基于误比特率优化的干扰调制抗干扰通信方法

张宇思，施育鑫，韩晨，赵丽屏，李勇
（国防科技大学第六十三研究所，江苏 南京 210007）

摘　要：为提升通信抗压制干扰能力，提出了一种基于误比特率（BER）优化的干扰调制抗干扰通信方法。首先，构建干扰调制抗干扰的系统模型，发送端利用可编程增益放大器（PGA）调制转发干扰信号，通过放大器不同模式的增益控制传输不同信息。其次，以最小化BER为目标，推导能量检测器最佳判决门限，并给出基于最优BER的干扰调制抗干扰通信方法。最后，为降低方法实现复杂度，提出了一种基于BER近似的低复杂度干扰调制抗干扰通信方法，在保证BER性能的同时显著降低计算开销。仿真结果表明，所提方法的BER性能优于传统干扰调制抗干扰方法，具备很强的抗压制干扰能力。

关键词：干扰调制；误比特率；干扰噪声比；抗压制干扰；增益控制
中图分类号：TP393.0
文献标志码：A
DOI：10.11959/j.issn.1000–436x.2026049

Jamming modulation aided anti-jamming communication method based on optimized bit error ratio

Zhang Yusi, Shi Yuxin, Han Chen, Zhao Liping, Li Yong
The Sixty-Third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China

Abstract: To enhance the communication’s anti-suppressive jamming capability, a jamming modulation aided anti-jamming communication method based on optimized bit error ratio (BER) was proposed. Firstly, the system model of jamming modulation aided anti-jamming was constructed, where the transmitter utilized a programmable gain amplifier (PGA) to modulate and forward the jamming signal. Different gain control modes of the PGA were utilized to transmit distinct information bits. Secondly, aiming to minimize the BER, the optimal decision threshold for the energy detector was derived, and a jamming modulation aided anti-jamming communication method based on optimal BER was provided. Finally, to reduce the implementation complexity of the method, a BER approximation based on low-complexity jamming modulation aided anti-jamming communication method was proposed, which significantly reduced computational overhead while maintaining BER performance. Simulation results demonstrate that the proposed method presents superior BER performance compared to the traditional jamming modulation aided anti-jamming methods and exhibits strong resilience anti-suppressive jamming.

Keywords: jamming modulation, bit error ratio, jamming-to-noise ratio, anti-suppressive jamming, gain control

收稿日期：2025–11–29；**修回日期：**2026–02–10
通信作者：施育鑫，shiyuxin13@nudt.edu.cn
基金项目：抗干扰国重实验室基金资助项目（No.2024-kgr-JJ-08）；国防科技大学自主科研基金资助项目（No.ZK24-58, No.ZK24-60）
Foundation Items: The National Key Laboratory of Wireless Communications (No.2024-kgr-JJ-08), The Innovation Research Foundation of National University of Defense Technology (No.ZK24-58, No.ZK24-60)

0　引言

由于电磁空间的开放性，无线通信的可靠性与有效性易受到恶意干扰威胁[1]。当通信链路遭受压制干扰时，通信信号被大功率的干扰信号淹没，导致接收设备难以正确解调数据。并且在复杂电磁环境下，动态时变的衰落信道与未知非合作干扰信道的影响很可能加剧通信质量的恶化[2]。因此，在军用、应急通信等场景下，如何提升抗压制干扰能力、满足通信装备抗干扰能力要求，对保证无线通信的可靠性至关重要[1,3]。

传统通信抗干扰技术，如直接序列扩谱、跳频扩谱、干扰消除以及空域滤波等，在过去几十年得到了广泛研究与应用。常规的直接序列扩谱与跳频扩谱技术主要以香农信息论为基础，通过扩展通信信号频谱来分散干扰方的干扰功率，但其处理增益受限于可用的频谱资源，且存在30%门限效应，难以有效对抗宽带压制干扰[1,4-5]。干扰消除与空域滤波技术则依赖于对干扰信号参数（如位置、调制类型、功率等）的精确估计，在实际对抗场景中获取这些先验信息往往较为困难[6]。另外，这些技术在抑制或消除干扰信号的同时，也可能对有用信号造成损伤，导致系统误比特率（bit error ratio, BER）升高，或在干扰超出系统干扰容限时通信性能急剧下降[7-8]。随着认知无线电技术的发展，通信抗干扰技术呈现智能化，通过精确认知干扰信号，针对性地动态调整通信信号参数，以适应不断变化的干扰环境[9-11]。目前，这类技术主要针对多种典型干扰样式进行通信信号参数动态调整，但面对复杂电磁环境下的强压制干扰或宽带压制干扰，通信可靠性提升仍面临较大瓶颈[5,12]。

近年来，针对大功率非合作信号环境下的通信可靠性需求，利用干扰信号实现通信的技术得到广泛研究和关注[13-19]。环境反向散射通信（ambient backscatter communication, AmBC）技术[13]不需要自身生成射频信号，而是利用环境信号传输信息，在隐蔽通信、物理层安全等领域取得了诸多研究成果[14-18]。然而，AmBC技术被动传输的射频信号功率低、传播距离短、易受环境变化影响，使用场景较为受限[19]。不同于AmBC技术的被动传输，可编程增益放大器（programmable gain amplifier, PGA）因其增益可灵活控制、增益误差低等优势，展现出巨大应用潜力。文献[20]采用开关电流电阻组件结构实现52 dB的功率增益线性可调。文献[21]提出了一种指数近似方法，可实现50 dB增益范围，同时将功耗降低至3.84 mW。文献[22]采用增益误差平移技术，在保证增益范围的前提下，能够实现极低增益误差。文献[23]提出了一种基于级联单元结构的PGA，可以同时实现高增益范围、低增益误差和低功耗。

基于上述PGA的优良特性，文献[24]提出了一种基于PGA干扰调制的主动抗干扰（active anti-jamming, AAJ）方法。在发射端，PGA根据发送的信息比特控制射频信号功率的放大/置零，实现对接收干扰信号的二次调制，称为干扰调制。在接收端，通过区分接收信号的不同能量等级来检测接收信号。相比于传统通信抗干扰方法，AAJ方法在不依赖信道状态信息和干扰类型等先验信息的条件下，具有抗压制干扰通信性能优势[19,24]。然而，AAJ方法只采用简单的放大/置零干扰调制方式传输信息，未以优化BER为目标对PGA增益进行精准控制，尤其是在高干扰噪声比（jamming-to-noise ratio, JNR）区域，该方法存在错误平层，限制了通信性能的提升。表1对比了几种典型抗干扰技术的抗干扰机理与性能，可以看出这些抗干扰技

