

基于 DSMT 证据折扣理论的短波多通道信息融合方法

李俊兵¹, 曾孝平¹, 李国军², 叶昌荣²

(1. 重庆大学微电子与通信工程学院, 重庆 400040; 2. 重庆邮电大学超视距可信信息传输研究所, 重庆 400065)

摘要: 针对由于短波信道复杂恶劣、通道信息间冲突突出, 经典合并方式对短波多通道信息合并效果不佳问题, 提出基于 DSMT 证据折扣理论的短波多通道信息融合方法。以 DSMT 证据折扣理论作为融合框架, 实现对短波多通道信息融合推理判决。首先, 归一化 OFDM 帧的相对包络标准差, 并通过相对包络标准差与折扣因子计算得到折扣权重。然后, 通过比特软信息提取函数获得比特概率, 以比特概率对基本信任分配函数定量赋值来作为证据。最后, 以 PCR6 融合规则对多通道软信息进行融合推理判决。在多种信道条件、多种调制方式下与经典合并方式的对比仿真实验表明, 所提方法可以获得明显的误码率增益和误包增益。

关键词: 短波信道; 信息融合; 证据折扣理论; 折扣权重; 比特概率

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024048

Shortwave multichannel information fusion method based on DSMT evidence discount theory

LI Junbing¹, ZENG Xiaoping¹, LI Guojun², YE Changrong²

1. School of Microelectronics and Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400040, China

2. Lab of BLOS Reliable Information Transmission of Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: In response to the problem of poor performance of classical fusion methods in combining multiple shortwave channel information due to the complexity and harshness of shortwave channels and prominent conflicts among channel information, a shortwave multi-channel information fusion method based on the DSMT evidence discounting theory was proposed. The DSMT evidence discounting theory was employed as the fusion framework to achieve fusion, inference, and decision-making of multiple shortwave channel information. Firstly, the relative envelope standard deviation of the OFDM frame was normalized, and the discount weight was calculated through the relative envelope standard deviation and the discount factor. Then, the bit soft information extraction function was used to obtain the bit probability, which was quantitatively assigned to the basic belief assignment function as evidence. Finally, the PCR6 fusion rule was applied to fuse, infer, and make decisions on the soft information from multiple channels. Simulation experiments comparing the proposed method with classical fusion methods under various channel conditions and modulation schemes indicate significant gains in bit error rate and packet error.

Keywords: shortwave channel, information fusion, evidence discount theory, discount weight, probability of bit

0 引言

短波天波通信是超视距通信最重要的保底手

段之一, 在极端复杂环境下甚至是唯一手段^[1]。但链路质量差与建链成功率低的缺点导致短波通信传输速率与链路可靠性受限, 使短波超视距通信处

收稿日期: 2023-11-10; 修回日期: 2024-02-01

通信作者: 曾孝平, zxp@cqu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.U21A20448, No.U22A2006, No.62201106); 重庆市自然科学基金资助项目 (No.cstc2021ycjh-bgzxm0072, No.CSTB2023NS CQ-LZX0082)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.U21A20448, No.U22A2006, No.62201106), The Natural Science Foundation of Chongqing (No.cstc2021ycjh-bgzxm0072, No.CSTB2023NS CQ-LZX0082)

于“离不了、用不好”的尴尬境地^[2]。广域短波协同组网通过多个远距离台站的分集与协同建链,不仅可以有效对抗短波超视距通信的信道衰落、噪声干扰,还可以提升建链成功率和传输可靠性^[3]。在广域短波协同组网框架下,多通道信息的融合是实现广域分集的关键^[4]。传统的多通道信息分集合并技术大多依赖对当前通道信道状态信息(CSI, channel state information)的准确估计,以获得最大输出信噪比(SNR, signal-to-noise ratio)为目的,根据权重设置的差别,可分为选择性合并(SC, selection combining)、最大比值合并(MRC, maximum ratio combining)、等增益合并(EGC, equal gain combining)^[5-7]。文献[8]表明,短波通信中,当CSI估计准确时,MRC性能最优,EGC性能次之,SC性能最差;并且,软值融合性能优于硬值融合性能。

然而,在短波超视距通信过程中,短波信道时变色散、噪声干扰复杂多变,是最复杂恶劣的无线信道之一,导致短波CSI估计难度大,难以实时准确估计;而且短波通道间通信质量的变化较快且差异较大,通道信息间冲突高且非等可靠性突出,使传统分集合并技术的合并性能严格受限。文献[9]提出一种用于短波多通道软信息融合的贝叶斯融合方法,在误码率(BER, bit error rate)为 10^{-2} 量级时比EGC带来的融合增益高约3 dB。但是,贝叶斯融合在通道信息间冲突大的场景下容易出现异常收敛决策的情况,这种情况随着通道数的增加将愈加明显。因此,研究针对通道信息间冲突大且CSI估计不准情况下的高效信息融合技术,对增强短波广域协同组网的有效性与可靠性具有重要意义。

DS证据理论由Dempster^[10]提出,经Shafer^[11]完善,是一种处理不确定问题的完整理论,被广泛应用于信息融合、决策支持、智能推理和模式识别等领域^[12-16]。但是DS证据理论在对高冲突信息进行融合时,没有合理利用冲突信息,会得出明显违背常理的合并结果,比较著名的是“Zadeh悖论”、0/1悖论^[17]。DSmT(Dezert and Smarandance theory)证据理论是DS证据理论的扩展,给出了基于冲突信息的双重分配机制的融合方法,可以融合不确定的、不精确的以及高冲突的信息^[18-19]。DSmT证据折扣理论是对DSmT证据理论的进一步扩展和改进,考虑了证据的非等可靠性,并通过折扣函数对证据进行折扣处理,以减小不可靠证据对融合结果的影响,提高推理的准确性和鲁棒性^[20]。

针对短波协同组网下多通道信息的CSI实时准确估计难、通道信息间冲突大且非等可靠性突出导致经典合并方法的合并性能受限的问题,本文基于DSmT证据折扣理论在高冲突信息融合方面的独特优势,研究基于DSmT证据折扣理论的多通道冲突信息融合方法。

本文的主要研究工作总结如下。

1) 短波信道是最复杂恶劣的信道之一,考虑到通道信息间冲突大、非等可靠性突出,区别于经典分集合并方法对高冲突信息的能量进行融合,引入证据折扣理论,对高冲突信息的比特概率进行推理融合。构造比特概率信息提取函数,通过计算比特概率来满足基本信任分配函数约束,定量确定基本信任分配函数;修改比例冲突分配融合(PCR, proportional conflict redistribution)规则表达式,使其在解释2焦元的多证据融合场景下更简单明了。

2) 考虑到短波信道复杂恶劣,CSI难以准确估计,以正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)帧级别的数字调制符号的相对包络标准差来表征通道信息可靠性;构建折扣因子函数,以相对包络标准差计算得到OFDM帧级别证据折扣权重,保证可靠性高的证据在信息融合过程中获得更大权重,提高推理的准确性和鲁棒性。

3) 在多种信道条件下对4阶和16阶正交幅度调制(QAM, quadrature amplitude modulation)方式的仿真实验表明,本文所提方法相比于经典的合并方法在误码率和丢包数方面均有降低;并且复杂度计算表明,3通道信息融合最具性价比。

1 信号模型及证据理论

1.1 信号模型

短波信道复杂恶劣,实现高速可靠的数据传输是短波通信系统的关键难点之一。OFDM技术作为一种特殊的多载波传输技术,以其抗多径效应强、频谱利用率高、可扩展性好等优势,在宽带高速数据传输背景下受到越来越多的关注,并开始逐步应用于短波通信领域^[21]。

OFDM技术将串行的数字调制符号转换为 K 个并行的符号流,每个并行符号被调制到不同的子载波上。令 x_k 表示第 k 个子载波传输的 M 阶QAM符号。在发送端,对数字调制符号利用快速傅里叶逆

变换 (IFFT, inverse fast Fourier transform) 可以快速计算 OFDM 调制过程, 降低计算复杂度, K 点 OFDM 符号可表示为

$$\mathbf{x} = \sum_{k=0}^{K-1} x_k e^{j \frac{2\pi k i}{K}}, \quad i, k = 0, 1, 2, \dots, K-1 \quad (1)$$

