

频相失配下跳频保密通信性能分析与功率优化

宋长庆^{1,2}, 赵宏志^{1,2}, 秦俐之^{1,2}, 邵士海^{1,2}

(1. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川 成都 611731;
2. 电磁空间认知与智能控制技术实验室, 北京 100089)

摘 要: 人工噪声掩护的跳频保密通信可以有效对抗电磁干扰与非法窃听、提供强保密通信, 但其载波频率在宽带范围内持续、快速跳变, 收发信机间存在严重的载波频率偏移与相位噪声, 导致合法接收机处人工噪声无法被完美抑制。鉴于此, 首先对收发频率、相位失配下跳频收发信号进行数学建模; 然后采用信噪比指标衡量频相失配下人工噪声抑制性能, 并采用保密容量指标衡量系统保密性能; 最后提出具有频相失配稳健性的发射功率分配方案, 并根据不同的频相匹配度与传播信道质量对所提方案进行拓展。数值仿真结果表明, 收发频率偏移与相位噪声会显著降低接收机处人工噪声抑制能力与系统保密性能。随着频相失配问题的恶化, 应逐步降低人工噪声与保密信号的发射功率比例以降低由频相失配引起的系统性能损失。

关键词: 跳频; 频相失配; 人工噪声抑制; 保密容量; 功率分配

中图分类号: TN975

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022169

Performance analysis and power optimization for FH secure communication under frequency and phase mismatch

SONG Changqing^{1,2}, ZHAO Hongzhi^{1,2}, QIN Lizhi^{1,2}, SHAO Shihai^{1,2}

1. National Key Lab of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China
2. Laboratory of Electromagnetic Space Cognition and Intelligent Control, Beijing 100089, China

Abstract: The artificial noise (AN) shielded frequency hopping (FH) secure communication can counteract electromagnetic interference and wiretapping, but its carrier frequencies change rapidly within a wide bandwidth which will raise the level of carrier frequency offset and phase noise, yielding AN cancellation performance degradation. To tackle this, the signal distortion caused by frequency and phase mismatch (FPM) was mathematically modeled, the AN cancellation performance was evaluated via signal-to-noise ratio, and the system secrecy was scaled via secrecy capacity. On basis of this, the optimal power allocation scheme for AN and confidential signal was designed, and the scheme was expanded according to the FPM level and the propagation channel quality. Numerical simulations verify that FPM can significantly degrade the noise cancellation performance and system secrecy, and to counteract this, the power ratio of AN to confidential signals should decrease with an increasing FPM.

Keywords: frequency hopping, frequency and phase mismatch, artificial noise cancellation, secrecy capacity, power allocation

0 引言

随着通信网络的不断升级, 人-人通信、人-机交互、万物互联高速发展^[1], 促使无线连接数量迅

猛增长^[2]。然而, 大量的瞬时连接会造成频谱资源的拥堵与混乱, 非预期的带外串扰与带内干扰极大降低了通信服务质量^[3]。与此同时, 通信用户对保密性能的关注度不断提升^[4], 但无线信道的开放性

收稿日期: 2022-06-10; 修回日期: 2022-08-26

通信作者: 赵宏志, lyn@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.U19B2014, No.62071094, No.61901396)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.U19B2014, No.62071094, No.61901396)

使大量保密信息存在被非法窃听的风险^[5]。人工噪声掩护的跳频保密架构中^[6]，收发信机间利用跳频技术躲避电磁干扰，并采用人工噪声构造与抑制技术阻塞非法窃听，有效提升了通信系统的保密性能。

理想情况下，保密架构中人工噪声可以在合法接收机处被完美抑制。然而收发信机在宽带范围内持续、快速跳变载波频率会引起严重的收发频率、相位失配问题，导致系统的人工噪声抑制能力下降。一方面，载波频率的快速跳变^[7]和多普勒效应^[8]会导致收发载波频率难以精准对齐，收发信机间不可避免地存在频率偏移^[9]，这会在人工噪声抑制步骤中引起频率间干扰，进而降低接收机处人工噪声的抑制效果^[10]。另一方面，收发频率振荡器处热噪声会在载波信号中引入相位噪声^[11]，导致信号频谱展宽并引入载波间干扰，进而降低系统的人工噪声抑制与保密性能^[12]。针对频相失配问题，文献[13]提出具有频率偏移稳健性的发射功率优化方案；文献[14]提出具有相位噪声稳健性的锁相环频率振荡器优化方案；文献[15]根据相位噪声水平，从系统设计角度宏观协调收发信机参数，进而降低由相位噪声引起的性能损失。然而上述研究仅适用于定频通信系统，且仅针对单一频相失配因素进行系统优化，所得结论并不适用于载频快速跳变的跳频通信系统。即在频相失配问题严重的跳频系统中，接收机处人工噪声抑制能力与系统保密性能无法得到有效保证。

鉴于此，本文对频相失配下跳频收发信号进行数学建模，利用信噪比指标衡量接收机处人工噪声抑制能力，并利用保密容量指标衡量跳频系统的保密性能。在此基础上，给出了具有频相误差稳健性

的发射功率分配方案，并根据不同的频相匹配度与传播信道质量对所提方案进行了简化与拓展，有效降低了由频相失配引起的系统性能损失。

1 通信系统模型

本文采用的跳频保密系统模型与无线通信环境如图 1 所示。由于无线信道的开放性，收发信机正常通信时一方面容易遭受电磁干扰的侵袭，导致接收信号质量下降、数字基带接收信号处理性能降低；另一方面，随着窃听设备的硬件升级与信号处理能力的大幅提升，保密信号更容易遭受非法捕获，增大了保密通信信息被非法窃听的风险。面对日益恶劣的电磁通信环境，本文中收发信机间采用跳频技术躲避恶意干扰^[16]，并采用人工噪声构造与抑制技术阻塞非法窃听^[17]。

1.1 跳频发射机

在跳频发射机处，保密信号与人工噪声的和信号依次经过脉冲成形、数模转换、跳频调制、带通滤波后发送，其中脉冲成形步骤采用了根升余弦滚降滤波器。保密信号和人工噪声分别记为 $x(t)$ 和 $z(t)$ ，两者相互独立。跳频发射信号可以表示为

$$\tilde{c}(t) = \sum_{p=0}^{+\infty} (x[p] + z[p]) \cdot \psi(t - pT_s) e^{j(2\pi f_i t + \varphi_1(t))} M(t - iT) \quad (1)$$

其中， $\psi(t)$ 为根升余弦滚降滤波器的冲激响应^[18]； f_i 为第 i 跳发射信号的中心频率， i 为非负整数； $\varphi_1(t)$ 为发射机处的相位噪声^[19]； $T = NT_s$ 为每跳信号的周期， N 为每跳包含的符号数， T_s 为每个符号的有效时间； $x[p]$ 和 $z[p]$ 分别为保密信号 $x(t)$ 和人工噪

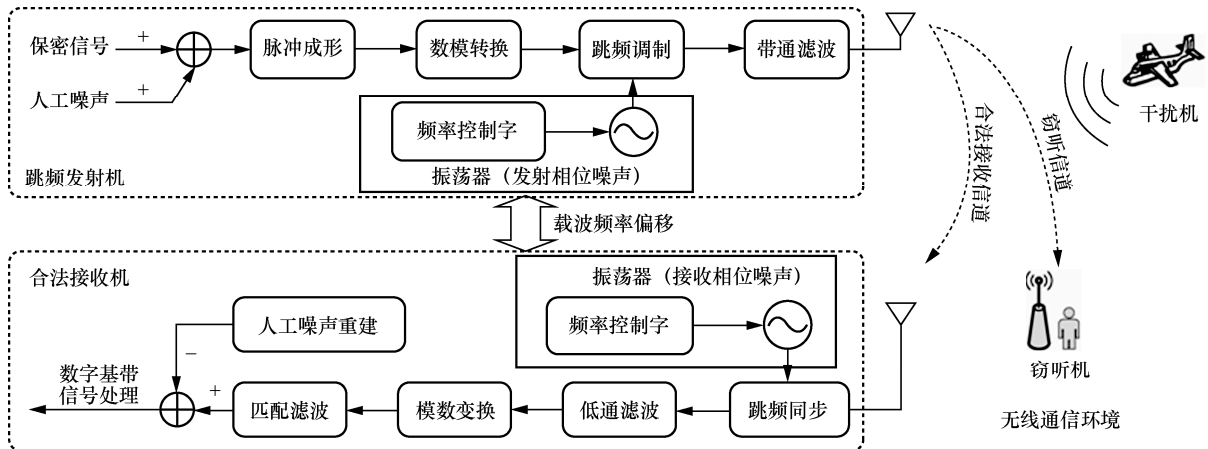


图 1 跳频保密系统模型与无线通信环境

声 $z(t)$ 的第 p 个符号, p 为非负整数; $M(t)$ 为每跳有效时间的矩形窗函数, 当 $t \in (0, T]$ 时取值为 1, 否则为 0。

1.2 合法接收机

假设合法收发信机间的传播信道为平坦慢衰落信道^[17], 合法接收机处射频接收信号为

$$\tilde{r}(t) = \tilde{h}_r \left((x(t - \tau_r) + z(t - \tau_r)) * \psi(t) \right) \cdot e^{j(2\pi(f_i + f_r)(t - \tau_r) + \varphi_r(t - \tau_r))} M(t - \tau_r - iT) + w_r(t) \quad (2)$$

其中, $*$ 为卷积运算, \tilde{h}_r 、 τ_r 和 f_r 分别为发射机与合法接收机间的复信道增益、传播时延和频率偏移, $w_r(t)$ 为高斯白噪声。

首先, 合法接收机依次对接收信号执行跳频同步、低通滤波、模数变换、匹配滤波操作, 将跳频接收信号解跳到基带实现跳频同步。所得数字基带接收信号可以表示为

$$r[n] = \sum_{p=0}^{+\infty} h_r (x[p - D_r] + z[p - D_r]) \cdot \Psi[n - p] e^{j(2\pi n F_r + \varphi_r[n])} M[n - D_r - iN] + w_r[n] = r_x[n] + r_z[n] + w_r[n] \quad (3)$$

