

基于多目标遗传模拟退火算法的方向调制

樊志凯, 任清华, 张广大

(空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077)

摘要 为对自由空间中任意期望方向的物理层安全通信, 提出了一种运用多目标函数遗传模拟退火算法的方向调制方法。文中建立以通信信号误码性能和星座图畸变程度为指标的 2 个遗传目标函数, 并结合模拟退火算法以避免遗传算法易陷入局部最优, 使得发射信号在合法用户方向与期望星座图相同, 而窃听用户方向上星座图产生极大程度的畸变。仿真结果表明: 所提方向调制方法与现有基于遗传算法、粒子群算法、多目标遗传算法方向调制方法相比, 具有更窄的误码率波束宽度, 所提出的多目标方向调制物理层安全通信信号具有更强的防窃听性能。

关键词 方向调制; 无线通信; 物理层安全; 遗传算法; 误码率

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2021.02.008

中图分类号 TN92 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2021)02-0048-06

A Directional Modulation Method Based on Multi-Objective Genetic Simulated Annealing Algorithm

FAN Zhikai, REN Qinghua, ZHANG Guangda

(Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract In order to realize the secure communication of physical layer in any desired direction in free space, a directional modulation method is proposed based on multi-objective function genetic simulated annealing algorithm. In this paper, two genetic objective functions are established based on the BER performance of communication signals and the degree of constellation distortion in combination with simulated annealing algorithm to avoid genetic algorithm from falling into local optimum. The transmitted signal is the same as the expected constellation in the legal user direction, while the constellation map in the eavesdropping user direction produces a great degree of distortion. The simulation results show that the directional modulation method proposed is narrower in BER beam width compared with the existing directional modulation methods, genetic algorithm, particle swarm algorithm and multi-objective genetic algorithm. The proposed multi-target directional modulation physical layer secure communication signal has stronger anti-eavesdropping performance.

Key words directional modulation; wireless communications; physical layer security; genetic algorithm; bit error rate

收稿日期: 2020-12-16

基金项目: 国家重点实验室合作基金(KX162600022)

作者简介: 樊志凯(1997—), 四川简阳人, 硕士生, 研究方向: 物理层安全。E-mail: 331225372@qq.com

引用格式: 樊志凯, 任清华, 张广大. 基于多目标遗传模拟退火算法的方向调制[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2021, 22(2): 48-53.
FAN Zhikai, REN Qinghua, ZHANG Guangda. A Directional Modulation Method Based on Multi-Objective Genetic Simulated Annealing Algorithm[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2021, 22(2): 48-53.

为了在无线通信中获得最基本的安全级别,即信息理论安全^[1],必须在物理层执行加密。方向调制^[2](directional modulation, DM)技术即作为一种新兴的物理层安全加密技术,是一种能够将数字调制信号投影到自由空间中预先指定的安全通信空间方向(即合法用户方向)的同时,在其他所有方向上人为的造成信号失真的射频信号调制技术。

Babakhani 等人在文献[3]描述了依赖于近场耦合效应的 DM 发射机,这是一种由多个波束在自由空间中干涉形成方向调制信号的技术。但由于近场衍射效应的计算复杂性,导致该方法无法预知非合法用户(即窃听用户)方向的星座图变化,且计算量过大使得信号合成困难。