其中, K 表示子载波数。

数字调制接收符号可表示为

$$\hat{\mathbf{X}} = \frac{\mathbf{Y}}{\mathbf{H}} \quad (2)$$

其中, \mathbf{Y} 表示经过快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transform) 得到的频域接收符号, \mathbf{H} 表示信道的频率响应。

对于短波超视距通信来说, 信道是影响通信质量的重要因素。Watterson 信道模型是最常用的短波信道仿真模型, 其主要参数如表 1 所示^[22]。

表 1 Watterson 信道参数

信道	意义	时延/ms	频谱扩展/Hz
ituHFLQ	低纬度, 低干扰	0.5	0.5
ituHFLM	低纬度, 中干扰	2	1.5
ituHFMQ	中纬度, 低干扰	0.5	0.1
ituHFMM	中纬度, 中干扰	1	0.5

Watterson 信道模型的频率响应建模为^[23]

$$H(f, t) = \sum_{i=1}^p \exp(-j2\pi\tau_i f) G_i(t) \quad (3)$$

其中, p 为多径总数, τ_i 为第 i 条多径的时延, $G_i(t)$ 为第 i 条多径的抽头增益函数, 主要受多径时延和多普勒频移影响。

1.2 DS 证据理论

设 $\theta = \{\theta_1, \theta_2\}$ 是一个识别框架, 或称假设空间, 幂集 2^θ 是 θ 的融合空间, 对于任意命题 A , 定义基本信任分配函数 $m(A)$ 表示证据对任意命题 A 的信任程度, 有以下约束关系

$$\begin{cases} \sum_{A \in 2^\theta} m(A) = 1 \\ m(\emptyset) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

其中, 使 $m(A) > 0$ 的 A 称为焦点。

DS 证据理论将所有不确定的证据通过融合规则进行融合, 可以计算得到识别框架中各种命题对应的基本信任分配函数 $m(\cdot)$ 。对于 2 个证据的基本信任分配函数 $m_1(2^\theta)$ 、 $m_2(2^\theta)$, DS 证据理论的 Dempster

融合规则^[24]可以表示为

$$m(Q) = m_1(A) \oplus m_2(B) = \begin{cases} 0 & , \quad A \cap B = \emptyset \\ \frac{\sum_{A \cap B = Q, \forall A, B \in 2^\theta} m_1(A)m_2(B)}{\sum_{A, B \in 2^\theta, A \cap B \neq \emptyset} m_1(A)m_2(B)}, & A \cap B \neq \emptyset \end{cases} \quad (5)$$

在 $A \cap B \neq \emptyset$ 的情况下, 式(5)可以改写为

$$m(Q) = m_1(A) \oplus m_2(B) = \frac{\sum_{A \cap B = Q, \forall A, B \in 2^\theta} m_1(A)m_2(B)}{1 - \sum_{A, B \in 2^\theta, A \cap B = \emptyset} m_1(A)m_2(B)} \quad (6)$$

1.3 DSMT 证据理论

DS 证据理论和 DSMT 证据理论都是信任函数的一种, 都使用基本信任分配函数 $m(\cdot)$ 对证据进行描述和统一, 区别在于两者定义了不同的融合空间和融合规则^[25]。

在融合规则方面, Smarandache 和 Dezert^[26]提出了多个版本 PCR 规则, 将冲突信度按照一定的比例关系分配到非空集部分中。目前, 性能最好的融合规则是 PCR6。

PCR6 规则^[27]认为冲突的产生可能与多个证据都有关系, 因此采用局部冲突局部分配的方法, 将每次合成后产生的冲突信息按照每个证据的单焦点的信度进行再分配。具体而言, PCR6 规则将局部冲突分解成部分冲突, 并按照每个证据涉及的单焦点的信度进行分配。通过这种方式, PCR6 规则可以更好地处理多个证据之间的冲突问题^[28]。 N 个证据在融合空间 D^θ 的具体合并规则为^[25]

$$m_{\text{PCR6}}(A) = \prod_{n=1}^N m_n(A) + \sum_{n=1}^N [m_n(A)^2 \phi] \quad (7)$$

其中,

$$\phi = \sum_{\substack{B_{\sigma_n(j)} \cap A = \emptyset, \\ B_{\sigma_n(1)} \cdots B_{\sigma_n(N-1)} \in (D^\theta)^{N-1}}} \left[\frac{\prod_{j=1}^{N-1} m_{\sigma_i(j)}(B_{\sigma_i(j)})}{m_n(A) + \sum_{j=1}^{N-1} m_{\sigma_i(j)}(B_{\sigma_i(j)})} \right] \quad (8)$$

$$\sigma_n(j) = \begin{cases} j, & j < n \\ j+1, & j \geq n \end{cases} \quad (9)$$

1.4 证据折扣理论

折扣理论可以通过引入权重来实现。权重反映了证据的不可靠性，权重越大表示不可靠性越小，该证据对最终结果的影响越大。在 DSMT 的框架下，常用的证据折扣方法是 DSMT-AHP 方法^[29]，该方法将 DSMT 理论和经典的层次分析法 (AHP, analytic hierarchy process) 进行了有机的结合，具体计算式为

$$\begin{cases} \tilde{m}_n(A) = \omega_n m_n(A), A \neq \emptyset \\ \tilde{m}_n(\emptyset) = (1 - \omega_n) + \omega_n m(\emptyset) \end{cases} \quad (10)$$

$$\sum \omega_n = 1, \omega_n \in [0, 1] \quad (11)$$

其中， ω_n 是第 n 个证据对应的权重。

2 算法设计

2.1 整体框架

图 1 为基于 DSMT 证据折扣理论的多通道信息融合方法框架。首先，考虑信道变化特性、噪声干扰以及信道补偿对接收信号的影响，接收信号经过 MRC 或者 EGC 后，以出现错误比特的 OFDM 帧级别的数字调制符号（一个 OFDM 帧所传输的 4QAM/16QAM 符号）作为输入；对输入的多通道数字调制符号按帧长度计算其包络信息，以每一帧的相对包络标准差通过折扣因子归一化计算来得到折扣权重。其次，基于对数似然比 (LLR, log-likelihood ratio) 思想，通过比特软信息提取函数计算接收比特为 1 和 0 的概率值，以此作为基本信任分配函数值 $m(\cdot)$ 。再次，基于证据折扣理论对各个证据进行折扣处理，降低信息冲突与不可靠信息对融合结果的影响。最后，利用 PCR6 合并规则对折扣后的证据进行融合推理，并进行最终判决，得到输出结果。

2.2 相对包络标准差提取

令 Evn_n 表示第 n 条通道 OFDM 接收帧的包络标准差， $REvn_n$ 表示第 n 条通道 OFDM 接收帧的相对包络标准差，相对包络标准差越大，表明符号偏差越严重，可靠性越低。

$$Evn_n = \sqrt{\frac{1}{K' - 1} \sum_{k=1}^{K'} \left| \hat{x}_k^n - \mu_n \right|^2} \quad (12)$$

$$\mu_n = \frac{1}{K'} \sum_{k=1}^{K'} \left| \hat{x}_k^n \right| \quad (13)$$

$$REvn_n = \left| Evn_n - Evn_{MQAM} \right| \quad (14)$$

其中， K' 是一个 OFDM 帧所包含的子载波数，为 K 的整数倍； \hat{x}_k^n 为第 n 条通道 OFDM 接收帧中的第 k 个数字调制接收符号， $\left| \hat{x}_k^n \right|$ 为其幅度； Evn_{MQAM} 是 MQAM 符号序列的包络标准差，是一个关于调制阶数的常数。

2.3 归一化权重计算

基于证据折扣理论，为了使信号质量好的通道信息在融合结果中具有更大的影响力，信号质量明显差于平均水平的通道信息影响更小，应该使 $REvn_n$ 越大对应的权重 ω_n 越小，反之亦然。因此，单通道权重 ω_n 需要满足以下约束

$$\omega_n \propto \frac{1}{REvn_n} \quad (15)$$

$$\sum \omega_n = 1 \quad (16)$$

其中， \propto 表示正比关系。

根据式(14)，可以定义通道间的权重满足简单的线性约束

$$\frac{\omega_n}{\omega_o} = \frac{REvn_o}{REvn_n}, o = 1, 2, \dots, N, o \neq n \quad (17)$$

