利用时延感知中继对抗反应式对手的低时延通信

Vivek Chaudhary 和 Harshan Jagadeesh

arXiv:2302.03335v1 [cs.IT] 7 Feb 2023

摘要

本文研究针对受害者低时延消息的反应式干扰攻击。在这种攻击中，干扰器会采用对抗措施检测机制来改变策略。我们指出，现有应对反应式干扰者的方案采用配备瞬时全双工（FD）无线电的中继来规避攻击。然而，受全双工辅助节点无线电架构的限制，实际中可能无法实现瞬时转发，从而导致目的端的解码复杂度增加，并使对手的检测概率升高。针对这一缺陷，我们提出一种时延感知协作框架，其中受害者寻求时延感知全双工辅助节点的帮助，在时延约束内将消息转发至目的端。具体而言，我们首先根据辅助节点的硬件架构对其处理时延进行建模，然后提出两种低复杂度缓解方案，受害者和辅助节点在这两种方案中使用适当的能量分配因子共享上行链路频率。对于这两种方案，我们求解优化问题，计算使目的端联合错误率最小的近似最优能量分配因子。最后，通过分析结果和仿真结果，我们表明，所提出的方案能够帮助受害者规避干扰攻击，同时迷惑反应式对手。

索引词

反应式对手、低时延通信、全双工无线电、多址信道

I. 引言

新一代无线网络的应用场景包括关键基础设施，例如涉及自动驾驶车辆的车联网 [1]。由于这些应用承载着必须在截止期限内送达目的端的重要信息，因此很容易成为对手的攻击目标。在各种针对具有截止期限约束的应用场景的攻击模型中，干扰攻击因可使用现成无线电设备轻松实施，已成为发动拒绝服务（DoS）攻击的常见手段，从而迫使数据包发生截止期限违约。此外，近期

V. Chaudhary 和 H. Jagadeesh 任职于印度理工学院德里分校电气工程系，印度 110016。电子邮箱：(chaudhary03vivek@gmail.com, jharshan@ee.iitd.ac.in)

无线电架构的技术进步使对手比传统对手更具威胁性。具体而言，研究表明，除了实施干扰外，对手还可能监测网络以发现可能的对抗措施，并根据受害者采取的行动改变攻击策略。这类对手被称为反应式对手 [2]、[3]。借助全双工（FD）无线电 [4]–[10]和认知无线电 [11]–[14],的最新进展， [15]–[18]中的作者提出了一种此类对抗模型：反应式对手使用全双工认知无线电发动干扰攻击。除了干扰之外，对手还会测量受干扰频率的平均能量水平，以阻止受害节点使用跳频（FH）等先进对抗措施。此外， [19] 提出了另一类对抗模型，其中反应式干扰对手还会测量受干扰频率与其他频率上符号之间的相关性，从而阻止受害者在不同频率上使用重复编码。为迈出缓解能量监测型反应式对手影响的第一步， [15]–[18]提出了一种基于解码转发的协作对抗措施：受害者使用部分能量，在相邻全双工辅助节点的帮助下，将低时延消息发送至目的端。辅助节点将受害者的符号与自身符号复用，以便目的端联合解码两个节点的符号。此外，该对抗措施还要求受害者和辅助节点耗尽各自的剩余能量，以确保不被对手检测到。我们指出，[15]–[18]中的分析基于一项基本假设：辅助节点能够瞬时解码，并将受害者已解码的符号复用后发送至目的端，从而确保受害者的消息不会违反截止期限约束。需要注意的是，尽管辅助节点的瞬时转发有助于实现受害者消息的低时延通信，但由于处理时延，并非所有无线电架构都能实现这一点。这引出了一个问题：如何利用实用全双工无线电设计对抗措施，同时确保受害者的消息在截止期限内到达目的端。

A. 动机

在 [15]–[17],提出的对策中，假设辅助节点转发受害者符号时的处理时延可以忽略不计。因此，受害者符号和来自辅助节点的复用符号会在同一符号间隔内到达目的端。然而，使用实用全双工无线电时，转发过程可能并非瞬时完成，辅助节点的处理时延可能达到数个符号时长。在这种情况下，两条链路上的符号会在不同的符号间隔内到达目的端，从而产生不同于 [15]–[17]的信号模型。此外，如果辅助节点决定使用多个接收天线来提高分集阶数，由于全双工无线电的自干扰消除（SIC）模块会带来额外时延，处理时延还会进一步增加。

因此，使用实用全双工无线电对抗反应式对手会产生以下三个后果：（i）由于目的端以异步方式观测到受害者到目的端链路和辅助者到目的地链路上的符号，[15]–[17] 的现有分析不再成立；（ii）由于处理时延，部分复用符号会在截止期限之后到达目的端，从而违反低时延约束；（iii）受害者频率和辅助者频率上的符号在能量上未协调，导致两个频率的平均能量水平出现波动，从而增加能量检测器的检测概率。因此，现有对策的这些局限促使我们设计新的对抗措施，将辅助节点在协助受害者符号实现可靠低时延通信方面的实际限制考虑在内。

B. 贡献

1）为促进受害者与目的端之间的可靠通信，我们提出一个框架：受害者向全双工辅助节点寻求帮助，由其以异步方式将受害者的符号复用转发至目的端，使受害者与辅助节点通过能量分割因子 $\alpha \in (0, 1)$共享辅助节点的上行频率。我们首先使用参数 Θ 对辅助节点的处理时延建模，该参数是辅助节点接收天线数量的函数；随后提出一种策略，使受害者与辅助节点协同使用各自的频带，实现可靠通信，同时避免被对手检测到。由于该框架将辅助节点的时延参数纳入考量，我们将其称为延迟感知半相干复用转发（DASC-MF）缓解方案。采用受害者端的开关键控（OOK）和辅助节点端的 M–PSK 时，我们指出，由于处理时延，目的端在多个符号间隔内接收的符号彼此相关。因此，最优解码器的解码复杂度为 $O(4M^2)$，使其难以实现。我们还表明，目的端从受害者和辅助节点接收的符号在能量上仍未协调，因此，所提出的对策容易被对手检测到。为克服这些挑战，我们提出 3ϕDASC-MF方案，它是 DASC-MF 框架中的一种特殊情况。（见第 III 节）

2) 在 3ϕ DASC-MF方案中，我们根据处理时延 Θ将帧结构划分为三个部分，使得$\Theta \leq \frac{L}{2}$，其中 L 表示受害者在一帧中传输的符号数。该策略的新颖之处在于，在帧的不同部分采用两个能量分配因子$\alpha \in (0,1)$和 $\beta \in (0,1)$。通过适当选择α，我们证明可以最大限度地降低符号间的相关性，从而确保

不同时隙中的符号可以独立解码，并且与常规DASC-MF方案相比，能量协调效果也有所改善。对于这一策略，我们给出了误差性能方面的有力分析结果，并基于这些结果，为最小化误码率这一优化问题中的 α 和 β 提供了近最优解。我们还证明， 3ϕ DASC-MF的复杂度低于DASC-MF，并且在 3ϕDASC-MF方案中传输的大多数符号都进行了能量协调。（见第IV节）3) 当$\Theta > \frac{L}{2}$时，我们提出一种新的对策，称为半相干多址信道（SC-MAC）方案。该方案的一项显著特点是，辅助节点无需解码受害者的符号，而是由受害者和辅助节点使用能量分配因子 $\varepsilon \in$ (0,1)，在辅助者频率上同步向目的端传输各自的符号，从而消除辅助节点配备全双工无线电的需求。对于SC-MAC，我们首先推导误码率的闭式表达式，随后构建一个优化问题，以求得 ε 的近最优值，使目的端的误码率最小化。（见第V节）4) 我们还给出了大量仿真结果，表明采用 3ϕ DASC-MF方案和SC-MAC方案时，受害者能够在满足截止期限约束的同时，与目的端进行可靠通信。（见第VI节）5) 最后，通过各种分析和仿真结果，我们证明，当对手测量受害者和辅助节点所用频率上的能量时，我们的方案具有隐蔽性。（见第VII节）

C. 相关工作

由于近期全双工无线电架构方面的技术进步， [4]–[10], 全双工无线电已从减轻对手影响的角度 [21]–[24] 以及辅助对手的角度 [25]–[27]得到研究。然而， [15]–[19]从这两个角度研究了全双工无线电，其中使用全双工对手干扰网络，并使用全双工辅助节点减轻全双工干扰器的影响。在对手处使用全双工无线电时， [15], [16], [18] 提出了干扰并测量对手，该对手会干扰某个频段，随后使用全双工认知无线电对其进行监测 [11]–[14]，以检测基于跳频的对抗措施。此外， [15], [16] 使用了基于能量测量的对抗措施检测器，而 [18]使用了基于能量和相关性的对抗措施检测器。相反，在辅助节点处使用全双工无线电时， [15], [16], [18] 还提出了基于快速转发全双工中继的对抗措施，以减轻干扰并测量对手的影响。在此，作者借鉴了 [21],提出的快速转发全双工中继，该中继以建设性方式转发信号，从而显著提升网络吞吐量和覆盖范围。沿着类似思路， [15], [16], [18],的作者在 [17], [19] 中提出了基于快速转发中继的解决方案，以减轻干扰并测量对手的影响，但针对的是快衰落信道条件。我们强调，在减轻干扰并测量

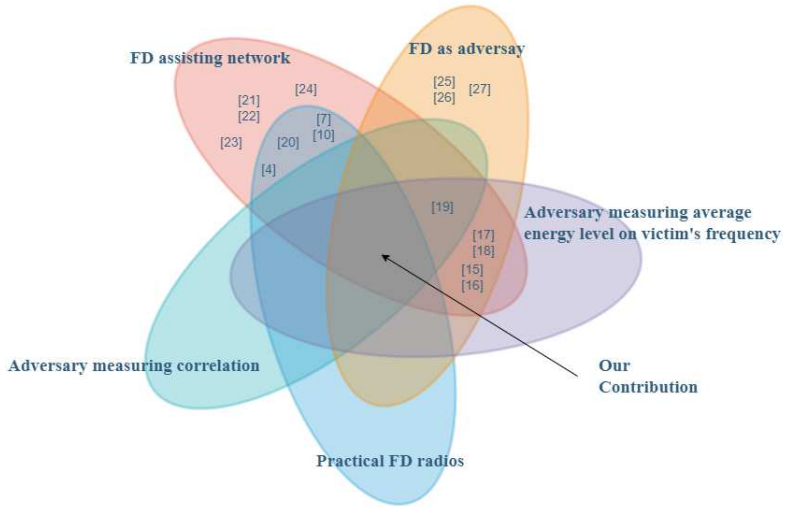

图1：我们相较于现有研究的创新之处。

对手影响时， [15]–[19]假设了一种乐观情形，即全双工辅助节点会将受害者的信息符号瞬时快速转发至目的端。然而，在实际情况下，由于用于自干扰消除的处理时延与辅助节点上的发射/接收天线数量（或两者）成正比， [20], 快速转发过程并非瞬时完成。因此，为弥合这一差距，本文考虑了时延感知全双工无线电在促进受害者符号实现可靠低时延通信方面的实际限制。如图1所示，本文的主要创新在于在辅助节点处使用时延感知全双工无线电，而此前的文献尚未对此进行研究。

II. 系统模型

我们考虑一种网络模型，其中所有通往目的端的上行链路频率都被网络中的合法节点占用。因此，网络中没有空闲频率。设 Alice 和 Charlie 是网络中的两个合法节点，他们使用正交频率与目的端 Bob 通信。Alice 是一台单天线发射机，使用以 f_{AB} 为中心的频段，在严格的低时延约束下传输低数据速率符号

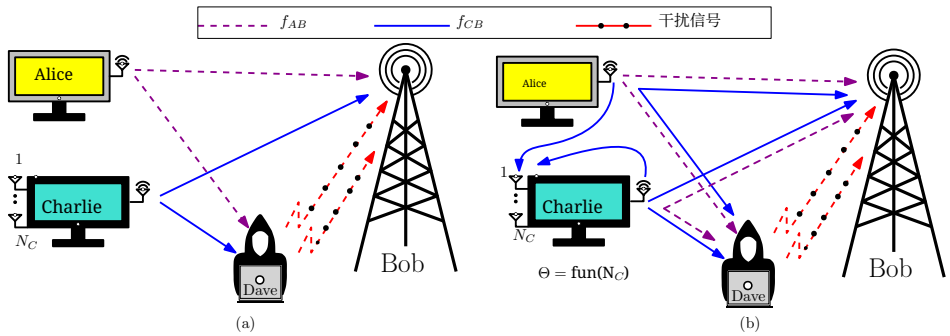

图 2：（a）展示合法节点 Alice 和 Charlie 以及反应式对手 Dave 的网络模型。（b）DASC-MF方案的系统模型，其中 Charlie 获取 Θ 符号，通过复用转发将 Alice 的符号发送给 Bob。

（例如，5G 中的物理上行控制信道 PUCCH [28]）给 Bob。相比之下，Charlie 使用以 f_{CB} 为中心的频段向 Bob 传输符号。Charlie 的一个显著特点是，他配备了具有 N_C 根接收天线和一根发射天线的全双工（FD）无线电，因此能够在 f_{CB} 上实现全双工通信。此外，Charlie 传输符号时的数据速率不受限制，且时延约束较宽松。网络的一种实例见图 2(a)。

在该网络中，我们还假设存在一个干扰器 Dave。不同于传统干扰器，Dave 是一个全双工反应式干扰器，旨在干扰 Alice 在 f_{AB} [29] 上的上行链路符号，并监测所有频率（包括 f_{AB}），以应对合法节点可能采取的对抗措施。在本文中，Dave 使用能量检测器（ED）测量网络中所有频率在干扰前后的平均能量水平。因此，如果 ED 测得任一频段的平均能量水平出现显著波动，就会发出警报。这将禁止 Alice 使用传统缓解技术，例如 FH。随后，ED 发出的警报会促使 Dave 干扰其他频率，从而降低网络性能。因此，在下一节中，我们提出一种框架，在该框架中，Charlie 协助 Alice 将消息可靠地传输给 Bob，同时避免在任何频段被 ED 检测到。

III. 时延感知半相干复用转发中继方案

如图 3 所示，假设 Alice 有一帧包含 L 个符号的数据要与 Bob 通信，并且必须在第一个符号生成后的 T秒内完成，其中 $T = L/W$，且 W 是通信带宽。由于 f_{AB} 受到 Dave 的干扰，Alice 向 Charlie 求助。作为协议的一部分，Alice 在 f_{CB}上广播她的符号。随后，Charlie 使用他的全双工无线电，在 f_{CB}上将 Alice 的符号转发给 Bob。由于 Charlie 是网络中的合法节点，他也有要与 Bob 通信的符号。因此，他解码 Alice 的符号，将她的符号与自己的符号复用，并将其转发给 Bob。然而，Charlie 完成这一过程所需的时间取决于他的接收机架构。具体而言，该时延 与他消除自干扰（SI）所需的时间成正比，而后者又与接收天线的数量 N_C成正比。因此，我们假设 Charlie 解码、复用并转发 Alice 的符号所需的时长，相当于 Θ 个符号的时长，其中 Θ由 Charlie 的串行干扰消除（ SIC ）架构决定。

图 3 中最上面的两帧展示了 Alice 和 Charlie 在 f_{CB} 上同时传输的符号。底部帧展示了 Bob 接收到的符号，记为 $r_{B,\,n}$ 其中 n 表示通信的符号间隔索引。此外， x_n 表示 Alice 的符号，而对于 $1 \leq n \leq \Theta$ 和 t_n， y_n 和 $\Theta + 1 \leq n \leq L + \Theta$ 分别表示 Charlie 传输的未复用符号和复用符号。由于存在 Θ 个符号的时延，$r_{B,\,n}$ 是 x_n 和 y_n 的函数，对于 $1 \leq n \leq \Theta$。此外，$r_{B,\,n}$ 是 $x_{n-\Theta}$、 x_n 和 y_n 的函数，对于 $\Theta + 1 \leq n \leq L$。请注意，由于