目前主流的 DM 实现方法是基于基带信号调制的算法设计,研究者从不同角度对 DM 的基础理论、技术方案、性能指标等开展了相关研究。文献[4~7]将频率分集阵列天线本身具有的相位-距离特性与方向调制结合,实现了在特定方位与特定距离的精准无线安全通信,但对于该系统的相关性能如安全速率等未进一步说明。文献[8]研制了一种正交频分复用方向调制发射机,实现了发射机系统的保密性能和功率效率之间的灵活调整。文献[9]将空间调制(spatial modulation, SM)与 DM 结合使用,使得发射机系统同时具有更高的频谱效率和安全性能,并研究了不完美角度估计对于这种空间和方向调制系统的影响。文献[10]建立了方向调制的性能评估指标,将 DM 系统进行分类,并讨论了误差向量幅度(error vector magnitude, EVM)、误码率(bit error rate, BER)、保密率(secretcy rate, SR)这 3 种常用 DM 系统指标。文献[11]提出了一种基于条件最小均方误差的鲁棒动态 DM 信号综合方法,该方法能最小化沿着期望方向的信号星座图的失真。文献[12]对 MIMO 系统和 DM 系统之间的异同进行了分析,并以此建立了一种新的广义的 DM 合成方法,但该方法无法精确控制系统的信号功率分配。文献[13~14]则对方向调制阵列天线阵元权重约束大小进行了研究,前者探讨了在 DM 设计中引入各种天线权重大小约束的可能性,并首次提出了一种权重系数的最大值和最小值同时约束下的 DM 设计方法;后者则首次在 DM 设计中引入了权重系数的恒定幅度约束。

文献[2]实现了在期望方向综合出标准信号星座图,但没有考虑在非期望方向的信号星座图畸变程度。针对这一点文献[15]进行了改进,设计的 DM 信号具有相对较窄的波束宽度。本文将 DM 信号在各方向上的误码率以及与标准信号之间对应星

座点的绝对距离差值同时作为目标函数,提出了一种基于多目标遗传模拟退火算法的方向调制技术方法,相比于基于其他智能优化算法的方向调制方法,理论分析与实验结果都表明了本文方法综合出的 DM 信号有更窄的误码率波束宽度,能够降低信号的截获概率,提高系统的安全性能。

1 方向调制系统模型

图 1 中所示的典型的线性相控阵阵列结构。信号经由 N 个天线单元传输之前,相移控制器按照信源给出的基带信息数据对幅度加权值 A_{mn} 与相移值 $\varphi_n(m)$ 进行调制,其中 $m(m=1,2,\dots,M)$ 和 $n(n=1,2,\dots,N)$ 分别对应于第 n 个信号和第 m 个阵列单元。对于这种结构,IQ 空间中的第 m 个接收符号 $E_m(\theta)$ 可以通过各个阵元相应的天线方向图 AP_n 加权来获得,假设信号在自由空间中传输且只考虑方位角平面的辐射,式(1)描述了该信号。

$$E_m(\theta) = \sum_{n=1}^N (AP_n \times A_{mn} \times e^{j[\varphi_n(m) - \beta d_n \cos \theta]}) \quad (1)$$

式中: $\beta=2\pi/\lambda$ 为传播常数, λ 为发射信号波长; θ 为接收机相对于发射机所在方位角; d_n 为第 n 个阵元到阵列中心相位参考点的距离。

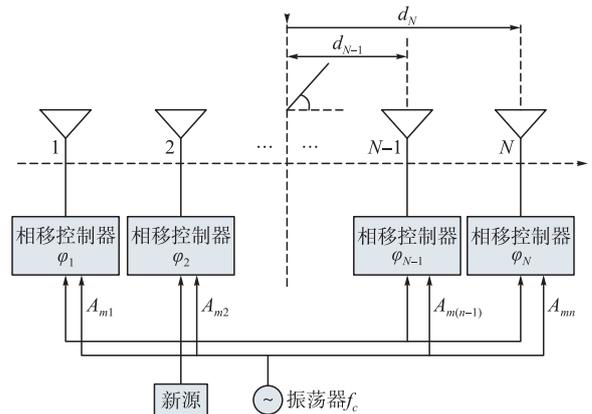


图 1 线性相控阵 DM 阵列结构图

本文所设计的 DM 系统采用这样一种四元线性阵列,各阵元的 AP 为 1 且不存在各向异性,阵元之间的间距为半个波长。假设信号在自由空间中传输,各阵元对信号的加权值都为 1,式(2)在式(1)的基础上描述了该阵列发射的信号。该阵列的阵列中心位于 2,3 阵元中间,信号为 QPSK 调制信号。

$$E_m(\theta) = \sum_{n=1}^4 e^{j[\varphi_n(m) - \beta d_n \cos \theta]} = e^{j[\varphi_1(m) - \frac{3}{2}\pi \cos \theta]} + e^{j[\varphi_2(m) - \frac{1}{2}\pi \cos \theta]} + e^{j[\varphi_3(m) + \frac{1}{2}\pi \cos \theta]} + e^{j[\varphi_4(m) + \frac{3}{2}\pi \cos \theta]} \quad (2)$$