据此，以 N 条通道中当前帧的包络标准差的最大值 $\max(REvn)$ 构建归一化折扣因子 β

$$\beta = \frac{1}{\sum_{n=1}^N \max(REvn)} \quad (18)$$

通过归一化折扣因子，以每条通道相对包络标准差来计算对应的折扣权重 ω_n

$$\omega_n = \frac{\max(REvn)}{REvn_n} \beta \quad (19)$$

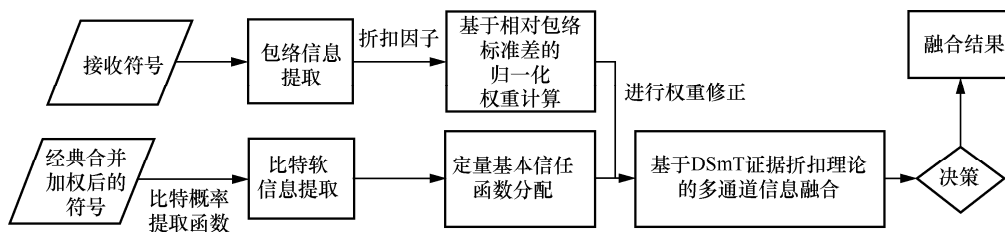


图 1 基于 DSMT 证据折扣理论的多通道信息融合方法框架

2.4 定量基本信任函数分配

在软信息解调过程中,常用 LLR 来表示某一调制符号第 i 个比特 b_i 的软值^[30]。对于某一确定调制方式的星座图,可以将其分为 2 个集合 S_1^i 和 S_0^i , 分别表示第 i 个比特为 1 和 0 的星座点集合。

$$\text{LLR}(b_i) = \ln \frac{\sum_{x_j \in S_1^i} f_x(x|\hat{x})}{\sum_{x_j \in S_0^i} f_x(x|\hat{x})} = \ln \frac{\sum_{x_j \in S_1^i} \frac{f_x(\hat{x}|x)p(x)}{f_{\hat{x}}(\hat{x})}}{\sum_{x_j \in S_0^i} \frac{f_x(\hat{x}|x)p(x)}{f_{\hat{x}}(\hat{x})}} \quad (20)$$

$$f_{\hat{x}}(\hat{x}|x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{|\hat{x}-x|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (21)$$

其中, $f_{\hat{x}}(\hat{x}|x)$ 是在已知发送符号为 x 的条件下, 数字调制接收符号 \hat{x} 的条件概率密度; σ^2 是信道响应的方差。

假设 σ^2 为常数时, 式(21)可以简化为^[30]

$$\text{LLR}(b_i) \approx \min_{x \in S_0^i} (|\hat{x}-x|^2) - \min_{x \in S_1^i} (|\hat{x}-x|^2) \quad (22)$$

但是基于 LLR 的软值提取结果是 b_i 为 1 和 0 的概率比值, LLR 的近似软值提取结果为接收符号与星座图中第 i 个比特为 1 和 0 距离的差值, 只能定性地表示 b_i 为 1 和 0 的概率大小, 不能满足证据理论中基本信任函数分配的约束。虽然证据融合理论可以对采用定性基本信任函数分配的信息进行融合, 但是采用定量基本信任函数分配的信息融合具有更高的精度和更低的计算复杂度。

对于短波多通道信息的证据推理融合来说, 识别框架中只有 1 和 0, 满足互斥且相互独立。因此, 本文借鉴 LLR 计算过程, 以欧氏距离来表征当前比特 b_i 为 1 和 0 的具体概率。根据式(20)、式(22)可以看出, 比特概率与欧氏距离呈定性的反比关系, 则 b_i 为 1 和 0 的概率可以近似表示为

$$P(b_i=0) \propto \frac{1}{\min_{x \in S_0^i} (|\hat{x}-x|^2)} \quad (23)$$

$$P(b_i=1) \propto \frac{1}{\min_{x \in S_1^i} (|\hat{x}-x|^2)} \quad (24)$$

为满足式(4)的基本信任分配函数约束, 并且同时满足距离越小概率越大的约束, 将 $P(b_i=0)$ 赋值于基本信任分配函数 $m(b_i=0)$, $P(b_i=1)$ 赋值于基本信任分配函数 $m(b_i=1)$, 可得

$$m(b_i=1) = P(b_i=1) = 1 - \frac{\min_{x \in S_1^i} (|\hat{x}-x|^2)}{\min_{x \in S_1^i} (|\hat{x}-x|^2) + \min_{x \in S_0^i} (|\hat{x}-x|^2)} \quad (25)$$

$$m(b_i=0) = P(b_i=0) = 1 - \frac{\min_{x \in S_0^i} (|\hat{x}-x|^2)}{\min_{x \in S_1^i} (|\hat{x}-x|^2) + \min_{x \in S_0^i} (|\hat{x}-x|^2)} \quad (26)$$

2.5 折扣修正

在对广域短波协同组网的多通道信息进行并行分集接收的时候, 各通道的信道质量往往会有较大的差别, 通道间非等可靠性明显。在一些较极端的情况下, 会出现个别通道的信息质量远差于平均信息质量的情况。这种情况下, 引入该通道的信息进行融合反而会降低最终结果的可靠性。此外, 当个别信道质量明显高于其他信道时, 则需要给予该信道更高的信任度, 从而获得更加合理和准确的融合结果。

$$\begin{cases} \tilde{m}_n(1) = \omega_n m_n(1) \\ \tilde{m}_n(0) = \omega_n m_n(0) \end{cases} \quad (27)$$

其中, $m_n(1)$ 和 $m_n(0)$ 表示第 n 条通道比特为 1 和 0 的基本信任分配函数。

2.6 合并实现

DS 证据理论常采用 Dempster 合并规则, 2 通道信息证据折扣后的融合可以表示为

$$\tilde{m}(0) = \tilde{m}_1(0) \oplus \tilde{m}_2(0) = \frac{\tilde{m}_1(0)\tilde{m}_2(0)}{\tilde{m}_1(1)\tilde{m}_2(1) + \tilde{m}_1(0)\tilde{m}_2(0)} \quad (28)$$

$$\tilde{m}(1) = \tilde{m}_1(1) \oplus \tilde{m}_2(1) = \frac{\tilde{m}_1(1)\tilde{m}_2(1)}{\tilde{m}_1(1)\tilde{m}_2(1) + \tilde{m}_1(0)\tilde{m}_2(0)} \quad (29)$$

对于 DSMT 证据理论, 用于 N 通道软比特信息证据折扣后融合的 PCR6 融合规则可以改写为

$$\tilde{m}(A) = \prod_{i=1}^N \tilde{m}_i(A) + \sum_{i=1}^N \left[\tilde{m}_i(A) \sum_{j=1}^{N-1} \sum_{p=1}^{\text{length}(I)} \tilde{m}^i(A) \right] \quad (30)$$

$$\tilde{m}'(A) = \frac{\tilde{m}_i(A) \prod \tilde{m}_{l_p}(B) \prod \tilde{m}_{f-i-l_p}(A)}{\tilde{m}_i(A) + \sum \tilde{m}_{l_p}(B) + \sum \tilde{m}_{f-i-l_p}(A)} \quad (31)$$

$$f = (1, 2, \dots, N) \quad (32)$$

$$l = C_{N-1}^j(f - i) \quad (33)$$

其中，矩阵 l 表示出现 j 个冲突的所有情况； $\text{length}(l)$ 表示矩阵的最大行数， p 表示矩阵的当前行数，每一行代表出现 j 个冲突的一种情况； l_p 表示矩阵第 p 行的所有元素，表示冲突出现的具体情况，即具体哪些证据出现冲突； A 和 B 分别表示 1 和 0，即 $A=0$ 时 $B=1$ ， $A=1$ 时 $B=0$ 。

