

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514435

面向大动态干扰的开闭环级联变步长增益控制方法*

王 泽, 信业韬, 李亚星, 邢金岭, 何方敏

(海军工程大学电磁能技术全国重点实验室 湖北 武汉 430000)

摘 要:在无线通信抗干扰领域,通信接收机通常面临干扰功率动态范围大且存在小功率通信信号的场景,增益控制通过动态调整接收链路放大器的增益来应对输入信号强度的变化,从而保证输出信号的稳定性和质量,是应对干扰功率瞬时大动态范围的重要手段。为了进一步提升大动态干扰场景下增益控制方法的收敛速度和稳定性,构建了开环增益控制与闭环变步长增益控制的级联系统模型,提出了开闭环级联的变步长增益控制方法。设计了基于双准则优化的开环增益控制,平衡模数转换器不饱和的硬约束与干扰抑制的软约束;将增益压缩与噪声系数恶化的关系表达式作为正则项引入误差反馈函数,融入了变步长机制,推导了闭环变步长增益控制的反馈迭代方程,定量分析了级联系统的稳定性和收敛速度等性能指标。仿真结果表明,相较于闭环变步长增益控制方法和开闭环级联固定步长控制方法,所提方法收敛速度分别提升 87.5%、66.6%,具有更低超调量,可以将噪声系数控制到较低水平,显著提升了干扰对比,有效缓解通信误码率的恶化程度。实验结果验证,所提方法在脉冲、多音、宽带噪声 3 种典型干扰下均优于闭环变步长方法,尤其在脉冲干扰中误码率显著降低 8%~10%;低阶调制在强干扰下鲁棒性更优,为无线通信抗干扰系统的控制方法设计提供参考。

关键词:大动态干扰;增益控制;开闭环级联;变步长;收敛速度;稳定性

中图分类号: TH86 TP273 TN97 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

A variable step gain control method with cascaded open-loop and closed-loop for large dynamic interference

Wang Ze, Xin Yedi, Li Yaxing, Xing Jinling, He Fangmin

(National Key Laboratory for Electromagnetic Energy, Naval University of Engineering, Wuhan 430000, China)

Abstract: In the field of wireless communication anti-interference, communication receivers often face scenarios with a large dynamic range of interference power and the presence of low-power communication signals. Gain control, by dynamically adjusting the gain of the receiving link amplifier to respond to changes in input signal strength, thereby ensuring the stability and quality of the output signal, is an important means to cope with the instantaneous large dynamic range of interference power. To further improve the convergence speed and stability of gain control methods in large dynamic interference scenarios, this paper constructs a cascaded system model of open-loop gain control and closed-loop variable step size gain control, and proposes a cascaded open-loop and closed-loop variable step size gain control method. An open-loop gain control based on dual-criterion optimization is designed to balance the hard constraint of analog-to-digital converter (ADC) unsaturation and the soft constraint of interference suppression. The relationship between gain compression and noise figure degradation is introduced as a regularization term into the error feedback function, combined with a variable step size mechanism. The feedback iterative equation of closed-loop variable step size gain control is derived, and performance indicators such as the stability and convergence speed of the cascaded system are quantitatively analyzed. Simulation results show that compared with the closed-loop variable step size gain control method and the cascaded open-loop and closed-loop fixed step size control method, the proposed method has a convergence speed improved by 87.5% and 66.6% respectively, lower overshoot, can reduce the noise figure to a lower level, significantly enhance the interference cancellation performance, and effectively alleviate the deterioration of communication bit error rate. Experimental results verify that the proposed method outperforms the closed-loop variable step size method under three

收稿日期: 2025-08-28 Received Date: 2025-08-28

* 基金项目: 电磁能技术全国重点实验室基金项目(61422172320303)资助

typical interferences (pulse, multi-tone, and wideband noise), especially with a significantly reduced bit error rate by 8% to 10% under pulse interference. Low-order modulation has better robustness under strong interference, provide a reference for designing of control methods for wireless communication anti-interference systems.

Keywords: large dynamic interference; gain control; cascaded open-loop and closed-loop; variable step size; convergence speed; stability

0 引 言

在通信电子对抗场景中,先进的干扰机发射功率最高可达兆瓦级,干扰信号功率比通信高 1 000 倍以上,传统的扩跳频不满足功率抑制需求^[1-2]。干扰对消技术利用干扰信号与通信信号在空时频域上的差异,可以抑制大功率干扰,有效提升无线通信系统抗干扰能力^[3-4]。但是,由于干扰机高速机动的空间位置和猝发式的干扰策略,干扰功率的瞬时动态范围极大^[5]。因此,具有非平稳时变特性的强干扰严重影响了通信性能和干扰对消性能^[6-7],亟需接收链路快速响应突发信号的变化,以确保接收信号质量,增强系统稳定性。

增益控制技术是通过动态调整接收链路放大器的增益来应对输入信号强度的变化,从而保证输出信号的稳定性和质量,广泛应用于无线通信、音频处理以及其他需要精确控制信号强度的应用场景^[8-10]。无线通信系统接收链路的增益控制单元是扩展接收信号功率动态范围的重要手段,可以用于干扰功率瞬态大动态条件下不失真接收小功率通信信号。

常用的增益控制方法主要有开环增益控制和闭环增益控制,也称为前馈式和反馈式^[11-12]。其中,开环增益控制的基本原理是通过检测接收信号功率,对增益控制电路实施控制以扩展动态范围,具有增益调节速度快且结构简单的优点,常用于雷达、导航系统接收机^[13-14]。然而,开环增益控制易受输入信号包络变化和电路参数波动的影响,在环境中存在脉冲等幅度突变类型的信号时,容易因误调而影响通信性能和干扰对消性能^[15]。闭环增益控制通过负反馈结构实现较高的控制稳定性,能够对幅值变化的信号进行持续调节,不易产生误调,但是收敛速度慢^[16]。为了提升闭环增益控制的收敛速度,文献[17-18]提出闭环变步长增益控制方法,增益调节步长可以根据误差反馈信号自适应调整,误差大时用大步长快速收敛,误差小时用小步长减少振荡,提高稳定性。另一方面,深度学习、强化学习等智能算法与增益控制的融合虽成为研究新方向,却面临实时性与硬件适配性瓶颈^[19-20]。增益控制需微秒级收敛,而深度强化学习算法需离线训练模型,在线推理存在毫秒级延迟,无法满足射频链路实时控制需求^[21];且高计算复杂度导致其难以在现场可编程门阵列(field-programmable gate array, FPGA)

等嵌入式硬件部署,工程可实现性较差。

为了综合开环和闭环增益控制的优点,文献[22]提出了一种结合开环和闭环控制的混合式增益方法,先对接收信号的检波结果进行粗调,然后再对增益调节后的输出信号进行检波,通过反馈控制实现输出信号幅度的连续精调,该方法不仅能够实现增益的快速调节,还具有对幅值变化信号的闭环调节能力。但是固定的增益调节步长在干扰功率动态范围大的场景下不够灵活,缺乏自适应调节能力。

综上所述,上述文献主要侧重于增益控制方法在稳定性、收敛速度和精度等性能方面的优化,但是缺乏增益控制对于干扰对消性能和通信性能的影响分析。例如,突发的强干扰会使得增益控制迅速衰减,造成的增益压缩效应会恶化接收链路噪声系数,进而影响到干扰对消和通信解调解码所需的干噪比和信噪比条件^[23]。