其中, $h_r = \tilde{h}_r e^{-j2\pi D_r (F_i + F_r)}$ 为等效基带信道增益; $D_r = \frac{\tau_r}{T_s}$ 和 $F_r = f_r T_s$ 分别为归一化传播时延和归一化频偏; $\Psi[n]$ 为 $\Psi(t)$ 的离散形式, $\Psi(t)$ 为发射机和接收机处根升余弦滚降滤波器的组合响应, 等效于升余弦滚降滤波器的冲激响应^[18]; $\varphi_r[n] = \varphi_r[n - D_r] + \varphi_r[n]$ 为收发信机处的相位噪声之和, $\varphi_r[n]$ 为接收机处相位噪声的离散形式。此外, 有

$$r_x[n] = \sum_{p=0}^{+\infty} h_r x[p - D_r] \Psi[n - p] \cdot e^{j(2\pi n F_r + \varphi_r[n])} M[n - D_r - iN] \quad (4)$$

$$r_z[n] = \sum_{p=0}^{+\infty} h_r z[p - D_r] \Psi[n - p] \cdot e^{j(2\pi n F_r + \varphi_r[n])} M[n - D_r - iN] \quad (5)$$

其中, $r_x[n]$ 、 $r_z[n]$ 与 $w_r[n]$ 分别为保密信号成分、人工噪声成分和高斯白噪声成分。

接着, 合法接收机执行人工噪声重构与抑制步骤^[17]。记合法接收机重构的人工噪声序列为 $\hat{z}[n]$, 从 $r[n]$ 中减去 $\hat{z}[n]$ 即可完成人工噪声抑制, 所得信号 $\Delta r[n]$ 满足

$$\Delta r[n] = r[n] - \hat{z}[n] = \Delta r_z[n] + r_x[n] + w_r[n] \quad (6)$$

其中, $\Delta r_z[n] = r_z[n] - \hat{z}[n]$ 为抑制后的人工噪声成分。至此, 合法接收机完成了人工噪声抑制步骤, 所得信号将被送入数字基带解调、解码等处理模块。

1.3 窃听机

假设发射机与窃听机间的传播信道为平坦慢衰落信道^[17], 窃听机处射频接收信号为

$$\tilde{e}(t) = \tilde{h}_e \left((x(t - \tau_e) + z(t - \tau_e)) * \psi(t) \right) \cdot e^{j(2\pi(f_i + f_e)(t - \tau_e) + \varphi_e(t - \tau_e))} M(t - \tau_e - iT) + w_e(t) \quad (7)$$

其中, \tilde{h}_e 、 τ_e 和 f_e 分别为发射机与窃听机间的复信道增益、传播时延和频率偏移, $w_e(t)$ 为高斯白噪声成分。

在强窃听场景下^[20], 窃听机可以完美执行跳频同步、模数变换、匹配滤波步骤。与式(3)相似, 窃听机处数字基带接收信号可以表示为

$$e[n] = \sum_{p=0}^{+\infty} h_e (x[p - D_e] + z[p - D_e]) \Psi[n - p] \cdot e^{j(2\pi n F_e + \varphi_e[n])} M[n - D_e - iN] + w_e[n] \quad (8)$$

其中, $h_e = \tilde{h}_e e^{-j2\pi D_e (F_i + F_e)}$ 为等效信道增益, $D_e = \frac{\tau_e}{T_s}$ 和 $F_e = f_e T_s$ 分别为归一化传播时延和归一化频偏; $\varphi_e[n] = \varphi_e[n - D_e] + \varphi_e[n]$ 为发射机与窃听机处的相位噪声之和, $\varphi_e[n]$ 为窃听机处相位噪声的离散形式。

由式(8)可以发现, 窃听机将接收跳频信号解跳后, 所得数字基带信号仍包含人工噪声成分。由于缺乏人工噪声先验信息, 窃听机无法执行人工噪声重构与抑制步骤, 使 $e[n]$ 的信噪比远低于解调门限, 因此无法完成保密信号的有效窃取。

2 频相失配下跳频系统性能分析

理想情况下, 合法接收机可以完美抑制接收信号中的人工噪声成分。然而跳频收发频率振荡器处存在频相失配问题, 会引起显著的人工噪声抑制性能下降与系统保密性能损失, 本节将给出具体的性能分析。

2.1 人工噪声抑制性能

在人工噪声抑制前, 合法接收机先估计接收信号的传播信道信息。记归一化传播时延、归一化频

率偏移、等效信道增益的估计值分别为 \hat{D}_r 、 \hat{F}_r 、 \hat{h}_r ，为了分离出频相失配对人工噪声抑制性能的影响，假设合法接收机处的传播时延被完美估计，即 $\hat{D}_r = D_r$ [17]。此外， $\Delta F_r = F - \hat{F}_r$ 表示收发频率振荡器间的归一化载波频率偏移，频偏估计值每跳更新一次，即更新周期为 N 个符号。

完成信道参数估计后，合法接收机对本地预存的人工噪声序列 $z[n]$ 进行时间对齐、频率偏移补偿、脉冲成形，其中脉冲成形采用冲激响应为 $\Psi[n]$ 的升余弦滚降滤波器。记补偿后得到的序列为 $\hat{z}_{D,F}[n]$ ，表达式为

$$\hat{z}_{D,F}[n] = \sum_{p=0}^{+\infty} z[p - D_r] \Psi[n - p] e^{j2\pi n \hat{F}_r} \quad (9)$$

记 $r_z[n]$ 和 $\hat{z}_{D,F}[n]$ 的 N 点快速傅里叶变换为 $R_z[k]$ 和 $\hat{Z}_{D,F}[k]$ ，满足

$$R_z[k] = \sum_{n=N\lfloor \frac{k}{N} \rfloor}^{N\lfloor \frac{k}{N} \rfloor + N - 1} (h_r \hat{z}_{D,F}[n] e^{j2\pi n \Delta F_r} e^{j\varphi_r[n]}) e^{-j\frac{2\pi}{N} nk} = h_r \hat{Z}_{D,F}[k] * \text{sinc}[k - N\Delta F_r] * \delta[k] = Z[k] + Z_f[k] + Z_\varphi[k] \quad (10)$$

其中， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整操作， $\delta[k] = \sum_{n=N\lfloor \frac{k}{N} \rfloor}^{N\lfloor \frac{k}{N} \rfloor + N - 1} e^{j\varphi_r[n]} e^{-j\frac{2\pi}{L} nk}$ ， $Z[k]$ 表示接收人工噪声中的

可抑制部分， $Z_f[k]$ 表示由频率偏移引起的不可抑制部分， $Z_\varphi[k]$ 表示由相位噪声引起的不可抑制部分。 $Z[k]$ 、 $Z_f[k]$ 与 $Z_\varphi[k]$ 互不相关，且分别满足

$$Z[k] = h_r \text{sinc}[N\Delta F_r] \delta[0] \hat{Z}_{D,F}[k] \quad (11)$$

$$Z_f[k] = h_r \left[\sum_{\substack{q=-\infty \\ q \neq 0}}^{+\infty} (\hat{Z}_{D,F}[k - q] \text{sinc}[q - N\Delta F_r]) \right] * \delta[k] =$$

$$\sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{\substack{q=-\infty \\ q \neq 0}}^{+\infty} (h_r \hat{Z}_{D,F}[m - q] \text{sinc}[q - N\Delta F_r] \delta[k - m]) \quad (12)$$

$$Z_\varphi[k] = h_r \text{sinc}[N\Delta F_r] \hat{Z}_{D,F}[k] * \delta[k] = h_r \text{sinc}[N\Delta F_r] \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{+\infty} (\hat{Z}_{D,F}[m] \delta[k - m]) \quad (13)$$

其中， $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ 表示辛格函数。

接着，合法接收机对接收信号进行信道估计，并将估计结果补偿到 $\hat{z}_{D,F}[n]$ 。为了分离出频相失配对人工噪声抑制性能的影响，假设合法接收机处信道增益被完美估计，即 $\hat{h}_r = h_r \text{sinc}[N\Delta F_r] \delta[0]$ [17]。将信道估计值 \hat{h}_r 补偿到 $\hat{Z}_{D,F}[k]$ 中即可构造出 $\hat{Z}[k]$ ，表达式为

$$\hat{Z}[k] = h_r \text{sinc}[N\Delta F_r] \delta[0] \hat{Z}_{D,F}[k] \quad (14)$$

经过人工噪声抑制后，记残余人工噪声为 $\Delta r_z[n]$ ，其频域表达式 $\Delta R_z[k]$ 满足

$$\Delta R_z[k] = R_z[k] - \hat{Z}[k] = \hat{Z}_f[k] + \hat{Z}_\varphi[k] \quad (15)$$

接下来，计算接收信号中各成分的功率。记发射机功率预算为 $P = P_x + P_z$ ，其中， P_x 和 P_z 分别表示保密信号和人工噪声的发射功率。记 $\mathbb{P}\{\cdot\}$ 表示求取 $\{\cdot\}$ 的功率，则 $\Delta R_z[k]$ 的功率为

$$\mathbb{P}\{\Delta R_z[k]\} = \mathbb{P}\{R_z[k]\} - \mathbb{P}\{Z[k]\} = |h_r|^2 P_z (1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r]) \quad (16)$$

其中， λ 为 $\delta[0]$ 的功率，且满足

$$\lambda = \mathbb{E}\{\delta[0]^2\} = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \mathbb{E}\{e^{j(\varphi_r[n-D_r] - \varphi_r[m-D_r] + \varphi_r[n] - \varphi_r[m])}\} = \frac{1}{N^2} \left(N + \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^{N-1} e^{-2\pi(n-m)(B_3 \text{dB}_{\text{Tx}} + B_3 \text{dB}_{\text{Rx}})} \right) = \frac{1}{N} + \frac{\sum_{n=0}^{N-1} 2e^{-2\pi(B_3 \text{dB}_{\text{Tx}} + B_3 \text{dB}_{\text{Rx}})} - e^{-2\pi(n+1)(B_3 \text{dB}_{\text{Tx}} + B_3 \text{dB}_{\text{Rx}})} - e^{-2\pi(N-n)(B_3 \text{dB}_{\text{Tx}} + B_3 \text{dB}_{\text{Rx}})}}{N^2 (1 - e^{-2\pi(B_3 \text{dB}_{\text{Tx}} + B_3 \text{dB}_{\text{Rx}})})} = 2 \frac{e^{-2\pi(N+1)(B_3 \text{dB}_{\text{Tx}} + B_3 \text{dB}_{\text{Rx}})} - (N+1)e^{-2\pi(B_3 \text{dB}_{\text{Tx}} + B_3 \text{dB}_{\text{Rx}})} + N}{N^2 (1 - e^{-2\pi(B_3 \text{dB}_{\text{Tx}} + B_3 \text{dB}_{\text{Rx}})})^2} - \frac{1}{N} \quad (17)$$