2.7 决策准则

经过融合准则得到的结果是比特为 1 和 0 的基本信任分配函数值 $\tilde{m}(\cdot)$ ，而多通道信息融合的最终目的是确定当前比特是 1 还是 0。因此需要通过 $\tilde{m}(\cdot)$ 对当前比特进行决策

$$\begin{cases} b_i = 1 & , \quad \tilde{m}(1) \geq \tilde{m}(0) \\ b_i = 0 & , \quad \tilde{m}(1) < \tilde{m}(0) \end{cases} \quad (34)$$

3 仿真结果

为了对本文所提的基于 DSMT 证据折扣理论的多通道信息融合方法 PCRb 的融合性能进行验证，以 4QAM 和 16QAM 符号在多种短波信道条件下进行多种融合方法的实验仿真，并对仿真结果进行分析对比。表 2 为本文主要仿真参数。

表 2 仿真参数

参数	取值
调制方式	4QAM/16QAM
子载波数	64
信道	HFMQ/HFMM
	HFLQ/HFLM
最大通道数	4
CP 长度/ms	5
信道估计	LS
导频类型	块状导频
帧数	1 000
帧长	5
OFDM 时间/ms	20
蒙特卡罗仿真次数	20

此外，图 2~图 5 的图例中，“DS 2 信道”表示 2 通道信息经过 DS 证据理论的融合结果；“EGC 2 信道”表示 2 通道信息经过 EGC 的融合结果；“PCR 2 信道”表示 2 通道信息在 DSMT 证据理论下未进行折扣的融合结果；“PCRb 2 信道”表示 2 通道信息在 DSMT 证据理论下经过折扣后的融合结果；“MRC 2 信道”表示 2 通道信息的比特冲突概率，其他图例依次类推。

3.1 比特冲突概率

对多个通道的接收信息进行比特硬判决，对于某一比特来说，只要所有通道的当前比特硬判决不完全一样，则视为冲突比特，定义比特冲突概率为冲突比特与所有接收比特的比值。

表 3 为 4QAM 和 16QAM 符号在多种信道情况下的比特冲突概率。从表 3 中可以看出，影响比特冲突概率的主要因素是 SNR 和通道数量，通道信息间的比特冲突概率与 SNR 成反比，因为 SNR 越低，误码率越高，冲突概率也就越大。但是在高 SNR 情况下也仍然存在 10^{-1} 到 10^{-2} 级别（1%~33%）的比特冲突概率，这是因为在高 SNR 情况下每个通道的接收信息依然会存在误码，而且每个通道信息的误码位置不一样。通道信息间的比特冲突概率与通道数量成正比，这是因为每个通道信息的误码位置不一样，增加通道数量时，以前没有发生冲突的位置有很大概率会引入冲突。

此外，高阶调制的比特冲突概率明显大于低阶调制的比特冲突概率。这是因为高阶调制符号在软信息提取方面比低阶调制符号更容易出错。

3.2 BER 增益

为验证本文所提方法的有效性，以相对于经典融合方法的 BER 增益 η_{bit} 作为评价指标^[31]

$$\eta_{\text{bit}} = \frac{N_{\text{bit}} - N'_{\text{bit}}}{N_{\text{bit}}} \times 100\% \quad (35)$$

其中， N_{bit} 表示经典方法融合后的比特错误数， N'_{bit} 表示经过证据推理判决后的比特错误数。

图 2 是在 HFLM 信道和 HFLQ 信道下，多种方法在 4QAM 下的 BER 和 BER 增益。图 3 是在 HFMM 信道和 HFMQ 信道下，多种方法在 16QAM 下的 BER 和 BER 增益。MRC 和 EGC 仿真参考文献[30]的仿真方法，对于 MRC 和 EGC 而言，MRC 方法以 CSI 作为融合权重，在 4QAM 下，CSI 估计比较准确，融

表 3 比特冲突概率

信道	阶数	通道数量	SNR/dB																				
			0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
HF MQ	2	2	32.88%	29.88%	26.14%	23.22%	20.13%	17.35%	14.61%	12.32%	9.88%	8.13%	6.69%	5.76%	4.37%	3.70%	2.93%	2.36%	1.97%	1.60%	1.29%	0.96%	0.76%
		4	49.24%	44.70%	39.27%	34.91%	30.28%	26.18%	21.95%	18.32%	14.64%	12.53%	10.21%	8.39%	6.66%	5.57%	4.52%	3.53%	2.94%	2.36%	1.90%	1.45%	1.11%
	4	4	60.09%	54.93%	49.16%	43.77%	38.19%	33.07%	28.13%	23.82%	19.54%	16.21%	13.61%	11.15%	8.90%	7.24%	5.91%	4.68%	3.89%	3.12%	2.53%	1.92%	1.52%
		2	40.68%	39.32%	37.54%	35.87%	33.69%	31.58%	29.18%	26.59%	24.48%	21.72%	19.69%	17.12%	15.15%	12.82%	11.17%	9.41%	7.93%	6.64%	5.42%	4.60%	3.64%
	16	3	61.01%	58.90%	56.40%	53.89%	50.65%	47.12%	43.77%	40.08%	36.71%	32.73%	29.42%	25.55%	22.63%	19.26%	16.69%	14.08%	11.85%	10.01%	8.13%	6.85%	5.46%
		4	72.81%	70.46%	67.75%	64.71%	61.14%	57.17%	53.43%	49.22%	45.28%	40.82%	36.73%	32.23%	28.42%	24.51%	21.34%	18.21%	15.29%	13.06%	10.64%	8.99%	7.20%
HF MM	2	2	40.89%	37.39%	33.53%	29.27%	24.30%	19.62%	14.86%	11.25%	7.97%	5.39%	3.61%	2.59%	1.71%	1.13%	0.78%	0.59%	0.43%	0.33%	0.26%	0.23%	0.20%
		4	49.52%	44.86%	40.36%	35.86%	31.57%	27.07%	23.51%	19.76%	16.82%	14.29%	11.73%	9.87%	8.32%	7.22%	6.12%	5.17%	4.49%	3.97%	3.53%	3.17%	2.86%
	4	4	60.62%	55.43%	50.21%	44.90%	39.80%	34.58%	30.08%	25.54%	21.80%	18.40%	15.38%	13.00%	11.03%	9.60%	8.12%	6.85%	5.92%	5.28%	4.64%	4.19%	3.78%
		2	41.02%	39.52%	37.88%	36.08%	34.05%	32.03%	29.73%	27.52%	25.24%	22.89%	20.83%	18.68%	16.67%	14.66%	13.03%	11.46%	10.19%	9.08%	8.03%	7.20%	6.56%
	16	3	61.50%	59.31%	56.79%	54.08%	51.09%	48.10%	44.72%	41.27%	37.87%	34.34%	31.26%	27.95%	24.98%	21.95%	19.48%	17.19%	15.38%	13.59%	12.09%	10.86%	9.83%
		4	73.29%	70.88%	68.12%	65.09%	61.74%	58.36%	54.49%	50.62%	46.69%	42.58%	38.98%	34.98%	31.50%	27.74%	24.82%	22.03%	19.76%	17.63%	15.70%	14.08%	12.74%
HF LQ	2	2	33.16%	30.22%	26.96%	23.83%	20.80%	17.94%	15.63%	13.23%	11.11%	9.46%	7.95%	6.63%	5.53%	4.73%	4.04%	3.48%	3.00%	2.66%	2.35%	2.05%	1.93%
		4	49.70%	45.35%	40.52%	35.83%	31.21%	27.05%	23.33%	19.80%	16.72%	14.23%	11.84%	9.96%	8.43%	7.12%	6.10%	5.23%	4.53%	3.98%	3.47%	3.11%	2.87%
	4	4	60.68%	55.78%	50.36%	44.93%	39.44%	34.54%	29.91%	25.31%	21.75%	18.47%	15.45%	13.09%	11.03%	9.48%	8.02%	6.90%	5.93%	5.28%	4.56%	4.12%	3.82%
		2	40.99%	39.46%	37.88%	36.04%	34.08%	31.97%	29.67%	27.56%	25.19%	22.86%	20.63%	18.53%	16.54%	14.58%	12.87%	11.54%	10.19%	9.07%	8.10%	7.22%	6.50%
	16	3	61.51%	59.26%	56.78%	54.03%	51.03%	47.99%	44.51%	41.27%	37.80%	34.34%	30.98%	27.83%	24.84%	21.99%	19.41%	17.28%	15.40%	13.61%	12.18%	10.83%	9.79%
		4	73.29%	70.82%	68.07%	65.08%	61.66%	58.27%	54.33%	50.68%	46.63%	42.63%	38.61%	34.88%	31.27%	27.81%	24.81%	21.99%	19.76%	17.52%	15.72%	14.07%	12.67%
HF LM	2	2	34.94%	32.36%	29.64%	27.01%	24.61%	22.29%	20.13%	18.15%	16.58%	15.08%	13.91%	12.86%	12.06%	11.40%	10.77%	10.33%	9.94%	9.71%	9.49%	9.30%	9.12%
		4	52.44%	48.45%	44.56%	40.61%	36.85%	33.45%	30.18%	27.18%	24.89%	22.62%	20.79%	19.24%	18.10%	17.03%	16.16%	15.54%	14.96%	14.57%	14.27%	13.93%	13.64%
	4	4	63.80%	59.38%	54.99%	50.48%	46.12%	42.03%	38.06%	34.52%	31.70%	28.92%	26.73%	24.75%	23.29%	21.87%	20.84%	20.03%	19.24%	18.81%	18.38%	17.93%	17.71%
		2	41.86%	40.56%	39.14%	37.68%	36.21%	34.54%	32.88%	31.13%	29.42%	27.77%	26.29%	24.87%	23.59%	22.50%	21.44%	20.54%	19.85%	19.04%	18.52%	18.02%	17.65%
	16	3	62.76%	60.86%	58.71%	56.54%	54.29%	51.81%	49.30%	46.69%	44.18%	41.71%	39.47%	37.37%	35.40%	33.68%	32.17%	30.83%	29.69%	28.62%	27.82%	27.05%	26.54%
		4	74.64%	72.59%	70.27%	67.85%	65.32%	62.53%	59.70%	56.80%	53.95%	51.15%	48.50%	46.09%	43.81%	41.69%	39.95%	38.25%	36.95%	35.65%	34.68%	33.69%	33.15%