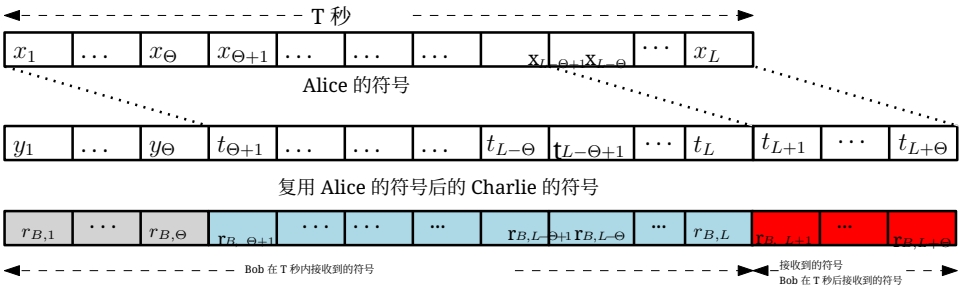

图 3：DASC-MF方案中的符号传输示意图。

复用符号 t_n 对于 $L+1 \leq n \leq L+\Theta$ 会在 T 秒的截止期限之后接收，因此由于时延约束，Bob 无法使用这些符号对 Alice 的符号进行解码。因此，Bob 在实施所提出的对策后，仅使用在 f_{CB} 上接收到的前 L 个符号，对 Alice 和 Charlie 的符号进行联合解码。[1]

尽管上述方案确保 Alice 的符号能在截止期限内到达 Bob，但如果 Alice 将全部能量用于在 f_{CB} 上进行通信，Dave 会观测到 f_{AB} 上能量水平的显著下降。因此，为避免被 Dave 检测到，Alice 和 Charlie 分别使用其能量的 $1-\alpha$ 和 α 部分，在 f_{CB} 上传输消息，其中 $\alpha \in (0,1)$ 是所考虑的设计参数。随后，Alice 和 Charlie 还分别使用其能量的 α 和 $1-\alpha$ 部分，在 f_{AB} 上协作传输虚拟OOK符号。虚拟OOK符号取样自预共享Gold序列，从而确保 f_{AB} 上的平均能量水平与实施对策前相同。我们强调，使用虚拟OOK符号还确保了 f_{AB} 和 f_{CB} 上的符号不相关。图 2 (b) 展示了 Alice 和 Charlie 在 f_{AB} 和 f_{CB} 上采用的传输策略。

由于受到低时延约束，Alice 不使用导频来辅助进行f_{CB}上的信道估计，因此，Alice 到 Charlie 和 Alice 到 Bob 链路上的通信本质上是非相干的。此外，由于 Alice 的数据速率较低，她采用 OOK信令方案。相比之下，由于 f_{CB} 未遭受攻击，Charlie 采用相干信令方案。具体而言，Charlie 使用M–元 PSK 与 Bob 通信。因此，所提出的方案是在多址信道设置下结合相干通信与非相干通信的方案。此外，由于该方案考虑了 Charlie 处理 Alice 符号时的时延，我们将所提出的方案称为延迟感知半相干复用转发（DASC-MF）方案。

在下一节中，我们将讨论 f_{CB}上的DASC-MF方案的信号模型。第VII节将详细介绍 f_{AB} 上的通信，并分析能量检测器。

[1]在实现过程中，由于从$r_{B起,\ n}$ 对于 $n > L$，Alice 的符号不再用于解码，因此 Charlie 可以决定在第 L个符号间隔之后停止复用

A. 信号模型

在DASC-MF方案中，Alice在整个帧期间发送经$\sqrt{1-\alpha}$缩放的 $x_n \in \{0,1\}$。由于Charlie配备了具有 N_C 个接收天线的全双工无线电，因此Charlie处的 $N_C \times 1$ 接收向量表示为

$$rCl\mathbf{r}_{C,n} = \sqrt{1-\alpha}\mathbf{h}_{AC,n}x_n + \mathbf{h}_{CC,n} + \mathbf{w}_{C,n}, \quad 1 \le n \le L, \tag{1}$$

其中，$\mathbf{h}_{AC,\,n}$ ～服从 CN ($\mathbf{0}_{N_C}$，$\sigma_{AC}^2\mathbf{I}_{N_C}$)，$\mathbf{h}_{CC,\,n}$ ～服从 CN $\left(\mathbf{0}_{N_C}, \lambda\frac{1+\alpha}{2}\mathbf{I}_{N_C}\right)$，且$\mathbf{w}_{C,\,n}$ ～服从 CN ($\mathbf{0}_{N_C}$，$N_o\mathbf{I}_{N_C}$)，它们分别是 Alice到Charlie的链路的衰落信道系数向量、Charlie 的 FD 无线电的残余自干扰向量，以及 Charlie 处的加性高斯白噪声（AWGN）向量，其中 $\mathbf{0}_{N_C}$是零向量，$\mathbf{I}_{N_C}$是单位矩阵。此外，$\lambda \in [0,1]$ 表示 Charlie 处经过主动和被动消除后的残余自干扰水平。最后，$N_o =$ 信噪比$^{-1}$ 是 AWGN 向量中每个元素的方差。

Charlie 首先使用非相干能量检测，通过接收向量$\mathbf{r}_{C,\,n}$将 x_n 解码为 $\hat{x}_n$，然后将解码符号 $\hat{x}_n$ 与其自身符号复用。然而，由于使用了多个接收天线，Charlie 在通过 SIC 解码 $\hat{x}_n$ 并将其与当前符号复用时，会引入相当于 Θ个符号的时延。因此，在 n^{th} 符号间隔期间从 Alice 接收到的符号，会在 $(n+\Theta)^{th}$符号间隔期间复用并转发给 Bob。因此，对于所有$1 \le n \le \Theta$，如果 $y_n \in \mathrm{S}_C$ 表示 Charlie 将在 n^{th} 符号间隔发送的原始 PSK 符号，且 $\mathrm{S}_C = \left\{ e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)} \middle| \, m = 0, \ \ldots, M-1 \right\}$，则 Charlie 发送 $\sqrt{\alpha}y_n$。随后，对于所有 $n \ge \Theta + 1$，Charlie 发送复用符号 t_n，使得

$$t_n = \begin{cases} y_n, & \text{if } \hat{x}_{n-\Theta} = 0, \quad (2a) \\ \sqrt{\alpha}e^{\iota\frac{\pi}{M}}y_n, & \text{if } \hat{x}_{n-\Theta} = 1. \quad (2b) \end{cases}$$

采用这种传输策略，Bob会从Alice和Charlie处观测到一个多址信道。我们注意到，Alice在 n^{th} 符号间隔发送的符号，会在 n^{th} 时隙通过Alice至Bob链路被Bob观测到 $f_{CB}\ r_{B,\,n}$ 并再次作为来自Charlie的复用符号，在Charlie至Bob链路的$(n+\Theta)^{th}$时隙被观测到$r_{B,\,n+\Theta}$，从而在$r_{B,\,n}$ 与$r_{B,\,n+\Theta}$之间引入相关性。总体而言，Bob在 n^{th} 符号间隔接收到的符号表示为

$$r_{B,n} = \begin{cases} \sqrt{1-\alpha}h_{AB,n}x_n + \sqrt{\alpha}h_{CB,n}y_n + w_{B,n}, & \text{if } 1 \le n \le \Theta, \quad (3a) \\ \sqrt{1-\alpha}h_{AB,n}x_n + h_{CB,n}t_n + w_{B,n}, & \text{if } \Theta + 1 \le n \le L, \quad (3b) \end{cases}$$

其中，$h_{AB,\,n} \sim$ CN(0，σ_{AB}^2) 和 $h_{CB,\,n} \sim$ CN(0，σ_{CB}^2) 分别是 Alice至Bob链路和 Charlie至Bob链路的信道系数。此外，$w_{B,\,n} \sim$ CN (0，N_o) 是 Bob 在 n^{th}符号间隔期间受到的加性高斯白噪声。对于解码过程，我们假设 Bob 知道 $h_{CB,\,n}$。此外，由于 Charlie 位于 Alice 附近，我们假设 $\sigma_{AC}^2 > \sigma_{AB}^2$，从而使

Alice 到 Charlie 链路的信噪比高于 Alice至Bob链路。我们还假设所有信道和噪声实现均统计独立。最后，在本文其余部分的误差分析中，我们使用$\sigma_{AB}^2 = \sigma_{CB}^2 = 1$。

B. Bob 处的误差分析

由于 Charlie 对 Alice 的符号进行解码并复用后发送给 Bob，本节首先分析 Charlie 在解码 Alice 的符号时引入的误差。然后，我们计算 Bob 在解码 Alice 和 Charlie 的符号时的联合误码率。

根据式 (1)，最大　　似然（ML）解码器用于在 Charlie 处检测 Alice 的符号，其形式为

$$rCl\hat{x}_n \quad = \quad \arg\max_{i\in\{0,1\}} g\left(\mathbf{r}_{C,n}|x_n = i\right) = \arg\min_{i\in\{0,1\}} N_C \ln(\pi\Omega_i) + \frac{\mathbf{r}_{C,n}^H \mathbf{r}_{C,n}}{\Omega_i}, \tag{4}$$

其中，$g\left(\mathbf{r}_{C,n}|x_n\right)$ 是在给定 x_n 和 $\Omega_i = \sigma_{AC}^2(1-\alpha)i + \lambda\frac{(1+\alpha)}{2} + N_o$ 的条件下，$\mathbf{r}_{C,n}$ 的概率密度函数（PDF）。根据式 (4)，能量检测的阈值为 $\tau = N_C\Omega_0\Omega_1\Omega_0 - \Omega_1 \ln\left(\Omega_1^0\right)\Omega_0$。最后，利用 τ，可以直接证明下述定理，该定理给出了 Charlie 解码 Alice 的符号时的错误概率。

定理　　1　$\Phi_{i\bar{i}}$　　i　$\bar{i}$　　$i\ \bar{i} = \ 0,1$　　$\Phi_{01} =$。若表示将符号解码为 的概率，其中，{}，则 $\Gamma\left(N_C, \frac{\tau}{\Omega_0}\right)(N_C)$ 且 $\Phi_{10} = \gamma\left(N_C, \frac{\tau}{\Omega_1}\right)(N_C)$，其中 $\Gamma(\cdot,\cdot)$ 和 $\gamma(\cdot,\cdot)$ 分别表示下不完全伽马函数和上不完全伽马函数，$\Gamma(\cdot)$表示完全伽马函数。

根据定理 1，我们立即得到以下两条注释。

注 1. *Theter*　　*ms* Φ_{01}和 Φ_{10}是关于给定 N_C、SNR和 λ时 α的递增函数　　.

注 2. 对于给定的 α、SNR和 λ，Φ_{01}和 Φ_{10}是关于 N_C的递减函数。

根据 (3a) 和 (3b)，DASC-MF方案的联合最大后验（MAP）解码器为$_{rCl}\hat{}i, \hat{}j, \hat{}k, \hat{}l = \arg\max_{i,j,k,l} g_B\left(r_{B,n}, r_{B,n-\Theta}|x_n = i, x_{n-\Theta} = j, y_n = e^{\iota\frac{\pi}{M}(2l+1)}\ y_{n-\Theta} = e^{\iota\frac{\pi}{M}(2k+1)} h_{CB,n}, h_{CB,n-\Theta}\right)$，其中 $i,j \in \{0,1\}$，$k,l \in \{0, M-1\}$，且 $g_B(.)$ 是 $r_{B,n}$和 $r_{B,n-\Theta}$在给定x_n 和 y_n 时，对于 $1 \le n \le \Theta$ 和 x_n, $x_{n-\Theta}$, $y_{n-\Theta}$及 y_n（对于 $\Theta+1 \le n \le L$）的联合概率密度函数。 (5)

为了对 Alice 和 Charlie 的符号进行解码，式 (5) 中解码器的实现较为复杂，这是因为相隔 Θ 个符号接收到的符号之间存在相关性。具体而言，所提出的解码器的复杂度为 O($4M^2$)，因为 Bob 必须联合解码两个 OOK 符号和两个 PSK 符号。此外，我们注意到，在任何时刻，Alice 和 Charlie 发送的符号能量都不协调。例如，当 Alice 发送比特0时，Alice 和 Charlie 分别贡献零能量和 α 能量。因此，f_{CB} 上的总能量为 α。由此，监测 f_{CB} 的 Dave 的能量检测器可能会观察到 f_{CB} 上平均能量水平的下降。因此，

为解决上述问题，在下一节中，我们提出 DASC-MF方案的一种变体，使新方案能够降低 Bob 端的解码复杂度。此外，尽管 Alice 和 Charlie 的发送并不协调，新方案还能确保 Dave 的能量检测器在 f_{CB} 上观察到平均能量水平下降的持续时间较短。

IV. 3ϕ 时延容忍半相干复用转发中继方案

根据上一节的讨论，我们注意到，在 T 秒的时间间隔内，Alice的信息符号 x_n、 $1 \le n \le L-\Theta$ 在Bob处被观测到两次：一次是在多址信道的Alice至Bob链路上的符号间隔$1 \le n \le L-\Theta$ 内，另一次是在经过 Θ 个符号后，以 t_n的形式出现在多址信道的Charlie至Bob链路上，即 $\Theta+1 \le n \le L$。因此，如果Bob丢弃多址信道的Alice至Bob链路上的Alice符号 $1 \le n \le L-\Theta$，并将这些符号视为干扰，他仍然可以利用复用符号 t_n、 $\Theta+1 \le n \le L$恢复这些符号。此外，如果能够以某种方式抑制符号间隔 $1 \le n \le L-\Theta$ 内由Alice符号引起的干扰，那么$r_{B,n}$ 与$r_{B,n+\Theta}$ 之间的相关性就可以最小化，从而确保在$r_{B,n}$ 上的Charlie符号能够独立于其他符号间隔上的Charlie复用符号进行解码。随后，这将有助于降低Bob处的解码复杂度。为实现干扰抑制，我们提出一种为符号间隔 $1 \le n \le L-\Theta$选择 α 的方法，使Charlie能够继续可靠地恢复用于复用过程的Alice符号。我们注意到，由于多址信道的Alice至Bob链路是非相干的，因此在该链路上，对于 $x_n=1$ 和 $x_n=0$，Alice分别贡献 $1-\alpha$ 和零能量。因此，对于 $x_n=1$ 和 $x_n=0$，Bob处有效噪声的方差分别至多为 $N_o+1-\alpha$ 和 N_o。由于 $N_o+1-\alpha$ 是 α的递减函数，如果将 α 增大至接近1，那么当Alice发送 $x_n=1$ 时，我们就可以抑制多址信道Alice至Bob链路上的干扰。具体而言，如果 $1-\alpha=\Delta N_o$，使得 $0<\Delta \ll 1$，其中 Δ为设计参数，则 $N_o+1-\alpha=N_o(1+\Delta) \approx N_o$。然而，我们必须注意，当 α接近1时，Charlie需要较大的 N_C 才能可靠地解码Alice的符号（注 1）。因此，如果我们无限制地将 Δ 减小到非常小的值，以使 α 接近1，则 N_C 会增大，进而增加Charlie处的时延。因此，在我们提出的方案中，Bob处的干扰抑制是以较大的 N_C为代价的。

根据上述讨论，Alice 和 Charlie 在符号间隔 $1 \le n \le L$ 内的传输方案可分为三个阶段。在第一阶段 $1 \le n \le \Theta$，Alice 和 Charlie 分别以各自能量的 $1-\alpha$ 和 α 比例缩放其符号并进行传输。随后，在第二阶段 $\Theta+1 \le n \le L-\Theta$，Alice 继续以其能量的 $1-\alpha$ 比例缩放符号并进行传输，而 Charlie 则按照式 (2a)–(2b) 所示，以其能量的 α 比例缩放复用符号。此外，由于 Charlie 处理 Θ 个符号所产生的处理时延，复用符号