表1　不同抗干扰技术对比

技术维度	抗干扰机理	抗干扰类型	缺点
跳频	在多个频点间快速切换，获取跳频增益	主要抗窄带干扰	受干扰频点数影响，无认知盲跳频情况下存在30%门限效应，抗宽带和压制干扰性能有限
干扰对消	接收端生成反相信号消除干扰	主要抵抗参数已知/可估计的窄带干扰	依赖干扰频率、相位、调制等先验信息，对恶意干扰实施难度较大，强干扰下易失准
干扰感知与规避	感知频谱状态，利用空闲频谱	抵抗可预测的窄带干扰	感知开销大，存在决策时延，抗宽带和压制干扰性能有限
AAJ	利用干扰，将其合并考虑为信息载体的一部分	宽带/窄带压制干扰	在高JNR情况下，错误平层明显

术在压制干扰场景下的抵抗能力有限，难以保障通信链路的可靠传输，这亦是现阶段抗干扰通信研究领域亟待突破的技术难题。针对该问题，本文提出了一种基于误比特率优化的干扰调制抗干扰通信方法，通过对PGA增益的精准控制，实现压制干扰条件下的低复杂度高可靠通信。

本文主要贡献如下。

1) 提出了一种基于最优BER的干扰调制增益控制（optimal BER based jamming modulation gain control, O-JMGC）方法。针对恶意压制干扰威胁，该方法以优化BER为目标，通过干扰抵消与放大两种模式的权重优化，实现对PGA增益的精准控制。接收端基于所提最佳判决门限或实际可估计判决门限可有效区分两种模式，实现压制干扰条件下的可靠信息传输。

2) 提出了一种基于BER近似的低复杂度干扰调制增益控制（low complexity JMGC, LC-JMGC）方法，通过对接收信号数值特性的理论分析，推导了所提方法的BER近似表达式，简化了O-JMGC方法中的复杂积分运算，可显著降低增益控制计算开销。该方法在显著降低复杂度的同时，具有与O-JMGC方法近似的BER性能。

1 基于PGA的干扰调制抗干扰方法

1.1 系统模型

基于PGA的干扰调制抗干扰系统模型如图1所示。恶意干扰机持续发射压制干扰信号，试图压制收发双方的合法通信。在压制干扰条件下，发射机根据比特流确定PGA的干扰调制增益，再将重新调制的干扰信号立即转发给接收端，接收端通过解调接收信号的特定规律恢复信息比特，实现基于干扰调制的抗干扰通信。干扰机到发射机（jammer to transmitter, JT）、干扰机到接收机（jammer to receiver, JR）和发射机到接收机（transmitter to receiver, TR）的信道系数分别用h_{JT}、h_{JR}和h_{TR}表示，信道系数在信道相干时间内保持恒定，但在不同的相干间隔内可能独立变化。通信方采用全双工收发机，即允许在同一时隙内同时接收和发送信号，通过双工器（由圆形图标表示）实现信号的定向传输。在发射端，待发送的比特流经过符号映射输入射频端，放大因子控制模块根据不同信息位生成一一对应的PGA干扰调制增益，PGA通过精准增益控制来调制接收到的干扰信号。在接收端，滤波+采样处理后的接收信号通过对能量的检测判决实现干扰解调，再通过符号解映射实现译码。

基于PGA的干扰调制抗干扰系统中的发射信号可表示为

$$s_T(t) = \mathcal{G}(t) h_{\mathrm{JT}} s_J(t) \tag{1}$$

其中，$s_J(t)$为干扰信号，其平均功率为σ_J^2；$\mathcal{G}(t) \in \{g_k\}, k = 0,1,\cdots,K-1$为$K$个不同信息态对应的干扰调制增益，能通过PGA实现可编程增益控制[23]。对于传统二进制信源，$\mathcal{G}(t)$可表示为

$$\mathcal{G}(t) = \begin{cases} g_0, & \text{发送 ‘0’} \\ g_1, & \text{发送 ‘1’} \end{cases} \tag{2}$$

其中，$\{g_0, g_1\}$在发射功率允许范围内线性可调[20]。根据式(2)，PGA的平均发射功率P_G可表示为

$$P_G = p_0 |g_0|^2 + p_1 |g_1|^2 \tag{3}$$

其中，p_0和p_1分别表示发送‘0’和‘1’的概率，通常设置$p_0 = p_1 = 0.5$。

在接收端，全向接收天线接收到的信号$y_R(t)$是JR链路干扰信号和TR链路干扰调制信号的叠加，可表示为

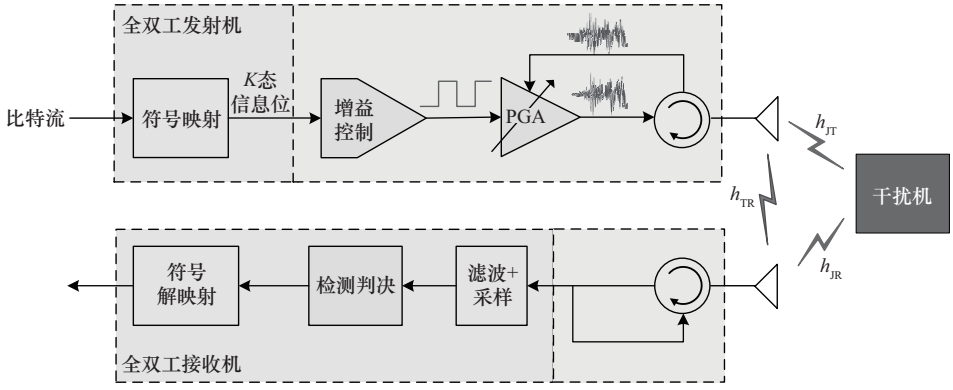

图1 基于PGA的干扰调制抗干扰系统模型

$$y_R(t)=h_{\mathrm{TR}}s_T(t)+h_{\mathrm{JR}}s_J(t-\tau)+\omega_R(t)=h_{\mathrm{TR}}h_{\mathrm{JT}}\mathcal{G}(t)s_J(t)+h_{\mathrm{JR}}s_J(t-\tau)+\omega_R(t) \tag{4}$$

其中，由于JR和JT-TR链路路径长度不同，用τ表示两路信号到达接收端的时延。考虑到强压制干扰（尤其是高JNR）条件下，噪声功率相对低，为了便于后续推导，本文将PGA噪声和加性白高斯噪声（additive white Gaussian noise, AWGN）合并至噪声项$\omega_R(t)$，服从均值为零和方差为σ_n^2的复高斯分布，即$\omega_R(t)\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_n^2)$，其中$\sigma_n^2$为噪声平均功率。

设定采样率为每符号周期N次，接收信号采样样本序列表示为$\boldsymbol{y}_R=\left[y_R(1),y_R(2),\cdots,y_R(N)\right]^{\mathrm{T}}$。接收信号的第$n$个样本可以表示为

$$y_R(n)=h_{\mathrm{TR}}h_{\mathrm{JT}}g_k s_J(n)+h_{\mathrm{JR}}s_J(n-n_\tau)+\omega_R(n) \tag{5}$$