合效果明显优于 EGC 方法，但是在 16QAM 下，CSI 估计误差较大，其融合性能急剧下降。

从图 2 和图 3 中可以看出，PCRb 方法以接收信息相对包络标准差作为折扣权重，使质量更好的通道信息在融合过程中占据更高的权重，有效提升了融合性能。PCR 方法未考虑通道信息间的非等可靠性，仅以错误符号的比特软值进行 PCR 融合，使质量较差的通道信息对融合结果产生不利影响。而 DS 方法由于没有充分利用冲突信息，融合性能最差。

从本质上来说，不论是经典融合，还是证据理论的多通道信息融合，只有当加权后的通道信息间存在比特冲突的时候才有可能获得融合增益，如果融合对象全对或者全错，那么融合无效。但是经典融合方式都是对加权处理后的信质（比特概率）求和再取平均，有时会出现与直观感觉相反的错误结

果，如表 4 所示。

考虑信道条件对融合性能的影响，通过图 2 和图 3 对比可以看出，低干扰信道下本文所提方法的误码率增益均优于中干扰信道下的融合增益，高 SNR 情况下 BER 增益高于低 SNR。这是因为信道条件越好（MQ/LQ 信道的信道条件相比 MM/LM 信道的信道条件更优）、SNR 越高，其传输过程中所受干扰相对越小，同一位置发生比特错误或者数字调制符号错误的通道数就越少，此时证据（每一条通道信息的比特概率作为一个证据）之间虽然有冲突，但是正确的证据更多，信息质量更好，融合结果正确的概率自然更大。

