

DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.230526002

一种共址平台装备的射频干扰抑制系统设计方法^{*}

唐 聪^{1,2,3}, 高 昕¹, 朱宏权¹, 张金荣¹, 张中山², 郑东昊¹

(1. 北京跟踪与通信技术研究所, 北京 100095; 2. 北京理工大学 网络空间安全学院, 北京 100081;
3. 中国西南电子技术研究所, 成都 610036)

摘 要:在共址平台场景下, 大功率发射装备工作时辐射的信号会对其附近的高灵敏度接收机造成严重干扰。针对这一问题, 采用一种多抽头射频干扰对消系统, 通过控制系统中的时延、幅度和衰减的权值, 使得产生的参考信号与干扰信号等幅反向, 从而实现干扰信号的对消。为了获得最优的干扰对消性能, 提出了一种基于优化算法获取多抽头最优控制权值的方法。与传统获取控制权值的方法相比, 所提方法具有抽头支路少、干扰抑制性能高和对数字控制电路要求低等优点。

关键词:共址平台; 射频抗干扰抑制; 多抽头; 优化算法

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



微信扫描二维码
听独家语音释文
与作者在线交流
享本刊专属服务

中图分类号: TN971 文献标志码: A 文章编号: 1001-893X(2024)04-0553-06

A Design Method of Co-platforms Radio Frequency Interference Suppression System

TANG Cong^{1,2,3}, GAO Xin¹, ZHU Hongquan¹, ZHANG Jinrong¹, ZHANG Zhongshan², ZHENG Donghao¹

(1. Beijing Institute of Tracking and Telecommunication Technology, Beijing 100095, China;
2. School of Cyberspace Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;
3. Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: In co-platforms, radio frequency (RF) interference is a key problem to the high sensitivity receiver when the high power transmitter works. In order to suppress the interference, the multi-tap RF self-interference cancellation structure is utilized. By controlling the weight of delay, amplitude and phase, the generated signal's amplitude is equal to the interference signal and the phase is opposite. To achieve the best performance, a method based on optimization algorithm is proposed to obtain the multi-tap's best control weight. Compared with the traditional method, the proposed method shows the merits of high interference suppression ratio, few number of taps and low demand on the digital control circuit.

Key words: co-platform; RF interference suppression; multi-tap; optimization algorithm

0 引 言

电子干扰是长期困扰无线电测控、通信等领域的世界性难题, 各国都长期集中精力开展对此问题的攻关。特别是近年来, 共址平台上的装备越来越多, 用频装备在空域、时域、频域维度之间的矛盾越来越突出。共址平台上的接收机具有非常高的接收灵敏度, 其会受到来自共址平台其他装备如雷达、通

信等大功率发射装备的影响^[1-4]。当这些设备发射信号时, 往往会导致高灵敏度接收机无法正常工作。因此, 必须采取有效措施抑制该干扰。目前通常采用滤波器、限幅器等被动防护措施提供干扰防护, 但该方式干扰抑制效果有限, 特别是当干扰信号落在接收系统工作频带内时, 滤波器也会抑制有用信号, 造成有用信号的遗漏。另一种方式是采用自适应干

^{*} 收稿日期: 2023-05-26; 修回日期: 2023-07-03

基金项目: 中国博士后基金(2022M713852)

通信作者: 朱宏权 Email: zhuhongquan@tsinghua.org.cn

扰对消的方式^[5-7],即通过耦合器提取一部分发射信号作为参考信号,并对其进行时延、幅度和相位控制,使其与无线泄露来的干扰信号幅度相同、相位相反,然后将其与接收到干扰信号合成实现干扰对消。目前在该领域已有很多学者开展了研究,主要有两种干扰对消的方式:一是采用射频域的干扰对消^[8-15]方式,即采用一些由可调器件组成的专用电路,并通过此电路在射频域重构从发射端耦合的射频参考信号,然后在接收端与干扰信号对消;二是在数字域对耦合的发射基带信号进行重构,使其与无线辐射的干扰信号在数字域能够对消^[16-19]。