因此,面向干扰功率瞬态动态范围变化大的应用场景,本文构建了开环增益控制与闭环变步长增益控制的级联系统模型,提出了开闭环级联的变步长增益控制方法。首先,为了平衡模数转换器(analog-to-digital converter, ADC)不饱和的硬约束与抑制干扰的软约束,设计了基于双准则优化的开环增益控制。其次,考虑到强干扰造成的增益压缩和噪声系数恶化,将增益与噪声系数恶化的关系表达式作为正则项引入误差反馈函数,推导得到闭环增益控制的反馈迭代方程,设计了基于误差函数平滑函数的增益控制变步长机制,实现了闭环变步长增益控制。然后,分析了稳定性和收敛速度等系统性能,得到了稳定性条件与收敛时间常数等性能指标。最后,信号级仿真与实验结果表明,相较于闭环变步长增益控制方法和开闭环级联固定步长控制方法,本文所提的开闭环级联变步长增益控制方法具有更快收敛速度和更高稳定性,噪声系数恶化程度最低,可以实现更高的干扰对比,有效缓解通信误码率的恶化程度。

1 系统模型

在通信电子对抗场景中,无线通信系统通常面临干扰功率动态范围大且存在小功率通信信号的场景。本文构建了开环增益控制与闭环变步长增益控制的级联结构,融入到具有干扰对消功能的无线通信系统中^[24],可以提升干扰功率快速变化条件下增益控制的收敛速度和

稳定性。系统结构如图 1 所示,包括了射频接收模块、增益控制计算模块、数字处理模块。其中,接收信号经过射频接收模块,包括了由限幅器、预选滤波器和射频低噪放组成的射频调理电路,由混频器、中频滤波器、耦合器、可变增益组成的中频调理电路^[25]。中频模拟信号通过 ADC 进入数字处理模块,在干扰对消单元,采用闭环最小均方(least mean square, LMS)算法实现多通道权值合并,抑制强干扰^[26];在通信处理单元,完成通信信号的解调、解码等过程。

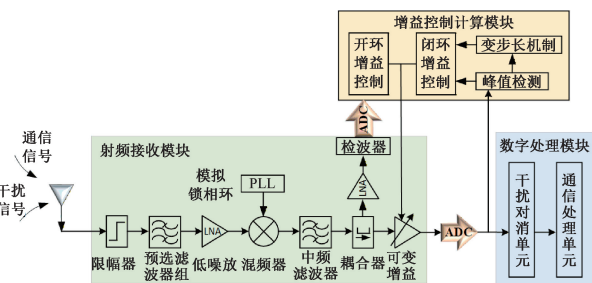


图 1 开闭环级联的变步长增益控制系统

Fig. 1 Block diagram of the variable step size gain control system with cascaded open-loop and closed-loop configurations

本文主要讨论增益控制计算模块对于射频接收模块和数字处理模块的连接作用,增益控制计算模块采用开闭环级联的变步长增益控制方法,作用于射频接收模块的可变增益,使得进入数字处理模块的信号功率平稳^[27]。首先开环增益控制根据检波器的输入信号功率瞬时估计值、期望功率和 ADC 饱和功率之间的约束关系,实现对初始增益的粗调,其主要作用是防止模数转换器饱和或过载,同时在保证不饱和前提下使输出功率快速收敛至期望功率附近,主要提升快时变或突发干扰下快速跟踪信号变化的能力。在此基础上,闭环增益控制采用开环增益作为初值,通过误差反馈信号在期望功率附近精细化调整,设计增益控制变步长机制,可以有效兼顾收敛速度与稳定性。

2 开闭环级联的变步长增益控制方法

如图 1 所示的系统框图中,接收信号是由干扰信号、通信信号与噪声组成的混叠信号 $x(t)$, 可以表示为:

$$x(t) = s(t) + j(t) + n(t) \quad (1)$$

其中, $s(t)$ 为小功率的通信信号, 功率为 $P_s = E[|s(t)|^2]$; $j(t)$ 为大功率的干扰信号, 功率为 $P_j = E[|j(t)|^2]$; $n(t)$ 为空间热噪声, 功率为 $P_n = E[|n(t)|^2]$ 。一般情况下干扰信号与通信信号具有时频混叠、功率压制的特点, 难以从混叠信号中分离二者, 并且干扰信号功率远大于通信信号功率, 即 $P_s \ll P_j$ 。

接收信号进入射频接收模块后, 经过射频前端增益 $g(t)$ (单位: W) 动态调整, 得到 ADC 采样前的中频信号 $y(t)$, 即:

$$y(t) = \sqrt{g(t)} x(t) = \sqrt{g_0 \cdot g_v(t)} x(t) = A(t) x(t) \quad (2)$$

其中, 射频前端增益包括两部分, 一部分为射频前端固定增益 g_0 ; 另一部分为可变增益 $g_v(t)$ 。 $A(t) = \sqrt{g(t)}$ 为射频前端增益对应的幅度放大值 (单位: V)。

多通道射频接收模块的中频信号经过 ADC 采样后进入数字处理模块, 通过干扰对消算法抑制干扰, 基于前期研究工作的结论可知: 干扰抑制能力与干噪比有关, 即 $(ICR)_{dB} \propto (INR_a)_{dB}^{[23]}$, $(ICR)_{dB}$ 为干扰对消比, $(INR_a)_{dB}$ 为干噪比。因此 2.2 节分析噪声系数恶化过程时, 不仅需要考虑信噪比降低影响通信性能, 还要考虑干噪比降低影响干扰对消性能。

2.1 基于双准则优化的开环增益控制

在本文提出的开闭环级联增益控制框架下, 首先通过开环增益控制估计输入信号的功率瞬时值 $\hat{P}_x(t)$, 实现增益的快速粗调, 以应对干扰功率的突变与快时变, 即:

$$\hat{P}_x(t) = \alpha \hat{P}_x(t-1) + (1-\alpha) g_0 |x(t)|^2 \quad (3)$$

其中, α 为平滑因子, 取值范围为 $0 < \alpha < 1$, 用于平衡干扰功率的瞬时估计值与历史估计值之间的权重。根据输出信号期望功率和输入信号功率的瞬时估计值可以计算开环增益 $A_{\text{ref}}(t)$ 公式如式(4)所示:

$$A_{\text{ref}}(t) = \sqrt{\frac{P_{\text{ref}}}{\hat{P}_x(t) + \varepsilon}} \quad (4)$$

其中, ε 为用于防止分母为 0 的小常数, $\varepsilon > 0$; P_{ref} 为恒定的期望功率。当干扰功率较低时, 按照式(4)中期望功率调整增益以优化信号质量。当突发强干扰时, 干扰信号功率瞬时估计值远超期望功率, 则开环增益快速衰减用于抑制干扰以防 ADC 饱和, 即:

$$A_{\text{ref}}(t) \leq \frac{A_{\text{max}}}{\sqrt{E[|x(t)|^2]}} \quad (5)$$

其中, A_{max} 为 ADC 最大量化电平。综上所述, ADC 采样前的中频信号需要满足两个准则: 1) 信号幅度在 ADC 的动态范围以内, 即 $|y(t)| \leq A_{\text{max}}$, 防止 ADC 饱和或过载; 2) 信号功率收敛于期望功率, 即 $E[|y(t)|^2] \approx P_{\text{ref}}$ 。

因此, 开环增益控制需要平衡 ADC 不饱和的硬约束与抑制干扰的软约束, 从而得到基于双准则优化的开环增益控制策略, 即:

$$A_{\text{ref}}(t) = \min \left(\frac{A_{\text{max}}}{\sqrt{E[|x(t)|^2]}}, \sqrt{\frac{P_{\text{ref}}}{\hat{P}_x(t) + \varepsilon}} \right) \quad (6)$$

2.2 基于变步长机制的闭环增益控制

开环增益控制用于快速收敛到期望功率附近, 闭环

增益控制将开环增益作为迭代初值,可以更快实现在期望功率附近的精细化调节,补偿开环误差并跟踪慢变干扰。

1) 噪声系数恶化

现有的闭环增益控制方法主要关注增益控制的精度、稳定性、收敛速度等性能指标,但是接收链路的噪声系数也会受到增益的影响^[28]。系统的噪声系数 nf 由链路中每一个器件的噪声系数和增益决定^[29],即:

$$nf = nf_1 + \frac{nf_2 - 1}{g_1} + \frac{nf_3 - 1}{g_1 g_2} + \cdots + \frac{nf_n - 1}{g_1 g_2 \cdots g_{n-1}} \quad (7)$$