另一方面，在相同信道条件下，通道数量增加，融合增益增大。这是因为通道数量增加，意味着能获得更多的证据，融合性能自然更好，这也与经典合并方式结论相同。

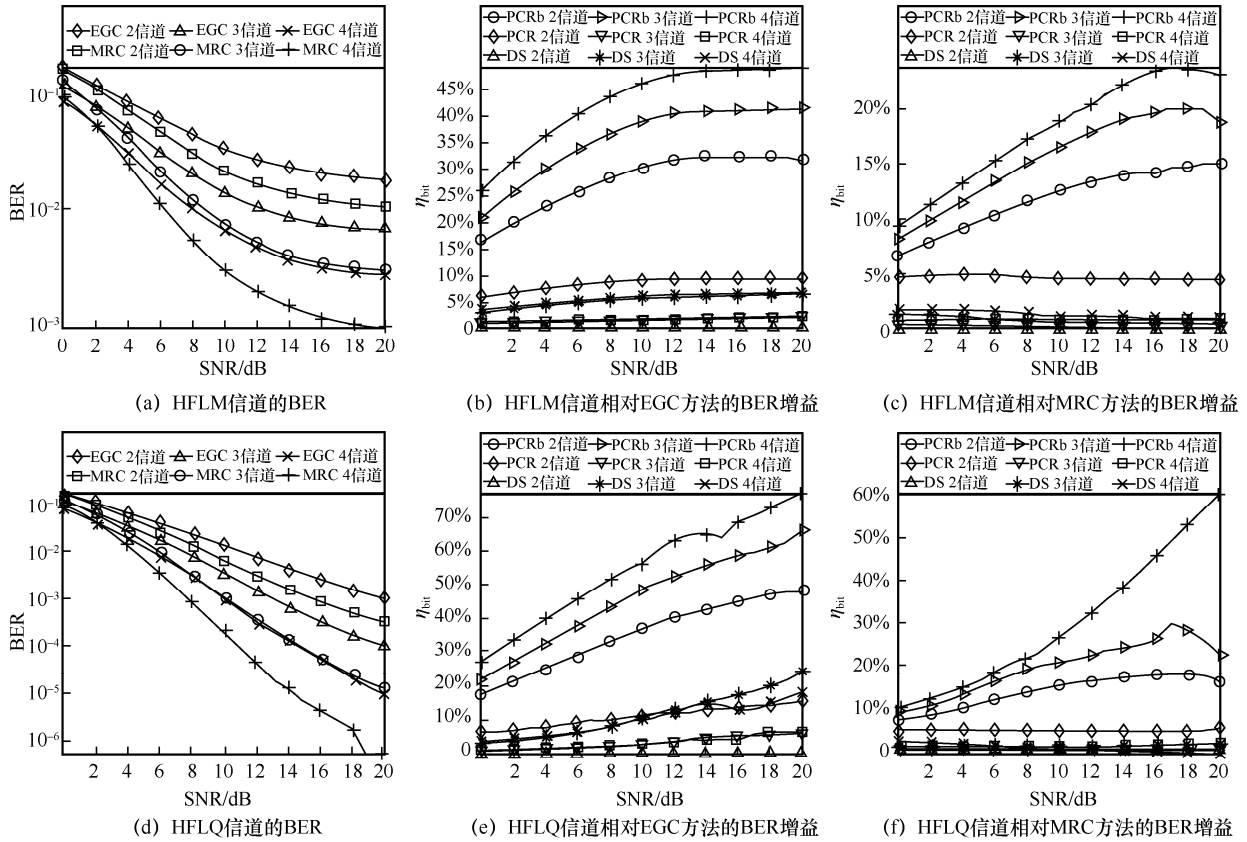


图2 4QAM下HFLM和HFLQ信道的BER和BER增益

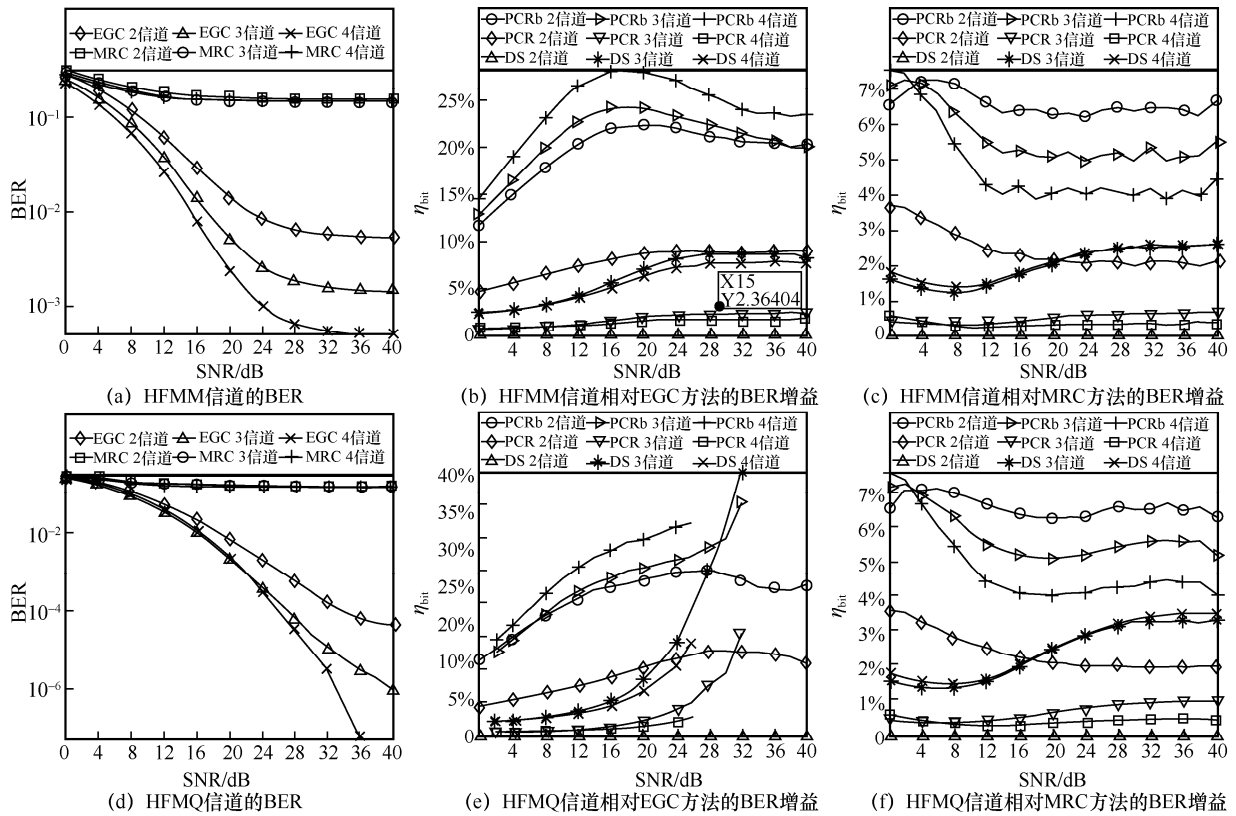


图3 16QAM下HFMM和HFMQ信道的BER和BER增益

表4 不同融合方法的结果

冲突情况	m 值	证据 1	证据 2	证据 3	经典融合	PCR	PCRb
比特冲突	$m(1)$	0.9	0.4	0.3	0.533 3	0.559 7	0.034 2
	$m(0)$	0.1	0.6	0.7	0.466 7	0.440 3	0.074 7
	判决	—	—	—	1	1	0
无比特冲突	$m(1)$	0.8	0.8	0.6	0.733 3	0.639 1	0.029 9
	$m(0)$	0.2	0.2	0.4	0.266 7	0.360 9	0.006 1
	判决	—	—	—	1	1	1

对比图2和图3可以看出，更高阶的调制方式会降低 BER 增益，这是因为调制阶数越高，软比特信息出错的概率越大，也就是错误证据越多，所以会导致融合后 BER 增益降低。但是同等条件下，PCRb 方法仍然优于其他方法。值得注意的是，在2通道信息融合下，DS方法的BER增益均为0，这是因为识别空间中各命题独立且互斥，DS证据融合结果与直接求平均等同，以EGC方法为例的证明过程如附录1所示。

3.3 误包增益

本文帧结构由一个导频符号与4个OFDM符号组成。定义每个OFDM符号中出现一个以上的错误比特即OFDM符号错误。以一个OFDM符号作为一个数据包，OFDM符号错误数也就等于误包数。

以相对于经典融合方法的误包增益 η_p 作为评价指标^[31]

$$\eta_p = \frac{N_p - N'_p}{N_p} \times 100\% \quad (36)$$

其中， N_p 表示经典方法融合后的误包数； N'_p 表示经过证据推理判决的误包数。

图4和图5分别为4QAM和16QAM下的误包数和误包增益。从图2~图5中可以看出，在高SNR下，PCRb方法的 η_p 与 η_{bit} 具有较强的正相关关系，这是因为高SNR下比特错误少且分散，恢复一个错误比特就有可能降低一个数据包错误，而低SNR下比特错误严重，PCRb方法不能完全恢复一个包中所有的错误比特。