数字域的干扰对消不仅能够对消通过无线辐射进入接收天线的干扰信号,而且还可以有效抑制发射放大器和接收放大器非线性引入的干扰。但由于该方式是在链路末端处理干扰信号,当应用于大功率干扰的场合,由于低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)的 P_{-1} 较小,第一级 LNA 很容易饱和;或者即使 LNA 不饱和,由于 AD 的动态范围有限,大功率的干扰信号会超过 AD 的满刻度输入功率,导致数字采样失效。因此,在共址平台存在大功率干扰的场合,须在接收链路 LNA 之前采取射频干扰抑制措施,以有效抵御大功率干扰。

文献[8]和[10]提出了一种采用多抽头结构抑制射频干扰的方式,取得了不错的干扰抑制效果。两者首先都是通过人为配置多抽头各支路的时延,然后根据公式计算出各支路的控制权值。这种方式思路简单,但抽头个数较多,对相应数字控制模块的数据处理能力有较高的要求。这就导致射频电路的复杂度和成本较高,同时对数字控制模块里 AD 的要求也很高。

为解决上述问题,本文提出一种新型获取多抽头控制权值的方法。该方法不需要人为配置多抽头支路的时延,而是采用优化的方法获取全局最优的多抽头时延量,然后再计算出相应的权值。仿真结果表明,该方法具有所需抽头数目少、易于实现、性能优良的特点。

1 多抽头干扰对消系统模型

1.1 干扰对消原理

图 1 给出了共址平台射频干扰对消原理框图。 $x(t)$ 代表从发射机耦合出的参考信号, $x_0(t)$ 代表从发射天线辐射至接收天线的干扰信号, $s(t)$ 代表需要的接收信号。进入接收天线的信号可以表示为

$$d(t) = x_0(t) + s(t) \quad (1)$$

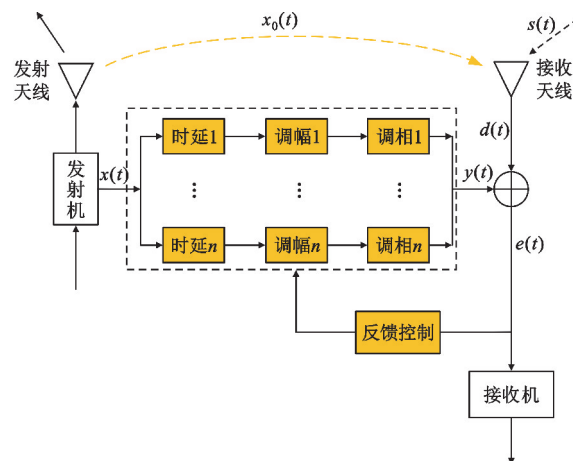


图 1 共址平台射频干扰对消原理框图

Fig. 1 Block diagram of the co-platform RF interference suppression system

在共址平台上,由于场地限制,装备数量较多且间隔较近,这就导致干扰信号的传播路径多且复杂,不仅有干扰装备天线与接收装备天线之间的直射路径,还有许多反射和散射路径。为便于分析,本文假设干扰信号经过 M 条无线传播路径到达接收机,则式(1)中的本地自干扰信号分量为

$$x_0(t) = \sum_{m=1}^M a_m x(t - \tau_m) \quad (2)$$

自干扰信道对应的频率响应可以表示为

$$H_c(f) = \sum_{m=1}^M a_m e^{-j2\pi f \tau_m} \quad (3)$$

式中: a_m 代表第 m 条传播路径的衰减幅度; τ_m 代表第 m 条传播路径的时延。

在干扰对消系统中,通过构建 n 条干扰对消通道(如图 1 所示),调整这些通道的时延、幅度和相位,使得经过这些干扰对消通道的干扰信号与经空间耦合的干扰信号等幅反相,从而达到干扰对消的目的。所构建的多抽头结构的频率响应为