对应的 x_n、 $L-\Theta+1 \le n \le L$ 在截止期限之后（即 T 秒之后）才到达 Bob。因此，无法利用复用符号对这些符号进行解码，而必须利用多址信道中 Alice至Bob链路上的符号进行解码。因此，对于 $L-\Theta+1 \le n \le L$，Bob 必须联合解码三个符号，即 Alice 当前的符号 x_n、Charlie 当前的符号 y_n，以及 Alice 的复用符号 $x_{n-\Theta}$。由于这些符号通过相干调制与非相干调制相结合的方案进行传输，当发送 $x_n = 0$ 和 $x_n = 1$ 时，Bob 需要可区分的能量级以进行检测。因此，对于 $L-\Theta+1 \le n \le L$，我们不能使用 $\alpha = 1-\Delta N_o$，而应改用不同的能量分割因子 $\beta \in (0,1)$。因此，我们将符号间隔 $L-\Theta+1 \le n \le L$ 称为第三阶段；在此阶段，Alice 和 Charlie 分别以各自能量的 $1-\beta$ 和 β 比例缩放其符号并进行传输。当 Charlie 从 Alice 解码出符号 1 时，他只会将其 PSK符号旋转 $e^{\iota\frac{\pi}{M}}$。显然，根据上述讨论，所提出的 DASC-MF方案所能容忍的最大时延为 $\frac{L}{2}$，即 $\Theta \le \frac{L}{2}$。这是因为，对于 $\Theta > \frac{L}{2}$，只有一部分 Alice 的符号能够利用 Charlie 的复用符号恢复，而大多数复用符号到达时已超过截止期限，因而违反了截止期限约束。

总体而言，表I列出了Bob在每个阶段接收到的符号。此外，图4上方的两个帧展示了Alice和Charlie使用 3ϕ DASC-MF方案时发送的符号。下方的帧展示了Bob在每个阶段接收到的相应符号。此外，假设Charlie使用 4–相移键控进行信号传输，图 5展示了Alice和Charlie在Bob处共同贡献的各阶段星座图。

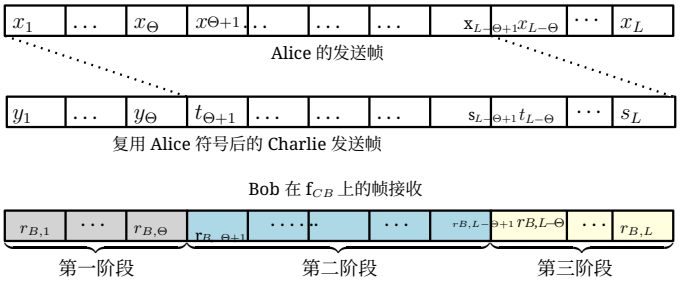

图4： 3ϕ DASC-MF方案的帧模型。

表I：各阶段传输的符号

	Alice至Bob链路	Charlie至Bob链路
第一阶段	$\sqrt{1-\alpha}x_n$	$\sqrt{\alpha}y_n$
第二阶段	$\sqrt{1-\alpha}x_n$	$t_n = \begin{cases} y_n & \text{若}\hat{x}_{n-\Theta}=0, \\ \sqrt{\alpha}e^{\iota\frac{\pi}{M}}y_n & \text{若}\hat{x}_{n-\Theta}=1. \end{cases}$
第三阶段	$\sqrt{1-\beta}x_n$	$s_n = \begin{cases} \sqrt{\beta}y_n & \text{若}\hat{x}_{n-\Theta}=0, \\ \sqrt{\beta}e^{\iota\frac{\pi}{M}}y_n & \text{若}\hat{x}_{n-\Theta}=1. \end{cases}$

从以上讨论可以看出，第一阶段、第二阶段和第三阶段的解码复杂度分别为 O(M)、O($2M$) 和 O($4M$)。因此，与 DASC-MF 方案不同， 3ϕDASC-MF 的最坏情况复杂度关于 M 呈线性。此外，由于 α接近 1，对于 $1 \le n \le L-\Theta$， f_{CB} 上的能量水平完全由 Charlie 控制，Bob 接收的 L个符号中只有最后 Θ 个符号的能量未协调。具体而言，在 3ϕ DASC-MF方案中，$\frac{\Theta}{L}$ 比例的符号能量未协调；而在传统 DASC-MF方案中，整帧的 L 个符号能量均未协调。因此， 3ϕ DASC-MF方案有助于降低解码复杂度，并减少能量未协调的符号比例。

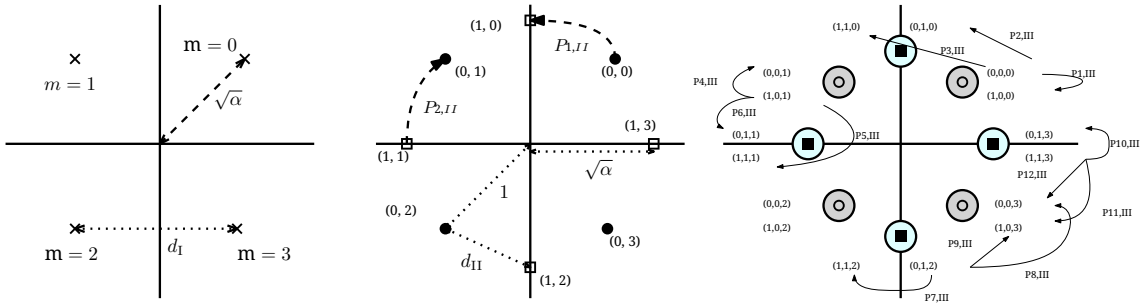

图 5：星座图，展示在3ϕ DASC-MF 中，Alice 和 Charlie 在各阶段共同贡献的符号随 x_n、 $x_{n-\Theta}$ 和 y_n 的变化情况：(a) 第一阶段 (b) 第二阶段 (c) 第三阶段。

为表征 3ϕ DASC-MF方案的误差性能，若$P_{e,\ 3\phi}$ 表示三个阶段的平均误差概率，则

$$rClP_{e,3\phi} = \frac{\Theta}{L}P_{I,avg} + \frac{(L-2\Theta)}{L}P_{II,avg} + \frac{\Theta}{L}P_{III,avg}, \tag{6}$$

其中，$P_{I,avg}$ 表示第一阶段解码 y_n, $1 \le n \le \Theta$时的平均误差概率，$P_{II,avg}$表示第二阶段联合解码 y_n和 $x_{n-\Theta}$, $\Theta+1 \le n \le L-\Theta$时的平均误差概率，$P_{III,avg}$ 表示第三阶段联合解码 x_n, y_n, $x_{n-\Theta}$, $L-\Theta+1 \le n \le L$时的平均误差概率。(6)中的所有误差项均对$h_{CB,n}$, $1 \le n \le L$取平均。请注意，此处$P_{I,avg}$ 是 α, $P_{II,avg}$ 的函数， N_C 和 α是$P_{III,avg}$ 的函数，而 N_C和 β是 $\alpha = 1-\Delta N_o$, Δ 的函数。由于对于给定的 N_C 和信噪比， β是固定的，因此关注的参数是 N_C 和 β 。因此，在(7)中，我们构建一个优化问题，以计算给定 L, Δ 和信噪比时和的最优值。

$$rClN_C^{\star}, \beta^{\star} = \arg\min_{N_C,\beta} \qquad P_{e,3\phi}; \quad \text{s.t.: } N_C > 1, 0 < \beta < 1. \tag{7}$$

在后续章节中，我们将详细讨论三个阶段的信号模型，并计算$P_{I,\ avg}$, $P_{II,\ avg}$和$P_{III,\ avg}$，以得到$P_{e,\ 3\phi}$。

A. 第一阶段的信号模型与误差分析

在第一阶段，Bob在多址信道的Alice至Bob链路上接收到Alice的前 Θ 个符号，其幅度由因子 $\sqrt{1-\alpha}$ 缩放；同时，在多址信道的Charlie至Bob链路上接收到Charlie的未复用符号，其幅度由因子 $\sqrt{\alpha}$ 缩放。然而，根据 3ϕ DASC-MF方案的协议，Bob将从多址信道的Alice至Bob链路传来的符号视为干扰。因此，Bob在第一阶段接收到的 n^{th}基带符号表示为$r_{B,n} = h_{CB,n}\sqrt{\alpha}y_n + \tilde{w}_{B,n}$，其中 $1 \le n \le \Theta$，而$\tilde{w}_{B,n} = \sqrt{1-\alpha}h_{AB,n}x_n + w_{B,n}$表示Bob处的有效噪声，其最坏情况下的等效方差为 $N_{o\alpha} = N_o + 1 - \alpha$。鉴于 α接近于1，我们假设$\tilde{w}_{B,n} \sim$服从CN $(0, N_{o\alpha})$。对于

4–PSK信号传输方案，在第一阶段Bob处的星座图如图 5 (a)所示，其中 m 表示Charlie传输的PSK符号的索引。由于$\tilde{w}_{B,n}$ 和$h_{CB,n}$, $r_{B,n}|_{y_n,h_{CB,n}} \sim$ 具有高斯统计特性CN ($\sqrt{\alpha}h_{CB,n}y_n, N_{o\alpha}$)，而Bob在第一阶段接收到的符号仅包含Charlie的符号，因此，根据$r_{B,n}$，第一阶段的最大后验（MAP）解码器为

$$rCl\hat{m} = \arg\max_{m}\ g_I\left(r_{B,n}|y_n = e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)}, h_{CB,n}\right), \tag{8}$$

其中， $m \in \{0,\ldots,M-1\}$， $g_I(\cdot)$ 是在给定 $h_{CB,n}$ 和 y_n 条件下 $r_{B,n}$ 的概率密度函数。进一步地，$\hat{m}$ 表示解码后的 PSK 索引。利用式 (8)，在下述定理中，我们刻画了对 $h_{CB,n}$ 的所有实现取平均后的平均误差概率，记为 $P_{1,avg}$。

定理 2。 在高信噪比下，第一阶段错误概率的并集界近似为 $2Q\left(\frac{|h_{CB,n}|d_{\mathrm{I}}}{\sqrt{2N_{o\alpha}}}\right)$，其中 $Q(\cdot)$ 表示 *Q* 函数。此外，我们首先使用 ***Chernoff***界对错误表达式取上界，然后对 $h_{CB,n}$ 的所有实现取平均，得到满足 $\mathcal{P}_1$，使得 $\mathcal{P}_I = \dfrac{4N_{o\alpha}}{4N_{o\alpha}+d_{\mathrm{I}}^2}$ 的结果。 *[30]*

B. 第二阶段的信号模型与误差分析

在第二阶段，Alice 继续以 $1-\alpha$ 的能量发送她的 OOK 符号 x_n，而 Charlie 发送复用符号 t_n，该符号是 y_n 和 $x_{n-\Theta}$ 的函数。因此，Bob 在多址信道的 Alice 至 Bob 链路上接收 Alice 的符号，并在多址信道的 Charlie至Bob链路上接收 Charlie 的复用符号。然而，他将 Alice 的符号视为干扰，并联合解码 y_n 和 $x_{n-\Theta}$。Bob 在第二阶段接收到的 n^{th} 基带符号表示为 $r_{B,n} = h_{CB,n}t_n + \tilde{w}_{B,n}$，其中 t_n 如表I所示，$\tilde{w}_{B,n}$ 是 Bob 处的有效噪声。图 5(b) 展示了 Bob 在第二阶段接收到的星座图。如果 Alice 和 Charlie 选择分别发送 $x_{n-\Theta} = j$ 和 $y_n = e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)}$，则传输对记为 $(j,\ m)$。可以看出，对于 Charlie 使用的 $4-$ 相移键控，Bob 可以接收到 8 个符号中的一个。一般而言，当 Charlie 使用 $M-$ 相移键控星座图时，Bob 接收到 $2M$ 个星座点中的一个。因此，给定 $x_{n-\Theta}$、 y_n 和 $h_{CB,n}$ 时，$r_{B,n}$ 的分布为

$$\begin{cases} \text{中文}\ (h_{CB,n}y_n, N_{o\alpha}) & \text{if } x_{n-\Theta}=0 \text{ and } \hat{x}_{n-\Theta}=x_{n-\Theta} \text{ or } x_{n-\Theta}=1 \text{ and } \hat{x}_{n-\Theta}\neq x_{n-\Theta}, \quad (9a)\\ \text{CN}\ (\sqrt{\alpha}h_{CB,n}e^{\overline{\iota\frac{\pi}{M}}}y_n, N_{o\alpha}) & \text{if } x_{n-\Theta}=0 \text{ and } \hat{x}_{n-\Theta}\neq x_{n-\Theta} \text{ or } x_{n-\Theta}=1 \text{ and } \hat{x}_{n-\Theta}=x_{n\ominus\Theta} \quad (9b)\end{cases}$$

利用（9a）–（9b），第二阶段的联合最大后验概率解码器表示为

$$rCl\hat{j},\hat{m} = \arg\max_{j,m}\ g_{II}\left(r_{B,n}|x_{n-\Theta}=j, y_n = e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)}, h_{CB,n}\right), \tag{10}$$

其中 $j\in\{0,1\}$， $m\in\{0,\ldots,M-1\}$。此外， $g_{II}(\cdot)$ 是在给定 $x_{n-\Theta}$、 y_n 和 $h_{CB,n}$ 的条件下，$r_{B,n}$ 的条件概率密度函数。注意，由于 Charlie 在解码 Alice 的符号时引入了错误，

$g_{II}(\cdot)$ 的分布是高斯混合。具体而言，当 $x_{n-\Theta}=0$ 和 $x_{n-\Theta}=1$ 时， $g_{II}(\cdot)$ 的分布是 $g_{II}(r_{B,n}|y_n, h_{CB,n}, x_{n-\Theta}=\hat{x}_{n-\Theta})$ 与 $g_{II}\left(r_{B,n}|e^{\iota\frac{\pi}{M}}y_n, h_{CB,n}, x_{n-\Theta}\neq\hat{x}_{n-\Theta}\right)$ 的凸组合。对于 $x_{n-\Theta}$ 的不同实现， $g_{II}(\cdot)$ 的分布如式 (11) 所示。

$$g_{II}(r_{B,n}|x_{n-\Theta}=j,\ y_n,\ h_{CB,n}) = \Phi_{jj}g_{II}(r_{B,n}|y_n,\ h_{CB,n},\ x_{n-\Theta}=\hat{x}_{n-\Theta}) + \Phi_{j\bar{j}}g_{II}\left(r_{B,n}|e^{\iota\frac{\pi}{M}}y_n, h_{CB,n}, x_{n-\Theta}\neq\hat{x}_{n-\Theta}\right), \quad (11)$$

其中， $\bar{j}$ 是 j 的补集， $\Phi_{00}=1-\Phi_{01}$ 和 $\Phi_{11}=1-\Phi_{10}$ 分别是 Charlie 处正确检测比特0和比特1的概率。此外， $g_{II}\left(r_{B,n}|e^{\iota\frac{\pi}{M}}y_n, h_{CB,n}, x_{n-\Theta}\neq\hat{x}_{n-\Theta}\right)$ 是条件概率密度函数，表示当 Charlie 解码 Alice 的符号出错时 Bob 接收到的符号。由于使用高斯混合求解联合最大后验概率解码器的错误性能并非易事，我们对（10）进行近似：对于 j的每个实现，在计算错误时仅考虑（11）中的主导项。沿着 [16], 的类似思路，我们观察到，当 $x_{n-\Theta}=0$ 时，Φ_{00} 占主导地位，而当 $x_{n-\Theta}=1$时， Φ_{11} 占主导地位。因此，我们通过保留（11）右端的第一项，将（10）中的联合最大后验概率解码器近似为联合主导解码器（JDD）。JDD 的表达式为

$$\hat{j},\hat{m} = \arg\max_{j,m}\ \tilde{g}_{II}\left(r_{B,n}|x_{n-\Theta}=j, y_n=e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)}, h_{CB,n}\right), \quad (12)$$

其中 $j\in${0、1} 且 $m\in${0、.....、$M-1$}。此外，在考虑式（11）右端的第一项时， $\tilde{g}_{II}(\cdot)$ 是对 $g_{II}(\cdot)$ 的近似。接下来的定理将推导一个并集界，用于界定第二阶段联合解码 Alice 和 Charlie 的符号时的错误概率。