其中， $B_3 \text{dB}_{\text{Tx}}$ 与 $B_3 \text{dB}_{\text{Rx}}$ 分别表示收、发频率振荡器的 3 dB 相干带宽 [21]。

命题 1 在图 1 所示的跳频保密系统模型中，相位噪声水平对人工噪声抑制性能的影响程度可以用 $\lambda = \mathbb{E}\{\delta[0]^2\}$ 衡量 [21]， λ 取值越大，相位噪声的负面影响越小。此外， λ 与信道估计周期 N 和 3 dB 相干带宽有关，并有如下特征。

1) λ 关于 N 的一阶偏导恒小于零，表明 λ 随 N

的减小而增大。特别地，本文有如下结论。

① 当 N 趋于 1 时， λ 满足 $\lim_{N \rightarrow 1} \lambda = \frac{1}{N} = 1$ ，此时接收机可以完美消除相位噪声的影响。

② 当 N 趋于无穷大时， λ 满足 $\lim_{N \rightarrow +\infty} \lambda = 0$ ，表明如果不及时更新信道估计值，由相位噪声引起的人工噪声抑制性能恶化将不断加剧。

2) λ 关于 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 的一阶偏导恒小于零，表明 λ 随 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 的减小而增大。特别地，本文有如下结论。

① 当 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 趋于 0 时， λ 满足 $\lim_{B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} \rightarrow 0, B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}} \rightarrow 0} \lambda = \frac{1}{N} = 1$ ，表明通过降低收发频率振荡器处的相位噪声水平，可以有效改善人工噪声抑制性能。

② 当 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}}$ 和 $B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 均趋于 1 时， λ 满足 $\lim_{B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} \rightarrow 1, B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}} \rightarrow 1} \lambda = 0$ ，表明随着相位噪声水平的抬升，人工噪声抑制性能将不断恶化，极限情况为人工噪声抑制操作完全失效。

记合法接收机处信噪比为 SANNR_r ，其中噪声包括热噪声和人工噪声成分。由式(16)~式(17)可知，当存在频相失配时，合法接收机处 SANNR_r 的表达式为

$$\text{SANNR}_r = \frac{\mathbb{P}\{r_x[n]\}}{\mathbb{P}\{\Delta r_z[n]\} + \mathbb{P}\{w_r[n]\}} = \frac{|h_r|^2 \eta_r}{(1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1} \quad (18)$$

其中， $\eta_r = \frac{P}{\sigma_r^2}$ 为合法接收机处归一化功率预算， $\sigma_r^2 = \mathbb{P}\{w_r[n]\}$ 为合法接收机处热噪声的功率； $\alpha = \frac{P_z}{P_x}$ 为发射功率分配因子，表示人工噪声和保密信号的发射功率比。

命题 2 在图 1 所示的跳频保密系统模型中，合法接收机处人工噪声抑制效果可以用 SANNR_r 指标来衡量^[17]，其表达式如式(18)所示。可以发现， SANNR_r 与频率偏移、相位噪声水平 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 、信道估计周期 N 、发射机与合法接收机间的主信道质量 $|h_r|^2 \eta_r$ 有关，并有如下特征。

1) 随着归一化频率偏移 ΔF_r 的增大， SANNR_r 整体呈下降趋势。特别地，本文有如下结论。

① 当 ΔF_r 趋于 0 时， SANNR_r 满足

$$\lim_{\Delta F_r \rightarrow 0} \text{SANNR}_r = \frac{|h_r|^2 \eta_r}{(1 - \lambda)|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1} \quad (19)$$

式(19)表征了合法接收机实现完美频率同步时的人工噪声抑制性能，此时， SANNR_r 与主信道质量、功率分配因子、信道估计周期、3 dB 相干带宽有关。

② 随着 ΔF_r 的不断增大，当 $N\Delta F_r \gg 1$ 时， SANNR_r 满足

$$\text{SANNR}_r|_{N\Delta F_r \gg 1} = \frac{|h_r|^2 \eta_r}{|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1} \quad (20)$$

此时， SANNR_r 仅与主信道质量、功率分配因子 α 、信道估计周期有关，相位噪声对人工噪声抑制性能的影响可以被忽略。

2) SANNR_r 随着相位噪声水平 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 的抬升而减小。特别地，本文有如下结论。

① 当 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 趋于 0 时， SANNR_r 满足

$$\lim_{B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}} \rightarrow 0} \text{SANNR}_r = \frac{|h_r|^2 \eta_r}{(1 - \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1} \quad (21)$$

式(21)表征了合法接收机处不存在相位噪声时的人工噪声抑制性能，此时， SANNR_r 与主信道质量、功率分配因子、信道估计周期、频率偏移有关。

② 随着相位噪声水平的抬升，当 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}}$ 与 $B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 均趋于 1 时， SANNR_r 满足

$$\lim_{B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} \rightarrow 1, B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}} \rightarrow 1} \text{SANNR}_r = \frac{|h_r|^2 \eta_r}{|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1} \quad (22)$$

此时， SANNR_r 仅与主信道质量、功率分配因子有关，频率偏移对人工噪声抑制性能的影响可以被忽略。

3) 随着信道估计周期 N 的增大， SANNR_r 整体呈下降趋势。特别地，本文有如下结论。

① 当 N 趋于 1 时， SANNR_r 满足

$$\lim_{N \rightarrow 1} \text{SANNR}_r = \frac{|h_r|^2 \eta_r}{(1 - \text{sinc}^2[\Delta F_r])|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1} \quad (23)$$

此时， SANNR_r 与主信道质量、功率分配因子、频率偏移有关，与相位噪声无关。

② 当 N 不断增大且 $N\Delta F_r \gg 1$ 时， SANNR_r 满足式(20)。此时， SANNR_r 仅与主信道质量、功率分配因子有关，频率偏移与相位噪声对抑制性能的

影响可以被忽略。

4) SANNR_r 随着主信道质量 $|h_r|^2$ 的改善而增大，且当 $(1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \alpha \eta_r \gg \alpha + 1$ 时， SANNR_r 满足

$$\text{SANNR}_r \Big|_{(1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \alpha \eta_r \gg \alpha + 1} = \frac{1}{(1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r])\alpha} \quad (24)$$

此时， SANNR_r 与功率分配因子、频率偏移、相位噪声水平、信道估计周期有关。

2.2 保密容量性能

系统保密性能常用保密容量来评估^[17]。记窃听

$$C_s = \left[\frac{1}{2} \text{lb}(1 + \text{SANNR}_r) - \frac{1}{2} \text{lb}(1 + \text{SANNR}_e) \right]^+ = \left[\frac{1}{2} \text{lb} \frac{((1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + |h_r|^2 \eta_r + 1)(|h_e|^2 \alpha \eta_e + \alpha + 1)}{((1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1)(|h_e|^2 \eta_e + 1)(\alpha + 1)} \right]^+ \quad (26)$$

其中， $[\cdot]^+ = \max\{0, \cdot\}$ 。由式(26)可得如下结论。

1) 当系统中不存在频相失配，即 $B_{3\text{dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{dB}_{\text{Rx}}} = 0$ 且 $\Delta F_r = 0$ 时，记对应的系统保密容量为 C_s^U ，表达式为

$$C_s^U = \left[\frac{1}{2} \text{lb} \frac{(|h_r|^2 \eta_r + \alpha + 1)(|h_e|^2 \alpha \eta_e + \alpha + 1)}{(|h_e|^2 \eta_e + 1)(\alpha + 1)^2} \right]^+ \quad (27)$$

此时，系统保密容量仅与主信道与窃听信道的质量、功率分配因子有关。

2) 当系统中频相失配严重，即 $\lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r] \approx 0$

$$C_s^{\Delta F_r} = \left[\frac{1}{2} \text{lb} \frac{(1 - \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + |h_r|^2 \eta_r + 1}{(1 - \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1} - \frac{1}{2} \text{lb} \frac{(|h_e|^2 \eta_e + 1)(\alpha + 1)}{|h_e|^2 \alpha \eta_e + \alpha + 1} \right]^+ \quad (29)$$

此时，系统保密容量与主信道与窃听信道质量、功率分配因子、信道估计周期、频率偏移有关。

4) 当系统中只存在相位噪声，即 $\Delta F_r = 0$ 时，记对应的系统保密容量为 C_s^λ ，表达式为

$$C_s^\lambda = \left[\frac{1}{2} \text{lb} \frac{(1 - \lambda)|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + |h_r|^2 \eta_r + 1}{(1 - \lambda)|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1} - \frac{1}{2} \text{lb} \frac{(|h_e|^2 \eta_e + 1)(\alpha + 1)}{|h_e|^2 \alpha \eta_e + \alpha + 1} \right]^+ \quad (30)$$

此时，系统保密容量与主信道与窃听信道的质量、功率分配因子、信道估计周期、收发频率振荡

机处信噪比为 SANNR_e ，表达式为

$$\text{SANNR}_e = \frac{\mathbb{P}\{e_x[n]\}}{\mathbb{P}\{\Delta e_z[n]\} + \mathbb{P}\{w_e[n]\}} = \frac{|h_e|^2 \eta_e}{|h_e|^2 \alpha \eta_e + \alpha + 1} \quad (25)$$

其中， $\eta_e = \frac{P}{\sigma_e^2}$ 为窃听装置处归一化功率预算， $\sigma_e^2 = \mathbb{P}\{w_e[n]\}$ 为窃听机处热噪声功率。