$$H_s(f) = \sum_{n=1}^N b_n e^{j\phi_n} e^{-j2\pi f t_n} \quad (4)$$

式中: b_n, ϕ_n, t_n 分别代表第 n 条干扰通道的幅度、相位和时延。将式(4)写为向量乘积的形式:

$$H_s(f) = \mathbf{X}^T(f) \mathbf{W} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{T}$ 代表矩阵的转置;权矢量 $\mathbf{W}$ 定义为

$$\mathbf{W} = [b_1 e^{j\phi_1}, b_2 e^{j\phi_2}, \dots, b_n e^{j\phi_n}]^T_{1 \times N} \quad (6)$$

频率 f 下的旋转因子矢量定义为

$$\mathbf{X}(f) = [e^{-j2\pi f t_1}, e^{-j2\pi f t_2}, \dots, e^{-j2\pi f t_n}]^T_{1 \times N} \quad (7)$$

干扰抵消后的剩余自干扰信道频率响应可以表示为

$$H_r(f) = H_c(f) - H_s(f) = H_c(f) - \mathbf{X}^T(f) \mathbf{W} \quad (8)$$

可以发现,求最小剩余自干扰信道频率响应的 $H_r(f)$ 的过程转化为在 $\mathbf{X}(f)$ 给定之后($t_1, t_2, \dots, t_n$

设为固定值),选择合适的 $\mathbf{W}$ 值即合适的相位 ϕ_n 和抽头增益 b_n ,使得 $H_r(f)$ 最小。

1.2 最优权值的获取

剩余自干扰信号功率谱密度为

$$S_r(f) = |H_r(f)|^2 S_1(f) \quad (9)$$

式中: $S_1(f)$ 代表发射信号的功率谱密度。假设近端发射机采用 $\text{sinc}(x)$ 函数作为发射信号的成形脉冲函数,则本地发送射频信号的功率谱密度在信号带宽 B 内是平坦的。 $S_1(f)$ 可以表示为

$$S_1(f) = \frac{P_1}{2B}, \quad f_0 - \frac{B}{2} < f < f_0 + \frac{B}{2} \quad (10)$$

则剩余自干扰信号的总功率如式(11)所示, $\mathbf{H}$ 代表共轭转置。

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{P_1}{B} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} |H_r(f)|^2 df = \\ &= \frac{P_1}{B} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} |X^T(f) \mathbf{W} - H_c(f)|^2 df = \\ &= \frac{P_1}{B} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} (\mathbf{W}^H X^*(f) X^T(f) \mathbf{W} - H_c(f) \mathbf{W}^H X^*(f) - \\ &\quad X^T(f) \mathbf{W} H_c^*(f) + |H_c(f)|^2) df \end{aligned} \quad (11)$$

观察式(11)可以发现, P_r 是 $\mathbf{W}$ 的二次函数。由于 $\mathbf{W}$ 是复向量,故当复向量梯度的实部和虚部均为 0 时,剩余干扰信号功率取得极值。对 P_r 求梯度可得

$$\nabla P_r = \frac{2P_1}{B} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} (X^*(f) X^T(f) \mathbf{W} - H_c(f) X^*(f)) df \quad (12)$$

定义如下矩阵:

$$\mathbf{R} = \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} X^*(f) X^T(f) df \quad (13)$$

$$\mathbf{Q} = \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} H_c(f) X^*(f) df \quad (14)$$

将 $\mathbf{R}$ 和 $\mathbf{Q}$ 表达式代入 P_r 表达式可得

$$P_r = \frac{P_1}{B} (\mathbf{W}^H \mathbf{R} \mathbf{W} - \mathbf{W}^H \mathbf{Q} - \mathbf{Q}^H \mathbf{W} + \sigma) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \sigma &= \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} |H_c(f)|^2 df = \\ &= \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M B a_i a_j \text{sinc}[B(t_i - t_j)] e^{-j2\pi f_0(t_i - t_j)} \end{aligned} \quad (16)$$

