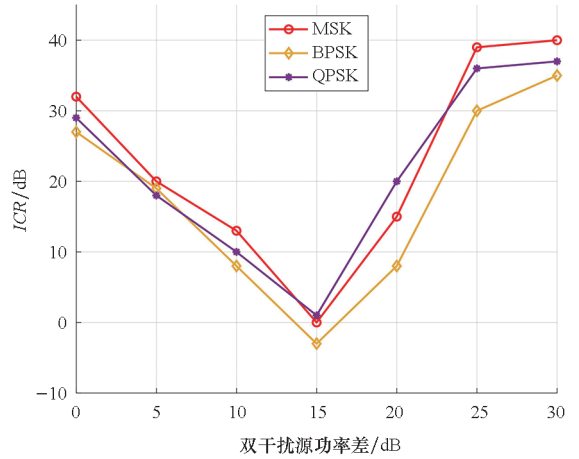


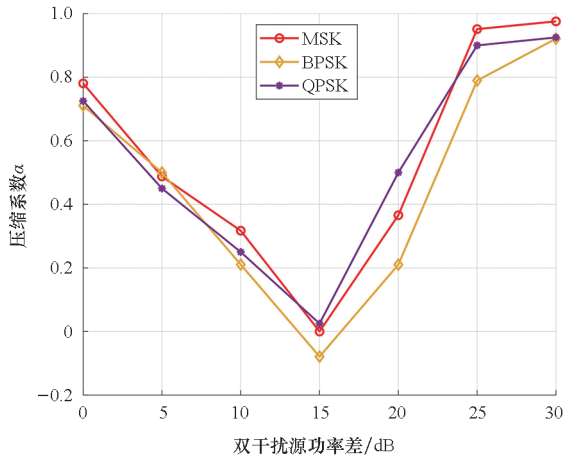
图 10 单干扰源和双干扰源的残差

Fig. 10 Residual of single interference source and double interference sources



(a) 不同功率差下的干扰对消比

(a) ICR under different power difference



(b) 不同功率差下的压缩系数

(b) Compression coefficient under different power difference

图 11 不同功率差下的干扰对消比和压缩系数

Fig. 11 ICR and compression coefficient under different power difference

干扰源功率差值的增大而降低,压缩系数也逐渐降低。但是当功率差超过 15 dB 后,干扰对消比开始增大,当功率差超过 25 dB 后,干扰对消比高于双干扰源功率差值为零时的干扰对消比。这是因为,当双干扰源功率差值超过 25 dB 之后,小功率的干扰源可以忽略不计,此时双干扰源相当于单干扰源,压缩系数接近于 1,因此干扰对消比得到提高。本节的实验结果也验证了前文关于双干扰源功率差对干扰抑制性能影响的理论分析。

4 结论

本文建立了多源宽带干扰对消的理论模型,并对多源宽带干扰对消的干扰抑制需求进行分析。主要结论如下:

1)得到了取样天线和时域滤波器数量对干扰抑制性能的影响规律、干扰源间相关性对干扰抑制性能的影响,以及多干扰源和单干扰源干扰对消比的差异性。

2)增加取样天线和时域滤波器数量能有效提升多源宽带干扰对消的干扰抑制性能,但也会增加复杂度。

3)在相同场景下,双干扰源的干扰对消比普遍低于单干扰源,这是双干扰源间的互相关分量造成的。此外,随着双干扰源的功率差变大,压缩系数变大,干扰对消比逐渐降低,功率差超过一定值后,干扰对消比会得到提高。

参考文献 (References)