其中，$s_J(n)$表示第n个干扰信号的采样样本，n_τ表示时延τ内的采样点数。

在解调阶段，采用能量检测方法区分不同信息态下的接收信号，以恢复比特流。此时，设定检验统计量为采样样本序列$\boldsymbol{y}_R$的平均功率，表示为

$$Q=\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}|y_R(n)|^2\overset{(a)}{=}\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}|h_{\mathrm{TR}}h_{\mathrm{JT}}g_k+h_{\mathrm{JR}}|^2|s_J(n)|^2+\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}|\omega_R(n)|^2 \tag{6}$$

需要注意，N的选取对信号真实功率的估计精度有影响。考虑n_τ远小于符号周期时可忽略n_τ的影响，此时式(6)中第二个等号(a)成立。判决过程可以建模为一个二元假设检验问题，表示为

$$\hat{\mathcal{H}}=\begin{cases}\mathcal{H}_1, & Q\geqslant T\\ \mathcal{H}_0, & Q<T\end{cases} \tag{7}$$

其中，$\mathcal{H}_0$和$\mathcal{H}_1$分别表示发射机发送‘0’和‘1’，T表示能量检测器的判决门限。当$\hat{\mathcal{H}}=\mathcal{H}_1$时，表示接收端接受$\mathcal{H}_1$；反之，接受$\mathcal{H}_0$。

1.2　问题建模

在上述系统模型中，传统AAJ直接利用PGA开关状态来抗压制干扰[12]，而没有从优化BER角度出发优化PGA调制增益。本节以最小化BER为目标函数，建模干扰调制优化问题。

设定干扰机发送复高斯分布干扰信号，满足$s_J\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_J^2)$。根据式(5)和式(6)，接收端检验统计量$Q$是$N$个独立复高斯分布采样点的模方之和，经过归一化运算后，满足自由度为$2N$的卡方分布。对于$\mathcal{H}_0$和$\mathcal{H}_1$状态下的接收样本序列$\boldsymbol{y}_R|\mathcal{H}_0$与$\boldsymbol{y}_R|\mathcal{H}_1$，检验统计量分布可表示为

$$\begin{cases}\dfrac{2NQ_{\mathcal{H}_0}}{\sigma_{g_0}^2}\sim\chi^2(2N)\\ \dfrac{2NQ_{\mathcal{H}_1}}{\sigma_{g_1}^2}\sim\chi^2(2N)\end{cases} \tag{8}$$

其中，$Q_{\mathcal{H}_0}$和$Q_{\mathcal{H}_1}$分别表示$\mathcal{H}_0$和$\mathcal{H}_1$状态下输入能量检测器采样点的检验统计量，$\sigma_{g_0}^2$与$\sigma_{g_1}^2$分别表示$\boldsymbol{y}_R|\mathcal{H}_0$与$\boldsymbol{y}_R|\mathcal{H}_1$的采样信号方差，根据式(5)可得

$$\begin{cases}\sigma_{g_0}^2=|h_{\mathrm{TR}}h_{\mathrm{JT}}g_0+h_{\mathrm{JR}}|^2\sigma_J^2+\sigma_n^2\\ \sigma_{g_1}^2=|h_{\mathrm{TR}}h_{\mathrm{JT}}g_1+h_{\mathrm{JR}}|^2\sigma_J^2+\sigma_n^2\end{cases} \tag{9}$$

根据式(7)的能量检测判决准则，BER可表示为

$$\mathcal{P}_b=p_0\left(1-\int_0^T f_{Q,\mathcal{H}_0}(q)\mathrm{d}q\right)+p_1\left(1-\int_T^{+\infty}f_{Q,\mathcal{H}_1}(q)\mathrm{d}q\right) \tag{10}$$

其中，$f_{Q,\mathcal{H}_0}$和$f_{Q,\mathcal{H}_1}$分别表示$Q_{\mathcal{H}_0}$和$Q_{\mathcal{H}_1}$的概率密度函数（probability density function, PDF），表示为$f_{Q,\mathcal{H}_i}(q)=\dfrac{N}{\Gamma(N)(\sigma_{g_i}^2)^N}(Nq)^{N-1}\mathrm{e}^{-\frac{N}{\sigma_{g_i}^2}q}$，$i=0$或1对应状态$\mathcal{H}_0$或$\mathcal{H}_1$。$\Gamma(N)$表示Gamma函数，可定义为$\Gamma(N)=\int_0^{+\infty}x^{N-1}\mathrm{e}^{-x}\mathrm{d}x$。

为了最小化BER，如何设计PGA的调制增益是关键问题。令PGA总功率为P_G，发送二进制信息位，且发送‘0’比发送‘1’的检验统计量小，则最小化$\mathcal{P}_b$问题可建模为

$$\begin{aligned}&\mathrm{P1}:\left\{T_{\mathrm{op}},g_0^*,g_1^*\right\}=\arg\min_{\{T,g_0,g_1\}}\mathcal{P}_b\\&\text{s.t. }\mathrm{C}_1:2P_G=|g_0^*|^2+|g_1^*|^2\\&\qquad\mathrm{C}_2:Q_{\mathcal{H}_0}<Q_{\mathcal{H}_1}\end{aligned} \tag{11}$$

2　基于BER优化的干扰调制抗干扰方法

为提升BER性能，本节提出的干扰调制抗干扰方法将式(11)所示的优化问题解耦为两个子问题，分别求解了最佳能量检测判决门限和基于最优BER的干扰调制增益，并提出了基于BER近似的低复杂度干扰调制抗干扰通信方法。

2.1　最佳能量检测判决门限计算

由式(10)可知，BER性能与能量检测判决门限T的取值有关。为获得最优BER，本节推导了最佳能量检测判决门限的闭式表达式，并给出了实际传输可实现的检测判决门限估计算法。

当传输K态信息位时，接收端需要根据$K-1$维判决门限$\boldsymbol{T}=\left[T_1,\cdots,T_{K-1}\right]$，将信号判决空间分割为$K$个部分。对于式(2)所示的二进制信源，最佳能量检测判决门限T_{op}求解问题可表示为

$$T_{\text{op}}=\arg\min_{T}\mathcal{P}_b \tag{12}$$

对式(10)求导，偏导函数可表示为

$$\frac{\partial\mathcal{P}_b}{\partial T}=\frac{1}{2}\left(f_{Q,\mathcal{H}_0}(T)-f_{Q,\mathcal{H}_1}(T)\right) \tag{13}$$

令$\dfrac{\partial\mathcal{P}_b}{\partial T}=0$，即$f_{Q,\mathcal{H}_0}\left(T_{\text{op}}\right)=f_{Q,\mathcal{H}_1}\left(T_{\text{op}}\right)$时，得到最佳能量检测判决门限$T_{\text{op}}$的闭式表达式。求解该等式可得

$$T_{\text{op}}=\frac{\sigma_{g_1}^2\sigma_{g_0}^2}{\sigma_{g_1}^2-\sigma_{g_0}^2}\ln\left(\frac{\sigma_{g_1}^2}{\sigma_{g_0}^2}\right) \tag{14}$$