则 ∇P_r 可以表示为

$$\nabla P_r = \frac{2P_1}{B} (-\mathbf{Q} + \mathbf{R} \mathbf{W}) \quad (17)$$

将式(1)和式(5)代入上式,可得

$$q_n = \sum_{m=1}^M B a_m \text{sinc}[B(\tau_m - t_n)] e^{-j2\pi f_0(\tau_m - t_n)} \quad (18)$$

$$r_{ij} = B \text{sinc}[B(t_i - t_j)] e^{j2\pi f_0(t_i - t_j)} \quad (19)$$

式中: q_n 代表 $N \times 1$ 矩阵中的元素; r_{ij} 代表 $N \times N$ 矩阵中的元素。 $\text{sinc}(x)$ 函数的定义如下:

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$$

由式(15)可知,当 ∇P_r 等于 0 时, P_r 取得极小值,此时得到最优权值的表达式为

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Q} \quad (20)$$

由式(20)可知,最优权值 $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ 由 $\mathbf{R}$ 矩阵和 $\mathbf{Q}$ 矩阵决定,即由信号带宽 B 、工作频率 f_0 、多抽头各支路时延 t_n 、无线干扰信道的时延 τ_m 和幅度衰减 a_m 决定。在共址平台这一工作场景下,当干扰信号发射天线与接收装备天线固定不变时(波束也未扫描),信号带宽 B 、工作频率 f_0 、无线干扰信道的时延 τ_m 和幅度衰减 a_m 可以认为是固定不变的,因此剩余可控的变量就剩下多抽头各支路时延 t_n ,并且可以确定至少存在一组多抽头时延组合 $t_1 \cdots t_n$ 使得对消后残余信号功率最小。

在实际实施过程中,采用延迟线来实现信号的时延。传统最优权值的获取方式^[8-10]是通过人为配置一组时延组合 $t_1 \cdots t_n$,即将每个支路的时延量设置为固定值,一般采用等差数列的形式设置每个支路的时延,然后通过公式(20)计算出对应的最优权值。该方式虽然简便易行,但所得到的权值并不一定是全局最优的,因为式(20)对应的问题不一定是凸优化问题。为此,本文提出一种基于优化算法获取最优权值的方式,首先设定多抽头的个数即时延组合的维度,然后基于优化算法,以最小残余信号功率为优化目标,以多抽头各支路时延为优化变量,得到一组对应的时延量组合,最后根据公式计算出对应的最佳权值。整个过程的流程如图 2 所示。