定理3。 在高信噪比下，第二阶段的错误概率（记为 $P_{e,\ II}$）的上界为$\Phi_{00}P_{1,\ II}+\Phi_{01}P_{\bar{1},\ II}+\Phi_{11}P_{2,\ II}+\Phi_{10}P_{\bar{2},\ II}$，其中 $P_{1,\ II}=P_{2,\ II}$和 $P_{\bar{1},\ II}=P_{\bar{2},\ II}=1-P_{1,\ II}$，满足$P_{1,\ II}\approx Q\left(\frac{|h_{CB,n}|d_{\mathrm{II}}}{\sqrt{2N_{o\alpha}}}\right)$。这里，$d_{\mathrm{II}}=\sqrt{1+\alpha-2\sqrt{\alpha}\cos\left(\frac{\pi}{M}\right)}$ 表示第二阶段 *Charlie* 所传输星座点之间的最小欧几里得距离。

证明。 将对应于 $x_{n-\Theta}$ 和 y_n 的传输对记为 (j, m)，其中 y_n 表示 Charlie 针对索引 m传输的 PSK符号。设 $\nabla_{(j,m)\to(j',m')}$ 为事件 (j', m') $\neq$(j, m)，则当

$$\nabla_{(j,m)\to(j',m')} \triangleq \frac{\tilde{g}_{II}\left(r_{B,n}|x_{n-\Theta}=j, y_n=e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)}, h_{CB,n}\right)}{\tilde{g}_{II}\left(r_{B,n}|x_{n-\Theta}=j', y_n=e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m'+1)}, h_{CB,n}\right)} \leq 1.$$

因此，概率 在 Bob 处将一对 $(0,m)$ 解码为 (j',m')，并将 $(1,m)$ 解码为 (j',m') 的能力 s

$$\Pr\left((0,m)\to(j',m')\right) = \Phi_{00}\Pr\left(\nabla_{(0,m)\to(j',m')}\leq 1|\hat{x}_{n-\Theta}=x_{n-\Theta}\right)+\Phi_{01}\Pr\left(\nabla_{(0,m)\to(j',m')}\leq 1|\hat{x}_{n-\Theta}\neq x_{n-\Theta}\right) \quad (13)$$

$$\Pr\left((1,m)\to(j',m')\right) = \Phi_{11}\Pr\left(\nabla_{(1,m)\to(j',m')}\leq 1|\hat{x}_{n-\Theta}=x_{n-\Theta}\right)+\Phi_{10}\Pr\left(\nabla_{(1,m)\to(j',m')}\leq 1|\hat{x}_{n-\Theta}\neq x_{n-\Theta}\right) \quad (14)$$

结合 (13) 和 (14)，将传输对 (j,m) 解码为 (j',m') 的错误概率为$rCl\Pr((j,m)\to(j',m'))=\Phi_{jj}\Pr\left(\nabla_{(j,m)\to(j',m')}\le 1|\hat{}x_{n-\Theta}=x_{n-\Theta}\right)+\Phi_{j\bar{j}}\Pr\left(\nabla_{(j,m)\to(j',m')}\le 1|\hat{}x_{n-\Theta}\ne x_{n-\Theta}\right).$ (15)

因此，若用 $\Pr\left((\hat{}j,\hat{}m)\ne(j,m)\right)$ 表示传输对 (j,m) 的总体解码错误概率，则该总体表达式的一个上界为

$$rCl\Pr\left((\hat{j},\hat{m}\ne(j,m)\right)\le\sum_{\substack{j'=0\\(j',m')\ne(j,m)}}^{1}\sum_{m'=0}^{M-1}\Pr((j,m)\to(j',m')).\tag{16}$$

如前所述，Bob 接收 Charlie 所用 $M-$PSK 星座图对应的 $2M-$PSK 符号之一。最后，若 $P_{e,II}$ 表示对 $2M$ 个符号取平均后的错误概率，则利用式 (13)–(16)，可以直接计算出 $P_{e,II}$ 的一个上界：$P_{e,II}\le\frac{1}{2M}\sum_{j=0}^{1}\sum_{m=0}^{M-1}M\Pr\left((\hat{}j,\hat{}m)\ne(j,m)\right)\approx\Phi_{00}P_{1,II}+\Phi_{01}P_{\bar{1},II}+\Phi_{11}P_{2,II}+\Phi_{10}P_{\bar{2},II}$。此处，我们仅考虑高信噪比下的最近邻，以近似计算该上界。$P_{e,II}$ 中的成对概率项如图 5(b) 所示。在计算上界中的各误差项时，我们观察到 $P_{1,II}=P_{2,II}$ 和 $P_{\bar{1},II}=P_{\bar{2},II}=1-P_{1,II}$，使得 $P_{1,II}\approx Q\left(\frac{|h_{CB,n}|d_{\mathrm{II}}}{\sqrt{2N_{o\alpha}}}\right)$。此处，$d_{\mathrm{II}}=\sqrt{1+\alpha-2\sqrt{\alpha}\cos\left(\frac{\pi}{M}\right)}$ 表示 Charlie 在第二阶段传输的星座点之间的最小欧几里得距离。

□

推论1。若$P_{II,\,avg}=\mathbb{E}_{h_{CB,\,n}}[P_{e,II}]$表示在$h_{CB}$的所有实现上取平均的错误概率，则利用 ***Chernoff***界$P_{II,\,avg}\le\mathcal{P}_{II}$，$\frac{2N_{o\alpha}}{4N_{o\alpha}+d_{\mathrm{II}}^2}(\Phi_{00}+\Phi_{11})+(\Phi_{01}+\Phi_{10})$，其中我们在定理*3*给出的上界中使用了$P_{\bar{1},\,II}\le 1$、$P_{\bar{2},\,II}\le 1$。

C. 第三阶段的信号模型与误差分析

在第三阶段，Bob观测两条链路上的符号，即多址信道的Alice至Bob链路和多址信道的Charlie至Bob链路，以解码 x_n、y_n和 $x_{n-\Theta}$，其中 $L-\Theta+1\le n\le L$。不同于第一阶段和第二阶段，Alice和Charlie使用能量分割因子 $\beta\in(0,1)$来传输各自的符号。具体而言，无论$\hat{}x_{n-\Theta}=0$还是$\hat{}x_{n-\Theta}=1$，Charlie都使用 $\sqrt{\beta}$对其相移键控符号进行缩放。此外，Alice以其能量的 $1-\beta$比例传输开关键控符号。经过这一修改，Bob在第三阶段接收到的 n^{th} 基带符号表示为

$$rClr_{B,n}=h_{AB,n}\sqrt{1-\beta}x_n+h_{CB,n}\sqrt{\beta}s_n+w_{B,n},\quad L-\Theta+1\le n\le L,\tag{17}$$

其中，s_n定义见表I，$w_{B,\,n}\sim\mathcal{CN}(0,\,N_o)$ 是 Bob 处的加性高斯白噪声。由于多址信道中 Alice至Bob链路具有非相干特性，有效噪声的方差分别为 $N_o+1-\beta$和 N_o，当$x_n=1$ 和 $x_n=0$时。图 5(c)展示了 Charlie 使用 $4-$相移键控信号传输时，第三阶段 Bob 处接收到的星座符号。如果 Alice 的当前符号为 $x_n=i$，Alice 的复用

符号为 $x_{n-\Theta}=j$，Charlie 的当前符号为 $y_n=e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)}$，则发送三元组记为 (i,j,m)。对应于 $i=0$ 的有效噪声方差为 N_o（小圆盘和实心方块），而对应于 $i=1$ 的有效噪声方差为 $N_o+1-\beta$（蓝色和灰色圆盘）。需要指出的是，Charlie 使用 4–相移键控时，Bob 接收到与 4–相移键控相对应的 16–个符号之一。一般而言，当 Charlie 使用 M–相移键控星座图时，Bob 可能接收到 $4M$–个相移键控符号之一，其中 $2M-$ 个相移键控符号的接收方差为 N_o，其余 $2M-$ 个相移键控符号的接收方差为 $N_o+1-\beta$。r_B、$_n$ 关于 x_n、$x_{n-\Theta}$、y_n 和 h_{CB}、$_n$ 的分布为 r_B、$_n|_{x_n}$、$_{x_{n-\Theta}}$、$_{y_n}$、$_{h_{CB}}$、$_n\sim\mathcal{CN}(\sqrt{\beta}h_{CB,n}s_n,N_o)$，若 $x_n=0$ 和r_B、$_n|_{x_n}$、$_{x_{n-\Theta}}$、$_{y_n}$、$_{h_{CB}}$、$_n\sim\mathcal{CN}(\sqrt{\beta}h_{CB,n}s_n,N_{o\beta})$，若 $x_n=1$。因此，利用 r_B、$_n$的分布，第三阶段的联合最大后验概率解码器为

$$rCl\hat{i},\hat{j},\hat{m}=\arg\max_{i,j,m}\ g_{III}\left(r_{B,n}|x_n=i,x_{n-\Theta}=j,y_n=e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)},h_{CB,n}\right),\tag{18}$$

其中 $i\in\{0,\ 1\}$、$j\in\{0,\ 1\}$，且 $m\in\{0、\ldots\ldots、M-1\}$。此外，$g_{III}(\cdot)$ 是在给定 $x_{n-\Theta}$、x_n、y_n 和 $h_{CB,\ n}$ 的条件下，$r_{B,\ n}$ 的条件概率密度函数。与第二阶段类似，我们注意到，对于 $x_{n-\Theta}$ 的不同实现，式 (18) 中的 $g_{III}(\cdot)$ 也是一个高斯混合。因此，对于 $x_{n-\Theta}=0$ 和 $x_{n-\Theta}=1$，我们分别用 $\tilde{g}_{III}(\cdot)$ 近似 $g_{III}(\cdot)$，其中保留了高斯混合中的主导项。3ϕ DASC-MF 第三阶段的 JDD 为

$$rCl\hat{i},\hat{j},\hat{m}=\arg\max_{i,j,m}\ \tilde{g}_{III}\left(r_{B,n}|x_n=i,x_{n-\Theta}=j,y_n=e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)},h_{CB,n}\right),\tag{19}$$

其中 $i,\ j\in\{0,\ 1\}$，且 $m\in\{0、\ldots\ldots、M-1\}$。在下一个定理中，我们计算使用式 (19) 中提出的 JDD 联合解码 x_n、$x_{n-\Theta}$ 和 y_n 时错误概率的并集界。

表II：定理4中给出的 3ϕ DASC-MF方案第三阶段误差项

$P_{1,III}=\ e^{\frac{-\varrho}{N_o}}$	$P_{2,III}=\ Q\left(\frac{\lvert h_{CB,n}\rvert d_{III}}{\sqrt{2N_o}}\right)$	$P_{3,III}=\ Q_1\left(\frac{\lvert A\rvert}{\sqrt{N_o/2}},\frac{\sqrt{\xi_1}}{\sqrt{N_o/2}}\right)$
$P_{4,III}=\ 1-e^{\frac{-\varrho}{N_{o\beta}}}$	$P_{5,III}=\ Q\left(\frac{\lvert h_{CB,\ n}\rvert d_{III}}{\sqrt{2N_{o\beta}}}\right)$	$P_{6,III}=\ 1-Q_1\left(\frac{\lvert B\rvert}{\sqrt{N_{o\beta}/2}},\frac{\sqrt{\xi_2}}{\sqrt{N_{o\beta}/2}}\right)$
$P_{9,III}=\ Q_1\left(\frac{\lvert A\rvert}{\sqrt{N_o/2}},\frac{\sqrt{\xi_2}}{\sqrt{N_o/2}}\right)$	$P_{12,III}=\ 1-Q_1\left(\frac{\lvert B\rvert}{\sqrt{N_{o\beta}/2}},\frac{\sqrt{\xi_1}}{\sqrt{N_{o\beta}/2}}\right)$	$P_{3,III}=\ Q_1\left(\frac{\lvert B\rvert}{\sqrt{N_o/2}},\frac{\sqrt{\xi_1}}{\sqrt{N_o/2}}\right)$
$P_{6,III}=\ 1-Q_1\left(\frac{\lvert A\rvert}{\sqrt{N_{o\beta}/2}},\frac{\sqrt{\xi_2}}{\sqrt{N_{o\beta}/2}}\right)$	$P_{9,III}=\ Q_1\left(\sqrt{\lvert\mathbb{R}\rvert/2},\frac{\sqrt{\xi_2}}{\sqrt{N_o/2}}\right)$	$P_{12,III}=\ 1-Q_1\left(\frac{\lvert A\rvert}{\sqrt{N_{o\beta}/2}},\frac{\sqrt{\xi_1}}{\sqrt{N_{o\beta}/2}}\right)$

定理4. 在高信噪比下，第三阶段的错误概率记为 $P_{e,\ III}$，其上界为

$$\frac{1}{4}\Big[\Phi_{00}(P_{1,III}+2P_{2,III}+2P_{3,III}+P_{4,III}+2P_{5,III}+2P_{6,III})+\Phi_{01}\left(P_{1,III}+2P_{2,III}+2P_{3,III}+P_{4,III}+2P_{5,III}+2P_{6,III}\right)+\Phi_{11}(P_{7,III}+2P_{8,III}+2P_{9,III}+P_{10,III}+2P_{11,III}+2P_{12,III})+\Phi_{10}\left(P_{7,III}+2P_{8,III}+2P_{9,III}+P_{10,III}+2P_{11,III}+2P_{12,III}\right)\Big],\tag{20}$$

其中，表*II*列出了式*(20)*中的各项误差项，使得 $P_{4,III}=P_{10,III}=P_{4,III}=P_{10,III}$；$P_{5,III}=P_{11,III}=1-P_{5,III}=1-P_{11,III}$；$P_{1,III}=P_{7,III}=P_{1,III}=P_{7,III}$；$P_{2,III}=P_{8,III}=1-P_{2,III}=1-P_{8,III}$。

证明。这可以参照定理3的证明思路加以证明。 □

除表II中定义的术语外，$\varrho = \frac{N_o N_{o\beta}}{N_o - N_{o\beta}} \ln\left(\frac{N_o}{N_{o\beta}}\right)$ 是Bob处对（ $0\ j\ m$ $1\ j\ m$ $\xi_1 = ,,)$ $\frac{N_o N_{o\beta}}{N_o - N_{o\beta}}\left[\left(\frac{N_o \Phi_{11}}{N_{o\beta}\Phi_{00}}\right) + \frac{|h_{CB\ n}|^2 d_{\mathrm{III}}^2}{N_o - N_{o\beta}}\right]$ $\xi_2 = \frac{N_o N_{o\beta}}{N_o - N_{o\beta}}\left[\left(\frac{N_o \Phi_{00}}{N_{o\beta}\Phi_{11}}\right) + \frac{|h_{CB\ n}|^2 d_{\mathrm{III}}^2}{N_o - N_{o\beta}}\right]$ 和（,,）进行非相干能量检测的阈值， $A = \frac{|h_{CB,\ n}|d_{\mathrm{III}} N_o}{N_o - N_{o\beta}}$，$B = \frac{|h_{CB,\ n}|d_{\mathrm{III}} N_{o\beta}}{N_o - N_{o\beta}}$、ln ,和ln ,是相应Marcum-Q函数（$Q_1(\cdot,\cdot)$）的参数，其中$d_{\mathrm{III}} = 2\sqrt{\beta}\sin\frac{\pi}{2M}$是第三阶段接收的星座符号之间的最小欧几里得距离。

对于 $M = 4$，式 (20) 中的各种误差项如图 5(c) 所示。注意，式 (20) 中关于 $P_{e,III}$ 的上界包含指数函数、Q 函数和 Marcum-Q 函数。虽然可以直接求出 Q 函数在 $h_{CB,n}$ 的各种实现下的平均值的闭式表达，但在某些情况下，求 Marcum-Q 函数在 $h_{CB,n}$ 的各种实现下的平均值并不可行。因此，在下一个引理中，我们直接给出 Marcum-Q 函数在 $h_{CB,n}$ 的各种实现下的平均值的上界，以简化分析。

Lemma 1. </style}项 ,$_n$ $[P_{3,III}]$ 对所有 $0 < \beta < 1$ 均以上界 $P_{1,III}$ 为界 .