图2给出了$f_{Q,\mathcal{H}_0}$、$f_{Q,\mathcal{H}_1}$与T_{op}的关系。其中，横坐标表示接收信号能量。由于不同发送比特对应不同干扰调制增益，分别用实线/虚线表示$\mathcal{H}_0$和$\mathcal{H}_1$状态下的接收信号能量PDF。可见，T_{op}恰好为$f_{Q,\mathcal{H}_0}$和$f_{Q,\mathcal{H}_1}$曲线交点的横坐标，此时，$\mathcal{P}_b$被分割为两部分，即$\mathcal{P}_b=\mathcal{P}_{b,\mathcal{H}_0}+\mathcal{P}_{b,\mathcal{H}_1}$。其中，$\mathcal{P}_{b,\mathcal{H}_0}$表示发送‘0’错判为‘1’导致的误码，$\mathcal{P}_{b,\mathcal{H}_1}$表示发送‘1’错判为‘0’导致的误码。

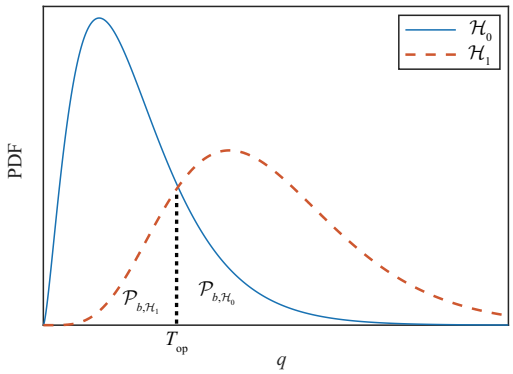

图2　检验统计量与最佳能量检测判决门限关系

需要注意的是，当干扰方发送的干扰信号不满足复高斯分布时，检测统计量的PDF将不满足式(8)的卡方分布，其分布形式更为复杂[25]。尽管如此，系统的最佳能量检测判决门限仍满足$f_{Q,\mathcal{H}_0}\left(T_{\text{op}}\right)=f_{Q,\mathcal{H}_1}\left(T_{\text{op}}\right)$。考虑到接收端检验统计量$Q$是$N$个独立非高斯分布采样点的模方之和，根据中心极限定理，当采样点数足够大时，检验统计量Q可近似为高斯分布，此时两类干扰对应的PDF分布趋于一致。本文后续主要针对复高斯干扰场景开展误比特率优化分析，非高斯分布压制干扰下的优化设计将作为未来研究方向进一步展开。

如式(14)所示，为了求解T_{op}，需要已知变量$\sigma_{g_0}^2$与$\sigma_{g_1}^2$。然而在实际传输过程中，这些变量无法直接获得。本文利用收发双方交互的训练序列来估计接收端能量检测器的判决门限$\hat{T}_{\text{op}}$，以保证实际传输过程中干扰调制抗干扰通信方法的可行性。发射端发射收发双方已知信息和长度为N_P的训练序列$\boldsymbol{y}_P=\left[y_P(1),y_P(2),\cdots,y_P(N_P)\right]^{\text{T}}$，其中‘0’对应的索引集合为$\mathcal{I}_0$，‘1’对应的索引集合为$\mathcal{I}_1$，最佳能量检测判决门限$\hat{T}_{\text{op}}$估计算法如算法1所示。

算法1　最佳能量检测判决门限估计

输入　$\boldsymbol{y}_P$，$\mathcal{I}_0$，$\mathcal{I}_1$

输出　最佳能量检测判决门限估计值$\hat{T}_{\text{op}}$

1) 分别计算各训练符号的平均接收功率$Q_{P,i}$

2) 计算$\sigma_{g_0}^2$估计值：$\hat{\sigma}_{g_0}^2=\dfrac{1}{\text{card}\left(\mathcal{I}_0\right)}\sum\limits_{i\in\{\mathcal{I}_0\}}Q_{P,i}$

3) 计算$\sigma_{g_1}^2$估计值：$\hat{\sigma}_{g_1}^2=\dfrac{1}{\text{card}\left(\mathcal{I}_1\right)}\sum\limits_{i\in\{\mathcal{I}_1\}}Q_{P,i}$

4) 根据式(14)计算最佳能量检测判决门限估计值$\hat{T}_{\text{op}}$

在算法1中，$\text{card}(\mathcal{I})$表示集合$\mathcal{I}$中的元素个数，采样率为每符号周期N次，$Q_{P,i}$表示第i个训练符号的平均接收功率，表示为

$$Q_{P,i}=\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\left|y_{P,i}(n)\right|^2 \tag{15}$$

其中，$\boldsymbol{y}_{R,i}=\left[y_{P,i}(1),y_{P,i}(2),\cdots,y_{P,i}(N)\right]^{\text{T}}$表示接收到第$i$个训练符号的采样点序列。

2.2　基于最优BER的干扰调制增益控制

2.1节给出了如式(14)所示的最佳能量检测判决门限，可见T_{op}闭式表达式由$\sigma_{g_0}^2$和$\sigma_{g_1}^2$决定。根据式(9)和式(10)可知，干扰调制增益$\left\{g_0,g_1\right\}$与$\sigma_{g_0}^2$和

$\sigma_{g_1}^2$有关，则$\{g_0,g_1\}$决定T_{op}，进而直接决定$\mathcal{P}_b$。因此，本节提出了一种基于最优BER的干扰调制抗干扰通信方法，简称O-JMGC。该方法的关键思想是将不同信息位‘0’/‘1’对应为特定程度的抵消/放大模式，即将式(11)所示的优化问题P1建模为最佳干扰调制增益求解问题，表示为

$$\begin{aligned}&\text{P2:}\{g_0^*,g_1^*\}=\arg\min_{\{g_0,g_1\}}\mathcal{P}_b\\&\text{s.t. C}_1\text{:}2P_G=|g_0|^2+|g_1|^2\\&\quad\text{C}_2\text{:}\sigma_{g_1}^2>\sigma_{g_0}^2\end{aligned}\tag{16}$$

根据式(5)，接收信号包含决定解调的重调信号$y_{\text{JM}}(n)=h_{\text{TR}}h_{\text{JT}}\underline{g_0}s_J(n)$与影响解调的干扰和噪声部分$y_{\text{JN}}(n)=h_{\text{JR}}s_J(n-n_\tau)+\omega_R(n)$。根据向量投影定理，设计$\{g_0,g_1\}$使$y_{\text{JM}}$与$y_{\text{JN}}$共线，有效实现干扰信号的抵消/放大，便于接收端区分两种信息位。因此，干扰调制增益可表示为

$$\begin{cases}g_0=-\dfrac{\zeta_h}{h_{\text{TR}}}\rho_0, & \text{发送‘0’}\\ g_1=\sqrt{2P_G-|g_0|^2}, & \text{发送‘1’}\end{cases}\tag{17}$$