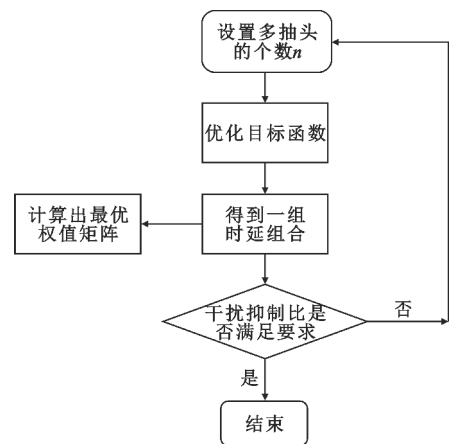


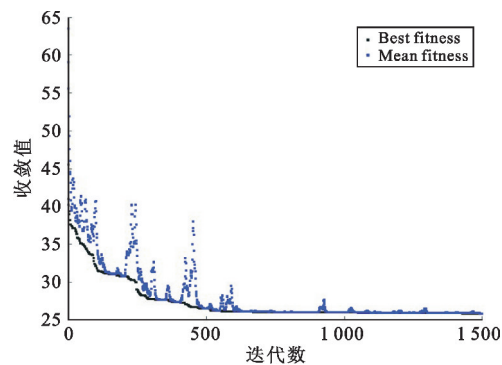
图 2 多抽头射频干扰对消流程

Fig. 2 Flowchart of the multi-tap RF interference suppression system

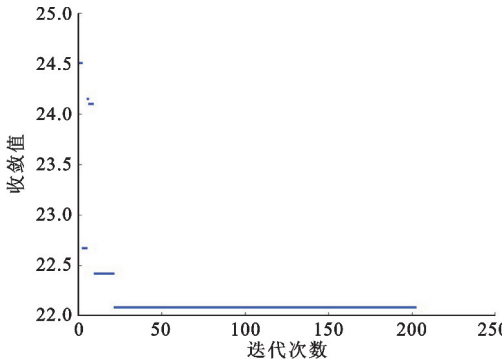
所采用的优化算法有遗传算法 (Genetic

Algorithm,GA)、全局搜索算法(Global Search,GS)和多起点算法(MultiStart,MS)。GA 是借鉴生物界进化规律演化而来的随机搜索方法,能够自适应地调整搜索方向,具有良好的全局搜索能力,不需要给定初始值。GS 和 MS 两者均需要给出初始值,然后在此起点上产生若干个起始点,通过求解器寻找各个起始点附近的最优值,然后通过多次迭代比较,再从这些最优值里选出最优的。

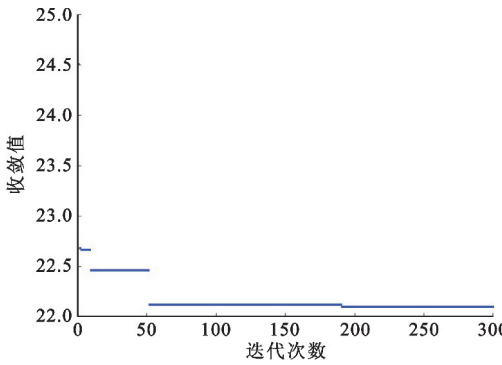
图 3 给出了采用 3 种方法求解最优值的收敛过程,其中 GS 算法和 MS 算法采用相同的初值。仿真参数为中心频率 3 GHz,信号带宽 120 MHz,采用修正 S-V 信道模型的 CM1 统计模型。



(a) GA 算法



(b) GS 算法



(c) MS 算法

图 3 3 种算法收敛过程

Fig. 3 Convergence process of the system using three methods

表 1 列出了 3 种优化算法的收敛次数,最终目标值和优化得到的最佳时延组合。很明显,采用 GS 算法的收敛过程最快,最终的目标值也最小。

表 1 3 种搜索算法对比
Tab. 1 Comparisons among three methods

算法	迭代次数	目标函数值 ^①	优化结果/ns	备注
GA	1 500	25.852 8	0.161,2.642,7.995, 15.203,21.411,26.372	初始值 相同 ^②
GS	202	22.086 5	0.136,2.686,7.619, 14.318,24.632,25.480	
MS	300	22.098 5	0.142,2.527,7.503, 14.261,24.644,25.502	

注:①表中目标函数值扩大了 1 000 倍。
②初始值为 0.210,2.163,7.835,15.622,19.874,26.588。

图 4 给出了 3 种优化算法得到的信道幅度响应对比曲线,可以看出,采用 GS 算法和 MS 算法的结果比较接近,两者均优于采用 GA 算法得到的结果,但 GS 算法的迭代次数较少,同时最终的目标值也稍小一些。因此,本文最终采用 MS 算法作为优化算法。

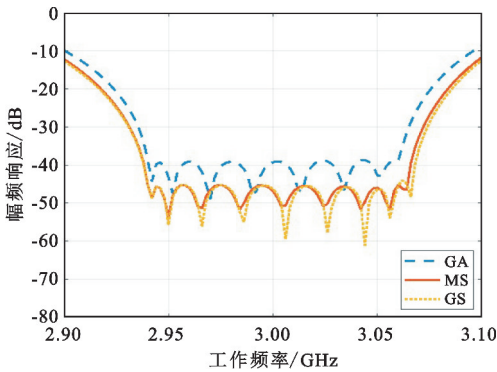


图 4 3 种优化算法得到的信道幅频响应对比曲线
Fig. 4 Comparisons of channel amplitude response
obtained by three methods