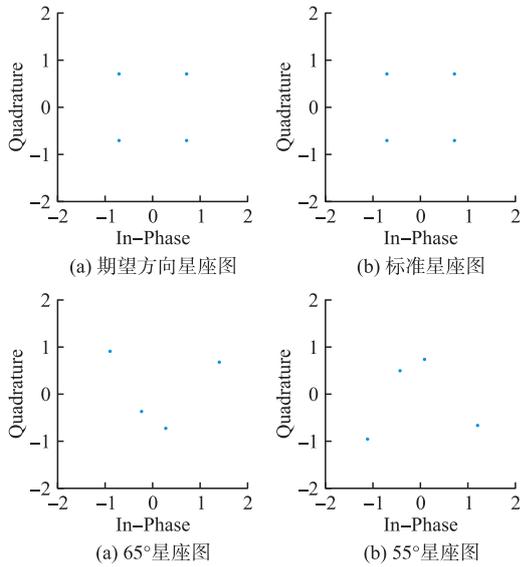


图2 不同方位角的方向调制信号星座图

图2给出了在设定合法用户方位角为 60° 时其他方向上处于相同距离处的接收机收到的方向调制信号星座图。可以看到在 60° 方向上合法用户收到的信号与标准QPSK信号相同,而在其他方向上窃听用户接收到的信号在幅度与相位都发生了畸变。

2 物理层安全性能

2.1 误差矢量幅度指标

在现代数字调制通信系统中,误差矢量幅度(error vector magnitude, EVM)通常被用来量化系统的性能,因为它可以在不需要解调的情况下进行计算,并且可以深入了解失真的物理根源。EVM用数学形式表示为^[15]:

$$EVM = \left[\frac{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^T |S_{\text{meas}_i} - S_{\text{ref}_i}|^2}{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^T |S_{\text{ref}_i}|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

式中: S_{meas_i} 与 S_{ref_i} 分别为IQ空间中第*i*个实际测量的符号和参考符号,本文中 S_{meas_i} 可视为 $E_m(\theta)$, T 为传输的符号数目。

若参考符号为信号能量大小为1 W的QPSK调制信号:

$$EVM_{\text{QPSK}} = \left[\frac{\frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 |S_{\text{DM}_i} - S_{\text{QPSK}_i}|^2}{\frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 |S_{\text{QPSK}_i}|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

对于非方向调制系统而言,各方向传输的信号都采用相应的标准QPSK符号的值。在文献[16]中指出。在这种情况下,EVM可以直接映射到信噪比(signal to noise ratio, SNR)和BER。需要注意的是对于方向调制系统而言除了合法方向传输标

准QPSK符号外,其他方向所传输的信号均有不同程度的失真,这种失真是由人为设置的算法随机生成,并不是由白噪声所引起的,即对于方向调制系统而言,信号EVM由传输环境中的白噪声和人工生成的噪声这两部分所影响。当SNR增大时,白噪声随之减小,而人为干扰并不会随之改变大小,此时人工生成的噪声与EVM有决定性的联系。窃听用户方向的星座图与标准星座图偏差越大EVM的值越高,也代表着在窃听用户方向的接收器所受到的人为干扰越强,信号也更难以被窃听。因此在方向调制系统中EVM无法直接映射到SNR和BER,可作为衡量方向调制信号星座图畸变程度的指标,在后文算法设计中将其作为目标函数进行仿真计算。

2.2 误码率指标

误码率能够量化各种失真对信号的影响,由于接收机可能具有不同的能力来校正失真,所以同一接收信号可以被不同地解码,从而导致不同的误码率值。本文假设合法用户与窃听用户均采用标准QPSK接收机,即接收机根据星座点所在的象限对接收到的符号进行解码。