其中，抵消系数表示为$\zeta_h=\dfrac{h_{\text{JR}}}{h_{\text{JT}}}$。在实际传输过程中，发射机可根据接收端回传的一段长度为L_P的信号估计抵消系数，表示为

$$\hat{\zeta}_h=\frac{1}{L_P}\sum_{n=0}^{L_P-1}\frac{h_{\text{JR}}s_J(n)+\omega_{n,R}(n)}{h_{\text{JT}}s_J(n)+\omega_{n,T}(n)}\tag{18}$$

其中，$\omega_{n,T}(n)$与$\omega_{n,R}(n)$分别表示发送端与接收端的AWGN，分别服从$\omega_{n,T}(t)\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_{n,T}^2)$与$\omega_{n,R}(t)\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_{n,R}^2)$分布。分子为接收端发送的信号，分母为发送端在对应时间收到来自干扰机的L_P长度信号。当JNR较大时，$\sigma_n^2\ll\sigma_J^2$，在统计上$\omega_{n,T}(n)$与$\omega_{n,R}(n)$可忽略，即$\hat{\zeta}_h\to\zeta_h$。

在式(17)中，ρ_0表示抵消模式下的权重因子，$\rho_0\in[0,1]$。当$\rho_0=0$时，表示将所有功率用于放大模式，即传统的AAJ方法。当$\rho_0=1$时，表示在发送‘0’时完全抵消y_{JN}中的干扰信号，其余能量用于放大模式下的反射信号。考虑一个$h_1=h_2=h_3$的简单例子，本文可以通过设置$g_0^*=-1$来实现发送‘0’时$\sigma_{g_0}^2=\sigma_n^2$，即干扰完全抵消。然而，干扰完全抵消并不能等价于获得最优BER性能，因此，如何确定最优权重因子ρ_0^*是求解式(16)的关键。

本节给出O-JMGC方法最优权重因子ρ_0^*的迭代优化。具体地，以$\Delta\rho$为步进值，在$\rho_0\in[0,1]$内搜索最小$\mathcal{P}_b$对应的最优权重因子ρ_0^*。迭代优化方法步骤如下。

步骤1　初始化$\rho_0=0$；

步骤2　根据算法1，计算最佳能量检测判决门限估计值T_{op}；

步骤3　根据式(10)与T_{op}，计算当前$\mathcal{P}_b$；

步骤4　更新$\rho_0=\rho_0+\Delta\rho$，循环步骤3和步骤4，直到$\rho_0>1$时，跳出循环；

步骤5　计算所有$\mathcal{P}_b$，搜索出最小$\mathcal{P}_b$对应的权重因子ρ_0^*。

2.3　基于BER近似的低复杂度干扰调制增益控制

2.2节提出的权重因子迭代优化方法可以实现最小$\mathcal{P}_b$条件下的干扰调制。然而，每一次迭代都需要根据式(10)计算$\mathcal{P}_b$。在工程应用中，复杂的积分运算将带来较大的计算复杂度和时延。因此，本节提出了基于BER近似的低复杂度干扰调制增益控制方法，简称LC-JMGC。通过近似表达$\mathcal{P}_b$，并给出简化的等价形式，降低调制增益控制计算开销。

由于通信系统中发送‘0’与‘1’的概率近似相等，即$p_0=p_1=0.5$，因此在最优能量检测判决门限T_{op}下，发送‘0’错判为‘1’与发送‘1’错判为‘0’的概率可以近似相等，即$\mathcal{P}_{b,\mathcal{H}_0}\approx\mathcal{P}_{b,\mathcal{H}_1}$，则式(10)可近似为

$$\tilde{\mathcal{P}}_b=\int_{T_{\text{op}}}^{+\infty}\frac{N}{\Gamma(N)(\sigma_{g_0}^2)^N}(Nq)^{N-1}\exp\left(-\frac{N}{\sigma_{g_0}^2}q\right)\text{d}q\tag{19}$$

则最小化BER近似$\tilde{\mathcal{P}}_b$可表示为

$$\rho_0^*=\arg\min_{\rho_0\in[0,1]}\tilde{\mathcal{P}}_b\tag{20}$$

为了进一步简化式(20)的求解问题，定义最大方差比$\Theta=\dfrac{\sigma_{g_1}^2}{\sigma_{g_0}^2}$，定理1给出了最小化$\tilde{\mathcal{P}}_b$问题的等价形式。

定理1　对于式(19)所示的$\tilde{\mathcal{P}}_b$表达式，最小$\tilde{\mathcal{P}}_b$对应的权重因子等价于最大方差比Θ对应的权重因子，表示为

$$\arg\min_{\rho_0^*\in[0,1]}\tilde{\mathcal{P}}_b=\arg\max_{\rho_0^*\in[0,1]}\Theta\tag{21}$$

证明　定义变量$v=\dfrac{q}{\sigma_{g_0}^2}$，则式(19)可改写为

$$\tilde{\mathcal{P}}_b\left(\frac{T_{\mathrm{op}}}{\sigma_{g_0}^2}\right)=\int_{\frac{T_{\mathrm{op}}}{\sigma_{g_0}^2}}^{+\infty}\frac{N}{\Gamma(N)}(Nv)^{N-1}\exp(-Nv)\mathrm{d}v \quad (22)$$

由于$\tilde{\mathcal{P}}_b(\cdot)$是一个关于$\frac{T_{\mathrm{op}}}{\sigma_{g_0}^2}$的单调递减函数，可得

$$\arg\min_{\rho_0^*\in[0,1]}\tilde{\mathcal{P}}_b=\arg\max_{\rho_0^*\in[0,1]}\left(\frac{T_{\mathrm{op}}}{\sigma_{g_0}^2}\right) \quad (23)$$

将式(14)代入式(23)，可得

$$\arg\min_{\rho_0^*\in[0,1]}\tilde{\mathcal{P}}_b=\arg\max_{\rho_0^*\in[0,1]}\frac{\sigma_{g_1}^2}{\sigma_{g_1}^2-\sigma_{g_0}^2}\ln\left(\frac{\sigma_{g_1}^2}{\sigma_{g_0}^2}\right) \quad (24)$$

定义函数$F(\Theta)=\frac{\Theta}{\Theta-1}\ln\Theta$，则式(24)可表示为$\arg\min_{\rho_0^*\in[0,1]}\tilde{\mathcal{P}}_b=\arg\max_{\rho_0^*\in[0,1]}F(\Theta)$。

根据式(16)的约束条件，可得变量$\Theta>1$。为了判断$F(\Theta)$的单调性，对其求导可得

$$\frac{\mathrm{d}F(\Theta)}{\mathrm{d}\Theta}=-\frac{\ln\Theta}{(\Theta-1)^2}+\frac{1}{\Theta-1}=\frac{\Theta-1-\ln\Theta}{(\Theta-1)^2} \quad (25)$$