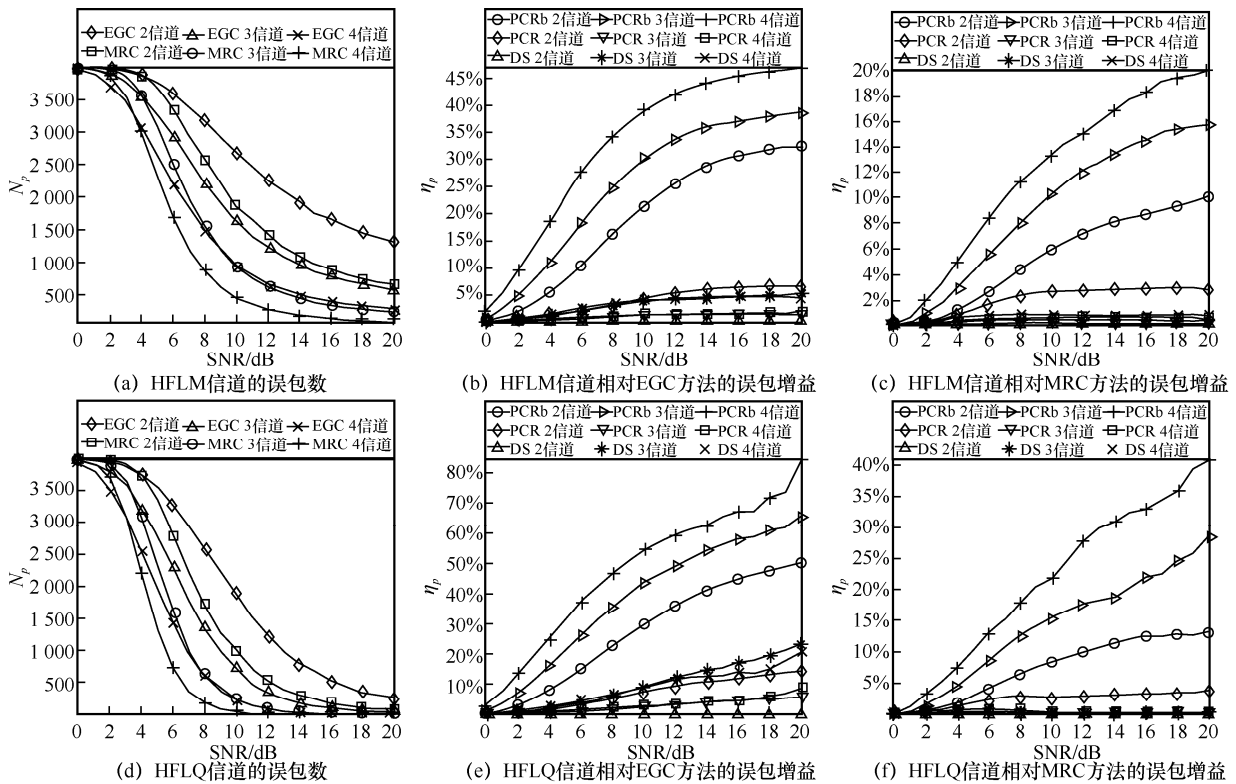


图4 4QAM下HFLM和HFLQ信道的误包数和误包增益

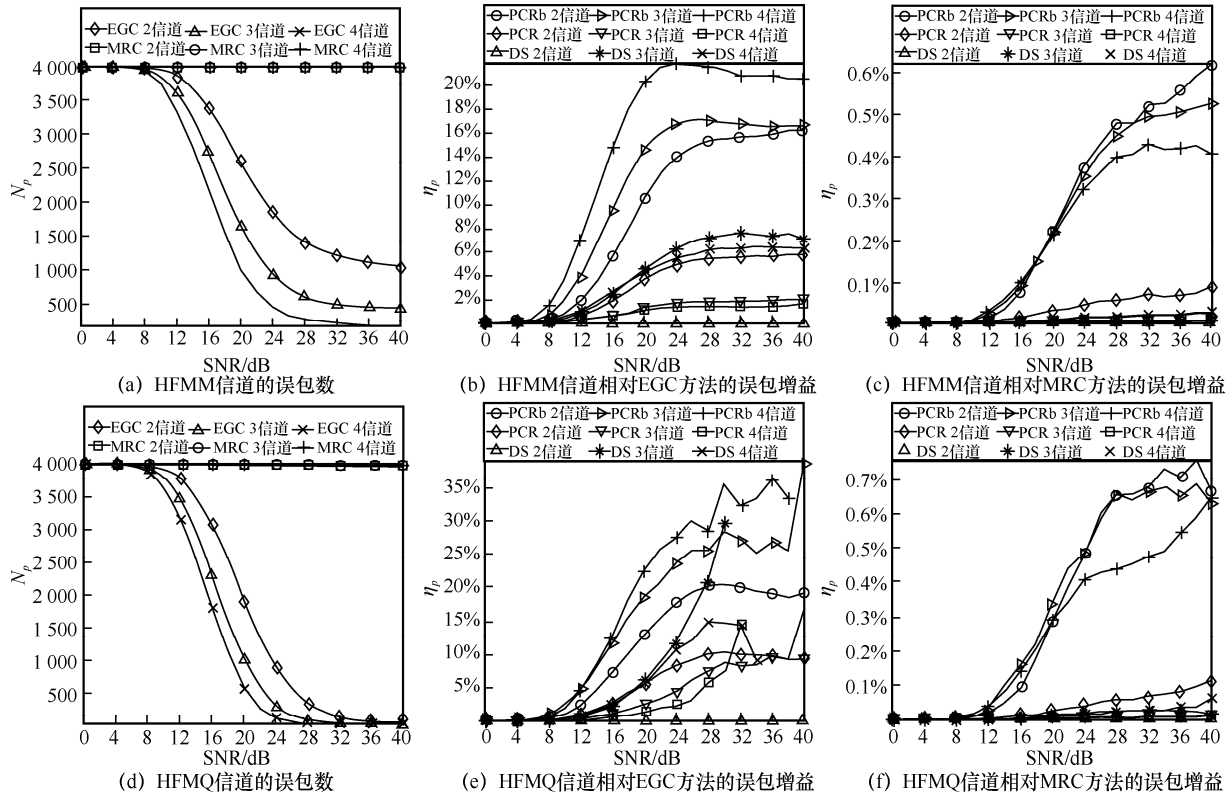


图 5 16QAM 下 HFMM 和 HFMQ 信道的误包数和误包增益

3.4 计算复杂度

以 $\Gamma_r(N)$ 表示 N 通道 PCR6 融合规则的乘除法计算次数, $\Gamma_a(N)$ 表示 N 通道 PCR6 融合规则的加法计算次数, 可得

$$\Gamma_r(N) = 2 \left[(N^2 + N) \sum_{i=1}^{N-1} C_{N-1}^i + (N-1) \right] \quad (37)$$

$$\Gamma_a(N) = 2 \left[N^2 \sum_{i=1}^{N-1} C_{N-1}^i \right] \quad (38)$$

从图 6 可以看出, PCR6 融合规则的计算复杂度随通道数量增加呈指数级增加。因此, 在实际短波多通道信息融合过程中, 需要对性能增益和计算复杂度进行折中处理。

从图 2~图 5 可以看出, 4 通道信息融合相比于 3 通道信息融合获得的误码增益和误包增益普遍最大不超过 20%。图 6 表明, 3 通道信息融合的计算次数远小于 4 通道信息融合的计算次数。一般而言, 由 8 个以上的台站互联组成的短波接入网络就可以保证接入用户的通信质量, 但由于信道条件、电离层变化、发送功率与天线制式等因素影响, 通常一个网络中仅能保证接入用户与网络中的 3~4 个台站之间能保持同步并完成解码, 并且不能保证所有解码信息

的可靠性。并且, 计算复杂度对融合设备的硬件算力需求具有重要影响, 指数级别的计算复杂度提升势必会加大硬件成本的需求。因此可以认为在短波通信的多通道信息融合处理中, 采用 3 通道信息进行信息融合可以获得最大的性能增益性价比。

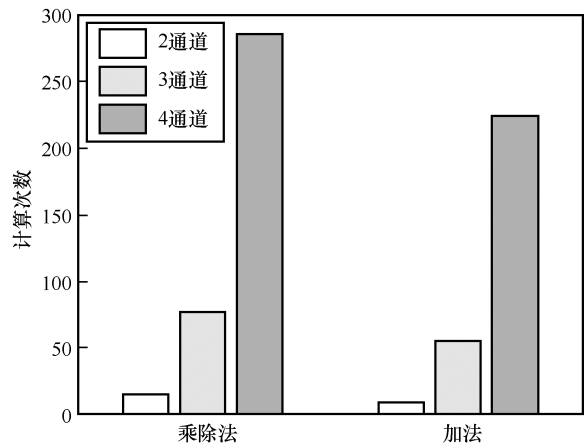


图 6 PCR6 融合规则计算复杂度

4 结束语

本文提出基于 DSMT 证据折扣理论的短波多通道信息融合方法, 构建折扣因子函数, 以 OFDM 帧级别的数字调制符号包络信息标准差获得折扣权

重；构建比特概率提取函数，以比特概率定量赋值基本信任分配函数用来作为证据。

总体来看，本文所提方法相比于 MRC 和 EGC 方法均可以获得误码率和误包增益。对于经典合并方法来说，当比特概率差别较大时，容易发生误判，而证据理论通过推理融合，可以降低误判的概率；另外，以相对包络标准差表征信道不可靠性，降低了不可靠通道信息对融合结果的影响。

后续本文将继续研究折扣权重来源与设置方法，以期获得更好的融合性能。

附录 1 DS 证据理论融合结果与 EGC 结果相等的证明

对于 EGC 方法，有

$$m_{\text{EGC}}(1) = \frac{m_1(1) + m_2(1)}{2} \quad (39)$$

可得

$$\begin{cases} m_{\text{EGC}}(1) \geq \frac{1}{2}, & m_1(1) + m_2(1) \geq 1 \\ m_{\text{EGC}}(1) < \frac{1}{2}, & m_1(1) + m_2(1) < 1 \end{cases} \quad (40)$$

根据 DS 证据理论的 Dempster 合并规则，可得

$$m_{\text{DS}}(1) = m_1(1) \oplus m_2(1) = \frac{m_1(1)m_2(1)}{m_1(1)m_2(1) + m_1(0)m_2(0)} \quad (41)$$

由于识别空间中仅有比特为 0 和比特为 1 这 2 种情况，且独立互斥，因此可得

$$\begin{cases} m_1(0) = 1 - m_1(1) \\ m_2(0) = 1 - m_2(1) \end{cases} \quad (42)$$

将其代入式(40)可得

$$m_{\text{DS}}(1) = \frac{m_1(1)m_2(1)}{m_1(1)m_2(1) + [1 - m_1(1)][1 - m_2(1)]} = \frac{m_1(1)m_2(1)}{2m_1(1)m_2(1) + 1 - [m_1(1) + m_2(1)]} \quad (43)$$

进而可得

$$m_{\text{DS}}(1) = \begin{cases} m(1) \geq \frac{1}{2}, & m_1(1) + m_2(1) \geq 1 \\ m(1) < \frac{1}{2}, & m_1(1) + m_2(1) < 1 \end{cases} \quad (44)$$