对于信道噪声,本文主要考虑发射机与各接收机间的信道为加性高斯白噪声(additive white gaussian noise, AWGN)信道。非方向调制下,对于BER计算可简化为:

$$BER_{\text{QPSK}} = Q\left(\sqrt{\frac{l^2}{N_0}}\right) \quad (5)$$

式中: $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx$ 为互补累计分布函数; l 为传输符号在星座图上与原点的距离; N_0 为加性高斯白噪声功率。

对于方向调制系统,由于不同方向上各传输符号均存在人为的偏移,因此方向调制系统需采用一个可用于近似计算任意星座图的BER函数,本文采用文献[10]中所给出的误码率封闭表达式:

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{d^2}{N_0/2}}\right) \quad (6)$$

式中: d 为2个最近的星座点之间的最小欧式距离。

本文中假定QPSK调制下传输的4个符号出现概率相同,且星座图上每个点只有一个最近的相邻星座点,此时误码率为:

$$BER_{\text{DM-QPSK}} = \frac{1}{4} \sum_{k=1}^4 Q\left(\sqrt{\frac{d_k^2}{N_0/2}}\right) \quad (7)$$

式中:当*i* = 1, 2, 3, 4时, d_i 分别表示传送符号00, 01, 11, 10在星座图中与相邻最近星座点之间的欧式距离。

3 基于多目标遗传模拟退火算法的方向调制

3.1 目标函数设置

文献[8]中的方向调制方法采用的目标函数为:

$$F = \sum_{i \in L} \omega_i \text{BER}_{\text{DM-QPSK}}(\theta_i) - \sum_{j \in H} \omega_j \text{BER}_{\text{DM-QPSK}}(\theta_j) \quad (8)$$

式中: L 与 H 分别表示期望低和高 BER 的一组方向, ω 为各方向的 BER 权重比。该目标函数没有考虑各方向上星座图的畸变。文献[15]中提出多目标遗传函数算法在式(8)的基础上改进,并给出目标函数的最优解与最差解,证明了 DM 系统的有效性,但由于遗传算法容易过早收敛而陷入局部最优值,导致最终结果可能并不是相对较优的。

本文将各个角度 EVM 与 BER 的变化同时作为多目标优化的目标函数,同时结合模拟退火算法提高优化结果为全局最优解的可靠性。该算法目标函数为:

$$\begin{cases} \min f_1(\theta) = \int_0^{180^\circ} \omega \text{BER}_{\text{DM-QPSK}} d\theta \\ \min f_2(\theta) = \int_0^{180^\circ} y \text{EVM}_{\text{QPSK}} d\theta \end{cases} \quad \text{s. t. } 0^\circ \leq \varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4 \leq 180^\circ \quad (9)$$

式中: ω 仍为各方向的 BER 权重比; y 为各方向的 EVM 权重比。

本文主要考虑在 SNR 处于 15dB 以下的情况,从 2.1 节可知此时白噪声与人工噪声对 EVM 影响都较重。并且针对不同 SNR 下需要达到不同的最优目标 BER,而最优的 EVM 在不同 SNR 下基本相同,因此将 EVM 的权重相比于 BER 的权重较小,使得计算过程能够保证较快的逼近较优目标 EVM 同时逼近局部最优的目标 BER。设定合法用户方向为方位角 60° ,各方向的 BER 权重比 ω 与 EVM 权重比 y 为:

$$\omega = \begin{cases} -1, 0^\circ \leq \theta < 56^\circ \\ -\left[1 + \frac{10^4 - 1}{4} \times (\theta - 56^\circ)\right], 56^\circ \leq \theta < 60^\circ \\ 10^{19}, \theta = 60^\circ \\ -\left[1 + \frac{10^4 - 1}{4} \times (60^\circ - \theta)\right], 60^\circ < \theta < 64^\circ \\ -1, 64^\circ \leq \theta \leq 180^\circ \end{cases} \quad (10)$$

$$y = \begin{cases} -1, 0^\circ \leq \theta < 56^\circ \\ -\left[1 + \frac{10 - 1}{4} \times (\theta - 56^\circ)\right], 56^\circ \leq \theta < 60^\circ \\ 10^6, \theta = 60^\circ \\ -\left[1 + \frac{10 - 1}{4} \times (64^\circ - \theta)\right], 60^\circ < \theta < 64^\circ \\ -1, 64^\circ \leq \theta \leq 180^\circ \end{cases} \quad (11)$$