为了判断$F(\Theta)$的单调性，首先验证式(25)的正负性。由于分母$(\Theta-1)^2>0$，则正负性仅与分子有关。

定义$l(\Theta)=\Theta-1-\ln\Theta$，其导数表示为$\frac{\mathrm{d}l(\Theta)}{\mathrm{d}\Theta}=\frac{\Theta-1}{\Theta}>0$，必为正数，则$l(\Theta)$为单调递增函数。由于$l(1)=0$且变量$\Theta>1$，可得$l(\Theta)$必为正数，则$F(\Theta)$是关于$\Theta$的单调递增函数，可表示为$\arg\max_{\rho_0^*\in[0,1]}F(\Theta)=\arg\max_{\rho_0^*\in[0,1]}\Theta$。证毕。

由定理1可得，在求解ρ_0^*的迭代优化算法中，每次迭代过程中的$\mathcal{P}_b$计算可以替换为计算$\Theta=\frac{\sigma_{g_1}^2}{\sigma_{g_0}^2}$，其运算复杂度大大降低。基于此，一种最优权重因子$\rho_0^*$的快速搜索过程为：以$\Delta\rho$为步进值，通过迭代计算不同权重因子$\rho_{0,\mathrm{TEMP}}$条件下的$\Theta$，在迭代结束后，将最大$\Theta$对应的权重因子$\rho_{0,\mathrm{TEMP}}$赋值给$\rho_0^*$，即可快速搜索权重因子，实现低复杂度干扰调制增益控制。基于BER近似的低复杂度干扰调制增益控制算法如算法2所示。

算法 2 基于BER近似的低复杂度干扰调制增益控制

输入 $h_{\mathrm{TR}},\sigma_f^2,\sigma_n^2$

输出 g_0^*,g_1^*

1) 初始化$\Theta=1$，$\rho_{0,\mathrm{TEMP}}=0$
2) while $\rho_{0,\mathrm{TEMP}}<1$ do
3) 根据式(9)分别计算$\sigma_{g_0}^2$和$\sigma_{g_1}^2$
4) 计算$\Theta_{\mathrm{TEMP}}=\frac{\sigma_{g_1}^2}{\sigma_{g_0}^2}$
5) if $\Theta_{\mathrm{TEMP}}>\Theta$ do
6) $\Theta=\Theta_{\mathrm{TEMP}}$
7) $\rho_0^*\leftarrow\rho_{0,\mathrm{TEMP}}$
8) end if
9) 更新$\rho_{0,\mathrm{TEMP}}=\rho_{0,\mathrm{TEMP}}+\Delta\rho$
10) end while
11) 根据式(17)计算最优干扰调制增益

$$g_0^*=-\frac{\zeta_h}{h_{\mathrm{JR}}}\rho_0^*,g_1^*=\sqrt{2P_G-|g_0^*|^2}$$

因此，LC-JMGC方法的干扰调制增益表示为

$$\mathcal{G}(t)=\begin{cases}g_0^*, & \text{发送‘0’}\\ g_1^*, & \text{发送‘1’}\end{cases} \quad (26)$$

根据算法2，LC-JMGC方法通过迭代搜索最大方差比Θ对应的权重因子，每次迭代只需进行1次复乘法，复杂度为$O(1)$。相比之下，O-JMGC方法在每次迭代搜索最小$\mathcal{P}_b$对应的最优权重因子，根据式(10)，每次迭代的计算复杂度主要来自两个卡方分布的PDF积分计算，若采用M点的数值积分法求解积分（如采用梯形法），单次迭代复杂度表示为$O(M)$。显然，算法2大幅降低了迭代搜索权重因子的计算开销。

3 仿真分析

本节通过数值仿真评估所提O-JMGC和LC-JMGC方法的BER性能，对比方法为AAJ[24]，该方法用PGA的通/断模式发送信息位‘1’/‘0’。定义接收端信噪比（signal-to-noise ratio, SNR）为$\mathrm{SNR}=\frac{P_G}{\sigma_n^2}$，干扰机发射随机干扰信号，服从复高斯分布。假定JT、TR和JR链路中均存在视距路径，即采用莱斯衰落模型进行信道建模，表示为$h_i=\sqrt{\frac{\mathcal{K}}{\mathcal{K}+1}}\bar{h}_i+\sqrt{\frac{1}{\mathcal{K}+1}}\hat{h}_i$，其中，$\mathcal{K}$为莱斯因子，$\bar{h}_i$和$\hat{h}_i(i=1,2,3)$分别为JT、TR和JR链路中视距和非视距路径的信道增益。若无特别说明，收发机接收到的AWGN满足独立同分布，即$\sigma_n^2=\sigma_{n,T}^2=\sigma_{n,R}^2$。仿真参数设置如表2所示。

表 2　　仿真参数

仿真参数	参数值
视距路径信道增益 $\bar{h}_i$	1
非视距路径信道增益 $\hat{h}_i$	$\hat{h}_i \sim \mathcal{CN}(0,1)$
莱斯因子 $\mathcal{K}$	10
SNR/dB	10
噪声功率 σ_n^2	1
每符号周期采样点数 N	8
蒙特卡罗仿真次数	10^6

图 3 比较了莱斯衰落信道下，采用不同长度训练序列估计判决门限的 LC-JMGC 方法的 BER 性能。虚线表示理论检测判决门限，即用式(14)计算得到 T_{op}。其他实线表示根据算法 1，采用不同长度训练序列（长度为 N_P）估计得到检测判决门限 $\hat{T}_{\text{op}}$。由图 3 可知，随着 JNR 增加，BER 逐渐降低。在相同 JNR 下，随着 N_P 增加，对应的 BER 逐渐逼近最优的虚线，这是因为更多训练符号使估计样本数增多，接收端对 $\sigma_{g_0}^2$ 和 $\sigma_{g_1}^2$ 的估计误差降低，从而提升了检测判决可靠性。例如，在 JNR=5 dB 时，N_P 为 4、6、8、10 和 20 的 BER 值与最优 BER 分别相差 3.91×10^{-4}、2.07×10^{-4}、1.09×10^{-4}、0.71×10^{-4} 和 0.30×10^{-4}。这说明估计值 $\hat{T}_{\text{op}}$ 逐渐逼近 T_{op}，验证了算法 1 最佳能量检测判决门限估计的准确性。