接着，由式(18)与式(25)可得命题3中的结论。

命题3 在图1所示的跳频保密系统模型中，系统保密性能可以由保密容量指标来衡量。在频相失配情形下，记跳频系统的保密容量为 C_s ，表达式为

时，记对应的系统保密容量为 C_s^L ，表达式为

$$C_s^L = \left[\frac{1}{2} \text{lb} \frac{|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + |h_r|^2 \eta_r + 1}{|h_r|^2 \alpha \eta_r + \alpha + 1} - \frac{1}{2} \text{lb} \frac{(|h_e|^2 \eta_e + 1)(\alpha + 1)}{|h_e|^2 \alpha \eta_e + \alpha + 1} \right]^+ \quad (28)$$

此时，系统保密容量仅与主信道与窃听信道的质量、功率分配因子有关。

3) 当系统中只存在频率偏移，即 $B_{3\text{dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{dB}_{\text{Rx}}} = 0$ 时，记对应的系统保密容量为 $C_s^{\Delta F_r}$ ，表达式为

器处 3 dB 相干带宽有关。

3 频相失配稳健的功率分配及拓展

3.1 频相失配稳健的功率分配方案

由上述分析可知，频相失配会在合法接收机处引起人工噪声抑制与保密性能损失，且损失程度与人工噪声和保密信号的功率比有关。鉴于此，本节将研究具有频相失配稳健的发射功率分配方案，在频相失配情形下最大化系统保密容量。

设 $a = (1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \eta_r + 1$ ， $b = |h_r|^2 \eta_r + 1$ ， $c = |h_e|^2 \eta_e + 1$ ，则频相失配情形下的功率优化问题可用数学表征为

$$\begin{aligned} \max_{\alpha} C_s &= \frac{1}{2} \text{lb} \frac{(\alpha a + b)(c\alpha + 1)}{(\alpha a + 1)(c\alpha + c)} \\ \text{s.t.} &\begin{cases} (a + bc - c - ac)\alpha \geq c - b \\ \alpha \geq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (31)$$

命题 4 在图 1 所示的跳频保密系统模型中，具有频相失配稳健性的发射功率分配方案为

$$\alpha^* = \begin{cases} \alpha_1, & ac + c < a + bc \text{ 且 } ab + b < a + bc \\ 0, & a + bc \leq ab + b \text{ 且 } b \geq c \\ \phi, & ac + c \geq a + bc \text{ 且 } b < c \end{cases} \quad (32)$$

其中， $\alpha^* = 0$ 表示发射机只发送保密信号而不发送人工噪声； $\alpha^* = \phi$ 表示发射机停止发送任何信号，因为此时系统的保密容量恒为零。 α_1 的表达式为

$$\alpha_1 = \frac{a(b-c) - \sqrt{a(b-1)(c-1)(a-b)(a-c)}}{a(ac+c-a-bc)} \quad (33)$$

当 $\alpha = \alpha^*$ 时，系统保密容量达到最大值

$$C_s^* = \frac{1}{2} \text{lb} \frac{(\alpha\alpha^* + b)(c\alpha^* + 1)}{(\alpha\alpha^* + 1)(c\alpha^* + c)}$$

证明 见附录 1。

由式(31)可以发现，频相失配对系统保密性能的影响主要体现在变量 $a = (1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \cdot \eta_r + 1$ 上，其特征如下。

① 当系统不存在频相失配问题，即 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}} = 0$ 且 $\Delta F_r = 0$ 时，可得 $a = 1$ 且

$$\alpha_1 = \frac{2b - bc - 1}{2c - bc - 1}, \text{ 此时 } C_s^* = \frac{1}{2} \text{lb} \frac{(\alpha^* + b)(c\alpha^* + 1)}{(\alpha^* + 1)(c\alpha^* + c)}$$

② 随着频率偏移 ΔF_r 的增大， a 呈增大趋势。当 ΔF_r 趋于 0 时， a 趋于 $(1 - \lambda)|h_r|^2 \eta_r + 1$ ；当 $N\Delta F_r \gg 1$ 时， $a \approx |h_r|^2 \eta_r + 1$ 。

③ 随着相位噪声水平 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 的抬升， a 不断增大。当 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 趋于 0 时， a 趋于 $(1 - \text{sinc}^2[N\Delta F_r])|h_r|^2 \eta_r + 1$ ；当 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}}$ 与 $B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}}$ 均趋于 1 时， a 趋于 $|h_r|^2 \eta_r + 1$ 。

④ 随着信道估计周期 N 的增大， a 呈增大趋势。当 N 取值趋于 1 时， a 趋于 $(1 - \text{sinc}^2[\Delta F_r])|h_r|^2 \eta_r + 1$ ；当 $N\Delta F_r \gg 1$ 时， $a \approx |h_r|^2 \eta_r + 1$ 。

⑤ a 与主信道质量呈正相关，随着主信道质量 $|h_r|^2$ 的改善而不断增大。

在实际应用中，不同的通信系统具有不同的频相匹配度和传播信道质量。鉴于此，接下来将针对不同场景对式(32)中的分配方案进行简化与拓展。

3.2 不同频相匹配度下的拓展方案

3.2.1 频相完美匹配

当合法接收机实现完美频相匹配，即 $B_{3\text{ dB}_{\text{Tx}}} + B_{3\text{ dB}_{\text{Rx}}} = 0$ 且 $\Delta F_r = 0$ 时，合法接收机可以完美抑制接收人工噪声。此时 $a = 1$ ，系统的功率分配方案可以被简化为

$$\alpha^* = \begin{cases} \frac{bc+1-2b}{bc+1-2c}, & 2c < 1+bc \text{ 且 } 2b < 1+bc \\ 0, & 2b \geq 1+bc \text{ 且 } b \geq c \\ \phi, & 2c \geq 1+bc \text{ 且 } b < c \end{cases} \quad (34)$$

值得注意的是，当在功率优化过程中忽略频相失配时，所得方案的表达式也为式(34)。但当存在频相失配时，式(34)中的方案将不再适用，即该方案对频相失配不具有稳健性。

一般情况下， $b = |h_r|^2 \eta_r + 1 \gg 1$ 且 $c = |h_e|^2 \eta_e + 1 \gg 1$ ，可得 $bc + 1 > 2c$ 且 $bc + 1 > 2b$ ，此时 $\alpha^* = \frac{bc+1-2b}{bc+1-2c} \approx 1$ 。表明当频相完美匹配时，系统的最优功率分配方案一般为 $P_z \approx P_x$ ，此时系统最大保密容量满足 $C_s^* \approx \frac{1}{2} \text{lb} \frac{(b+1)(c+1)}{4c}$ 。

3.2.2 频相匹配度良好

在实际通信中，跳频系统总存在频率偏移与相位噪声，很难实现频相完美匹配。但是，部分接收机可以具有良好的频率同步能力与较低的相位噪声水平，使整体的频相匹配度良好，即满足 $a < \frac{c(b-1)}{c-1}$ 。此时频率偏移与相位噪声满足

$$\lambda \text{sinc}^2[N\Delta F_r] > \frac{|h_e|^2 \eta_e - |h_r|^2 \eta_r}{|h_r|^2 |h_e|^2 \eta_r \eta_e}$$

被简化为

$$\alpha^* = \begin{cases} \alpha_1, & a + bc > ab + b \\ 0, & a + bc \leq ab + b \end{cases} \quad (35)$$

当频相匹配度良好时，人工噪声对消操作完成后通常满足 $\min\{b, c\} \gg a > 1$ ，进而可得 $a + bc > ab + b$ 。根据式(35)的结论，此时 $\alpha^* = \alpha_1$ ，即最优功率分配因子受到信道估计周期、频率偏移与相位噪声水平、相对信道质量的综合约束。

3.2.3 频相匹配度较差

当合法接收机处频相匹配度较差，即

$$\lambda \text{sinc}^2 [N\Delta F_r] \leq \frac{|h_e|^2 \eta_e - |h_r|^2 \eta_r}{|h_r|^2 |h_e|^2 \eta_r \eta_e}$$

时，功率分配方案可以被简化为

$$\alpha^* = \begin{cases} \phi, & b < c \\ 0, & b \geq c \end{cases} \quad (36)$$

由式(36)可知，当系统的频相匹配度和传播信道质量均较差时，发射机最好同时停止发送任何信号，以防止保密信息被窃取。当系统频相匹配度较差但传播信道质量较好时，发射机应停止发送人工噪声，只需发送保密信息，此时仅通过相对信道质量优势就可以保证保密容量恒为正。

3.3 不同传播信道质量下的拓展方案

3.3.1 主信道质量优于窃听信道质量

当发射机与合法接收机间的主信道质量优于发射机与窃听机间的窃听信道质量，即 $|h_r|^2 \eta_r \geq |h_e|^2 \eta_e$ 时，可以得到 $b \geq c$ ，此时功率分配方案可以被简化为

$$\alpha^* = \begin{cases} 0, & a + bc \leq ab + b \\ \alpha_1, & a + bc > ab + b \end{cases} \quad (37)$$

对于 $\alpha^* = 0$ 情形，可以发现 $C_s^*|_{\alpha^*=0} = \frac{1}{2} \ln \frac{b}{c} > 0, b > c$ 。这表明当相对信道质量较好时，即使没有传输人工噪声，本文方案也可以保证系统保密容量恒为正。

3.3.2 主信道质量劣于窃听信道质量

当发射机与合法接收机间的主信道质量劣于发射机与窃听机间的窃听信道质量，即 $|h_r|^2 \eta_r < |h_e|^2 \eta_e$ 时，功率分配方案可以被简化为

$$\alpha^* = \begin{cases} \phi, & a + bc \leq ac + c \\ \alpha_1, & a + bc > ac + c \end{cases} \quad (38)$$

命题 5 综合考虑式(37)与式(38)，当 $a + bc > ac + c$ 且 $a + bc \approx ac + c$ 时，可以发现最优功率分配因子 α^* 满足

$$\lim_{a+bc \rightarrow ac+c} \alpha^* = \begin{cases} 0, & b > c \\ \alpha_1, & b \leq c \end{cases} = \begin{cases} 0, & b > c \\ \frac{1}{\sqrt{a}}, & b = c \\ +\infty, & b < c \end{cases} \quad (39)$$