式中: nf_1, nf_2, \cdots, nf_n 为各个器件的噪声系数(单位:W); g_1, g_2, \cdots, g_n 为各个器件的增益。

当大功率干扰进入射频接收模块后,可变增益快速衰减,出现增益压缩效应,式(7)中噪声系数与增益的关系可以简化为:

$$nf(t) = nf_0 + \frac{\kappa}{g_v(t)} \quad (8)$$

其中, κ 为噪声系数与增益的耦合系数,由低噪放、混频器等器件特性决定; nf_0 是基础噪声系数。

增益压缩导致的噪声系数恶化,不仅增大了输出信号的噪声功率,还造成小功率的通信信号 $s(t)$ 被过度衰减,输出信号的通信功率 $P_{s,out}$ 和噪声功率 $P_{n,out}$ 可以表示为:

$$P_{s,out} = g(t) \cdot P_s = \frac{g_0 P_{ref} P_s}{P_j} \quad (9)$$

$$P_{n,out} = g(t) \cdot [k_B T B \cdot nf(t)] \quad (10)$$

其中, k_B 为玻尔兹曼常数; T 为绝对温度(单位:℃); B 为系统带宽(单位:Hz)。如式(9)和(10)所示,得到中频输出信号的信噪比为:

$$SNR_{out} = \frac{P_{s,out}}{P_{n,out}} = \frac{\frac{g_0 P_{ref} P_s}{P_j}}{g(t) \cdot \left[k_B T B \cdot \left(nf_0 + \frac{\kappa}{g_v(t)} \right) \right]} \quad (11)$$

式中,随着可变增益 $g_v(t)$ 降低,接收链路的噪声系数 $nf(t)$ 增大:一方面导致输出信噪比降低;另一方面,干扰比降低会限制干扰对消能力。此时,在干扰对消比降低与信噪比恶化共同作用下,通信误码率快速上升甚至中断通信。

2) 闭环变步长增益控制迭代方程

闭环增益控制一般通过输出功率与期望功率的误差信号 $e_a(t) = P_{ref} - P_{out}(t)$ 进行反馈控制^[30],为了避免抑制大功率干扰 $j(t)$ 导致的信号过载导致的增益压缩,本文考虑到增益压缩导致的噪声系数恶化,可以表示为带约束条件的优化问题,即:

$$\begin{cases} \text{Min } J = (P_{ref} - P_{out})^2 \\ \text{s. t. } nf_0 + \frac{\kappa}{g_v(t)} \leq nf_{max} \end{cases} \quad (12)$$

其中, nf_{max} 为容许的最大噪声系数。将噪声系数的约束条件作为误差函数的正则项,得到误差信号 $e(t)$ 为:

$$e(t) = P_{ref} - P_{out}(t) + \lambda \cdot nf(t) = P_{ref} - g_0 g_v(t) P_{in} + \lambda \left(nf_0 + \frac{\kappa}{g_v(t)} \right) \quad (13)$$

其中, λ 是正则化系数; P_{out} 是输出信号功率; P_{in} 是接收信号功率。式(13)中的物理意义是,当闭环增益控制在处理大功率干扰信号时,通过快速降低增益使输出功率接近期望功率的同时,还需要考虑噪声恶化的这一影响因素。随着增益降低,误差信号的 $P_{ref} - P_{out}(t)$ 随之降低,但是 $nf(t)$ 随之增大。如式(12)所示,均方误差性能函数为:

$$\xi = e^2(t) = \left\{ P_{ref} - g_0 g_v(t) P_{in} + \lambda \left(nf_0 + \frac{\kappa}{g_v(t)} \right) \right\}^2 \quad (14)$$

式(13)中的求解过程就是自适应调整增益的过程,可以通过梯度法迭代方式 $\nabla = \frac{d\xi}{dg_v}$ 实现,即:

$$\nabla = -2 \left\{ g_0 P_{in} + \frac{\lambda \kappa}{g_v^2(t)} \right\} \cdot \left\{ P_{ref} - g_0 g_v(t) P_{in} + \lambda \left(nf_0 + \frac{\kappa}{g_v(t)} \right) \right\} \quad (15)$$

将式(15)中 ∇ 代入 $g_v(t+1) = g_v(t) - \mu(t) \nabla$, 建立梯度法迭代格式,从而得到闭环增益控制迭代方程,即:

$$\begin{aligned} g_v(t+1) &= g_v(t) + 2\mu(t) \left\{ g_0 P_{in} + \frac{\lambda \kappa}{g_v^2(t)} \right\} \\ &\left\{ P_{ref} - g_0 g_v(t) P_{in} + \lambda \left(nf_0 + \frac{\kappa}{g_v(t)} \right) \right\} = \\ &g_v(t) + 2\mu(t) \left\{ g_0 P_{in} + \frac{\lambda \kappa}{g_v^2(t)} \right\} e(t) \end{aligned} \quad (16)$$

3) 基于李雅普诺夫稳定性的变步长设计

闭环增益控制的固定步长难以兼顾收敛速度和稳态误差,引入李雅普诺夫函数来设计自适应变步长机制 $\mu(t)$ 。假设期望增益为 g^* (在稳态时满足 $e(t) = 0$), 定义增益误差为 $\tilde{g}_v(t) = g_v(t) - g^*$, 则构造的李雅普诺夫函数为:

$$V(t) = \frac{1}{2} e^2(t) + \frac{1}{2} \Gamma^{-1} \tilde{g}_v(t) \quad (17)$$

式中: $\Delta V(t) = V(t+1) - V(t) < 0$ 是自适应步长设计的目标。将 $e(t)$ 在 $g_v(t)$ 附近进行一阶泰勒展开,得到误差动态方程,即:

$$e(t+1) \approx e(t) + \frac{de(t)}{dg_v(t)} \Delta g_v(t) \quad (18)$$

其中, $\Delta g_v(t) = g_v(t+1) - g_v(t)$, 由误差定义,并忽略高阶项,即:

$$\frac{de(t)}{dg_v(t)} \approx -2g_v(t)P_{in}(t) - \lambda \frac{\kappa}{g_v^2(t)} = \phi(t) \quad (19)$$

则 $e(t+1) \approx e(t) + \phi(t)\Delta g_v(t)$, 其中增益更新可以表示为 $\Delta g_v(t) = \mu(t)e(t)$, 则李雅普诺夫函数的差分为:

$$\Delta V(t) = \frac{1}{2}[e^2(t+1) - e^2(t)] + \frac{1}{2}\Gamma^{-1}[\tilde{g}_v^2(t+1) - \tilde{g}_v^2(t)] \quad (20)$$

式(20)中,忽略高阶小量,可以化简为:

$$\Delta V(t) \approx e(t)\phi(t)\mu(t)e(t) + \frac{1}{2}\phi^2(t)\mu^2(t)e^2(t) + \Gamma^{-1}\tilde{g}_v(t)\mu(t)e(t) \quad (21)$$

为了使 $\Delta V(t) < 0$, 设计步长为:

$$\mu(t) = -\frac{e(t)\phi(t) + \Gamma^{-1}\tilde{g}_v(t)}{\phi^2(t)e^2(t) + \varepsilon} \quad (22)$$

由于 g^* 未知,用当前增益 $g_v(t)$ 代替,并注意到 $\tilde{g}_v(t)$ 的变化主要由误差驱动,自适应变步长可简化为:

$$\mu(t) = \frac{|e(t)|}{|\phi(t)|(|e(t)| + \varepsilon)} \quad (23)$$

当误差信号较大时,采用大步长加快收敛速度,当误差信号较小时,采用小步长抑制振荡误差。

2.3 开闭环增益控制级联模型的性能分析

开闭环增益控制通过级联的方式实现协同,当检测到输入功率突变,优先启用开环增益快速调整;稳态时由闭环增益主导,消除残余误差。那么,可变增益可以拆分为开环增益 $g_{ff}(t)$ 与闭环增益 $g_{fb}(t)$, 即:

$$g_v(t) = g_{ff}(t)g_{fb}(t) \quad (24)$$

在构建开闭环级联变步长增益控制模型的基础上,本节从稳定性和收敛速度两方面分析算法性能:

1) 稳定性分析

当增益控制收敛至稳态时,增益不再变化,即 $g_v(t+1) = g_v(t)$, 此时误差 $e(t) = 0$, 解得平衡点 g_v^* 满足:

$$P_{ref} - g_0g_v(t)P_{in} + \lambda\left(nf_0 + \frac{\kappa}{g_v(t)}\right) = 0 \quad (25)$$

令 $\Delta g_v(t) = g_v(t) - g_v^*$, 在平衡点线性化误差为:

$$e(t) \approx -\left[g_0P_{in} + \frac{\lambda\kappa}{g_v^2(t)}\right]\Delta g_v(t) \quad (26)$$

将式(26)代入式(16)中,得到线性化后的误差动态方程,即:

$$\Delta g_v(t+1) \approx \left\{1 - 2\mu(t)\left[g_0P_{in} + \frac{\lambda\kappa}{(g_v^*)^2}\right]^2\right\}\Delta g_v(t) \quad (27)$$

根据线性化后的误差动态方程系数绝对值 < 1 , 可以计算得到稳定性条件, 即:

$$\left|1 - 2\mu(t)\left[g_0P_{in} + \frac{\lambda\kappa}{(g_v^*)^2}\right]^2\right| < 1 \quad (28)$$

根据稳定性条件可以解得增益调节步长的取值范围为:

$$0 < \mu(t) < \frac{1}{\left[g_0P_{in} + \frac{\lambda\kappa}{(g_v^*)^2}\right]^2} \quad (29)$$

因此,步长约束条件确保开闭环级联增益控制系统在平衡点附近稳定,由此约束了式(23)中的最大步长。由于系统含 $1/g_v^2(t)$ 项,具有非线性特性,收敛域为局部收敛。初始增益 $g_v(0)$ 需足够接近平衡点 g_v^* , 远离平衡点时,非线性项可能导致发散,尤其当 $g_v(t)$ 接近 0 时,噪声项 $\kappa/g_v(t)$ 急剧增大,破坏稳定性。因此,开环增益与闭环增益相结合,将开环增益作为初始增益 $g_v(0)$, 可以快速接近平衡点 g_v^* 。

2) 收敛速度分析

收敛速度由线性化误差动态方程中的系数决定,即式(20)中系数越接近于 0, 收敛速度越快,将系数通过泰勒展开为:

$$1 - 2\mu(t)\left[g_0P_{in} + \frac{\lambda\kappa}{(g_v^*)^2}\right]^2 = e^{-\frac{1}{\tau}} = 1 - \frac{1}{\tau} + \frac{1}{2}\left(-\frac{1}{\tau}\right)^2 + \dots \quad (30)$$

则收敛速度可以表示为:

$$t_{conv} = -\ln\left|1 - 2\mu(t)\left[g_0P_{in} + \frac{\lambda\kappa}{(g_v^*)^2}\right]^2\right| \quad (31)$$

当省略式(23)中泰勒展开的高次项时,时间常数 τ_{conv} 定义为衰减到初始值的 $1/e$ 所需时间^[31], 则收敛时间常数为:

$$\tau_{conv} = \frac{1}{2\mu(t)\left[g_0P_{in} + \frac{\lambda\kappa}{(g_v^*)^2}\right]^2} \quad (32)$$

3 仿 真

本章通过信号级仿真,设计了一段持续时间为 1×10^{-4} s 的混叠信号作为天线接收信号(输入信号),包括了干扰信号、通信信号和空间热噪声,功率分别为 -70、-90、-107 dBm。其中,空间热噪声是将仿真参数代入式(10)中计算得到。为了模拟干扰功率的动态变化,在 $2 \times 10^{-5} \sim 3 \times 10^{-5}$ s 的时间段,将干扰功率增大至 -40 dBm,产生突发强干扰;在 $6 \times 10^{-5} \sim 8 \times 10^{-5}$ s 时间段,将干扰功率增大至 -60 dBm,产生突发弱干扰。系统仿真参数设置如表 1 所示,仿真环境为 MATLAB 2020b。

首先考虑到单音信号具有恒包络特性,将干扰信号样式设置为单音信号,便于从输出信号波形和功率方面,直观对比不同增益控制方法的收敛速度和稳定性,包括了本文提出的开闭环级联变步长增益控制方法、闭环

表 1 仿真参数设置

Table 1 Simulation parameter configuration	
仿真参数	值
采样率	1×10^8 Hz
射频前端固定增益	50 dB
通信信号功率	-90 dBm
通信信号码元宽度	2×10^{-7} s
通信信号调制样式	二进制移相键控
通信信号载波频率	4×10^7 Hz
干扰信号样式	单音干扰
干扰信号载波频率	4×10^7 Hz
噪声系数初值	4 dB
噪声系数-增益的耦合系数	0.5
参考功率	-10 dBm
模数转换器的饱和幅度	1 V
正则化系数	0.1
最大步长	0.1
最小步长	0.001
功率估计平滑因子	0.95

变步长增益控制方法、开闭环级联固定步长增益控制方法(步长为 0.01),在输出信号波形和功率、噪声系数恶化过程、干扰对消性能、通信误码率等方面的差异性,验证本文所提方法在收敛速度、稳定性以及干扰对消等性能具有的优势。

输入信号波形与不同增益控制方法的输出信号波形如图 2 所示。其中,输入信号波形幅度如图 2(a)所示,可以看出单音干扰的恒包络特性,出现两段干扰功率突增的时间段。本文所提方法、闭环变步长方法、开闭环级联固定步长方法的输出信号波形幅度分别如图 2(b)~(d)所示,3 种方法均可以将功率瞬时动态范围变化极大的信号波形幅度收敛至稳定值,恢复单音干扰的恒包络特性。但是,在输入信号波形幅度突增时,相较于其他两种方法,闭环变步长方法的输出信号波形幅度出现较大的冲激超调。在输入信号波形幅度陡降时,相较于其他两种方法,闭环变步长方法收敛过程较慢,开闭环级联固定步长方法存在一定的超调,而本文所提方法具有更平滑且更快的收敛过程。