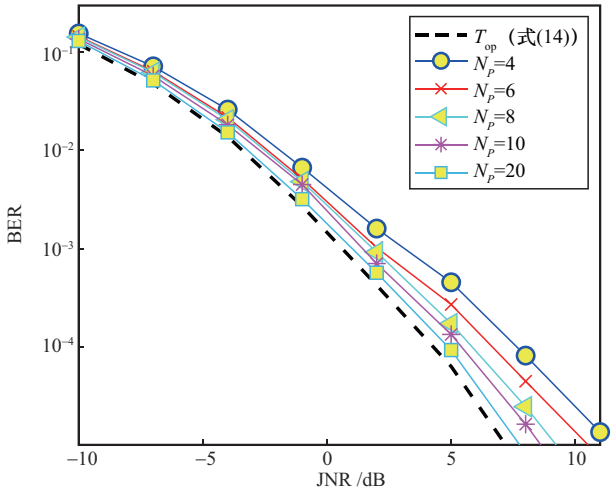

图 3　采用不同长度训练序列的 BER 性能比较

图 4 给出了所提方法与传统跳频（frequency-hopping spread spectrum, FHSS）、索引调制跳频（index modulation FHSS, IM-FHSS）[7] 和 AAJ 方法[24]在莱斯衰落信道下的 BER 变化曲线。FHSS 与 IM-FHSS 方法的扩谱增益设为 8，且在每个跳频时隙内仅有一个频率受到攻击。仿真中，O-JMGC 和 LC-JMGC 方法均采用理论检测阈值，以步进值 $\Delta\rho = 0.05$ 搜索权重因子。由图 4 可知，相比于传统 FHSS 和 IM-FHSS 方法，AAJ、O-JMGC 与 LC-JMGC 方法在 JNR 较大时具有显著的 BER 性能优势，验证了基于 PGA 的干扰调制抗干扰方法的抗压制干扰能力。同时，O-JMGC 与 LC-JMGC 方法的 BER 性能优于 AAJ 方法，并且 BER 性能优势随 JNR 增大而显著提升。这是由于所提方法对 PGA 干扰调制的增益 $\{g_0, g_1\}$ 进行了精细控制，从而有效提升了传输可靠性。此外，LC-JMGC 与 O-JMGC 方法具有几乎一致的 BER 性能，验证了定理 1 的准确性与可行性。可见，LC-JMGC 方法能够在具有 BER 性能优势的同时，显著降低计算复杂度。

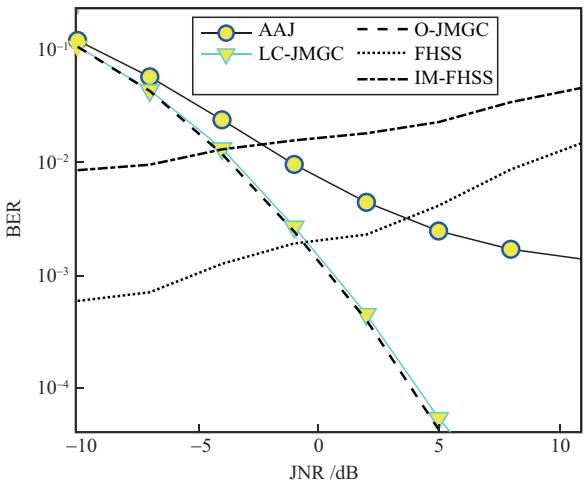

图 4　不同抗干扰方法的 BER 性能比较（N=8）

图 5 比较了 AAJ 与 LC-JMGC 方法在不同 SNR 和 N 条件下的 BER 性能。仿真中设定 JNR=5 dB，LC-JMGC 方法采用最优能量检测判决门限。由图 5 可知，两种方法的 BER 性能均随着 N 的增加而显著提升。因此，不仅可以通过提升 SNR，还可通过提高 N 来增强通信可靠性。对于特定 BER 性能要求，LC-JMGC 方法具有 SNR 和 N 两种性能优势。以 1×10^{-3} 阶 BER 要求为例，LC-JMGC 方法在 SNR=5 dB、N=8 时可达到要求，而 AAJ 方法在相同 SNR 下，需要提升 3 倍的 N，或在提升 1 倍 N 的同时提高 SNR 约 2.5 dB 才可达到 BER 性能要求。

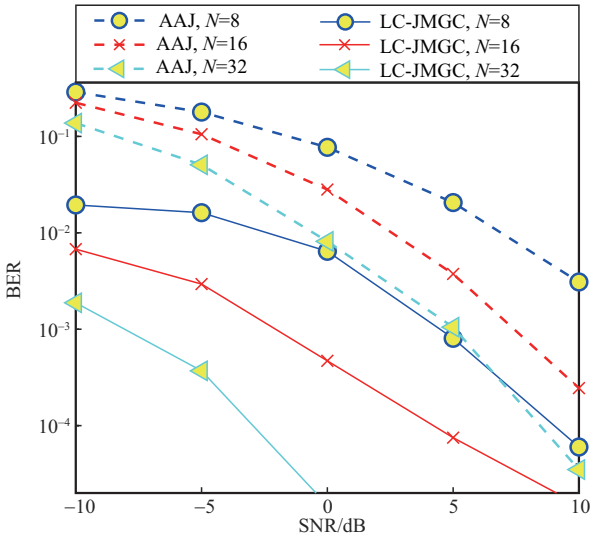

图 5　不同 SNR 和 N 条件下的 BER 性能比较（JNR=5 dB）

图 6 比较了 AAJ 与 LC-JMGC 方法在不同 JNR 和 N 条件下的 BER 性能，其中 LC-JMGC 方法采用最优能量检测判决门限。可见，在相同 JNR 条件下，两种方法的系统 BER 随 N 上升而下降，这是由于抵消系数的估计误差随采样点数增加而下降。在相同 N 条件下，随着 JNR 增加，两种方法的 BER 性能差距逐渐明显，这是由于在高 JNR 条件下，采用 PGA 通/断模式的 AAJ 方法的 BER 性能提升逐渐受限，而采用抵消/放大模式的 LC-JMGC 方法，其 BER 性能未受到 JNR 的限制。此外，在系统传输速率与计算开销允许的前提下，应尽量增大符号周期长度和 N，这是由于干扰信号未知，符号间隔越长、N 越高，单个符号的平均能量从统计上越趋近于常数，有助于提升检测判决的准确性。