证明 见附录 2。

式(39)描绘了 α^* 在点 $a + bc = ac + c$ 附近的变化趋势。可以发现，当 $a + bc > ac + c$ 且 $a + bc \approx ac + c$ ，即 $b > c$ 时， $\alpha^* = \alpha_1$ 的值趋于 $\frac{b-c}{ac-a}$ ；当 $b = c$ 时， $\alpha^* = \alpha_1$ 的值趋于 $\frac{1}{\sqrt{a}}$ ；当 $b < c$ 时， α^* 将趋于 $+\infty$ 以保证 C_s^* 为正值。这一特征将在仿真部分进一步分析。

4 数值仿真

4.1 仿真条件

本节利用 MATLAB 软件进行仿真验证，实验参数设置如表 1 所示。其中，主信道质量范围大于常规跳频通信系统，目的在于清晰展示传统信道范围内特性的同时，可以囊括全双工系统自干扰信道^[21]、协作通信系统协作干扰信道等^[22]，使所得结果具有更广泛的参考价值。此外，每跳符号数在保证清晰展示跳频系统常用范围的同时，通过设置每跳最大符号数远大于 1，使仿真分析结论广泛适用于定频、跳频系统。为了更清晰地呈现仿真结果而不失一般性，下述仿真中假设合法接收机和窃听机处的频率偏移与相位噪声水平相同，即 $\Delta F_r = \Delta F_e = \Delta F$ 且 $B_{3 \text{ dB}_{Tx}} = B_{3 \text{ dB}_{Rx}} = B_{3 \text{ dB}}$ 。

表 1

实验参数设置

参数	取值	参数	取值
保密信号类型	二进制相移键控 ^[22]	每跳符号数	1~10 ⁸
人工噪声类型	零均值高斯信号 ^[22]	射频中心频率/GHz	1
基带信号带宽/kHz	45	主信道质量	1~10 ²⁰
跳频带宽/MHz	50	窃听信道质量	1~10 ⁶
跳频图案周期/跳	1 500	归一化频率偏移	10 ⁻⁶ ~10 ⁰ [23]
采样周期/ns	2	归一化 3 dB 相干带宽	10 ⁻¹⁰ ~10 ⁰ [21]

4.2 人工噪声抑制性能仿真

图 2 通过对频失配下接收信号的信噪比特性进行仿真, 衡量了合法接收机处人工噪声抑制性能。4 个子图中, 发射功率分配因子均为 1, 即人工噪声与保密信号等功率发射。首先, 图 2(a) 针对接收信噪比 $SANNR_r$ 与频率偏移 ΔF 的关系进行了仿真。随着频率偏移的增大, $SANNR_r$ 呈下降趋势, 表明频率偏移会降低合法接收机处人工噪声抑制性能。当频率偏移取值趋于零时, $SANNR_r$ 逐渐收敛至式(19)中的理论值; 随着频率偏移的增大, 当 $N\Delta F \gg 1$ 时, $SANNR_r$ 逐渐收敛至式(20)中的理论值, 验证了理论分析的正确性。接着, 通过对比曲线①②③可以发现, 改善主信道质量有助于弱化频率偏移对人工噪声抑制性能的负面影响; 通过对比曲线④⑤⑥可以发现, 相位噪声水平的抬升会加剧频率偏移的负面影响; 通过对比曲线③④可以发现, 缩短信道估计周期可以显著减弱由频率偏移引起的 $SANNR_r$ 损失。

图 2(b) 展示了 $SANNR_r$ 随收发频率振荡器处 3 dB 相干带宽 $B_{3\text{dB}}$ 的变化趋势, 进而衡量相位噪声水平

对人工噪声抑制性能的影响程度。从图 2(b) 中可以发现, $SANNR_r$ 随着 $B_{3\text{dB}}$ 的增大而不断减小, 表明收发频率振荡器处的相位噪声会降低合法接收机处人工噪声抑制性能。当 $B_{3\text{dB}}$ 趋于零时, $SANNR_r$ 逐渐收敛至式(21)中的理论值; 随着相位噪声水平的不断抬升, 当 $B_{3\text{dB}}$ 取值趋于 1 时, $SANNR_r$ 逐渐收敛至式(22)中的理论值, 验证了理论分析的正确性。接着, 通过对比曲线④⑤⑥可以发现, 频率偏移的增大会加剧相位噪声的负面影响, 验证了图 2(a) 中的结论; 通过对比曲线①②③可以发现, 改善主信道质量可以有效缓解相位噪声对 $SANNR_r$ 性能的负面影响; 通过对比曲线③④可以发现, 缩短信道估计周期可以显著减弱由相位噪声引起的 $SANNR_r$ 损失。

图 2(c) 展示了 $SANNR_r$ 与信道估计周期 N 的关系。从图 2(c) 中可以发现, $SANNR_r$ 随着 N 的减小而不断增大, 表明缩短信道估计周期可以有效地提升合法接收机处的人工噪声抑制性能。当 N 取值趋于 1 时, $SANNR_r$ 逐渐收敛至式(23)中的理论值。随着信道估计周期的不断增大, 当 $N\Delta F \gg 1$ 时,

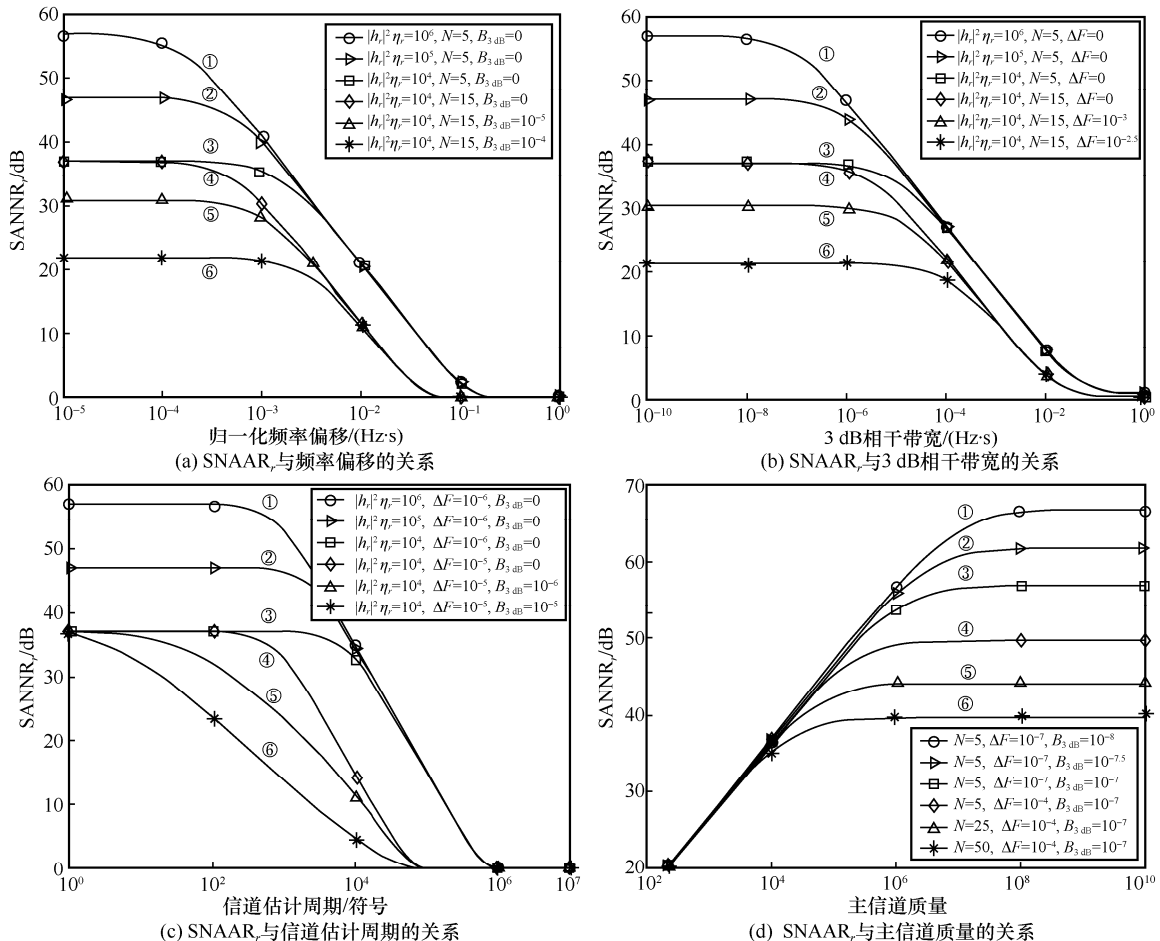


图 2 合法接收机人工噪声抑制性能分析

SANNR_r 逐渐收敛至式(20)中的理论值。接着，通过对比曲线①②③可以发现，改善主信道质量可以提升由缩短 N 获得的 SANNR_r 性能增益；通过对比曲线④⑤⑥可以发现，相位噪声水平的抬升会降低由缩短 N 获得的 SANNR_r 性能增益，验证了图 2(b)中的结论；通过对比曲线③④可以发现，提升合法接收机处频率同步性能可以显著减弱相位噪声的负面影响，验证了图 2(a)与图 2(b)的结论。

图 2(d)展示了 SANNR_r 与主信道质量 $|h_r|^2$ 的关系。从图 2(d)中可以发现，SANNR_r 随着主信道质量的改善而不断增大，表明提升主信道质量有利于增强合法接收机处的人工噪声抑制性能。随着主信道质量 $|h_r|^2$ 的不断增大，当 $(1 - \lambda \text{sinc}^2[N\Delta F])|h_r|^2 \alpha \eta_r \gg \alpha + 1$ 时，SANNR_r 趋于式(24)中的理论值。通过对比曲线①②③可以发现，相位噪声水平的抬升会显著降低通过提升 $|h_r|^2$ 获得的 SANNR_r 增益；类似地，通过对比曲线④⑤⑥可以发现，缩短信道估计周期可以有效地提升通过改善主信道质量获得的 SANNR_r 增益；通过对比曲线③④可以发现，提升合法接收机处的频率同步能力可以显著减弱相位噪声的负面影响，验证了图 2(a)~图 2(c)中的结论。