故

$$\begin{cases} D_{\text{DS}} = D_{\text{EGC}} = 1, m_1(1) + m_2(1) \geq 1 \\ D_{\text{DS}} = D_{\text{EGC}} = 0, m_1(1) + m_2(1) < 1 \end{cases} \quad (45)$$

其中， D_{DS} 和 D_{EGC} 分别表示 DS 和 EGC 的判决值，所以在 2 通道信息融合的情况下，DS 证据理论融合结果等于 EGC 结果。

参考文献：

- [1] 王金龙, 陈瑾, 徐煜华. 短波通信技术研究进展与发展需求[J]. 陆军工程大学学报, 2022, 1(1): 1-7.
WANG J L, CHEN J, XU Y H. On research advances and development requirements of high frequency communication technologies[J]. Journal of PLA University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2022, 1(1): 1-7.
- [2] WANG J L, DING G R, WANG H C. HF communications: past, present, and future[J]. China Communications, 2018, 15(9): 1-9.
- [3] 李国军, 侯旭, 叶昌荣, 等. 短波通信接入网广域协作资源分配算法[J]. 通信学报, 2023, 44(2): 112-121.
LI G J, HOU X, YE C R, et al. Wide area cooperative resource allocation algorithm for shortwave communication access network[J]. Journal on Communications, 2023, 44(2): 112-121.
- [4] 徐坤. 短波接入通信网中的上行空间分集接收技术[J]. 军事通信技术, 2016, 37(3): 53-59.
XU K. Uplink reception technology with space diversity in high frequency access communications network[J]. Journal of Military Communications Technology, 2016, 37(3): 53-59.
- [5] BASTAMI A H, OLFAT A. Selection relaying schemes for cooperative wireless networks with adaptive modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(4): 1539-1558.
- [6] 王楠. 直扩系统多通道信号同步与分集合并研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2019.
WANG N. Research on multi-channel signal synchronization and diversity merging in DS/SS system[D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2019.
- [7] 程文帝. 短波多载波调制信号的分集接收处理技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
CHENG W D. Research on diversity receiving technology of high frequency multi-carrier signal[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2020.
- [8] XU K, JIANG B, SU Z Y, et al. High frequency communication network with diversity: system structure and key enabling techniques[J]. China Communications, 2018, 15(9): 46-59.
- [9] 李景慧. 短波窄带通信系统同步与分集接收技术研究[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2021.
LI J H. Research on synchronization and diversity receiving technology of shortwave narrowband communication system[D]. Chongqing: Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2021.
- [10] DEMPSTER A P. Upper and lower probabilities induced by a multivalued mapping[J]. The Annals of Mathematical Statistics, 1967, 38(2): 325-339.
- [11] SHAFER G. Perspectives on the theory and practice of belief functions[J]. International Journal of Approximate Reasoning, 1990, 4(5/6): 323-362.
- [12] ZHANG W X, SUN H H, FANG W D, et al. Trust evaluation and decision based on D-S evidence theory: early models and future perspectives[J]. IEEE Access, 2023, 11: 16032-16041.
- [13] DONG G G, KUANG G Y. Target recognition via information aggregation through dempster-shafer's evidence theory[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2015, 12(6): 1247-1251.

- [14] 孙志国, 任欣悦, 陈增茂, 等. 基于证据间相似性的协作频谱感知方法与性能分析[J]. 通信学报, 2020, 41(12): 139-147.
SUN Z G, REN X Y, CHEN Z M, et al. Cooperative spectrum sensing method and performance analysis based on similarity between evidences[J]. Journal on Communications, 2020, 41(12): 139-147.
- [15] 于美婷, 赵林靖, 李钊. 基于 DS 证据理论的协作频谱感知改进方法[J]. 通信学报, 2014, 35(3): 168-173.
YU M T, ZHAO L J, LI Z. Improved cooperative spectrum sensing scheme based on dempster-shafer theory in cognitive radio network[J]. Journal on Communications, 2014, 35(3): 168-173.
- [16] MA Y Z, ZHANG J D, QIN G H, et al. 3D multi-object tracking based on dual-tracker and D-S evidence theory[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2023, 8(3): 2426-2436.
- [17] 杨风暴, 王肖霞. D-S 证据理论的冲突证据合成方法[M]. 北京: 国防工业出版社, 2010.
YANG F B, WANG X X. D-S evidence theory's conflict evidence synthesis approach[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2010.
- [18] JEAN D. Foundations for a new theory of plausible and paradoxical reasoning[J]. Information & Security, 2002, 9: 13-57.
- [19] 董一琳. 基于 DSMT 的多粒度信息融合方法及其应用研究[D]. 南京: 东南大学, 2020.
DONG Y L. Research on methods of multi-granular information fusion based on DSMT and its applications[D]. Nanjing: Southeast University, 2020.
- [20] 董煜, 张友鹏. 基于聚类赋权的冲突证据组方法[J]. 通信学报, 2023, 44(3): 157-163.
DONG Y, ZHANG Y P. Conflict evidence combination method based on clustering weighting[J]. Journal on Communications, 2023, 44(3): 157-163.
- [21] LI J B, ZENG X P, YIN C J, et al. A low-complexity CRC-based decoding algorithm for SLM-ML OFDM systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(6): 1144-1147.
- [22] ITU. Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 khz using ionospheric channel simulators: TU-R Rec.F.1487[S]. 2000.
- [23] 李国军, 马欢, 叶昌荣, 等. 基于 Watterson 模型的短波航空移动通信建模与仿真[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(1): 332-338.
LI G J, MA H, YE C R, et al. Modeling and simulation of HF aeronautical mobile channel based on Watterson model[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(1): 332-338.
- [24] LIU M, WU Y, ZHAO W, et al. Dempster-shafer fusion of multiple sparse representation and statistical property for SAR target configuration recognition[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2014, 11(6): 1106-1110.
- [25] 叶昌荣. 微伏级 T 波交替多通道融合检测与估计研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2018.
YE C R. Study on microvolt T-wave alternans multi-channel fusion detection and estimation[D]. Chongqing: Chongqing University, 2018.
- [26] SMARANDACHE F, DEZERT J. On the consistency of PCR6 with the averaging rule and its application to probability estimation[C]// Proceedings of the 16th International Conference on Information Fusion. Piscataway: IEEE Press, 2013: 1119-1126.
- [27] MORAS J, DEZERT J, PANNETIER B. Grid occupancy estimation for environment perception based on belief functions and PCR6[C]//Proceedings

of the SPIE Defense & Security. Bellingham: SPIE Press, 2015: 432-445.

- [28] 金宏斌, 蓝江桥. 基于信度优势的比例冲突再分配规则[J]. 现代雷达, 2011, 33(9): 58-61.
JIN H B, LAN J Q. Proportional conflict redistribution rules based on preponderant belief[J]. Modern Radar, 2011, 33(9): 58-61.
- [29] SMARANDACHE F, DEZERT J, TACNET J M, et al. Multi-criteria decision making based on DSMT-AHP[J]. Belief Workshop on the Theory of Belief Functions, 2015, doi: 10.6084/M9.FIGSHARE.1502562.
- [30] CHO Y S, KIM J W, YANG W Y, et al. MIMO- OFDM 无线通信技术及 MATLAB 实现[M]. 孙锴, 黄威, 译. 北京: 电子工业出版社, 2013.
CHO Y S, KIM J W, YANG W Y, et al. MIMO- OFDM wireless communication technology and MATLAB implementation[M]. Translated by SUN K, HUANG W. Beijing: Electronic Industry Press, 2013.
- [31] PARK J, HONG E, HAR D. Low complexity data decoding for SLM-based OFDM systems without side information[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(6): 611-613.

[作者简介]



李俊兵 (1994-), 男, 四川资阳人, 重庆大学博士生, 主要研究方向为短波组网、宽带短波传输技术。



曾孝平 (1965-), 男, 四川广安人, 博士, 重庆大学教授、博士生导师, 主要研究方向为下一代移动通信、无线通信、空间信息网。



李国军 (1978-), 男, 四川资阳人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为复杂恶劣环境超视距无线通信与网络。



叶昌荣 (1989-), 男, 重庆人, 博士, 重庆邮电大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为微弱生物信号的提取与检测、短波广域协作传输技术。