证明。 按照与 [16], 类似的思路，我们计算 $\mathbb{E}_{h_{CB,n}}[P_{3,III}] = \left(\frac{N_o \Phi_{11}}{N_{o\beta}\Phi_{00}}\right)^{\frac{N_{o\beta}}{N_{o\beta} - N_o}} (N_{o\beta} - N_o)^2 (N_{o\beta} - N_o)$ $^2 + d_{\mathrm{III}}^2 N_{o\beta}$。由 Φ_{00} 和 Φ_{11} 的表达式可得 $\Phi_{00} \geq \Phi_{11}$，因此，$\frac{\mathbb{E}_{h_{CB,\ n}}[P_{3,III}]_{,III}}{P_1} \leq 1$。 □

除引理1外，对于中等和高信噪比，我们观察到，$\mathbb{E}_{h_{CB,n}}[P_{3,III}] \ll P_{1,III}$。因此，我们采用上界 $\mathbb{E}_{h_{CB,n}}[2P_{3,III}] \leq P_{1,III}$。按照引理1的类似推导，以下不等式同样成立：$\mathbb{E}_{h_{CB,n}}[2P_{6,III}] \leq P_{4,III}$，$\mathbb{E}_{h_{CB,n}}[2P_{9,III}] \leq P_{7,III}$，以及 $\mathbb{E}_{h_{CB,n}}[2P_{12,III}] \leq P_{10,III}$。此外，我们还将式 (20) 中作为 Φ_{01} 和 Φ_{10}系数的所有误差项上界设为 1，从而规避了 Marcum-Q 函数难以处理的问题。

推论 2. 如果 $P_{III,avg} = \mathbb{E}_{h_{CB,n}}[P_{e,III}]$ 表示对 $h_{CB,n}$的所有实现取平均所得的平均误差概率，那么 $P_{III,avg}$的一个上界为 $\mathcal{P}_{III} \triangleq \frac{1}{2}\Big(\Phi_{00}\Big(P_{1,III} + P_{2,III}^{\star} + P_{4,III} + P_{5,III}^{\star}\Big) + 5\left(\Phi_{01} + \Phi_{10}\right)$ $+ \Phi_{11}\left(P_{7,III} + P_{8,III}^{\star} + P_{10,III} + P_{11,III}^{\star}\right)\Big)$，其中 $P_{2,III}^{\star} = P_{8,III}^{\star} = \frac{2N_o}{4N_o + d_{\mathrm{III}}^2}$，$P_{5,III}^{\star} = P_{11,III}^{\star} = \frac{2N_{o\beta}}{4N_{o\beta} + d_{\mathrm{III}}^2}$。

D. N_C 、 β 和 3ϕ *DASC-MF*中继方案的优化

将定理 2、推论1和推论 2中的 P_I、P_{III} 和 P_{III}分别代入式 (6)，即可得到 3ϕ DASC-MF 的平均误差概率上界，记为 $\mathrm{P}_{e,\ 3\phi}$ 如下：

$$rClP_{e,3\phi} \leq \mathcal{P}_{e,3\phi} \triangleq \frac{\Theta}{L}\mathcal{P}_I + \frac{(L - 2\Theta)}{L}\mathcal{P}_{II} + \frac{\Theta}{L}\mathcal{P}_{III}. \tag{21}$$

因此，我们不求解（7），而是针对感兴趣的变量 N_C 和 β，求解使 $\mathrm{P}_{e,3\phi}$ 最小化的替代优化问题。因此，修改后的优化问题表示为

$$rClN_C^{\dagger}, \beta^{\dagger} = \arg\min_{N_C,\beta} \quad \mathcal{P}_{e,3\phi}; \quad \text{s.t.: } N_C > 1, 0 < \beta < 1. \tag{22}$$

与第一阶段和第二阶段不同，第三阶段的解码结合了相干检测和非相干检测。因此，对于给定的 N_C、 β 和信噪比，第三阶段的误码率高于第一阶段和第二阶段，因而也使 $\mathrm{P}_{e,3\phi}$ 占主导。尽管增大 N_C 可以改善第三阶段的误码率，但 N_C 不能无限增大，因为 Θ 是 N_C 的增函数；当 N_C 取较大值时，在第三阶段解码的符号比例会增加，进而增大 $\mathrm{P}_{e,3\phi}$。因此，我们必须采用适当的 N_C 来求解（22）。为求解（22），我们注意到，由于 P_{II} 和 P_{III} 的表达式中包含上不完全伽马函数和下不完全伽马函数，要证明 $\mathrm{P}_{e,3\phi}$ 关于 N_C 和 β 的单峰性颇具挑战。因此，本节首先固定 N_C，分析 $\mathrm{P}_{e,3\phi}$ 关于 β 的变化，然后提出一种低复杂度算法，以获得使 $\mathrm{P}_{e,3\phi}$ 最小化的 N_C 和 β 的近似最优值。

为使 $\mathrm{P}_{e,\ 3\phi}$ 最小化，我们注意到，固定 N_C 并改变 β 时，$\mathrm{P}_{e,\ 3\phi}$ 在 $\beta \in \in (0,\ 1)$ 时有唯一的低谷。这是因为，当固定 $\alpha = 1 - \Delta N_o$ 和 N_C 时，P_I 和 P_{II} 均与 β 无关，但 P_{III} 在 $\beta \in \in (0,\ 1)$ 时有唯一的低谷。此外，我们还注意到，P_{III} 的唯一低谷接近 P_{III} 中递增项与递减项的交集。图6以 $\Theta = \lceil 10 \log_{10}(N_C) \rceil$、信噪比为 $= 25$ 分贝且 $\Delta = 0.1$ 为例，说明了上述观察。因此，在下一个引理中，我们固定 N_C，并识别 P_{III} 中随 β 变化的递增项和递减项。随后，在定理 5 中，我们证明，对于 $\beta \in \in (0,\ 1)$，P_{III} 中的递增项和递减项仅相交一次。

引理 2. 对于固定的 α 和 N_C，若 P_+ 和 P_- 分别表示关于 β 的 $\mathcal{P}_{III}$ 中递增项和递减项，则 $P_+ = \Phi_{00}(P_{1,III} + P_{4,III}) + \Phi_{11}(P_{7,III} + P_{10,III})$ 且 $P_- = \Phi_{00}\left(P^{\star}_{2,III} + P^{\star}_{5,III}\right) + \Phi_{11}\left(P^{\star}_{8,III} + P^{\star}_{11,III}\right)$。

证明。 按照注 1 的类似思路，我们可以证明，项 $P_{1,III}$, $P_{4,III}$, $P_{7,III}$ 和 $P_{10,III}$ 是 β 的递增函数。此外，由于 Φ_{00} 和 Φ_{11} 独立于 β，$P_+ = \Phi_{00}(P_{1,III} + P_{4,III}) + \Phi_{11}(P_{7,III} + P_{10,III})$ 是 β 的递增函数。

此外，$P^{\star}_{2、III}$、$P^{\star}_{5、III}$、$P^{\star}_{8、III}$以及$P^{\star}_{11、III}$的表达式满足$P^{\star}_{2、III} = P^{\star}_{8、III} = \frac{2N_o}{4N_o + d^2_{1II}}$和$P^{\star}_{5、III} = P^{\star}_{11、III} = \frac{2N_{o\beta}}{4N_{o\beta} + d^2_{1II}}$。对$P^{\star}_{2、III}$关于 β求导，得到 $- \quad {}^{2N_o}\ (_{4N_o + d^2_{1II}})\ {}_2 \sin^2 \frac{\pi}{2M}$。因此，$P^{\star}_{2、III}$以及$P^{\star}_{8、III}$是 β的减函数。沿用类似的方法，可以证明$P^{\star}_{5、III}$以及$P^{\star}_{11、III}$是 β的减函数。因此，我们有 $P_- = \Phi_{00}\left(P^{\star}_{2,III} + P^{\star}_{5,III}\right) + \Phi_{11}\left(P^{\star}_{8,III} + P^{\star}_{11,III}\right)$。 □

定理 5. 对于固定的 α 和 N_C，P_+ 和 P_- 仅在 $\beta \in (0,\ 1)$ 处相交一次。

证明。 该结论可按照与 [16, 定理 3]类似的思路加以证明。 □

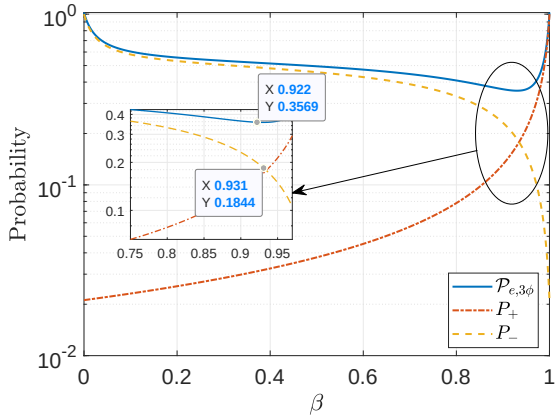

图6：$\mathrm{P}_{e,3\phi}$ 随 β 变化及其递增项和递减项，25 分贝。

算法1。 N_C-β 优化

输入： $\mathcal{P}_{e,3\phi}$, P_+, P_-, $\triangle$, SNR, δ_{tol}

输出： $N_C^{\dagger}$, $\beta^{\dagger}$

$\beta \leftarrow \beta_o$;

$N_C \leftarrow 1$;

$P_o = 0.5$;

当 *true* **时执行**

  使用NR算法计算 P_+ 与 P_-的交集，记为 β_{int};

  将 β_{int} 代入 $\mathrm{P}_{e,\ 3\phi}$ 并计算 P_{eval};

  如果 $|P_o - P_{eval}| > \delta_{tol}$ **，则**

    $N_C \leftarrow N_C + 1$;

    $\beta_o \leftarrow \beta_{int}$;

    $P_o \leftarrow P_{eval}$

  else

    $N_C^{\dagger} = N_C$;

    $\beta^{\dagger} = \beta_{int}$

  end

结束

备注 3. P_+ 与 P_- 的唯一交集可使用牛顿-拉夫森算法计算。

借助引理 2和定理 5的相关结论，我们现通过算法1提出一种低复杂度算法，称为 N_C-β 优化算法。该算法可在变量 N_C 和 β上为$\mathrm{P}_{e,\ 3\phi}$提供一个局部极小值。我们以 $N_C = 1$作为算法的初始值，即$\mathrm{P}_{e,\ 3\phi}$的初始估计值，记为 P_o；同时，以 P_+ 和 P_-交集的初始估计值作为初始值，记为 β_o。我们使用NR算法计算 P_+ 和 P_- 的交集，记为 β_{int} ，并将 N_C和 β_{int} 代入$\mathrm{P}_{e,\ 3\phi}$，以评估 P_{eval} 。随后，我们通过以步长1递增 N_C ，迭代计算 β_{int} ，直到 P_{eval} 与 P_o 之差的绝对值小于容差值 δ_{tol}。当 $|P_o - P_{eval}| < \delta_{tol}$时，我们退出while 循环，得到 N_C 和 β的近似最优值，分别记为 $N_C^{\dagger}$ 和 $\beta^{\dagger}$。

V. 半相干多址信道方案

上一节提出的 3ϕ DASC-MF方案的一个主要局限是，当$\Theta > \frac{L}{2}$ 时，在截止期限内只能利用复用符号恢复Alice的一部分符号，而大多数复用符号在截止期限之后才被Bob接收，从而违反了时延约束。因此，当 $\Theta > \frac{L}{2}$ 时，Alice和Charlie必须采用非协调多址通信，Alice和Charlie分别使用其能量的 $1-\varepsilon$ 和 ε 比例，在MAC上通过 f_{CB} 传输各自的符号，其中 $\varepsilon \in$ （0，1）是所考虑的设计参数。在此过程中，Charlie不对Alice的符号进行解码，而只传输其 M–PSK符号。随后，Bob利用接收到的符号联合解码Alice和Charlie的符号。 3ϕ DASC-MF方案与SC-MAC之间的一个主要区别在于，由于Charlie不知道Alice的符号，他始终将其星座图按能量 ε进行缩放。这一

现象与第三阶段 3ϕ DASC-MF方案类似。此外，由于MAC的Alice至Bob链路是非相干的，而MAC的Charlie至Bob链路是相干的，我们将该方案称为半相干多址信道（SC-MAC）。随后，与 3ϕ DASC-MF方案类似，Alice和Charlie分别使用其能量的 ε 和 $1-\varepsilon$ 比例，从基于Gold序列的扰码器中生成虚拟OOK符号，并在 f_{AB} 上进行传输，以规避能量检测器。

*A. SC-MAC*误差分析

若 $x_n \in \{0, 1\}$ 和 $y_n \in \mathrm{S}_C$ 分别表示 Alice 和 Charlie 的开关键控符号与 $M-$相移键控符号，则在假设符号级同步的情况下，Bob 处接收到的符号为

$$rClr_{B,n} = \sqrt{1-\varepsilon}h_{AB,n}x_n + \sqrt{\varepsilon}h_{CB,n}y_n + w_{B,n}, \quad 1 \le n \le L, \tag{23}$$

其中，$h_{AB,\ n}$, $h_{CB,\ n}$ 和 $w_{B,\ n}$ 的定义与前文相同。与 3ϕ DASC-MF 不同，SC-MAC 中的 $r_{B,\ n}$ 在不同时刻相互独立，因此，在 SC-MAC 的误差分析中，我们省略变量中的下标 n 。由于多址信道的 Alice 至 Bob 链路是非相干的，而 Charlie 至 Bob 链路是相干的，且信道和噪声具有高斯统计特性，因此，在给定 x 和 y 的条件下， r_B 的分布为 $r_B|_{x,\ y,\ h_{CB}} \sim \mathrm{CN}\left(\sqrt{\varepsilon}h_{CB}y,\ N_o\right)$，若 $x=0$ 且 $r_B|_{x,\ y,\ h_{CB}} \sim \mathrm{CN}\left(\sqrt{\varepsilon}h_{CB}y,\ N_{o\varepsilon}\right)$，若 $x=1$。利用 r_B的分布，SC-MAC 的联合最大后验概率解码器为

$$rCl\hat{i}, \hat{m} = \arg\max_{i,m}\ g_{MAC}\left(r_B|x=i, y=e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)}, h_{CB}\right), \tag{24}$$

其中， $i \in \{0, 1\}$ 和 $m \in \{0, \ldots, M-1\}$， g_{MAC}是给定 x、 y和h_{CB}条件下 r_B的概率密度函数（PDF）。如果 Alice 和 Charlie 分别传输 OOK 和 $M-$PSK，则发送符号对表示为（i， m）。图7描绘了在使用带有 $M=4$的 SC-MAC 方案时，由 Alice 和 Charlie 共同贡献的 Bob 处的星座图。当 $x_n=1$ 和 $x_n=0$时，Bob 处噪声的有效方差分别为$N_o+1-\varepsilon$ 和 N_o。方框表示方差为 N_o 的符号，而圆盘表示方差为 $N_{o\varepsilon}=N_o+1-\varepsilon$的符号。下一节将讨论 SC-MAC 方案的误差分析。

表III：定理6中给出的 SC-MAC 误差项

$P_{1,\ MAC} = \quad 1-e^{\frac{-\psi}{N_o}}$	$P_{2,\ MAC} = \quad Q_1\left(\frac{\lvert C\rvert}{\sqrt{N_o/2}}, \frac{\sqrt{\eta}}{\sqrt{N_o/2}}\right)$	$P_{3,MAC} = \quad Q\left(\frac{\lvert h_{CB,n}\rvert d}{\sqrt{2N_o}}\right)$
$P_{4,MAC} = \quad e^{\frac{-\psi}{N_{o\varepsilon}}}$	$P_{5,MAC} = \quad 1-Q_1\left(\sqrt{\eta}, \frac{\sqrt{\eta}}{\sqrt{N_{o\varepsilon}/2}}\right)$	$P_{6,MAC} = \quad Q\left(\frac{\lvert h_{CB,n}\rvert d}{\sqrt{2N_{o\varepsilon}}}\right)$