4.3 最优功率分配因子特性仿真

图 3 对最优功率分配因子 α^* 的特性进行了仿真，进而分析频相失配下人工噪声与保密信号的发射功率分配方案。首先，图 3(a)针对 α^* 与频率偏移的关系进行了仿真。从图 3(a)中可以发现，随着 ΔF 的增加 α^* 整体呈下降趋势，表明随着频率偏移的增大，应逐步降低人工噪声与保密信号的发射功率比，以缓解因频率偏移引起的保密性能损失。当频率偏移取值趋于零时， α^* 逐渐收敛至常数。随着频率偏移的增大，当 $|h_e|^2 \eta_e > |h_r|^2 \eta_r$ 、 $a + bc > ac + c$ 且 $a + bc - ac - c$ 趋于 0^+ 时， α^* 收敛至 $+\infty$ ；在其他仿真条件下， α^* 逐渐收敛至 0，验证了式(39)的结论。通过对比曲线①②③可以发现， α^* 应随着主信道与窃听信道间的相对信道质量的改善而不断减小，以弱化频率偏移对人工噪声抑制性能的负面影响；通过对比曲线④⑤⑥可以发现， α^* 应随着相位噪声的恶化而不断减小；通过对比曲线③④⑦⑧可以发现， α^* 随着信道估计周期的增大而减小，以提升系统对频率偏移的稳健性。

图 3(b)展示了 α^* 随收发频率振荡器的 3 dB 相干带宽 $B_{3\text{dB}}$ 的变化趋势，进而衡量相位噪声水平对 α^* 的影响程度。从图 3(b)中可以发现，随着 $B_{3\text{dB}}$ 的增大， α^* 整体呈下降趋势，表明 α^* 随着相位噪声水平的抬升而不断减小；当 $B_{3\text{dB}}$ 趋于零时， α^* 逐渐收敛至常数值。通过对比曲线①②③可以发现，人工噪声与保密信号的发射功率比应随着主信道质量的改善而不断降低；通过对比曲线③④⑦⑧可以发现，缩短信道估计周期会增大最优功率分配因子的取值；通过对比曲线④⑤⑥可以发现， α^* 随着频率同步性能的恶化而不断减小，验证了图 3(a)中的结论。

图 3(c)展示了 α^* 与信道估计周期 N 的关系。从图 3(c)中可以发现，随着 N 的增加， α^* 整体呈下降趋势，表明随着信道估计周期的增大，应逐步降低人工噪声与保密信号的发射功率比，以减弱由频相失配引起的系统性能下降。随着信道估计周期的增大，当 $|h_e|^2 \eta_e > |h_r|^2 \eta_r$ 、 $a + bc > ac + c$ 且 $a + bc - ac - c$ 趋于 0^+ 时，曲线①中 α^* 收敛至 $+\infty$ ，验证了式(39)的结论；在其他仿真条件下， α^* 逐渐收敛至 0。接着，从曲线①②③可以发现， α^* 随着相对信道质量的改善而不断减小；从曲线④⑤⑥可以发现，相位噪声水平的抬升会减小 α^* 的取值，验证了图 3(a)与图 3(b)中的结论；从曲线③④⑦⑧可以发现，对于特定的信道估计周期， α^* 随着频率同步性能的恶化而不断减小。

图 3(d)展示了 α^* 与主信道质量 $|h_r|^2$ 的关系。从图 3(d)中可以发现， α^* 随着 $|h_r|^2$ 的改善而不断减小。通过对比曲线①②③可以发现， α^* 的取值随着窃听信道质量的提升而增大，表明强窃听场景中应增大人工噪声功率以阻塞非法窃听；通过对比曲线④⑤⑦⑧可以发现，缩短信道估计周期会增大 α^* 的取值，进而增加人工噪声的发射功率消耗；通过对比曲线⑤⑥⑦⑧可以发现， α^* 随着频率偏移的增大而减小；通过对比曲线⑥⑦⑧可以发现， α^* 随着相噪水平的抬升而不断减小，验证了图 3(a)~图 3(c)中的结论。

4.4 所提方案保密性能仿真

图 4 对保密容量 C_s^* 的特性进行了仿真，以衡量频相失配下跳频通信系统的保密性能。首先，图 4(a)针对 C_s^* 与 ΔF 的数值关系进行仿真。从图 4(a)中可以发现，随着 ΔF 的增大， C_s^* 整体呈下降趋势，且当频

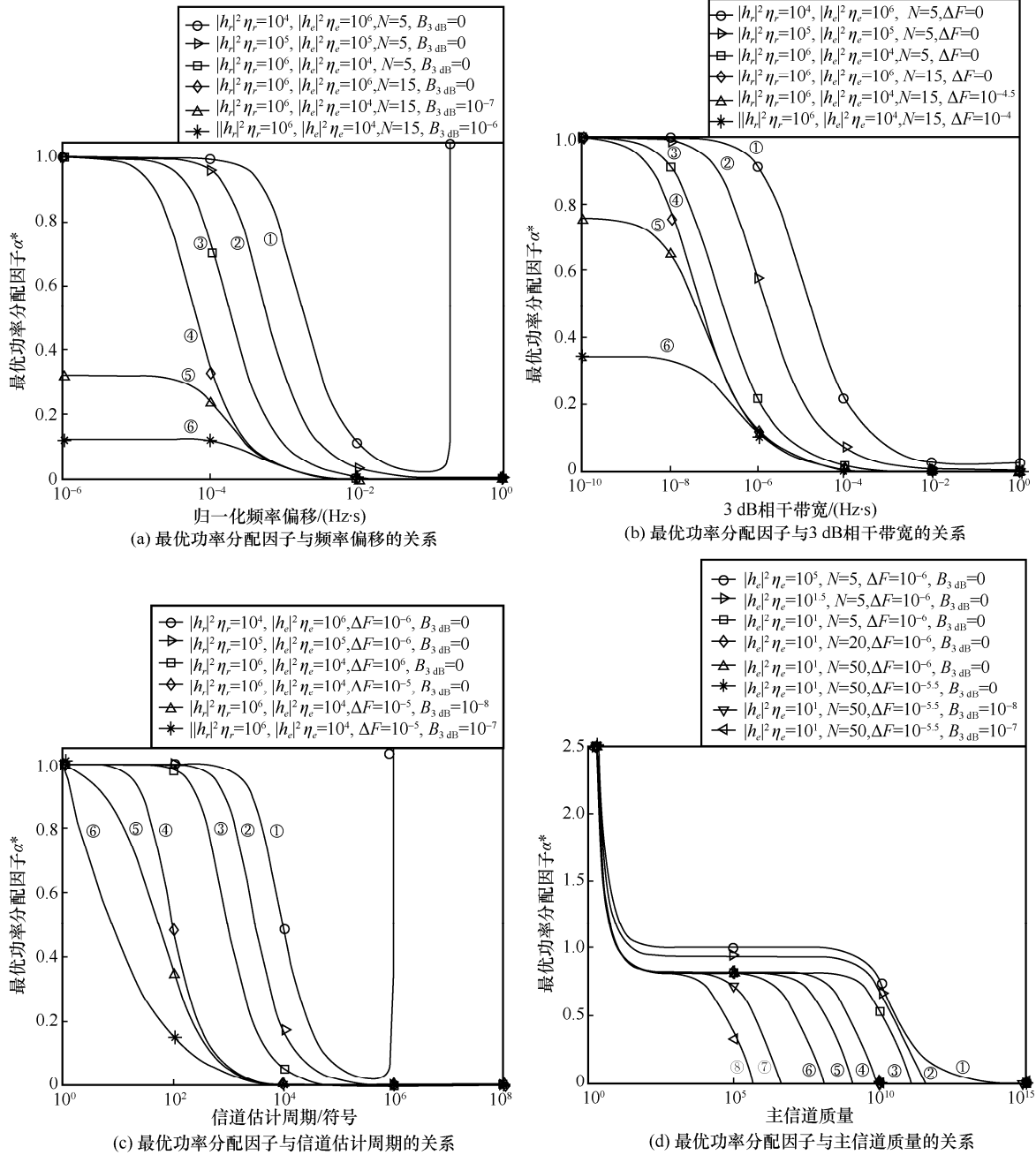


图 3 频相失配下最优功率分配因子特性

率偏移趋于零时 C_s^* 逐渐收敛至其上边界, 表明频率偏移会显著降低系统的保密容量上限。随着频率偏移的增大, 曲线①中 C_s^* 逐渐收敛至某个正常数, 因为此时功率分配因子取值为零, 系统仅依靠主信道与窃听信道间的相对信道质量优势即可保证 C_s^* 恒为正值; 接着, 通过对比曲线①②③可以发现, C_s^* 随着主信道与窃听信道间的相对信道质量的改善而增大, 表明提升主信道质量或降低窃听信道质量可以有效提升跳频系统的保密容量性能; 通过对比

曲线④⑤⑥可以发现, C_s^* 随着相位噪声的恶化而不断减小, 表明相位噪声会显著降低系统的保密容量性能; 通过对比曲线③④可以发现, C_s^* 随着信道估计周期的缩短而增大, 表明缩短信道估计周期可以有效地提升频相失配下系统的保密性能。此外, 曲线⑦给出了文献[6]和文献[24]中等功率分配方案的性能仿真。通过对比曲线⑥⑦可以发现, 在相同的功率预算和频率偏移水平下, 本文的功率方案可以提供更大的保密容量, 验证了所提方案对频率偏移