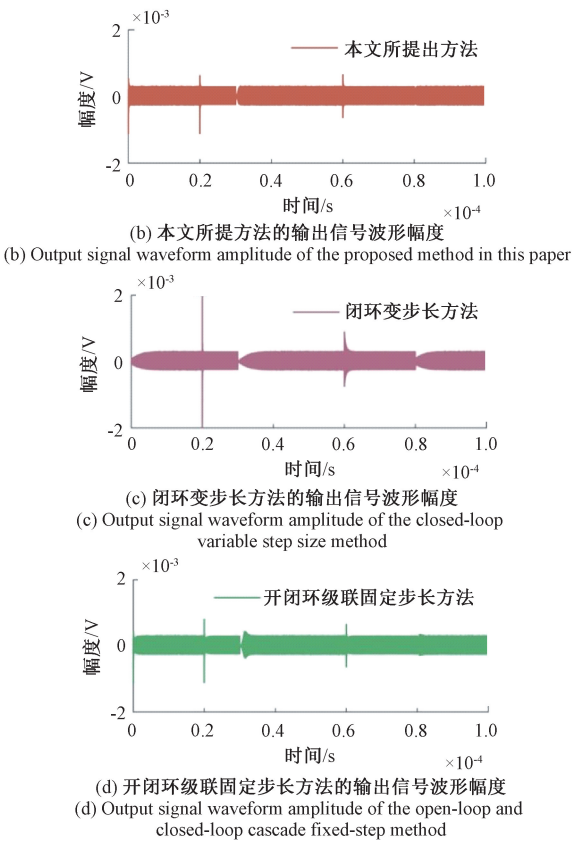
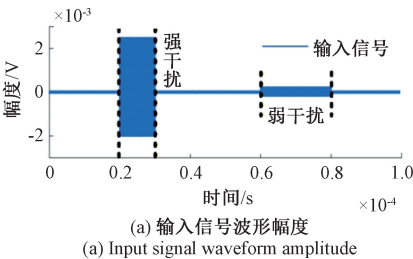
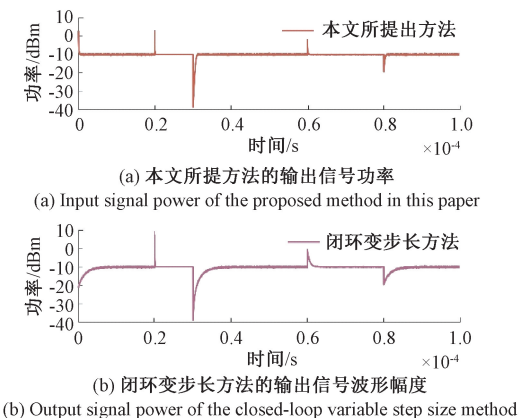
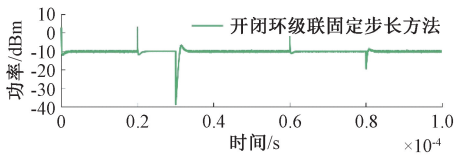


图 2 不同增益控制方法的输出信号波形幅度
Fig. 2 Amplitude comparison of output signal waveforms across different gain control methods

为了分析输出信号功率是否收敛于期望功率,将图 2 中输出信号波形幅度转换为不同增益控制方法的输出信号功率如图 3 所示。其中,本文所提方法、闭环变步长方法、开闭环级联固定步长方法的输出信号功率分别如图 3(a)~(c)所示。3 种方法均能收敛于期望功率 -10 dBm 附近,但是本文所提方法可以实现更快的收敛和更小的超调量。





(c) 开闭环级联固定步长方法的输出信号波形幅度
(c) Output signal power of the open-loop and closed-loop cascade fixed-step method

图 3 不同增益控制方法的输出信号功率
Fig. 3 Output signal power across different gain control methods

3 种方法在 $3 \times 10^{-5} \sim 4 \times 10^{-5}$ s 时间段的输出信号功率收敛曲线如图 4 所示。可以直观地看出本文所提方法具有更快的收敛速度,收敛时间为 1×10^{-6} s 左右;闭环变步长收敛速度最慢,收敛时间可达 8×10^{-6} s;开闭环级联固定步长的收敛速度适中,收敛时间为 3×10^{-6} s,但是存在将近 3 dB 的超调量。因此,仿真结果验证了开环增益控制可以大幅提升收敛速度,增益调节变步长可以有效降低超调量。

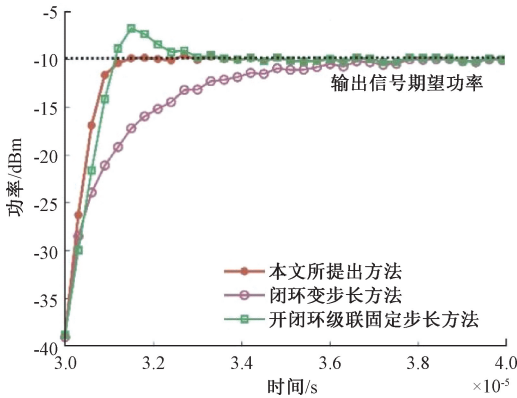


图 4 干扰功率突变后不同增益控制方法收敛性能
Fig. 4 Convergence performance of different gain control methods following an interference power mutation

由于干噪比决定了干扰对消比,信噪比决定了通信误码率,两者主要是由于噪声系数恶化导致的噪声功率增大。噪声系数随时间的恶化过程如图 5 所示,表征了干扰功率突增导致的增益压缩,从而增大了噪声系数将近 15 dB 左右。在干扰功率突增和陡降过程中,相较于其他两种方法,本文所提方法的噪声系数是最低的,体现了式(15)中噪声系数恶化方程作为正则项,可以平衡增益反馈误差和噪声系数之间的关系。通过增大正则化系数会缓解噪声系数恶化程度,但是会牺牲增益控制精度,进一步优化正则化参数可以满足输出信号的干噪比与信噪比需求。

经过增益控制的输出信号被 ADC 采样进入数字处理模块,首先通过干扰对消单元抑制强干扰,3 种方法的

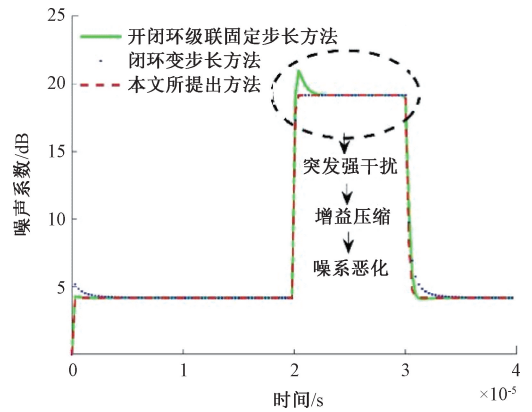
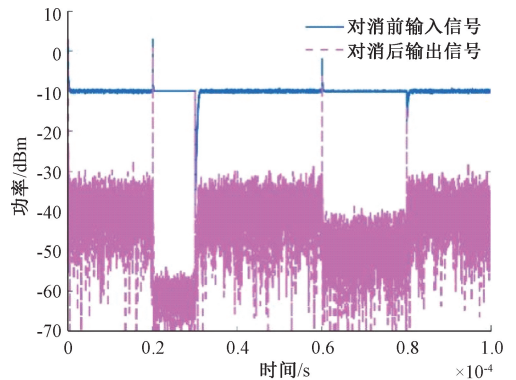
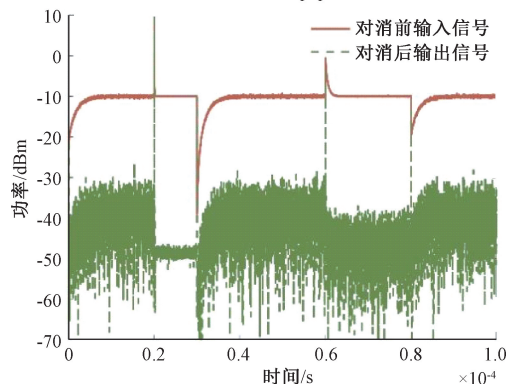


图 5 不同增益控制方法的噪声系数恶化过程
Fig. 5 Noise figure deterioration process in different gain control methods

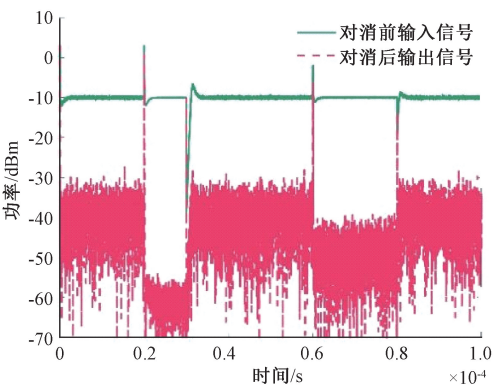
输出信号的干扰对消效果如图 6 所示。本文所提方法、闭环变步长方法、开闭环级联固定步长方法的输出信号对消效果分别如图 6(a) ~ (c) 所示。可以看出,在 $0 \sim 2 \times 10^{-5}$ s、 $3 \times 10^{-5} \sim 6 \times 10^{-5}$ s、 $8 \times 10^{-5} \sim 1 \times 10^{-4}$ s 时间段,干信比为 20 dB 的情况下,3 种方法的输出信号干扰功率从 -10 dBm 抑制到 -30 dBm 附近,实现 20 dB 的干扰对消比;在 $2 \times 10^{-5} \sim 3 \times 10^{-5}$ s 时间段,突发强干扰期间的干信比为 50 dB,闭环变步长方法的输出信号干扰功率由