2 仿真与分析

根据前文分析,本文针对室内多径典型应用场景,基于 Matlab 开展仿真验证。仿真条件为载波频率 2.4 GHz,信号带宽 100 MHz,无线信道最大时延为 26.2 ns。无线信道采用修正 S-V 信道模型的 CM1 统计模型,具体参数如表 2 所示。

表 2 无线信道参数
Tab. 2 Parameters of wireless channel

路径编号	路径时延/ns	幅度衰减
1	0.107	0.454 4
2	2.338	0.141 3
3	4.509	-0.094 7
4	7.012	0.213 0
5	9.686	0.129 7
6	13.356	0.140 2
7	17.193	-0.095 9
8	22.034	-0.068 1
9	26.219	-0.056 2

首先,设置多抽头的数目为 6 个,并设置多抽头的时延量初值,然后基于前文介绍的 MS 算法优化,得到一组时延量组合,然后根据式(18)得到多抽头支路的控制权值。同理,设置多抽头的数目为 7 个,重复上述过程,可得对应的最优控制权值。表 3 给出了初始值和优化得到的权值。

表 3 多抽头的时延初值及优化后结果
Tab. 3 Initial and optimized values of the multi-tap circuits

抽头数	初值/ns	优化后结果/ns
6	0.1,3,7,14,19,25	0,0.248,6.297,12.858, 13.505,25.204
7	0.02,4.5,8.8, 13.2,17.6,22, 26.6	0.010,2.999,4.964, 12.103,17.960,21.510, 26.250

图 5 给出了采用本文方法与文献[8]提出的干扰对消方法的仿真结果对比。可以看出,采用本文所提方法,抽头数目为 6 时,干扰抑制效果与对比文献的效果相当;当抽头数目为 7 时,本文方法效果远远优于对比文献方法的效果,但抽头数目却对比文献方法抽头数目少。这表明,本文所提方法不仅干扰抑制效果好,而且可以减少抽头数目的个数,降低了射频电路的复杂度。同时,由于抽头数目的降低,其对相应的数字控制电路的要求也将降低。

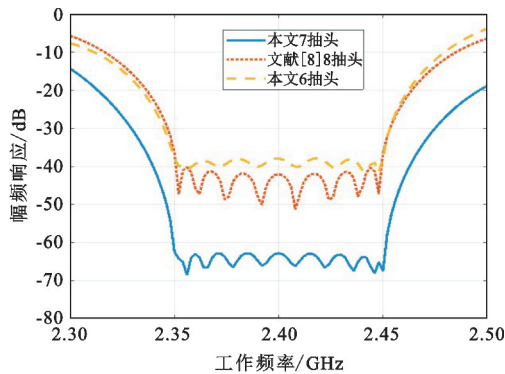


图 5 本文所提方法与文献[8]干扰抑制效果对比
Fig. 5 Comparisons of the performance between the proposed method and Reference[8]

3 结束语

针对共址平台中大功率用频装备发射信号时会对其附近的高灵敏度接收机造成射频干扰的问题,本文提出了一种新型获取最优控制权值的方法,并给出了理论推导。Matlab 仿真表明,采用本文方法的 6 抽头电路与传统方法的 8 抽头电路的干扰抑制性能相当,采用本文方法的 7 抽头电路比传统方法的 8 抽头电路的干扰抑制性能优大约 25 dB,证明了本文方法具有抽头支路路少、干扰抑制性能高和对数字控制电路要求低的优点。

下一步将开展与数字域干扰对消相结合的混合干扰抑制系统研究。

参考文献:

[1] MA Y, DU W. Performance analysis and design of adaptive interference cancellation system[J]. Journal of Xidian University,1992,19(1):84-92.

[2] JIANG Y,MA W,ZHAO Z. Analysis of chopping stabilizing zero for adaptive interference cancellation system [J]. Journal of Communication,2010,31(3):65-74.