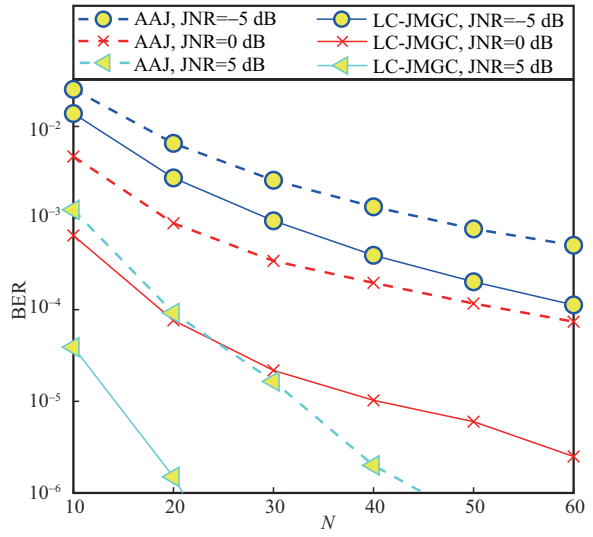

图 6　不同 JNR 和 N 条件下的 BER 性能比较

4　结束语

本文针对压制干扰下的高可靠通信需求，提出了一种基于 BER 优化的干扰调制抗干扰通信方法。该方法以优化 BER 为目标，通过精细控制 PGA 增益，设计干扰抵消/放大两种特定模式以可靠传输信息。首先，基于所推导的理论 BER 表达式，提出了 O-JMGC 方法，通过干扰抵消与放大两种模式的权重优化，实现对 PGA 增益的精准控制，具备优异的 BER 性能。其次，为了降低优化过程的复杂度，提出了 LC-JMGC 方法，推导了本文方法的 BER 近似表达式，简化了 O-JMGC 方法中的复杂积分运算。仿真结果表明，所提两种干扰调制方法的 BER 性能优于传统主动抗干扰方法，尤其在大功率干扰场景下具有显著优势。在下一步工作中，本文将针对不同统计分布、不同类型的压制干扰，设计优化干扰调制抗干扰方法，并进行检测门限推导与抗干扰性能验证，进一步完善方法和探索实际落地与系统设计的可行性。

参考文献：

[1] 姚富强. 通信抗干扰工程与实践[M]. 3 版. 北京: 电子工业出版社, 2025.
Yao F Q. Communication anti-jamming engineering and practice[M]. 3rd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2025.

[2] Almahrog K A, Gohary R H. Non-coherent communication over ultra-fast fading channels in the presence of barrage jamming[J]. IEEE Transactions on Communications, 2025, 73(4): 2280-2295.

[3] Han C, An K, Lin Z, et al. Endogenous anti-jamming communications for SAGIN: a network perspective[J]. IEEE Network, 2026, 40(1): 201-208.

[4] Shi Y X, An K, Li Y S. Index modulation based frequency hopping: anti-jamming design and analysis[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(7): 6930-6942.

[5] 于全. 战术通信理论与技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2020.
Yu Q. Communications in tactical environments: theories and technologies[M]. Beijing: Posts and Telecom Press, 2020.

[6] 许辰人, 马翔天, 徐昊天, 等. 5G抗干扰技术综述[J]. 电子学报, 2023, 51(3): 765-778.
Xu C R, Ma X T, Xu H T, et al. A survey of 5G anti-interference technology[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(3): 765-778.

[7] Shi Y X, Lu X J, An K, et al. Efficient index-modulation-based FHSS: a unified anti-jamming perspective[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2024, 11(2): 3458-3472.

[8] Ismailoglu N, Jafar S A. Beyond TIN: GDoF of K-user interference channel with successive interference cancellation and power control[J]. IEEE Transactions on Communications, 2025, 73(3): 1474-1486.

[9] 李玉生, 施育鑫, 安康. 认知视角下的无线通信干扰与抗干扰: 机遇与

挑战[J]. 指挥与控制学报, 2025, 1-10.
Li Y S, Shi Y X, An K. Jamming and anti-jamming of wireless communications from cognitive perspective: challenges and opportunities[J]. Journal of Command and Control, 2025, 1-10.

[10] 朱勇刚, 孙艺夫, 姚富强, 等. 基于多智能超表面的信道空间内生抗干扰方法[J]. 通信学报, 2023, 44(10): 13-22.
Zhu Y G, Sun Y F, Yao F Q, et al. Channel-space endogenous anti-jamming method based on multi-reconfigurable intelligent surface[J]. Journal on Communications, 2023, 44(10): 13-22.

[11] Zhang J S, Wu X F. An anti-jamming game between dynamically-sensing jammer and legitimate user with faking-slot transmission[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(7): 10287-10300.

[12] Pirayesh H, Zeng H C. Jamming attacks and anti-jamming strategies in wireless networks: a comprehensive survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(2): 767-809.

[13] Huynh N V, Hoang D T, Lu X, et al. Ambient backscatter communications: a contemporary survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20(4): 2889-2922.

[14] Chen W Y, Ding H Y, Wang S L, et al. On the limits of covert ambient backscatter communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(2): 308-312.

[15] Li X W, Zheng Y K, Alshehri M D, et al. Cognitive AmBC-NOMA IoV-MTS networks with IQI: reliability and security analysis[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2023, 24(2): 2596-2607.

[16] Li X W, Wang Q S, Zeng M, et al. Physical-layer authentication for ambient backscatter-aided NOMA symbiotic systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(4): 2288-2303.

[17] Li Y X, Lu G Y, Ye Y H, et al. Symbol detection for ambient backscatter communication with multiple ambient RF sources in space-air-ground integrated networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2026, 13(1): 272-283.

[18] Zhang Z, Yang L, Lei H J, et al. Covert communication in RSMA-assisted ambient backscatter communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(8): 6566-6579.

[19] Ma J H, Chen H Y, Li Q, et al. Energy-efficient design for active anti-jamming (AAJ) communications system[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(12): 2173-2177.

[20] Mak P I, Seng-Pan U, Martins R P. On the design of a programmable-gain amplifier with built-in compact DC-offset cancellers for very low-voltage WLAN systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, 55(2): 496-509.

[21] Choi I, Seo H, Kim B. Accurate dB-linear variable gain amplifier with gain error compensation[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2013, 48(2): 456-464.

[22] Wang L S, Ku P C, Ko P T, et al. A 40.4-dB range, 0.73-dB step, and 0.07-dB error programmable gain amplifier using gain error shifting technique[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2019, 66(7): 1109-1113.

[23] Boora A, Thangarasu B K, Yeo K S. A dB-linear programmable gain amplifier with mixed-signal control for wide-gain range and low-power applications[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2025, 72(1): 61-70.

[24] Ma J H, Li Q, Liu Z L, et al. Jamming modulation: an active anti-jamming scheme[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(4): 2730-2743.

[25] Almahorg K A, Gohary R H. Maximum likelihood detection in the presence of non-Gaussian jamming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 5722-5735.

[作者简介]

张宇思（1994– ），女，黑龙江哈尔滨人，博士，国防科技大学第六十三研究所助理研究员，主要研究方向为通信抗干扰、变换域通信。

施育鑫（1995– ），男，福建晋江人，博士，国防科技大学第六十三研究所助理研究员，主要研究方向为通信抗干扰。

韩晨（1993– ），男，山东滨州人，博士，国防科技大学第六十三研究所副研究员、硕士生导师，主要研究方向为空天地网络、通信抗干扰。

赵丽屏（1976– ），女，安徽庐江人，国防科技大学第六十三研究所正高级工程师，主要研究方向为通信抗干扰、频率规划。

李勇（1977– ），男，四川遂宁人，博士，国防科技大学第六十三研究所研究员、硕士生导师，主要研究方向为通信抗干扰。