(a) 本文所提方法的干扰对消效果
(a) Interference cancellation performance of the proposed method in this paper



(b) 闭环变步长方法的干扰对消效果
(b) Interference cancellation performance of the closed-loop variable step size method



(c) 开闭环级联固定步长方法的干扰对消效果
(c) Interference cancellation performance of the open-loop and closed-loop cascade fixed-step method

图 6 不同增益控制方法的输出信号干扰对消效果
Fig. 6 Interference cancellation performance of output signals under different gain control methods

-10 dBm 抑制到-47 dBm 左右,干扰对消比接近 37 dB,但是其他两种方法的输出信号干扰对消比可达 48 dB 左右;在 $6\times10^{-5}\sim8\times10^{-5}$ s 时间段,突发弱干扰期间的干信比为 30 dB,闭环变步长方法的输出信号干扰对消比约为 27 dB,其他两种方法的输出信号干扰对消比可达 30 dB 左右。

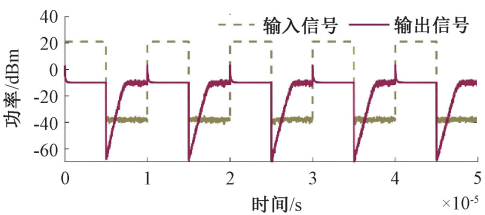
由此可得,在不同的干扰功率动态变化情况下,相较于闭环变步长方法,其他两种方法的输出信号均可以实现更高的干扰对消比。但是功率突变和陡降瞬间产生的冲激干扰,由于干扰对消的闭环 LMS 算法难以快速跟踪,无法被有效抑制。

干扰对消后的剩余信号进入通信处理单元,完成解调解码,可以通过通信误码率评判 3 种方法输出信号质量。以 $2\times10^{-5}\sim3\times10^{-5}$ s 时间段的干扰功率陡降为例,不同增益控制方法的性能指标对比如表 2 所示,包括了收敛速度和超调量(如图 4 所示)、干扰对消比(如图 6 所示)、通信误码率。如式(9)~(11)所示,空间热噪声功率-107 dBm,叠加接收链路噪声恶化 19 dB,信噪比约为-2 dB。尽管强干扰通过干扰对消被抑制到接近通信信号功率,但是较低的信干噪比依旧使得二进制移相键控(binary phase shift keying, BPSK)通信误码率较高。相较于其他两种方法,本文所提方法的误码率最低,同时在收敛速度、超调量、干扰对消比等性能指标均优于其他两种方法。

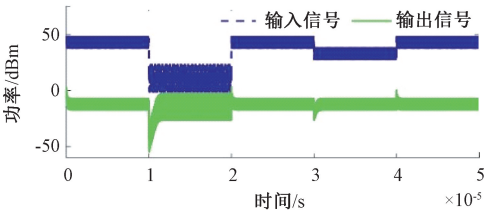
为了验证本文所提增益控制方法在不同干扰样式下的适用性,本节采用脉冲干扰、多音干扰、宽带噪声干扰 3 种典型干扰样式,其中脉冲干扰重复周期为 1×10^{-5} s, 占空比 50%;多音干扰为 3.5×10^7 、 4×10^7 、 4.5×10^7 Hz 这 3 个单音信号的组合;宽带噪声干扰的带宽为 2×10^6 Hz。脉冲干扰、多音干扰、宽带噪声干扰经过本文所提增益控制方法后的输出信号功率分别如图 7(a)~(c)所示。

表 2 不同增益控制方法的性能指标对比
Table 2 Performance comparison of different gain control methods

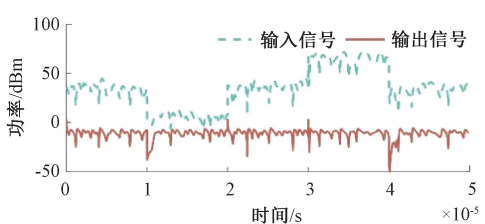
增益控制方法	收敛时间/s	超调量/dB	干扰对消比/dB	通信误码率/%
本文所提方法	1×10^{-6}	0	48	15
闭环变步长方法 ^[17]	8×10^{-6}	0	37	39
开闭环级联固定步长方法 ^[22]	3×10^{-6}	3	48	22



(a) 脉冲干扰
(a) Pulse interference



(b) 多音干扰
(b) Multi-tone interference



(c) 宽带噪声干扰
(c) Broadband noise interference

图 7 本文所提增益控制方法在不同干扰样式下的响应过程

Fig. 7 Response characteristics of the proposed gain control method under different interference patterns

图 7 中不同干扰样式下,本文所提的增益控制方法均能将增益控制单元的输出信号功率快速收敛至期望功率处,较好的抑制干扰功率的突变,防止 ADC 饱和。通过动态调整增益步长,有效避免了因脉冲峰值导致的 ADC 饱和问题,同时保证了输出信号的稳定性。针对宽带噪声干扰,本文方法展现出良好的频带适应性,通过对宽带噪声功率的快速估计与补偿,实现了输出信号功率的快速收敛,并保持在期望功率附近波动,具有较强的抗噪能力和稳定性。

4 实验验证

为验证本文所提出的开闭环级联变步长增益控制方法在实际干扰环境下的增益控制和干扰对消效果,搭建了实验平台如图 8 所示。实验平台主要由波形可编辑信号源、功分器、集成增益控制与干扰对消算法的处理模块、频谱分析仪、上位机监控软件及直流电源等部分组成。信号源生成由连续波与脉冲波叠加而成的复合干扰样式,其包络在时域上具有显著的非平稳突变特性,可用于模拟实际电子对抗环境中常见的高动态干扰场景。



图 8 本文所提方法的增益控制与干扰对消实验场景

Fig. 8 Experimental platform of gain control and interference cancellation for the proposed method

本文方法在该复合干扰波形下的时域响应过程如图 9 所示。其中,自动增益控制 (automatic gain control, AGC) 输入和输出信号的波形幅度和输出功率分别如图 9(a) 和 (b) 所示。尽管输入信号幅度变化剧烈,本文所提方法仍能快速、平稳地将输出信号功率抑制并收敛至期望功率附近,表现出良好的动态跟踪能力与稳定性。进一步地,为分析增益控制对干扰对消性能的实际增益,本文方法启控与不启控两种状态下,经干扰对消处理后的输出信号频谱如图 10 所示。实验结果表明,当启用所提增益控制方法时,干扰对消后的信号功率接近系统底噪,对消比达到 57 dB;而未启用增益控制时,残留干扰显著,对消比仅为 23 dB。这一结果充分说明,本文方法通过平稳化干扰信号的时域包络,为后续干扰对消算法提供了更稳定的输入条件,从而显著提升了对消性能与系统整体抗干扰能力。

实验结果分析表明,本文所提出的开闭环级联变步长增益控制方法不仅具有良好的动态响应特性,还能有效支持干扰对消模块的工作,显著提升系统在复杂电磁环境中的通信可靠性与抗干扰能力。