3.2 算法步骤

以 $\text{SNR}=10$ 为例,本文方法与多目标遗传算法的不同,采用内外双层循环并将模拟退火算法放到内层循环,多目标遗传算法放到外层循环。相比于多目标遗传算法而言,本文引入的内循环模拟退火算法使得优化过程各个状态均具有可控的突变概率,尤其是在高温时的模拟退火操作使得初期的优化过程状态能够在全局大范围迁移,极大地避免了最终结果陷入局部最优解。而相比于模拟退火算法的串行搜索而言,本文算法具有多目标遗传算法的多点并行迭代搜索,从而降低在局部搜索时停滞不前的可能性,提高了算法向最优解收敛的速度。因此本文算法能够提升在解空间中的搜索能力和范围,优化效率相比单纯使用模拟退火算法和多目标遗传算法更高。具体操作步骤如下:

步骤 1 设置最大信噪比 $\text{SNR}_{\max} = 12$ dB,信噪比变量为 SNR。

步骤 2 判断初始化控制参数。分别为 4 个阵元创建列满秩矩阵 $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{A}_3, \mathbf{A}_4$, 实现种群多样化。最大迭代次数 $M=400$, 变异概率为 0.01, 交叉概率为 0.7, 初始温度 $T_{\max} = 1\ 000$ °C, 最低温度 $T_{\min} = 0.01$ °C, 温度冷却系数为 $k=95\%$, 迭代变量为 $m=0$, 温度变量为 T 。

步骤 3 将 4 个阵元的随机相位值带入式(2)计算,而后基于 3.1 节中的方法计算每个个体的 2 个目标函数值 $f_{1,i}$ 和 $f_{2,i}$ 。

步骤 4 若 $m > M$, 则转至步骤 7; 否则更新温度变量 $T = T_{\max}$, 再进行下一步。

步骤 5 对 4 个矩阵同时实施选择,交叉和变异等遗传操作保证,对新产生的个体计算目标函数值 $f'_{1,i}, f'_{2,i}$ 。若 $f'_{1,i} < f_{1,i}$ 且 $f'_{2,i} < f_{2,i}$, 则新个体替换旧个体; 否则以概率 $P = \exp((f_{1,i} - f'_{1,i} + f_{2,i} - f'_{2,i})T)$ 进行新旧个体替换。

步骤 6 更新温度 $T = kT$ 。若更新后, $T > T_{\min}$ 则转至步骤 5; 否则更新迭代变量 $m = m + 1$, 转至步骤 4。

步骤 7 若 $\text{SNR} = \text{SNR}_{\max}$, 选出 $f_{2,i}$ 最大的个体作为最优解; 否则 $\text{SNR} = \text{SNR} + 1$, 转至步骤 2。

4 系统性能仿真与分析

本文通过 matlab 软件仿真分析四元线性方向调制阵列的物理层安全通信效果,并与传统信号调制方法以及采用其他智能优化算法的方向调制方法进行比较。设合法用户所在方位角为 60° ,方向调制后的数字基带信号为 QPSK 调制方式,每次共发射 10^8 个方向调制信号,每个方向调制信号传输符号的概率相同,合法用户与窃听用户均采用标准 QPSK 接收机且通信信号到达两者的距离相同。