定理6。 在高信噪比下，*SC-MAC*的错误概率并集界可近似表示为

$$rCl\frac{1}{2}\left(P_{1,MAC} + 2P_{2,MAC} + 2P_{3,MAC} + P_{4,MAC} + 2P_{5,MAC} + 2P_{6,MAC}\right), \tag{25}$$

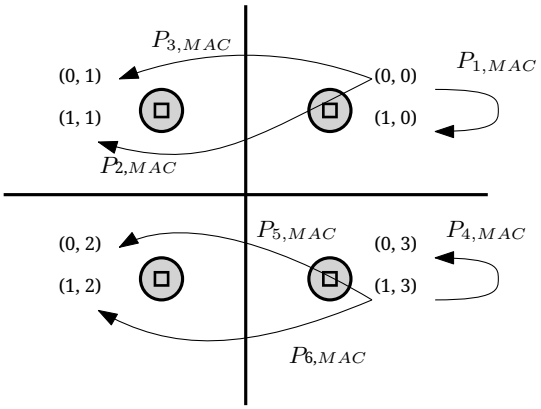

图7：Alice 和 Charlie 使用 SC-MAC 时共同生成的星座图。

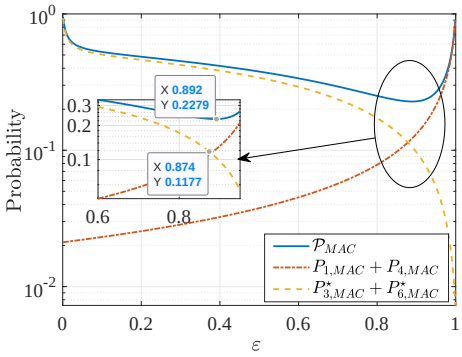

图 8：在 25 分贝下，P_{MAC} 及其递增项和递减项随 ε 的变化。

其中，(25) 中的各项误差项列于表*III*。此外，$\psi=\frac{N_oN_{o\varepsilon}}{N_o-N_{o\varepsilon}}\ln\left(\frac{N_o}{N_{o\varepsilon}}\right)$，$C=\frac{|h_{CB},\quad {}_n|dN_o}{N_o-N_{o\varepsilon}}$，$D=\frac{|h_{CB},\quad {}_n|dN_{o\varepsilon}}{N_o-N_{o\varepsilon}}$，以及 $\eta=\frac{N_oN_{o\varepsilon}}{N_o-N_{o\varepsilon}}\left[\ln\left(\frac{N_o}{N_{o\varepsilon}}\right)+\frac{|h_{CB},\quad {}_n|^2d^2}{N_o-N_{o\varepsilon}}\right]$ 是*Marcum-Q*函数的参数，其中，$d=2\sqrt{\varepsilon}\sin\frac{\pi}{M}$ 表示*Bob*接收到的星座点之间的最小欧几里得距离。

证明。 将对应于符号 x 和 y 的一对记为 (i,m)。设 $\nabla_{(i,m)\to(i',m')}$ 为事件 $(i,m)\neq(i',m')$，则当 (i,m) 被错误解码为 (i',m') 时，发送符号对

$$rCl\nabla_{(i,m)\to(i',m')}\triangleq\frac{g_{MAC}\left(r_B|x=i,y=e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m+1)},h_{CB}\right)}{g_{MAC}\left(r_B|x=i',y=e^{\iota\frac{\pi}{M}(2m'+1)},h_{CB}\right)}\leq 1. \tag{26}$$

因此，将发送符号对 (i,m) 解码为 (i',m') 的概率为 $\Pr((i,m)\to(i',m'))=\Pr\left(\nabla_{(i,m)\to(i',m')}\leq 1\right)$。若 $\Pr\left((\hat{i},\hat{m})\neq(i,m)\right)$ 表示传输对 (i,m) 的解码总误差概率，则 $\Pr\left((\hat{i},\hat{m})\neq(i,m)\right)$ 的上界为

$$rCl\Pr\left((\hat{i},\hat{m})\neq(i,m)\right)\leq\sum_{\substack{i'=0\\(i,m)\neq(i',m')}}^{1}\sum_{m'=0}^{M-1}\Pr\left(\nabla_{(i,m)\to(i',m')}\right), \tag{27}$$

其中，$(\hat{i},\hat{m})$ 是 Bob 处的解码对，对应于发送符号对 (i,m)。因此，若$P_{e,MAC}$ 表示 $2M$ 个符号的总体误差概率，则$P_{e,MAC}$ 的上界为$P_{e,MAC}\leq\frac{1}{2M}\sum_{i=0}^{1}\sum_{m=0}^{M-1}M\Pr((\hat{i},\hat{m})\neq(i,m))$。最后，考虑高信噪比下的最近邻，$P_{e,MAC}$ 可近似为式（25），式（25）中的各项误差项列于表III。此外，当 Charlie 使用 4–相移键控时，这些误差项也绘于图7中。

□

推论3。 利用引理*1*的结果，我们对$P_{2,MAC}$ 和$P_{3,MAC}$ 给出上界，分别为$2P_{2,MAC}\leq P_{1,MAC}$和$2P_{3,MAC}\leq P_{4,MAC}$。此外，利用 *Q* 函数的 *Chernoff*界，并对$P_{e,MAC}$在 h_{CB}的各次实现上取平均，可得 $\mathbb{E}_{h_{CB}}[P_{e,MAC}]\leq\mathcal{P}_{MAC}$，$P_{1,MAC}+P^{\star}_{3,MAC}+P_{4,MAC}+P^{\star}_{6,MAC}$，其中$P^{\star}_{3,MAC}=\frac{2N_o}{4N_o+d^2}$和$P^{\star}_{6,MAC}=\frac{2N_{o\varepsilon}}{4N_{o\varepsilon}+d^2}$。

观察式（23）时，　　我们注意到，当 $\varepsilon\to 1$时，Alice 的符号以较低的

能量传输，而 Charlie 则以较高的能量传输其符号。然而，当 $\varepsilon \to 0$ 时，与 Charlie 相比，Alice 的符号以更高的能量传输。因此，在极端范围内，Bob 处的联合误码率预计会较高，所以 Alice 和 Charlie 必须使用一个能使 Bob 处误码率最小化的ε 值。为了最小化 Bob 处的 P_{MAC}，我们提出如下优化问题。

$$rCl\varepsilon^{\dagger} = \arg\min_{\varepsilon} \qquad \mathcal{P}_{MAC}; \quad \text{s.t.: } 0 < \varepsilon < 1. \tag{28}$$

为了最小化 P_{MAC}，我们注意到，很容易证明 P_{MAC} 是关于 ε 的递增项与递减项之和。具体而言，利用引理 2 的结果，我们发现$P_{1,\ MAC} + P_{4,\ MAC}$是 ε 的递增函数，而 $P^{\star}_{3,\ MAC} + P^{\star}_{6,\ MAC}$是 ε 的递减函数，且递增项与递减项的交点接近 P_{MAC} 的唯一极小值。图 8 展示了这一观察结果，其中信噪比为 $= 25$ 分贝。与定理 5 类似，很容易证明，$P_{1,\ MAC} + P_{4,\ MAC}$ 和 $P^{\star}_{3,\ MAC} + P^{\star}_{6,\ MAC}$ 在 $\varepsilon \in$（0， 1）处有唯一交点。因此，可以使用 NR算法计算 $P_{1,\ MAC} + P_{4,\ MAC}$和 $P^{\star}_{3,\ MAC} + P^{\star}_{6,\ MAC}$的唯一交点。下一节将介绍 SC-MAC 方案的蒙特卡洛仿真，并展示其误差性能。

VI. 3ϕ DASC-MF 和 SC-MAC 方案的仿真结果

本节给出前几节提出的两种方案的仿真结果。蒙特卡洛仿真的参数如下：假设 Charlie 采用 4-PSK 信号传输，Alice 采用 OOK 信号传输。网络中的所有链路均经历瑞利衰落，因此 $\sigma^2_{AB} = \sigma^2_{CB} = 1$ and $\sigma^2_{AC} = 4$，从而使 Alice 到 Charlie 链路的信噪比相比多址信道中的 Alice至Bob链路提升 6 分贝。此外，假设 Bob 在 f_{CB}上拥有 Charlie至Bob链路的完美信道估计。并且，所有信道和噪声实现均统计独立。最后，Bob 和 Charlie 处的加性高斯白噪声方差为 $N_o = SNR^{-1}$。对于 3ϕ 方案，我们采用 $L = 200$ 和 $\Delta = 0.1$，以及以下三种时延模型，即 $\Theta = \lceil 10\log\ N_{\dagger C} \rceil$、 $\Theta = \lceil \log_2 N_{\dagger C} \rceil$和$\Theta = \lceil \frac{L}{2} \rceil$。由于 Θ是 Charlie 全双工架构的函数，只要满足$\Theta \leq \frac{L}{2}$，就能针对 Θ上的任意模型生成类似结果。

表 IV：不同 Θ 下使用精确方法和交集法计算的 $(N_{\dagger C}, \beta^{\dagger})$ 值

↓ Θ \ 信噪比 →	21 分贝		25 分贝		29 分贝	
	$(N^{\downarrow}_C, \beta^{\dagger})_{\mathrm{EM}}$	$(N^{\downarrow}_C,\ \beta^{\dagger})_{\mathrm{Int}}$	$(N^{\downarrow}_C,\ \beta^{\dagger})_{\mathrm{EM}}$	$(N^{\downarrow}_C,\ \beta^{\dagger})_{\mathrm{Int}}$	$(N^{\downarrow}_C, \beta^{\dagger})_{\mathrm{EM}}$	$(N^{\downarrow}_C, \beta^{\dagger})_{\mathrm{Int}}$
$\lceil 10\log_{10} N_C \rceil$	(125,0.8730)	(125, 0.9020)	(127,0.9220)	(127,0.9310)	(129, 0.9580)	(129, 0.9570)
$\lceil \log_2 N_C \rceil$	(126,0.8730)	(126, 0.9020)	(128,0.9220)	(128,0.9310)	(130, 0.9580)	(130, 0.9570)
$\lceil \sqrt{N_C} \rceil$	(122,0.8730)	(122, 0.9020)	(127,0.9220)	(127,0.9310)	(129, 0.9580)	(129, 0.9570)

表 V：使用穷举方法获得的各种 Θ 对应的 $(N_C^*,\ \beta^*)$ 值

$\downarrow \Theta \backslash\ \overrightarrow{SNR}$	21 分贝	25 分贝	29 分贝
$\lceil 10\log_{10} N_C \rceil$	(125, 0.8700)	(127, 0.9290)	(129, 0.9430)
$\lceil \log_2 N_C \rceil$	(126, 0.8700)	(128, 0.9290)	(130, 0.9430)
$\lceil \sqrt{N_C} \rceil$	(122, 0.8700)	(127, 0.9290)	(129, 0.9430)

表 VI：使用穷举搜索和交集法获得的 ε 值（针对 SC-MAC）

$\downarrow \varepsilon \backslash\ \overrightarrow{SNR}$	19 分贝	21 分贝	25分贝	29 分贝
$\varepsilon_{\text{ES}}^*$	0.8080	0.8700	0.8920	0.9250
$\varepsilon_{\text{Int}}^\dagger$	0.7820	0.8510	0.8740	0.9190

为了展示 3ϕ 方案的误差性能，我们首先使用以下三种方法计算 (N_C, β) 的近似最优值：i）穷举搜索（ES），ii）精确方法（EM），以及 iii） N_C-β 优化算法。对于穷举搜索，我们使用蒙特卡洛仿真，根据经验计算式 (6) 中的总体误差概率，然后针对给定的 Θ 和信噪比，穷举搜索使式 (6) 最小的 (N_C^*, β^*)。 N_C 的步长为 1，而 $\beta \in (0, 1)$ 的步长为10^{-3}。对于精确方法，我们使用推论 1和推论 2 中提出的上界，并针对给定的 Θ和信噪比，穷举搜索使式 (21) 最小的 $(N\dagger_C, \beta^\dagger)$。此处，$\beta$的分辨率与穷举搜索所用的相同。最后，我们按照算法1中的说明，使用 N_C-β优化算法计算 $(N\dagger_C, \beta^\dagger)$。表 IV 列出了使用精确方法和 N_C-β 优化算法，在不同 Θ 和信噪比组合下得到的 $N_C^\dagger$ 和 $\beta^\dagger$ 。此外，对于相同的 Θ 和信噪比，表 V 还列出了使用穷举搜索得到的$N_C^\dagger$ 和 $\beta^\dagger$ 。从表 IV 和表 V 可以看出，得到的 N_C 和 β 较为接近。此外，我们还观察到，所需的 $N_C^\dagger$ 随信噪比增加。这是因为，尽管我们将多址信道中 Alice至Bob链路上来自 Alice 的干扰上界设为 ΔN_o，Charlie 仍使用相同的能量 ΔN_o 来解码 Alice 的符号。因此，随着信噪比增加， N_o 降低，Charlie 需要更多接收天线才能可靠地解码 Alice 的符号。类似地，对于 SC-MAC 方案，表 VI 列出了在不同信噪比下，使用穷举搜索法和交集法得到的 ε 。对于穷举搜索，我们以 10^{-3}为步长，穷举搜索使经验计算得到的平均误差概率最小的 $\varepsilon \in (0,1)$值。从表中可以看出，使用两种方法得到的 ε 较为接近。

在图9中，我们绘制了采用 3ϕ DASC-MF方案（针对 Θ上的不同模型）和SC-MAC方案时，Bob处Alice和Charlie的联合符号错误率（SER），即联合误差性能随信噪比的变化曲线。在 3ϕ DASC-MF中，对于每个模型，我们首先使用穷举搜索（ES）、精确方法（EM）和 N_C-β 优化算法获得(N_C, β)对的值，然后通过蒙特卡洛仿真获得联合符号错误率。同样，对于SC-MAC方案，我们首先使用穷举搜索方法和交集法获得 ε的值，然后计算联合符号错误率。显然，两种方案的联合符号错误率均随信噪比升高而降低。我们还注意到，在 3ϕDASC-MF方案所考虑的三个模型中，当 $\Theta = \lceil \log_2 N\dagger_C \rceil$时，误差性能最佳

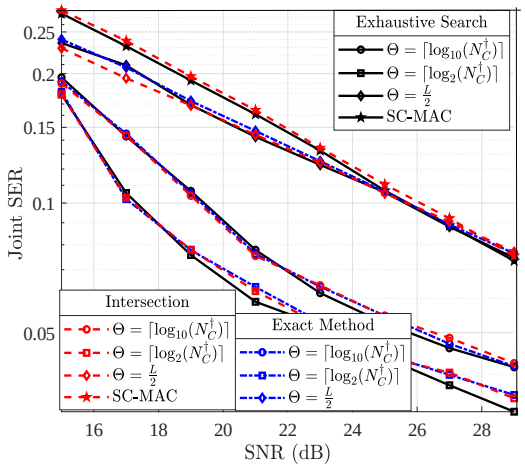

图9：使用 3ϕ DASC-MF 和 SC-MAC 时的联合符号错误率。

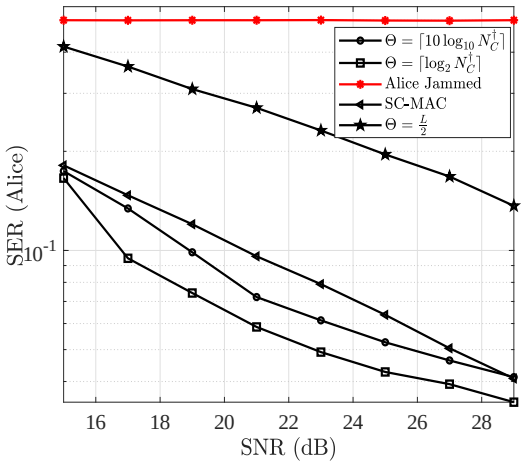

图10：使用 3ϕ DASC-MF 和 SC-MAC 时的 SER（Alice）。

$\frac{\Theta}{L}$在 $\Theta = \lceil \log_2 N_{\dagger C} \rceil$时最小，从而减少了第三阶段解码的符号比例。此外，比较SC-MAC和 3ϕ DASC-MF方案时，我们注意到，对于 Θ上假设的模型，SC-MAC并非最优。这是因为在整个 3ϕ DASC-MF方案中，Bob利用多址信道（MAC）的相干Charlie至Bob链路解码Alice的大多数符号；而在SC-MAC中，Bob利用多址信道的非相干Alice至Bob链路解码Alice的所有符号。因此，SC-MAC中的Alice符号比 3ϕ DASC-MF中的解码可靠性更高。