为进一步验证本文所提增益控制方法在复杂干扰场景下对不同通信调制方式的普适性,选取脉冲干扰、多音干扰、宽带噪声 3 种典型干扰样式,对比 BPSK、四相相移

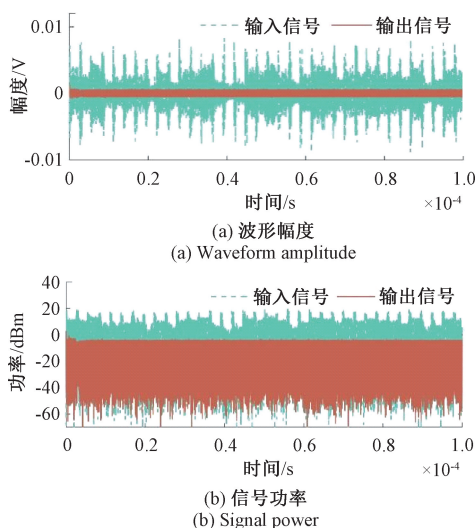


图 9 本文所提方法在实测干扰波形下的控制效果

Fig. 9 Control performance of the proposed method under measured interference waveforms

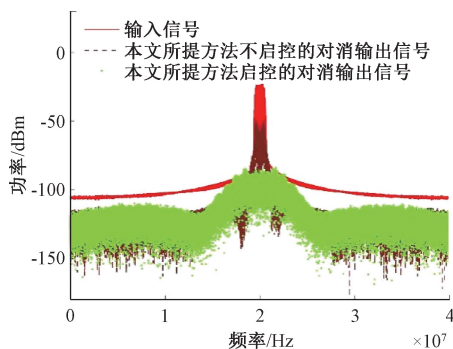


图 10 本文所提方法在启控/不启控状态下的干扰对消后频谱图

Fig. 10 The spectrum diagrams after interference cancellation under both the enabled and disabled states of the proposed method

键控 (quadrature phase shift keying, QPSK)、16-正交幅度调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 这 3 种常用通信调制方式在不同干扰下的通信性能,以通信误码率为核心指标,量化本文方法对通信性能的提升效果。

在搭建了不同干扰样式与通信调制方式下,本文所提方法的通信误码率实验平台如图 11 所示。该平台在图 8 中增益控制与干扰对消实验平台的基础上,新增通信信号发射源、网线、交换机、同步触发线等实验单元。上位机通过交换机控制通信信号发射源与频谱仪,生成不同通信调制方式的信号并下载至通信发射源;同时接收频谱仪采集的干扰对消后信号,完成解调与误码率统计,每组工况重复测试 1 000 次,取平均值作为最终误码率结果。其中,同步触发线用于保障通信发射与接收的

时序同步。实验参数设置如下:通信发射源功率为-90 dBm、载波频率为 4×10^7 Hz,干扰源功率为-70 dBm;宽带噪声以 4×10^7 Hz 为中心频率、带宽为 2×10^6 Hz,多音信号为 3.9×10^7 、 4×10^7 、 4.1×10^7 Hz 这3个单音信号的叠加,脉冲干扰重复周期为 1×10^{-5} s、占空比为50%。

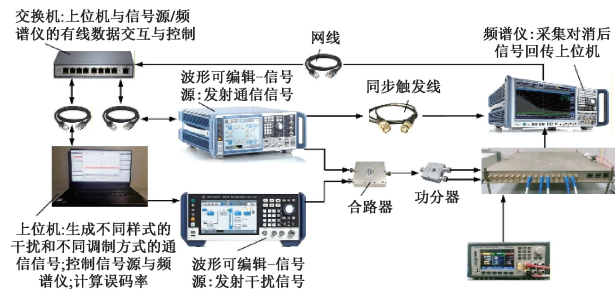


图 11 不同干扰样式和通信调制方式下,本文所提方法的通信误码率实验平台

Fig. 11 Experimental platform of bit error rate under different interference styles and communication modulation modes

误码率实验结果如表 3 所示。

表 3 本文所提方法的通信误码率实验结果

Table 3 Experimental results of communication bit error rate for the proposed (%)

通信调制方式	干扰样式	通信误码率	
		闭环变步长方法	本文所提方法
二进制移相键控	脉冲干扰	14.84	6.01
	多音干扰	0.49	0.35
	宽带噪声	1.31	0.67
四相相移键控	脉冲干扰	15.21	6.96
	多音干扰	0.56	0.44
	宽带噪声	1.49	0.81
16-正交幅度调制	脉冲干扰	23.64	13.47
	多音干扰	4.66	4.13
	宽带噪声	4.29	3.88

在脉冲干扰场景下,本文所提方法的误码率较闭环变步长方法显著降低 8%~10%;在多音干扰与宽带噪声场景下,两种方法的误码率差异相对较小,但本文方法仍略优于闭环变步长方法。原因在于多音干扰与宽带噪声在时域上呈连续波特性,峰均比较低,增益控制收敛至期望功率后可保持稳定工作状态;而脉冲干扰的高低电平快速切换要求增益控制实时跟踪功率变化,该过程易对通信信号产生反调制效应,进而导致信号失真,因此在相同通信调制方式下,脉冲干扰场景的通信误码率恶化更为显著。从不同通信调制方式的对比来看,16-QAM 虽具

有更高的频谱效率,但在相同干扰样式下,QPSK 与 BPSK 的误码率水平更为接近且显著低于 16-QAM,表明低阶调制方案在强干扰环境下表现出更卓越的鲁棒性,因此电子对抗场景的系统设计在通信可靠性和频谱效率需要有所折衷。

5 结 论

本文聚焦于通信电子对抗场景,针对干扰功率动态范围大、瞬时变化快的条件下增益控制快收敛和高稳定性难题,提出了开闭环级联的变步长增益控制方法,将基于双准则优化的开环增益控制与闭环变步长增益控制相级联,有效提升了收敛速度与稳定性。考虑了增益压缩导致的噪声恶化情况,将其作为正则项融入到闭环反馈控制中,可以有效平衡误差反馈信号与噪声恶化之间的关系。

仿真结果表明,相较于闭环变步长增益控制方法和开闭环级联固定步长控制方法,收敛速度方面,本文所提方法的收敛速度提升了 87.5%、66.6%;超调量方面,本文所提方法基本不产生超调量,具有更高稳定性;噪声系数方面,本文所提方法恶化程度最低;输出信号的干扰对消比方面,本文所提方法可以实现更高的干扰对消比,干扰功率可以被抑制到接近通信信号功率;通信误码率方面,本文所提方法的误码率降低了 61.5%、31.8%,可以有效缓解通信误码率的恶化程度。实验结果表明,本文所提出的增益控制方法在非平稳突变的干扰波形下也具有有良好的动态响应特性,还可以为干扰对消处理提供平稳的输入信号,有效提升了干扰抑制能力。与此同时,本文所提方法在脉冲、多音、宽带噪声干扰下均优于闭环变步长方法,尤其在脉冲干扰中误码率显著降低 8%~10%;低阶调制(BPSK/QPSK)在强干扰下鲁棒性更优,为系统设计提供参考。

参考文献

[1] 刘尚富,李炜杰. EA-18G 作战能力及雷达对抗策略分析[J]. 雷达与对抗, 2024, 44(2): 7-10, 24.

LIU SH F, LI W J. Analysis of EA-18G combat capability and radar countermeasures strategy[J]. Radar and Countermeasures, 2024, 44(2): 7-10, 24.

[2] LI CH X, QI P H, WANG D Y, et al. On the Anti-interference tolerance of cognitive frequency hopping communication systems [J]. IEEE Transactions on Reliability, 2022, 69(4): 1453-1464.