表 1 给出了本人 DM 方法在传输不同符号时,合法用户方向处的辐射方向增益,以及各相移器产生的相位偏移值。图 3 直观地表现了在这种相移值设置下,信号除了在合法用户方向上几乎保持不变,其余方向上星座图与标准 QPSK 信号星座图相比均发生了较大的偏移。图 4 展示了基于本文方法的 DM 信号辐射方向图,可以看出线性阵列在射频端上,图 5 展示了本文方向调制信号 EVM 在不同方位角上的变化,可以看到各符号信号在合法用户方向 EVM 都是 0.00% ,但一旦偏离合法用户方向,EVM 会迅速增大,且各符号的变化不同。图 6 比较了 4 种不同方法下的误码率性能随 SNR 的变化情况。可以看到本文方向调制方法在合法用户所在 60° 方向的 BER 随 SNR 的变换曲线与传统信号调制方法相同。在 57° 方向上,其他 3 种方向调制方法在 57° 方向上 BER 仍随 SNR 变化而产生较大变化,而本文的方法在 57° 方向的 BER 几乎保持在 0.42 不随 SNR 变化,这与 3.2 节中的分析相同,本文算法和目标函数的设置使得与其他算法如多目标遗传算法相比优化效果更好。因此即便窃听用户采用高灵敏接收机也无法解调出正确的符号信息。

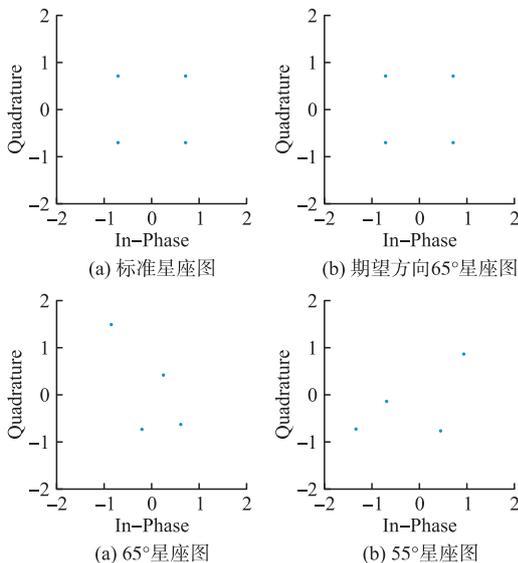


图 3 由本文方向调制方法得出的信号星座图

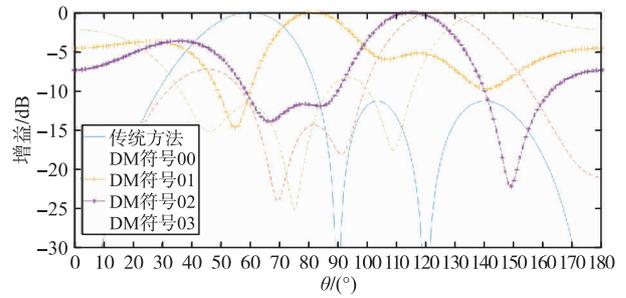


图 4 方向调制信号辐射方向图

表 1 合法用户方位为 60° 时各阵元的相移器值

QPSK 符号	阵元 1 相移值 φ_1/rad	阵元 2 相移值 φ_2/rad	阵元 3 相移值 φ_3/rad	阵元 4 相移值 φ_4/rad	辐射方向增益/dB
$e^{j\frac{\pi}{4}}(00)$	1.390 3	2.203 9	2.102 7	-2.058 1	-10.66
$e^{-j\frac{\pi}{4}}(01)$	-3.015 4	-2.379 2	1.277 4	2.508 5	-11.46
$e^{j\frac{\pi}{4}}(11)$	2.427 4	-1.534 6	1.367 4	1.861 2	-8.23
$e^{-j\frac{\pi}{4}}(10)$	-1.334 6	0.061 8	-2.448 0	-1.912 4	-11.60