[3] RIIHONEN T, KORPI D, TURUNEN M, et al. Military full-duplex radio shield for protection against adversary receivers [C]//Proceeding of International Conference on Military Communications and Information Systems. Budva:IEEE,2019:1-6.

[4] SABHARWAL A,SCHNITER P, GUO D, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014,32(9):1637-1652.

[5] WIDROW B,GOODLIN R C. Adaptive noise cancelling: principles and applications [J]. IEEE Proceedings, 1975,63(12):1692-1716.

[6] YIM S H, LEE H S, SONG W J. A proportionate diffusion LMS algorithm for sparse distributed estimation [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems,2015, 62(10):992-996.

[7] SONG E,KIM J,KIM J. A passive equalizer optimization method based on time-domain inter-symbol interference (ISI) cancellation technique [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic and Compatible,2017,60(3):807-810.

[8] WANG J,ZHAO H,MA W, et al. Performance analysis of broadband self-interference cancellation at RF domain in co-frequency co-time full duplex systems [J]. Journal of Communication,2016,37(9):121-130.

[9] LU H,HUANG C,SHAO S, et al. Novel multi-tap analog self-interference cancellation architecture with shared phase-shifter for full-duplex communications[J]. Science China:Information Science,2017,60(10):139-154.

[10] 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.
- [11] QIN H, HE F, MENG J, et al. Impact of wideband interference coupling path dispersion on performance of radio-frequency interference adaptive cancellation system [J]. IET Microwave and Antennas Propagation, 2020, 14(12): 1337–1346.
- [12] KOLODZIEJ K E, MICHAEL J G, PERRY B T. Multitap RF canceller for in-band full-duplex wireless communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(6): 4321–4334.
- [13] 余旭, 宋国栋, 刘学观, 等. UHF RFID 自适应射频干扰对消技术 [J]. 电讯技术, 2022, 62(11): 1655–1650.
- [14] 赖鑫. 射频干扰对消技术的系统设计与仿真分析 [J]. 电讯技术, 2013, 53(3): 259–264.
- [15] 李阳, 何方敏, 李毅, 等. 模拟自适应干扰对消系统对消速度分析 [J]. 电讯技术, 2018, 58(7): 811–818.
- [16] 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.
- [17] SUN L, LI Y, ZHAO Y, et al. Optimized adaptive algorithm of digital self-interference cancellation based on improved variable step [C] // Proceedings of the 9th International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification. Xiamen: IEEE, 2015: 176–179.
- [18] GE S, MENG J, XING J, et al. A digital-domain controlled nonlinear RF interference cancellation scheme for co-site wideband radios [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic and Compatible, 2018, 61(5): 647–1654.
- [19] LIU Y, ROBLIN P, QUAN X, et al. A full-duplex transceiver with two-stage analog cancellations for multipath self-interference [J]. Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(12): 5263–5273.

作者简介:

唐 聪 男, 1987 年生于河南商丘, 2018 年获工学博士学位, 现为高级工程师, 主要从事航天测控系统研究。

高 昕 男, 1973 年生于陕西铜川, 2007 年获光学工程博士学位, 现为研究员, 主要研究方向为航天测控系统。

朱宏权 男, 1982 年生于陕西商南, 2008 年获工学博士学位, 现为副研究员, 主要研究方向为航天测控系统。

张金荣 女, 1984 年生于湖北襄阳, 分别于 2006 年和 2009 年获中国科技大学电子工程专业学士学位和硕士学位, 现为助理研究员, 主要研究方向为航天测控系统。

张中山 男, 1974 年生于河北遵化, 2004 年于北京邮电大学获电磁场与微波专业博士学位, 现为北京理工大学网络空间安全学院教授、博士生导师, 主要研究方向为空天信息网络、无线全双工通信。

郑东昊 男, 1990 年生于湖北潜江, 2020 年获工学博士学位, 现为助理研究员, 主要从事大气光学与激光通信研究。