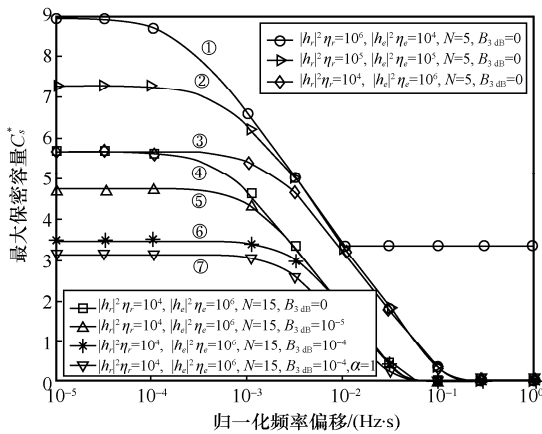
具有更强的稳健性。

图 4(b)展示了 C_s^* 随收发频率振荡器处 3 dB 相干带宽 B_{3dB} 的变化趋势,进而衡量相位噪声水平对系统保密性能的影响程度。从图 4(b)中可以发现,随着 B_{3dB} 的增大, C_s^* 整体呈下降趋势,表明 C_s^* 随着相位噪声水平的抬升而不断减小。通过对比分析曲线 ①②③可以发现, C_s^* 随着主信道质量的改善而不断增大,表明扩大相对信道质量优势可以有效减弱由相位噪声引起的系统保密性能损失;通过对比分析曲线 ③④可以发现,增大信道估计周期会加剧由相位噪声引起的性能恶化;通过对比分析曲线 ④⑤⑥可以发现, C_s^* 随着频率同步性能的恶化而不断减小,验证了图 4(a)中的结论。曲线 ⑦给出了不同相位噪声水平下等功率分配方案的性能仿真。通过对比曲线 ⑥⑦可以发现,在相同的功率预算和相位噪声水平下,本文的功率方案具有更优的保密容量性能,验证了所提方案对相位噪声具有更强的稳健性。

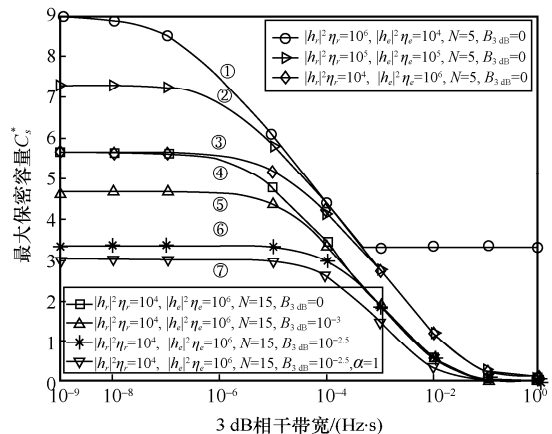
图 4(c)展示了 C_s^* 随信道估计周期 N 的变化关系。从图 4(c)中可以发现,随着 N 的增加, C_s^* 整体

呈下降趋势,表明增大信道估计周期会加剧频相失配引起的系统保密性能损失。通过对比曲线 ①②③可以发现, C_s^* 随着相位噪声水平的降低而不断增大;通过对比曲线 ③④可以发现, C_s^* 随着频率偏移的增大而不断降低,表明频相失配会削弱由缩短信道估计周期带来的系统保密容量增益,验证了图 4(a)与图 4(b)的结论;通过对比曲线 ④⑤⑥可以发现, C_s^* 随着相对信道质量的改善而不断增大,表明通过提升主信道质量或降低窃听信道质量,可以有效提升由缩短信道估计周期带来的系统保密容量增益。

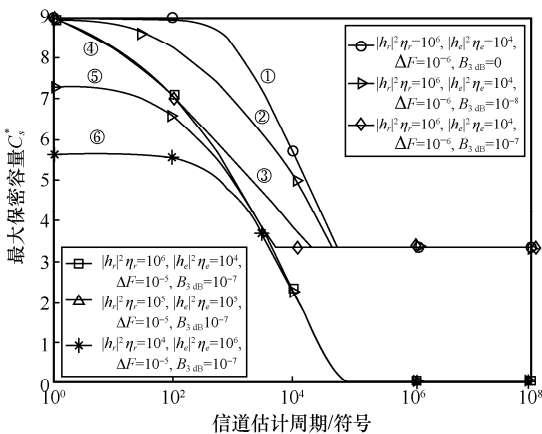
图 4(d)展示了 C_s^* 与主信道质量 $|h_r|^2$ 的关系。从图 4(d)中可以发现, C_s^* 随着 $|h_r|^2$ 的改善而不断增大,表明提升主信道质量可以有效提升系统保密性能。通过对比曲线 ①②③可以发现,窃听信道质量的提升会降低系统的 C_s^* 性能;通过对比曲线 ④⑤可以发现,缩短信道估计周期可以有效提升系统的 C_s^* 性能;通过对比曲线 ⑤⑥可以发现, C_s^* 随着频率偏移的增大而减小;通过对比曲线 ⑥⑦⑧可以发现,



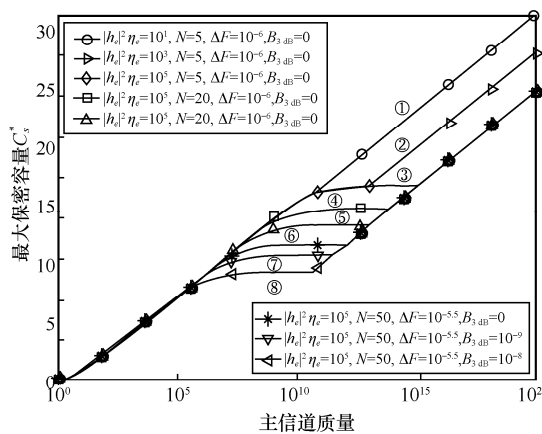
(a) 系统保密容量与频率偏移的关系



(b) 系统保密容量与 3 dB 相干带宽的关系



(c) 系统保密容量与信道估计周期的关系



(d) 系统保密容量与主信道质量的关系

图 4 频相失配下系统保密容量性能

C_s^* 随着相噪水平的抬升而不断减小, 这些现象分别验证了图 4(a)~图 4(c)中的结论。

5 结束语

本文对人工噪声掩护的跳频保密系统中频相失配问题进行了数学建模, 采用信噪比指标衡量了频相失配下系统的人工噪声抑制性能, 并采用保密容量指标衡量了系统的保密性能。在此基础上, 提出了具有频相失配稳健性的发射功率分配方案, 并根据不同的频相匹配度与传播信道质量对其进行了简化与拓展。研究发现, 频相失配问题会显著降低接收机处人工噪声抑制能力与系统保密性能。随着频相失配问题的恶化, 应逐步降低人工噪声与保密信号的发射功率比例以缓解由频相失配引入的系统性能损失。此外, 通过缩短信道估计周期或者抬升合法收发信机间的主信道质量, 可以有效扩大通过功率优化带来的保密容量增益。本文研究可以为复杂电磁环境下的保密通信、跳频系统设计与部署提供理论支撑。后续研究中, 一方面可以综合考虑其他非理想因素的影响, 另一方面可以通过优化人工噪声抑制流程进一步提升系统性能。

附录 1 命题 4 中功率分配方案证明

本节将给出式(32)中的最优功率分配方案的证明。式(26)中 C_s 关于 α 的一阶导数为

$$\frac{dC_s}{d\alpha} = \frac{A\alpha^2 + B\alpha + C}{2(\ln 2)\beta(\alpha)} \quad (40)$$

其中,

$$\begin{cases} A = ac(ac + c - a - bc) \\ B = 2ac(c - b) \\ C = c(a + bc) - b(ac + c) \\ \beta(\alpha) = (\alpha\alpha + 1)(\alpha\alpha + b)(c\alpha + 1)(c\alpha + c) \end{cases} \quad (41)$$

则 $\frac{dC_s}{d\alpha} = 0$ 等价于 $A\alpha^2 + B\alpha + C = 0$ 。

情形 1 首先考虑 $A = 0$ 情形, 此时 $a + bc = ac + c$ 。当 $b < c$ 时, 式(31)的可行域为 $\alpha \in \emptyset$; 当 $b \geq c$ 时, 可行域为 $\alpha \in [0, +\infty)$ 。

①若 $b < c$, 此时可行域为空, 因此 $\alpha^* = \emptyset$ 。

②若 $b \geq c$, 此时 $B \leq 0$ 、 $C \leq 0$, 可得当 $\alpha \in [0, +\infty)$

时有 $\frac{dC_s}{d\alpha} \leq 0$, 即 C_s 随着 $\alpha (\alpha \geq 0)$ 的增加单调递减。此时 α^* 取值为零。

情形 2 接着考虑 $A > 0$ 情形, 此时 $a + bc < ac + c$ 。当

$b < c$ 时, 式(31)的可行域为 $\alpha \in \emptyset$; 当 $b \geq c$ 时, 可行域为 $\alpha \in [0, \alpha_0]$, 其中 $\alpha_0 = \frac{b - c}{ac + c - a - bc}$ 。

①若 $b < c$, 此时可行域为空, 因此 $\alpha^* = \emptyset$ 。

②若 $b \geq c$, 此时 $C < 0$ 且 $-\frac{B}{2A} \geq 0$, 且当 $\alpha = \alpha_0$ 时

式(40)可以表示成式(42)。可以发现当 $A > 0$ 且 $C < 0$ 时有 $\left. \frac{dC_s}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_0} < 0$, 表明当 $\alpha \in [0, \alpha_0]$ 时恒有 $\frac{dC_s}{d\alpha} < 0$, 此时 α^* 取值为零。

$$\left. \frac{dC_s}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_0} = \frac{ac(c-b)^2}{2(\ln 2)\beta(\alpha_0)(a+bc-ac-c)} + \frac{c(a+bc)-b(ac+c)}{2(\ln 2)\beta(\alpha_0)} \quad (42)$$

情形 3 最后考虑 $A < 0$ 情形, 此时 $a + bc > ac + c$ 。当 $b < c$ 时, 式(31)的可行域为 $\alpha \in [\alpha_0, +\infty)$; 当 $b \geq c$ 时, 可行域为 $\alpha \in [0, +\infty)$ 。

当 $A\alpha^2 + B\alpha + C = 0$ 关于变量 α 有解时, 将解记为 α_1 和 α_2 , 且 α_1 与 α_2 可以分别表示为式(33)和式(43)。

$$\alpha_2 = \frac{a(b-c) + \sqrt{a(b-1)(c-1)(a-b)(a-c)}}{a(ac+c-a-bc)} \quad (43)$$

①若 $b < c$, 此时 $C > 0$, $\left. \frac{dC_s}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_0} > 0$, 且 $\alpha_2 < 0 < \alpha_0 < \alpha_1$ 。当 $\alpha \in [\alpha_0, \alpha_1)$ 时, 可得 $\left. \frac{dC_s}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_0} > 0$, 当 $\alpha \in (\alpha_1, +\infty)$ 时, 可得 $\left. \frac{dC_s}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_0} < 0$, 此时 α^* 取值为 α_1 。