[3] CUI ZH P, LI Y X, GE S H, et al. Adaptive antenna array based non-cooperative co-channel interference cancellation system for ultrashort wave radios and non-ideality analysis [J]. IEEE Transactions on Vehicular

- Technology, 2024, 73(1): 678-690.
- [4] 蒋佳佳, 杨绪宝, 郭同同, 等. 基于 SFTRLs 算法的水下自干扰抑制方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(7): 225-234.
- JIANG J J, YANG X B, GUO T T, et al. Research on underwater self-interference suppression method based on SFTRLs algorithm [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(7): 225-234.
- [5] 彭翔, 许华, 蒋磊, 等. 一种基于深度强化学习的动态自适应干扰功率分配方法[J]. 电子学报, 2023, 51(5): 1223-1234.
- PENG X, XU H, JIANG L, et al. A dynamic adaptive interference power allocation method based on deep reinforcement learning [J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(5): 1223-1234.
- [6] TSAI S, LEHNERT J S, BELL M R. Convergence of a ML parameter-estimation algorithm for DS/SS systems in time-varying channels with strong interference[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(1): 142-151.
- [7] COMPTON R T. The effect of a pulsed interference signal on an adaptive array[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1982, 18(3): 297-309.
- [8] YANG ZH L, JIN J, LIU X M, et al. A sub-1-GHz band high-dynamic-range receiver with integrated self-adaptive multipart AGC loops [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(6): 3146-3157.
- [9] 李斌, 苏嘉琪, 陈国伟, 等. 高灵敏度自动增益控制接收机群时延波动畸变的预判分析[J]. 电子学报, 2023, 51(8): 2011-2019.
- LI B, SU J Q, CHEN G W, et al. Prediction analysis of group delay fluctuation distortion in high-sensitivity automatic gain control receiver [J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(8): 2011-2019.
- [10] 谷志锋, 朱长青, 呼树杰, 等. 机电复合调速系统反演自适应 L_2 增益控制[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(7): 1723-1730.
- GU ZH F, ZHU CH Q, HU SH J, et al. Back-stepping adaptive L_2 -gain control of electromechanical governed system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(7): 1723-1730.
- [11] CHENG X, XIE G J, ZHANG ZH, et al. Fast-settling feedforward automatic gain control based on a new gain control approach[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2014, 61(9): 651-655.
- [12] 杨帆, 侯宏, 李国平, 等. 科里奥利质量流量计增益控制闭环设计[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2009, 37(4): 86-88, 92.
- YANG F, HOU H, LI G P, et al. Design of gain control loop for Coriolis mass flow meter [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2009, 37(4): 86-88, 92.
- [13] PAUL A, RAMIREZ-ANGULO J, SANCHEZ A D, et al. Super-gain-boosted AB-AB fully differential miller op-amp with 156 dB open-loop gain and 174 MV/V MHz pF/ μ W figure of merit in 130 nm CMOS technology[J]. IEEE Access, 2021, 9: 57603-57617.
- [14] 董智红, 崔崑, 吴嗣亮. 全数字式前馈 AGC 设计与 FPGA 实现[J]. 北京理工大学学报, 2008, 28(12): 1093-1095, 1100.
- DONG ZH H, CUI W, WU S L. Design and FPGA implementation of fully digital feedforward AGC [J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2008, 28(12): 1093-1095, 1100.
- [15] 陈建军. 抗干扰接收机自动增益控制技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2006.
- CHEN J J. Research on automatic gain control technology for anti-interference receiver [D]. Changsha: National University of Defense Science and Technology, 2006.
- [16] LIU J H, MA L, HE Z Y. Underwater visible light mobile communication using a gain feedback control method with dynamic threshold [J]. IEEE Photonics Journal, 2023, 15(6): 1-6.
- [17] 伍超, 徐罗刚, 薛文, 等. 一种用于毫米波探测系统的变步长 LMS-AGC 方案[J]. 微波学报, 2023, 39(S1): 257-260.
- WU CH, XU L G, XUE W, et al. A variable step size LMS-AGC scheme for millimeter wave detection systems[J]. Journal of Microwave Engineering, 2023, 39(S1): 257-260.
- [18] SHIUE M T, HUANG K H, LU CH CH, et al. A VLSI design of dual-loop automatic gain control for dual-mode QAM/VSB CATV modem[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1998: 490-493.
- [19] ZADEH A Y, KHAYYAM H, MALLIPEDDI R, et al. Integrated intelligent control systems for eco and safe driving in autonomous vehicles [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2024, 25(12): 19444-19456.
- [20] ZHANG X Y, HU ZH Y, WANG Y, et al. Adaptive neural control for hysteretic nonlinear systems with hysteresis neural direct inverse compensator and its application [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2024, 54(10): 6230-6243.

- [21] 欧阳宏志, 姚学玲, 孙晋茹, 等. 自动增益控制的大动态范围纳秒级瞬态电场传感器[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(9): 60-67.
- OUYANG H ZH, YAO X L, SUN J R, et al. Large dynamic range nanosecond level transient electric field sensor with automatic gain control [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(9): 60-67.
- [22] 梁冀, 蒋志年. 基于双环反馈的 OFDM 系统数字 AGC 设计算法[J]. 现代电子技术, 2014, 37(3): 52-54, 60.
- LIANG J, JIANG ZH N. Digital AGC design algorithm for OFDM system based on dual loop feedback [J]. Modern Electronic Technology, 2014, 37(3): 52-54, 60.
- [23] 王泽, 何方敏, 卢洽然, 等. 自动增益控制对非合作干扰对消性能建模分析[J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(12): 3981-3991.
- WANG Z, HE F M, LU Q R, et al. Modeling and analysis of automatic gain control for non-cooperative interference cancellation performance [J]. Systems Engineering and Electronic Technology, 2024, 46(12): 3981-3991.
- [24] 肖慧卿, 田露, 徐湛, 等. 通信系统无源互调干扰抑制方法研究进展[J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(7): 1-12.
- XIAO H Q, TIAN L, XU ZH, et al. Research progress of passive intermodulation interference suppression methods for communication systems [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(7): 1-12.
- [25] GAO H Y, LI N Y, XIE X H, et al. A K-band four-beam transmitter with decoupled phase/gain control and enhanced power back off efficiency for satcom[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2024, 72(11): 6443-6459.
- [26] ZHANG Y SH, HE F M, LIU H B, et al. Modeling and analysis for group delay mismatch effect on wideband adaptive spatial interference cancellation[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2023, 2023(1): 96.
- [27] LIN Y SH, HE Y R. A variable-gain LNA with low phase variation using LC-based gain boosting and phase compensation [J]. IEEE Microwave and Wireless Technology Letters, 2025, 35(11): 1815-1818.
- [28] WANG R T, LI CH G, WANG Y. A broadband

variable-gain low-noise amplifier with low NF and dual phase compensation [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2024, 71(9): 4086-4090.

- [29] WARNICK K F. Noise figure of an active antenna array and receiver system [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2022, 21(8): 1607-1609.
- [30] TANAKA T, ZINAGE V, UGRINOVSKII V, et al. Continuous-time channel gain control for minimum-information Kalman-Bucy filtering[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2024, 69(10): 7255-7262.
- [31] 王淞立, 方续东, 高博楠, 等. 硅微谐振压力传感器自动增益控制与相位补偿研究[J]. 机械工程学报, 2024, 60(4): 82-91.
- WANG S L, FANG X D, GAO B N, et al. Study on automatic gain control and phase compensation control for MEMS resonant pressure sensors [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2024, 60(4): 82-91.

作者简介



王泽, 2019 年于北京理工大学获得学士学位, 2021 年于国防科技大学获得硕士学位, 现为海军工程大学博士研究生, 主要研究方向为通信抗干扰和自动增益控制。

E-mail: D22180818@nue.edu.cn

Wang Ze received his B. Sc. degree from Beijing Institute of Technology University in 2019, and his M. Sc. degree from National University of Defense Technology University in 2021. He is currently pursuing his Ph. D. degree at Naval Engineering University. His main research interests include communication anti-interference and automatic gain control.



何方敏 (通信作者), 分别在 2004 年、2007 年和 2010 年于华中科技大学获得学士学位、硕士学位和博士学位, 现为海军工程大学电磁能技术全国重点实验室研究员, 主要研究方向为电磁兼容和干扰抑制。

E-mail: hefangminemc@126.com

He Fangmin (Corresponding author) received his B. Sc. M. Sc. and Ph. D. degrees all from Huazhong University of Science and Technology in 2004, 2007 and 2010, respectively. He is currently a professor at Naval University of Engineering. His main research interests include electro-magnetic compatibility and interference suppression.