最后，图10绘制了实施所提出方案前后 Alice 误差性能的提升情况。值得注意的是，尽管在 $\Theta = \frac{L}{2}$ 时，SC-MAC 的联合误差性能不如 3ϕ DASC-MF，但在仅考虑 Bob 处 Alice 的 SER 时，$\Theta = \frac{L}{2}$ 时 SC-MAC 的表现优于 3ϕ DASC-MF。这是因为在 SC-MAC 中，Bob 在整个时段内解码两个符号，即 Alice 当前的符号和 Charlie 当前的符号。相比之下，在 $\Theta = \frac{L}{2}$ 时，Bob 解码三个符号，即 Alice 当前的符号、Charlie 当前的符号以及延迟了 Θ 个符号的 Alice 符号。因此，对于 $\Theta = \frac{L}{2}$，Alice 的误码率较高。总体而言，从图中可以清楚地看出，SC-MAC 能帮助 Alice 在时延约束内躲避 Dave 发起的干扰攻击；不过，与 3ϕ DASC-MF方案相比，它并非最优。尽管如此，在 $\Theta \geq \frac{L}{2}$ 时，它仍是一个不错的选择。

VII. 隐蔽性分析

如第 II 节所述，干扰攻击后，Dave 使用能量检测器检测网络中所有频率上的平均能量水平变化。由于 Alice 和 Charlie 使用 f_{AB} 和 f_{CB} 执行对抗措施，因此我们的分析仅限于这些频率。由此，在本文中，如果 Dave 无法检测到 f_{AB} 和 f_{CB}上的平均能量级变化，我们就称该缓解方案是隐蔽的。此外，在本节中，我们假设 Dave 知道 Alice 到 Dave 链路和 Charlie 到 Dave 链路的信道统计信息，但不知道这些链路的信道系数。

A. 使用 3ϕ *DASC-MF* 中继方案时能量检测器的隐蔽性分析

本节首先讨论使用 3ϕ DASC-MF 时，Dave 对 f_{AB} 和 f_{CB} 进行的能量检测，然后计算 f_{AB} 和f_{CB}上的虚警概率和漏检概率。在执行干扰攻击之前，Dave 会在 f_{AB} 和 f_{CB} 上收集一帧包含 L 个符号的数据，并计算其平均能量。干扰攻击发生之前，Dave 接收到的 n^{th} 符号在 f_{AB}和 f_{CB} 上分别表示为

$$rClr_{D,AB,n} = h_{AD,n}x_n + w_{D,AB,n}, \quad 1 \le n \le L, \tag{29}$$

$$r_{D,CB,n} = h_{CD,n}y_n + w_{D,CB,n}, \quad 1 \le n \le L, \tag{30}$$

其中，$h_{AD,n} \sim$ CN (0, 1)，$h_{CD,n} \sim$ CN (0, $1+\partial$) 分别为 Alice 到 Dave 链路和 Charlie 到 Dave 链路的信道系数，且 ∂ 表示 Alice 到 Dave 链路与 Charlie 到 Dave 链路方差的相对差异。此外，$w_{D,AB,n} \sim$ CN (0, $\tilde{N}_o$) 是 Dave 在 f_{AB} 上接收到的等效加性高斯白噪声，其中 $\tilde{N}_o = N_o + \sigma_{DD}^2$，$\sigma_{DD}^2$为 Dave 处残余自干扰的方差，$N_o$为 Dave 处加性高斯白噪声的方差。此外，$w_{D,CB,n} \sim$ CN (0, N_o) 是 Dave 在f_{CB}上接收到的加性高斯白噪声。由于 $r_{D,AB,n}$ 和 $r_{D,CB,n}$ 在 n 上统计独立，根据大数弱律，$\frac{1}{L}\sum_{n=1}^{L}|r_{D,AB,n}|^2 \to \mathrm{E}_{AB}$ 和 $\frac{1}{L}\sum_{n=1}^{L}|r_{D,CB,n}|^2 \to \mathrm{E}_{CB}$ 依概率成立，因此 $\mathrm{E}_{AB} = \tilde{N}_o + 0.5$ 和 $\mathrm{E}_{CB} = N_o + 1 + \partial$。然而，由于短数据包长度，在 f_{AB} 和f_{CB} 上测得的平均能量并不等于 E_{AB} 和 E_{CB}。因此，若 H_0 表示未实施任何对策的假设，则 f_{AB} 和 f_{CB} 上的虚警概率定义如下。

定义1。 f_{AB}上的虚警概率记为$\mathbf{P}_{FA,\ AB}$ 表示为$\mathbf{P}_{FA,\ AB} = \Pr(|\mathcal{U}_{L,\ AB} - \mathcal{E}_{AB}| \ge \nu_{AB}|\mathcal{H}_0\ true)$，其中，$\mathcal{U}_{L,\ AB}$ 表示与*Dave*在 f_{AB} 接收到的 L 符号的平均能量相对应的随机变量（*RV*），$\nu_{AB} > 0$ 是*Dave*选择的参数。

定义2。 f_{CB}上的虚警概率记为$\mathbf{P}_{FA,\ CB}$ 表示为$\mathbf{P}_{FA,\ CB} = \Pr(|\mathcal{U}_{L,\ CB} - \mathcal{E}_{CB}| \ge \nu_{CB}|\mathcal{H}_0\ true)$，对于 $\nu_{CB} > 0$，其中，$\mathcal{U}_{L,\ CB}$ 表示与*Dave*在 f_{CB} 接收到的 L 符号的平均能量相对应的随机变量（*RV*），ν_{CB} 是*Dave*选择的参数。

当 $\tilde{N}_o \ll 1$时，$\mathrm{U}_{L,AB}$ 的分布可近似为 $\frac{1}{2^L}\sum_{l=0}^{L}\binom{L}{l}\mathrm{G}\left(l, \frac{1}{L}\right)$，其中 G(·, ·) 表示伽马分布 [19, 定理 5]。类似地，当 $N_o \ll 1$时，$\mathrm{U}_{L,CB}$ 的分布可近似为 $\frac{1}{2^L}\sum_{l=0}^{L}\binom{L}{l}\mathrm{G}\left(l, \frac{1+\partial}{L}\right)$。因此，当 $N_o \ll 1$ 和 $N_o \ll 1$时，$\mathbf{P}_{FA,AB}\tilde{}$ 和 $\mathbf{P}_{FA,CB}$ 的表达式可分别近似为

$$rCl\mathbf{P}_{FA,AB} \approx \frac{1}{2^L}\left[\sum_{l=0}^{L}\binom{L}{l}\frac{\gamma\left(l, L\left(\mathcal{E}_{AB} - \nu_{AB}\right)\right)}{\Gamma(l)} + \sum_{l=0}^{L}\binom{L}{l}\frac{\Gamma\left(l, L\left(\mathcal{E}_{AB} + \nu_{AB}\right)\right)}{\Gamma(l)}\right], \tag{31}$$

$$\mathbf{P}_{FA,CB} \approx \frac{1}{2^L}\left[\sum_{l=0}^{L}\binom{L}{l}\frac{\gamma\left(l, \frac{L}{1+\partial}\left(\mathcal{E}_{CB} - \nu_{CB}\right)\right)}{\Gamma(l)} + \sum_{l=0}^{L}\binom{L}{l}\frac{\Gamma\left(l, \frac{L}{1+\partial}\left(\mathcal{E}_{CB} + \nu_{CB}\right)\right)}{\Gamma(l)}\right], \tag{32}$$

其中 ν_{AB} 和 ν_{CB} 由 Dave 决定。然而， ν_{AB} 和 ν_{CB} 的值较小时，往往会导致较高的虚警率；而 ν_{AB} 和 ν_{CB} 的值较大时，则会导致较高的漏检率。因此，Dave 必须谨慎选择 ν_{AB} 和 ν_{CB} 的值，以尽量降低虚警概率和漏检概率。本节余下部分将讨论在给定 ν_{AB} 和 ν_{CB} 的取值时，采用 3ϕ DASC-MF 方案后， f_{AB} 和 f_{CB} 上的漏检概率。为计算漏检概率，我们首先给出 Dave 在 f_{AB} 上观测到的符号，然后刻画 f_{AB} 上的漏检概率。类似地，我们随后将刻画 f_{CB} 上的漏检概率。回顾一下，Alice 和 Charlie 使用来自预共享Gold序列的 OOK符号，将它们的剩余能量协同注入 f_{AB}。因此，如果 $b_n \in \{0,1\}$ 表示 Alice 和 Charlie 联合发送的 n^{th} OOK 比特，而 $r^{\dagger}_{D,AB,n}$ 表示 Dave 接收到的 n^{th} 基带符号，那么

$$r^{\dagger}_{D,AB,n} = \begin{cases} \sqrt{\alpha}h_{AD,n}b_n + \sqrt{1-\alpha}h_{CD,n}b_n + w_{D,AB,n}, & \text{if } 1 \le n \le L-\Theta, \quad (33a) \\ \sqrt{\beta^{\dagger}}h_{AD,n}b_n + \sqrt{1-\beta^{\dagger}}h_{CD,n}b_n + w_{D,AB,n}, & \text{if } L-\Theta+1 \le n \le L. \quad (33b) \end{cases}$$

令 H_1 表示实施了对策的假设，则形式上，Dave 对 f_{AB} 的漏检概率如下所示。

定义3。 令$\mathcal{V}_{L,AB}$ 表示在使用 3ϕ *DASC-MF*方案后， f_{AB} 上 L 符号的平均能量所对应的随机变量。因此，漏检概率记为$\mathbf{P}^{3\phi}_{MD,AB}$，其值为$\mathbf{P}^{3\phi}_{MD,AB}$ $=\Pr(|\mathcal{V}_{L,AB} - \mathcal{E}_{AB}| \le \nu_{AB} | \mathcal{H}_1$ 为真$)$，其中 $\nu_{AB} > 0$。

利用 (33a) 和 (33b)，现在我们将刻画 $\mathrm{P}^{3\phi}_{MD,AB}$。令$v_{n_1,AB}$ 表示对应于$|r^{\dagger}_{D,AB,n_1}|^2$的随机变量，使得 $1 \le n_1 \le L-\Theta$，并令$v_{n_2,AB}$表示对应于$|r^{\dagger}_{D,AB,n_2}|^2$的随机变量，使得 $L-\Theta+1 \le n_2 \le L$。因此，$\mathrm{V}_{L,AB} = \mathrm{V}_{L_1,AB} + \mathrm{V}_{L_2,AB}$，使得$\mathrm{V}_{L_1,AB} = \frac{1}{L}\sum_{n_1=1}^{L-\Theta} v_{n_1,AB}$ 以及$\mathrm{V}_{L_2,AB} = \frac{1}{L}\sum_{n_2=L-\Theta+1}^{L} v_{n_2,AB}$。在下一个引理中，我们计算 $\mathrm{V}_{L_1,AB}$ 和 $\mathrm{V}_{L_2,AB}$ 的概率密度函数。

引理3。 当 $\tilde{N}_o \ll 1$ 时，$\mathcal{V}_{L_1,\ AB}$ 的分布近似为 $\frac{1}{2^{L-\Theta}}\sum_{l=0}^{L-\Theta}\binom{L-\Theta}{l}\mathrm{G}\left(l, \frac{\mathcal{A}}{L}\right)$，其中 $\mathcal{A} = \alpha + (1-\alpha)(1+\partial)$。类似地，$\mathcal{V}_{L_2,\ AB}$ 的分布近似为 $\frac{1}{2^{\Theta}}\sum_{l=0}^{\Theta}\binom{\Theta}{l}\mathrm{G}\left(l, \frac{\mathcal{B}}{L}\right)$，其中 $\mathcal{B} = \beta^{\dagger} + (1-\beta^{\dagger})(1+\partial)$。

最后，$\frac{1}{2^{L-\Theta}}\sum_{l=0}^{L-\Theta}\binom{L-\Theta}{l}\mathrm{G}\left(l, \frac{\mathcal{A}}{L}\right) * \frac{1}{2^{\Theta}}\sum_{l=0}^{\Theta}\binom{\Theta}{l}\mathrm{G}\left(l, \frac{\mathcal{B}}{L}\right)$ 给出了 $\mathrm{V}_{L,\ AB}$的分布，其中 $*$de- 表示线性卷积。利用 $\mathrm{V}_{L,\ AB}$的分布，可以直接计算出 $\mathbf{P}^{3\phi}_{MD,\ AB}$。

注4. 如果 $\partial = 0$，那么对于所有 $\nu_{AB} > 0$，$\mathbf{P}_{FA,AB} + \mathbf{P}^{3\phi}_{MD,AB} = 1$ 。

尽管注4从理论上保证了$\mathbf{P}_{FA,AB} + \mathbf{P}^{3\phi}_{MD,AB} = 1$，但在第 VII-C 节中，通过蒙特卡洛仿真，我们表明对于 ∂ 的各种取值，$\mathbf{P}_{FA,AB} + \mathbf{P}^{3\phi}_{MD,AB}$ 接近于 1。

我们现在计算 p 在 f_{CB}上的漏检概率，记为$\mathbf{P}^{3\phi}_{MD,\ CB}$。为了计算

$\mathbf{P}^{3\phi}_{MD,\ CB}$，我们首先观察 Dave 在 f_{CB}上接收到的符号，记为 $r^{\dagger}_{D,\ CB,\ n}$，然后刻画其概率密度函数。因此，Dave 在 f_{CB} 上接收到的 n^{th} 基带符号为

$$r^{\dagger}_{D,CB,n}=\begin{cases}\sqrt{1-\alpha}h_{AD,n}x_n+\sqrt{\alpha}h_{CB,n}y_n+w_{CB,n}, & \text{if } 1\le n\le \Theta, \quad (34a)\\ \sqrt{1-\alpha}h_{AD,n}x_n+h_{CB,n}t_n+w_{CB,n}, & \text{if } \Theta+1\le n\le L-\Theta, \quad (34b)\\ \sqrt{1-\beta^{\dagger}}h_{AD,n}x_n+\sqrt{\beta^{\dagger}}h_{CB,n}s_n+w_{CB,n}, & \text{if } L-\Theta+1\le n\le L, \quad (34c)\end{cases}$$

其中 $\alpha=1-\Delta N_o$。令 $v_{n_1,CB}$, $v_{n_2,CB}$ 和 $v_{n_3,CB}$ 分别表示对应于 $|r^{\dagger}_{D,CB,n_1}|^2$,$|r^{\dagger}_{D,CB,n_2}|^2$ 以及 $|r^{\dagger}_{D,CB,n_3}|^2$ 的随机变量，使得 $1\le n_1\le\Theta$, $\Theta+1\le n_2\le L-\Theta$ 和 $L-\Theta+1\le n_3\le L$。因此，L 个符号在 f_{CB} 上的平均能量所对应的随机变量，记为 $\mathrm{V}_{L,CB}$，可表示为 $\mathrm{V}_{L,CB}=\mathrm{V}_{L_1,CB}+\mathrm{V}_{L_2,CB}+\mathrm{V}_{L_3,CB}$，其中 $\mathrm{V}_{L_1,CB}=\frac{1}{L}\sum_{n_1=1}^{\Theta}v_{n_1,CB}$、$\mathrm{V}_{L_2,CB}=\frac{1}{L}\sum_{n_2=\Theta+1}^{L-\Theta}v_{n_2,CB}$ 和 $\mathrm{V}_{L_3,CB}=\frac{1}{L}\sum_{n_3=L-\Theta+1}^{L}v_{n_3,CB}$。利用 $\mathrm{V}_{L,CB}$，我们正式定义 Dave 在测量 f_{CB} 上的平均能量水平时的漏检概率。