②若 $b \geq c$ 且 $c(a+bc) \leq b(ac+c)$, 此时 $-\frac{B}{2A} \leq 0$ 且 $C \leq 0$ 。当 $\alpha \in (0, +\infty)$ 时, 可得 $\left. \frac{dC_s}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_0} < 0$, 此时 α^* 值为零。

③若 $b \geq c$ 且 $c(a+bc) > b(ac+c)$, 此时 $-\frac{B}{2A} \leq 0$, $C > 0$ 。当 $\alpha \in [0, \alpha_1)$ 时, 可得 $\alpha_2 < 0 < \alpha_1$, 因此 $\left. \frac{dC_s}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_0} > 0$; 当 $\alpha \in [\alpha_1, +\infty)$ 时, 可得 $\left. \frac{dC_s}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_0} < 0$ 。此时 α^* 取值为 α_1 。

整合上述 3 种情形, 可得 $\alpha^* = \emptyset$ 的条件为 $a + bc \leq ac + c$ 且 $b < c$; 并且, α^* 在 2 种情形下取值为零, 第一种是 $a + bc \leq ac + c$ 且 $b \geq c$, 第二种是 $a + bc > ac + c, b \geq c$ 且 $c(a + bc) \leq b(ac + c)$, 这 2 种情形可以整合为 $a + bc \leq ab + b$ 且 $b \geq c$; 此外, α^* 在 2 种情形下取值为 α_1 , 第一种是 $a + bc > ac + c$ 且 $b < c$, 第二种是 $a + bc > ac + c, b \geq c$ 且 $c(a + bc) > b(ac + c)$, 这 2 种情形可以整合为 $ac + c < a + bc$ 且 $ab + b < a + bc$ 。经过上述整

合，即可得到式(32)中的结论。

证毕。

附录2 命题5 推导证明

式(39)的成立条件为 $a+bc > ac+c$ ，且 $a+bc \approx ac+c$ 。首先分析 α^* 的取值特征如下。

①若 $b > c$ ，此时主信道质量优于窃听信道质量，且 $a+bc \approx ac+c < ab+b$ 。由式(37)可知，此时 $\alpha^* = 0$ 。

②若 $b = c$ ，此时主信道质量与窃听信道质量相当，且 $a+bc > ac+c = ab+b$ 。由式(37)可知，此时 $\alpha^* = \alpha_1$ 。

③若 $b < c$ ，此时主信道质量劣于窃听信道质量。由式(38)可知， $a+bc > ac+c$ 时 $\alpha^* = \alpha_1$ 。至此，可得

$$\lim_{a+bc \rightarrow ac+c} \alpha^* = \begin{cases} 0, & b > c \\ \alpha_1, & b \leq c \end{cases} \quad (44)$$

接着，对 α_1 的特征展开分析。令 $a+bc = ac+c+\Delta$ ，其中 $\Delta > 0$ 且 $\Delta \approx 0$ ，可以得到

$$\begin{cases} a(c-1) = c(b-1) - \Delta \\ a-b = \frac{a-c-\Delta}{c} \\ a = \frac{bc-c-\Delta}{c-1} \end{cases} \quad (45)$$

当 $b = c$ 时，可得 $a = \frac{c^2-c-\Delta}{c-1} < c$ ，进而有

$$\lim_{\Delta \rightarrow 0^+} \alpha_1 = \frac{-\sqrt{a(c-1)(c-1)(a-c)(a-c)}}{a(ac+c-a-c^2)} = \frac{c^2-ac-c+a}{\sqrt{a\Delta}} = \frac{1}{\sqrt{a}} \quad (46)$$

当 $b < c$ 时，可得 $a-c = \frac{c(b-c)}{c-1} < 0$ ，进而有

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta \rightarrow 0^+} \alpha_1 &= \frac{a(b-c) - \sqrt{a(b-1)(c-1)(a-b)(a-c)}}{a(ac+c-a-bc)} = \\ &= \frac{\sqrt{(b-1)(a-c)(c(b-1)-\Delta)} \frac{a-c-\Delta}{c} - a(b-c)}{a\Delta} = \\ &= \frac{(b-1)(c-a) - a(b-c)}{a\Delta} = \frac{2c(c-b)(b-1)}{a(c-1)\Delta} = +\infty \end{aligned} \quad (47)$$

综合式(46)与式(47)，可得

$$\lim_{a+bc \rightarrow ac+c} \alpha_1 = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{a}}, & b = c \\ +\infty, & b < c \end{cases} \quad (48)$$

综合式(44)与式(48)，可得式(39)中的结论。证毕。

参考文献：

- [1] 范平志, 李里, 陈欢, 等. 面向大规模物联网的随机接入: 现状、挑战与机遇[J]. 通信学报, 2021, 42(4): 1-21.
FAN P Z, LI L, CHEN H, et al. Random access for massive Internet of things: current status, challenges and opportunities[J]. Journal on Communications, 2021, 42(4): 1-21.
- [2] 杨毅宇, 周威, 赵尚儒, 等. 物联网安全研究综述: 威胁、检测与防御[J]. 通信学报, 2021, 42(8): 188-205.
YANG Y Y, ZHOU W, ZHAO S R, et al. Survey of IoT security research: threats, detection and defense[J]. Journal on Communications, 2021, 42(8): 188-205.
- [3] ZHOU L Y, CHEN X H, HONG M Y, et al. Efficient resource allocation for multi-UAV communication against adjacent and co-channel interference[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(10): 10222-10235.
- [4] DANG S P, AMIN O, SHIHADA B, et al. What should 6G be? [J]. Nature Electronics, 2020, 3(1): 20-29.
- [5] DONG L M, LOYKA S, LI Y. Algorithms for globally-optimal secure signaling over Gaussian MIMO wiretap channels under interference constraints[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 4513-4528.
- [6] SONG C Q, ZHAO M Y, GUO W B, et al. Artificial noise shielded frequency-hopping systems: transceiver design and performance analysis[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(6): 1286-1289.
- [7] LOOF J L, PRATT T G. Frequency-hopped signal source identification in frequency-selective channels[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2019, 55(6): 3316-3329.
- [8] ZHANG Z W, LIU H, YIN J, et al. Clustering-FFT based Doppler-shift acquisition for space communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 1168-1182.
- [9] SONG C Q, ZHAO H Z, QIN L Z, et al. The degradation of cooperative jamming suppression for frequency mismatch in FH secure systems[C]//Proceedings of 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-5.
- [10] LIU Y J, ZHU X, LIM E G, et al. Fast iterative semi-blind receiver for URLLC in short-frame full-duplex systems with CFO[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2019, 37(4): 839-853.
- [11] PIAZZO L, MANDARINI P. Analysis of phase noise effects in OFDM modems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(10): 1696-1705.
- [12] MOHAMMADIAN A, TELLAMBURA C, VALKAMA M. Analysis of self-interference cancellation under phase noise, CFO, and IQ imbalance in GFDM full-duplex transceivers[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(1): 700-713.
- [13] GUO W B, ZHAO H Z, DU L S, et al. Cooperative jamming power allocation with frequency offset in physical layer security[C]//Proceedings of 2020 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [14] SYRJÄLÄ V, YAMAMOTO K, VALKAMA M. Analysis and design specifications for full-duplex radio transceivers under RF oscillator phase noise with arbitrary spectral shape[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 6782-6788.

- [15] ZHOU J, KRISHNASWAMY H. System-level analysis of phase noise in full-duplex wireless transceivers[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2018, 65(9): 1189-1193.
- [16] 鲁信金, 雷菁, 施育鑫. 基于旋转置乱的索引跳频抗干扰加密方法[J]. 通信学报, 2021, 42(12): 27-34.
LU X J, LEI J, SHI Y X. Index modulation aided frequency hopping anti-jamming and encryption method based on rotation scrambling[J]. Journal on Communications, 2021, 42(12): 27-34.
- [17] SONG C Q, ZHAO H Z, QIN L Z, et al. Analysis and optimization of transceiver IQ imbalances in artificial noise shielded FH communication[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 2798-2813.
- [18] PSOMAS C, KRIKIDIS I. RC filter design for wireless power transfer: a Fourier series approach[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2022, 29: 597-601.
- [19] 龚利爽, 侯二林, 刘海芳, 等. 布尔混沌系统的物理随机性分析[J]. 通信学报, 2019, 40(3): 190-195.
GONG L S, HOU E L, LIU H F, et al. Physical random analysis of Boolean chaos[J]. Journal on Communications, 2019, 40(3): 190-195.
- [20] ZHAO L F, WANG L, BI G A, et al. Robust frequency-hopping spectrum estimation based on sparse Bayesian method[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(2): 781-793.
- [21] QUAN X, LIU Y, SHAO S H, et al. Impacts of phase noise on digital self-interference cancellation in full-duplex communications[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65(7): 1881-1893.
- [22] GUO W B, ZHAO H Z, TANG Y X. Testbed for cooperative jamming cancellation in physical layer security[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(2): 240-243.
- [23] GUO W B, LI C X, ZHAO H Z, et al. Comprehensive effects of imperfect synchronization and channel estimation on known interference cancellation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(1): 457-470.
- [24] ZHANG Q Q, GAO Y Y, ZANG G Z, et al. Physical layer security for cooperative communication system with untrusted relay based on jamming signals[C]//Proceedings of 2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-4.

[作者简介]



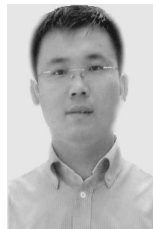
宋长庆(1996-), 男, 江苏徐州人, 电子科技大学博士生, 主要研究方向为无线通信信号处理、抗干扰与安全通信、同时同频全双工技术等。



赵宏志(1978-), 男, 河北石家庄人, 博士, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术、同时同频全双工技术、并行化通信信号处理等。



秦丽之(1999-), 女, 重庆人, 电子科技大学硕士生, 主要研究方向为自干扰抑制、抗干扰与安全通信、无线通信信号处理等。



邵士海(1980-), 男, 辽宁抚顺人, 博士, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信信号处理、机器学习与人工智能、抗干扰与安全通信等。