- [1] LIU A, SHENG W X, RIIHONEN T. Per-antenna self-interference cancellation beamforming design for digital phased array [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2022, 29: 2442 – 2446.
- [2] ZHANG L Y, MA M, JIAO B L. Design and implementation of adaptive multi-tap analog interference canceller[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(3): 1698 – 1706.
- [3] 刘建成, 全厚德, 李召瑞, 等. 多路延迟正交合成的多径信道射频干扰对消[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(3): 654 – 661.
LIU J C, QUAN H D, LI Z R, et al. RF interference cancellation based on multi-tap delay and orthogonal combination in multipath channel[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(3): 654 – 661. (in Chinese)
- [4] JAIN M, CHOI J I, KIM T M, et al. Practical, real-time, full duplex wireless [C]//Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, 2011: 301 – 312.
- [5] QIN H D, MENG J, HE F M, et al. Design and analysis of digital-to-analog hybrid RF interference cancellation system based on multitap structure [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, 69(9): 4300 – 4314.
- [6] GE S H, MENG J, XING J L, et al. A digital-domain controlled nonlinear RF interference cancellation scheme for co-site wideband radios [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2019, 61(5): 1647 – 1654.
- [7] 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 – 988.
- [8] CHIEN Y R. Design of GPS anti-jamming systems using adaptive Notch filters [J]. *IEEE Systems Journal*, 2015, 9(2): 451 – 460.
- [9] LI C X, ZHAO H Z, WU F, et al. Digital self-interference cancellation with variable fractional delay FIR filter for full-duplex radios [J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(5): 1082 – 1085.
- [10] HUANG X J, LE A T, GUO Y J. ALMS loop analyses with higher-order statistics and strategies for joint analog and digital self-interference cancellation [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(10): 6467 – 6480.
- [11] ISLAM M A, ALEXANDROPOULOS G C, SMIDA B. Joint analog and digital transceiver design for wideband full duplex MIMO systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(11): 9729 – 9743.
- [12] LE A T, HUANG X J, GUO Y J. A two-stage analog self-interference cancellation structure for high transmit power in-band full-duplex radios[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(11): 2425 – 2429.
- [13] AHMED E, ELTAWIL A M. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(7): 3519 – 3532.
- [14] KORPI D, ANTTILA L, VALKAMA M. Nonlinear self-interference cancellation in MIMO full-duplex transceivers under crosstalk [J]. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2017, 2017(1): 24.
- [15] LU H T, HUANG C, SHAO S H, et al. Novel multi-tap analog self-interference cancellation architecture with shared phase-shifter for full-duplex communications [J]. *Science China Information Sciences*, 2017, 60: 102302.
- [16] LIU Y, ROBLIN P, QUAN X, et al. A full-duplex transceiver with two-stage analog cancellations for multipath self-interference[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(12): 5263 – 5273.
- [17] KING B, XIA J J, BOUMAIZA S. Digitally assisted RF-analog self interference cancellation for wideband full-duplex radios[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2018, 65(3): 336 – 340.
- [18] KANG Y Y, KWAK B J, CHO J H. An optimal full-duplex AF relay for joint analog and digital domain self-interference cancellation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(8): 2758 – 2772.

- [19] KOLODZIEJ K E, YEGNANARAYANAN S, PERRY B T. Photonic-enabled RF canceller for wideband in-band full-duplex wireless systems[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(5): 2076–2086.
- [20] HAN M X, SHI T X, CHEN Y. Digital-assisted photonic analog wideband multipath self-interference cancellation[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2022, 34(5): 299–302.
- [21] YU X, YE J, YAN L S, et al. Photonic-assisted multipath self-interference cancellation for wideband MIMO radio-over-fiber transmission [J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(2): 462–469.
- [22] 赵奎, 王青, 孟进, 等. 共址调频和调幅系统干扰机理及干扰抑制需求分析[J]. 国防科技大学学报, 2020, 42(1): 139–144.
- ZHAO K, WANG Q, MENG J, et al. Analysis of interference mechanism and suppression requirement for co-site FM and AM systems [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2020, 42(1): 139–144. (in Chinese)
- [23] LI W L, ZHAO Z H, TANG J, et al. Performance analysis and optimal design of the adaptive interference cancellation system [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2013, 55(6): 1068–1075.
- [24] ABOULNASR T, MAYYAS K. A robust variable step-size LMS-type algorithm: analysis and simulations [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(3): 631–639.