定义 4. 给定$\mathcal{H}_1$ 为真时，*Dave* 在 f_{CB} 上测量平均能量水平时的漏检概率，记为$\mathbf{P}^{3\phi}_{MD,\ CB}$，可表示为$\mathbf{P}^{3\phi}_{MD,\ CB}=\Pr(|\mathcal{V}_{L,\ CB}-\mathcal{E}_{CB}|\le\nu_{CB}|\mathcal{H}_1\text{ 真})$。

命题 1. 当 $N_o\ll 1$ 且 $\alpha=1-\Delta N_o$ 时，$\mathcal{V}_{L_1,\ CB}$ 和 $\mathcal{V}_{L_2,\ CB}$ 的分布分别近似为 $\frac{1}{2^{\Theta}}\sum_{l=0}^{\Theta}\binom{\Theta}{l}\mathrm{G}\left(l,\frac{1}{L}\right)$ 和 $\frac{1}{2^{L-2\Theta}}\sum_{l=0}^{L-2\Theta}\binom{L-2\Theta}{l}\mathrm{G}\left(l,\frac{1}{L}\right)$。因此，$\frac{1}{L}\sum_{n=1}^{L-\Theta}|r^{\dagger}_{D,\ CB,\ n}|^2$ 的分布可近似为 $\frac{1}{2^{L-\Theta}}\sum_{l=0}^{L-\Theta}\binom{L-\Theta}{l}\mathrm{G}\left(l,\frac{1}{L}\right)$。

根据命题 1，我们观察到，对于 $1\le n\le L-\Theta$, $|r^{\dagger}_{D,CB,n}|^2$ 的分布与$|r_{D,CB,n}|^2$的分布近似相同。这表明，在实施 3ϕ DASC-MF方案后，Charlie 仅控制前 $L-\Theta$ 个符号期间 f_{CB} 上的能量水平。然而，在第三阶段，即 $L-\Theta+1\le n\le L$期间，如表 IV 所示，Alice 和 Charlie 使用的能量分割因子 $\beta^{\dagger}$ 偏离了 1。因此，当 Alice 发送零突发时，Dave 在 f_{CB} 处观测到的能量可能低于 E_{CB}，从而导致 Dave 处的检测概率更高。尽管 Alice 和 Charlie 可以选择使用接近 1 的 $\beta^{\dagger}$，但这会增加 Alice 当前符号的错误判决比例。

虽然我们能够推导出 f_{AB}上的检测概率，但由于 3ϕ DASC-MF 的第三阶段所导致的密度函数难以处理，我们无法推导出 f_{CB}上的检测概率的闭式表达式。不过，我们在第 VII-C 节给出了检测方面的仿真结果。

B. 使用 *SC-MAC* 方案时能量检测器的隐蔽性分析

按照第 VII-A 节的类似思路，本节定义 Alice 和 Charlie 使用 SC-MAC 时，Dave 对 f_{AB} and f_{CB} 的漏检概率。

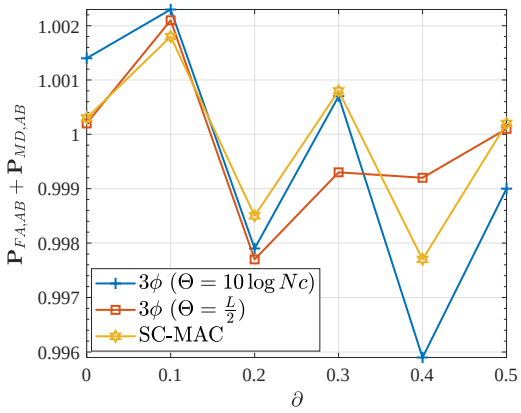

图11：$\mathbf{P}_{FA,AB} + \mathbf{P}_{MD,AB}$ 关于 ∂的函数，取值为 f_{AB}。

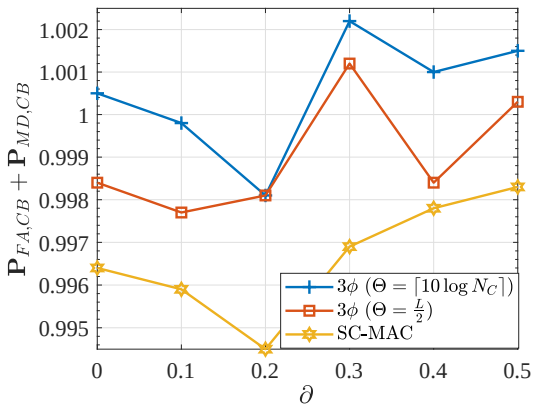

图12：$\mathbf{P}_{FA,CB} + \mathbf{P}_{MD,CB}$ 关于 ∂的函数，取值为 f_{CB}。

定义 *5*。*Dave* 的能量检测器对 f_{AB} *and* f_{CB} 的漏检概率分别记为 $P_{MD}^{MAC},_{AB}$ 和 $P_{MD}^{MAC},_{CB}$。此外，$P_{MD}^{MAC},_{AB} = Pr\,(|W_{L,AB} - E_{AB}| \leq \nu_{AB}|H_1\ true)$，且 $P_{MD}^{MAC},_{CB} = Pr\,(|W_{L,CB} - E_{CB}| \leq \nu_{CB}|H_1\ true)$，其中 $W_{L,AB}$ 和 $W_{L,CB}$ 是随机变量，分别表示 *Dave* 在 f_{AB} 和 f_{CB} 上接收到的 L 符号的平均能量。

$W_{L,AB}$ 和$W_{L,CB}$ 的分布可以分别按照与$V_{L,AB}$ 和$V_{L,CB}$类似的方法计算。值得注意的是，由于 L 个符号构成的整个帧在能量上采用非协调方式，因此，$\mathbf{P}_{FA,AB} + \mathbf{P}_{MD}^{MAC},_{AB}$和$\mathbf{P}_{FA,CB} + \mathbf{P}_{MD}^{MAC},_{CB}$之和应偏离1，这表明与 3ϕ DASC-MF方案相比，Dave更有可能检测到SC-MAC。

C. 仿真结果

本节给出结果，以展示所提出方案的隐蔽性。除上述参数外，我们还使用 $\nu_{AB} = \nu_{CB} = 10^{-3}$。在图11中，我们首先绘制两种所提方案的$P_{FA,AB}+P_{MD,AB}$随 ∂ 变化的曲线，信噪比为 $= 25$ 分贝，并观察到在所考虑的 ∂范围内，该和值接近1。在图12中，我们绘制两种方案的$P_{FA,CB}+P_{MD,CB}$，也观察到类似的行为。我们注意到，当 $\Theta = \frac{L}{2}$ 时，恰好有 $\frac{L}{2}$ 个符号以非协调方式传输，因此，$P_{FA,CB}+P_{MD,CB}$略高于SC-MAC，此时所有 L个符号在能量上均采用非协调方式。然而，由于 3ϕ DASC-MF方案的非协调符号数量最少，其$P_{FA,CB}+P_{MD,CB}$最大，并且对于 $\partial \in [0, 0.5]$的所有取值都接近1。

VIII. 结论与未来工作

本文提出了一种延迟感知半相干复用转发协作框架，以缓解全双工反应式干扰对手造成的影响。该框架的一项显著特点是，辅助节点使用实用的全双工无线电，将受害者的低时延符号转发至目的端。在此过程中，辅助节点将受害者的符号与自身的符号复用，以便目的端进行联合解码。我们首先使用参数 Θ 对辅助节点的处理时延进行建模，然后

证明了来自两个用户的符号会在不同的符号间隔内到达目的端，从而导致解码复杂。此外，我们还指出，两个用户的符号在能量上并不协调，因此对手会使用能量检测器进行检测。为解决这些问题，我们基于时延参数Θ提出了两种缓解方案。当 $\Theta \leq \frac{L}{2}$ 时，我们提出了 3ϕ 延迟感知半相干复用转发方案，其中合法用户使用两个能量分配因子 α 和 β发送符号，目的端则通过由 Θ参数化的三个阶段对其进行解码。我们还提出了一种半相干多址信道方案，当 $\Theta > \frac{L}{2}$ 时，由于 Θ较大，辅助节点不会解码受害者的符号，而是由受害者和辅助节点使用能量分割因子 ε向目的端发送各自的符号。对于这两种方案，我们都为最小化误码率的优化问题提供了能量分配因子的近最优解。最后，我们证明了受害者能够在不被对手检测到的情况下，遵守时延约束并可靠地与目的端通信。

未来工作有多个方向。作为针对干扰并测量型对手的缓解策略的一部分，可以在使用具备时延感知能力的全双工辅助节点时，为快衰落信道设计非相干星座。此外，在本研究中，我们始终假设对手能够完美消除其在受害者频段上的干扰能量。然而，研究对手使用实用全双工无线电时缓解策略的影响，仍是一个尚待解决的问题。

参考文献

[1] Y. Qian、F. Ye 和 H.-H. Chen，《5G无线网络安全》，2022年，第279–310页。[2] N. V. Huynh、D. T. Hoang、D. N. Nguyen、E. Dutkiewicz 和 M. Mueck，“以无限功率击败智能反应式干扰器”，载于*2020*年 *IEEE* 无线通信与网络会议（*WCNC*），2020年，第1–6页。[3] V.-L. Nguyen、P.-C. Lin、B.-C. Cheng、R.-H. Hwang 和 Y.-D. Lin，“6G 的安全与隐私：前瞻性技术与挑战综述”，*IEEE* 通信调查与教程，第23卷，第4期，第2384–2428页，2021年。[4] D. Bharadia、E. McMilin 和 S. Katti，“全双工无线电”，载于*ACM SIGCOMM 2013* 年 *SIGCOMM* 会议论文集，2013年，第375–386页。[5] L. Anttila、V. Lampu、S. A. Hassani、P. P. Campo、D. Korpi、M. Turunen、S. Pollin 和 M. Valkama，“使用软件定义无线电设备实现全双工：算法、现场可编程门阵列实现与实时结果”，*IEEE* 无线通信汇刊，第20卷，第4期，第2205–2220页，2021年。[6] A. Sabharwal、P. Schniter、D. Guo、D. W. Bliss、S. Rangarajan 和 R. Wichman，“带内全双工无线通信：挑战与机遇”，*IEEE* 选定通信领域期刊，第32卷，第9期，第1637–1652页，2014年。[7] J. I. Choi、M. Jain、K. Srinivasan、P. Levis 和 S. Katti，“实现单信道全双工无线通信”，载于第十六届移动计算与网络年度国际会议论文集，2010年，第1–12页。[8] A. Sahai、G. Patel、C. Dick 和 A. Sabharwal，“理解相位噪声对无线全双工主动抵消的影响”，载于*2012* 年第四十六届阿西洛马会议：信号、系统与计算会议记录（*ASILOMAR*）。IEEE，2012年，第29–33页。[9] M. Jain、J. I. Choi、T. Kim、D. Bharadia、S. Seth、K. Srinivasan、P. Levis、S. Katti 和 P. Sinha，“实用的实时全双工无线通信”，载于第十七届移动计算与网络年度国际会议论文集，2011年，第301–312页。

[10] T. Riihonen、S. Werner 和 R. Wichman，“全双工 MIMO 中继中的环回自干扰缓解”，IEEE 信号处理汇刊，第59卷，第12期，第5983–5993页，2011年。[11] M. Amjad、F. Akhtar、M. H. Rehmani、M. Reisslein 和 T. Umer，“认知无线电网络中的全双工通信：综述”，IEEE 通信调查与教程，第19卷，第4期，第2158–2191页，2017年。[12] Y. Liao、L. Song、Z. Han 和 Y. Li，“全双工认知无线电：提升频谱利用率的新设计范式”，IEEE 通信杂志，第53卷，第5期，第138–145页，2015年。[13] S. K. Sharma、T. E. Bogale、L. B. Le、S. Chatzinotas、X. Wang 和 B. Ottersten，“采用全双工技术的 5G 无线网络动态频谱共享：最新进展与研究挑战”，IEEE 通信调查与教程，第20卷，第1期，第674–707页，2018年。[14] X. Wang、M. Jia、Q. Guo、I. W.-H. Ho 和 F. C.-M. Lau，“采用协作非正交多址接入的全双工中继认知无线电网络”，IEEE 系统期刊，第13卷，第4期，第3897–3908页，2019年。[15] V. Chaudhary 和 J. Harshan，“通过全双工无线电缓解干扰攻击的快速转发中继方案”，载于2020年 IEEE 第31届个人、室内和移动无线电通信国际年会，2020年，第1–7页。[16] V. Chaudhary 和 H. Jagadeesh，“针对认知对手的快速转发缓解方案”，IEEE 认知通信与网络汇刊，第7卷，第4期，第1304–1319页，2021年。[17] V. Chaudhary 和 J. Harshan，“应对全双工干扰攻击的非相干快速转发中继”，载于2021年 IEEE 全球通信大会（GLOBECOM），2021年，第1–6页。[18] ——，“遭受攻击时低语：抵御全双工干扰的时延容忍快速转发中继”，载于2022年第14届通信系统与网络国际会议（COMSNETS），2022年，第163–171页。[19] V. Chaudhary 和 H. Jagadeesh，“用于缓解全双工干扰攻击的非相干快速转发中继星座设计”，IEEE 通信汇刊，第1–1页，2022年。[20] D. Bharadia 和 S. Katti，“全双工 MIMO 无线电”，载于第11届 USENIX 网络系统设计与实现研讨会（NSDI 14）。USENIX 协会，2014年4月，第359–372页。[21] ——，“Fastforward：快速且具构造性的全双工中继”，ACM SIGCOMM 计算机通信评论，第44卷，第4期，第199–210页，2014年。[22] G. Zheng、I. Krikidis、J. Li、A. P. Petropulu 和 B. Ottersten，“利用全双工干扰接收机提升物理层保密性”，IEEE 信号处理汇刊，第61卷，第20期，第4962–4974页，2013年。[23] J. Xu、L. Duan 和 R. Zhang，“衰落信道中的认知干扰主动窃听”，IEEE 无线通信汇刊，第16卷，第5期，第2790–2806页，2017年。[24] X. Hu、C. Kai、Z. Guo 和 J. Gao，“用于保护无线通信的快速转发全双工协作中继方案”，IEEE 信号处理快报，第26卷，第5期，第775–779页，2019年。[25] J. Harshan 和 Y.-C. Hu，“来自地狱的认知无线电：直接序列扩频翻转攻击”，载于2018年 IEEE 无线通信与网络会议（WCNC）。IEEE，2018年，第1–6页。[26] H. Jagadeesh 和 Y.-C. Hu，“全双工无线电对跳频的卷积攻击”，IEEE 车辆技术汇刊，第68卷，第6期，第5642–5656页，2019年。[27] M. K. Hanawal、D. N. Nguyen 和 M. Krunz，“ 采用带内全双工无线电的认知网络：干扰攻击与对策 ”，IEEE 认知通信与网络汇刊，第 6 卷，第 1 期，第 296–309 页，2020年。[28] 3GPP TS38.211，“新空口；物理信道与调制”，v15.3.0，2018年9月。[29] M. Lichtman、R. P. Jover、M. Labib、R. Rao、V. Marojevic 和 J. H. Reed，“LTE/LTE-A 干扰、欺骗与嗅探：威胁评估与缓解”，IEEE 通信杂志，第54卷，第4期，第54–61页，2016年。[30] J. G. Proakis 和 M. Salehi，《数字通信》。麦格劳-希尔高等教育出版社，第5版增订版，2007年。