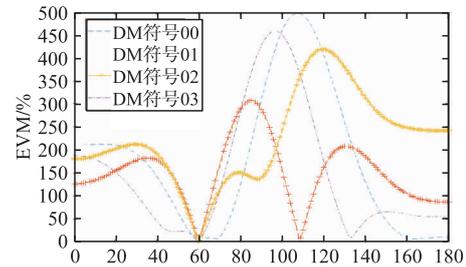


图 5 方向调制信号 EVM 随方位角变化曲线图

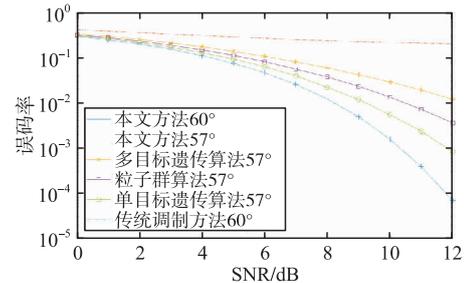


图 6 误码性能随 SNR 变化曲线图

图 7 给出了 3 种不同方法在 SNR 为 10 dB 时的误码率性能随方位角变换的曲线图。从图中可以比较看出在合法方向 60° 处 3 种方法都能达到 5.83×10^{-5} 的误码率,而在其他方向上,其他基于智能优化算法的方向调制方法与本文的方法都能使误码率迅速恶化,且本文的方法恶化的程度更快。若设定 10^{-2} 为误码率阈值,本文方向调制信号的误码率波束宽度为 5.4° ,而多目标遗传算法、粒子群算法、单目标遗传算法与传统信号分别为 6.5° 、 7.2° 、 8.3° 和 11.6° 。相对于其他 3 种信号方法,采用本文方法后的,自由空间中的窃听用户只有冒着更大的风险在合法用户方向较近处才能获得较高的通信质量,因此本文的方向调制方法的系统安全性更好。

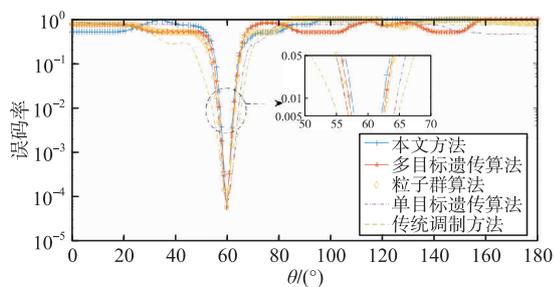


图 7 误码性能随方位角变化曲线图

5 结语

本文将 EVM 与 BER 同时作为优化项目,提出了一种基于多目标遗传模拟退火算法的物理层方向调制技术方法。仿真结果表明与其他基于智能算法的方向调制技术相比,本文所提出的方法能有效避免迭代优化的陷入局部最优解,使得发射信号获得更窄的信息波束宽度,具有更好的防窃听性能。但需要注意本文所提出的方向调制方法虽然能够在方位角实现物理层精准安全无线通信,但是在同一方位不同距离的精准无线安全通信仍待进一步研究。

参考文献

- [1] BLOCH M, BARROS J. Physical-Layer Security: From Information Theory to Security Engineering [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2011.
- [2] DALY M P, BERNHARD J T. Directional Modulation Technique for Phased Arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(9): 2633-2640.
- [2] BABAKHANI A, RUTLEDGE D, HAJIMIRI A. Near-Field Direct Antenna Modulation[J]. Microwave Magazine IEEE, 2009, 10(1):36-46.
- [4] JI S, WANG W Q, CHEN H, et al. On Physical-Layer Security of FDA Communications over Rayleigh Fading Channels[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2019, 5(3): 476-490.
- [5] XIONG J, SHADDRACK Y N, WANG W Q. Directional Modulation Using Frequency Diverse Array For Secure Communications[J]. Wireless Personal Com-

- munications, 2017,95(3):2679-2689.
- [6] WANG W Q. DM Using FDA Antenna for Secure Transmission [J]. IET Microwaves Antennas & Propagation, 2017, 11(3):336-345.
- [7] DING Y, FUSCO V, ZHANG J, et al. Time-Modulated OFDM Directional Modulation Transmitters[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8):8249-8253.
- [8] ZHANG H, XIAO Y, XIAO Y, et al. Impact of Imperfect Angle Estimation on Spatial and Directional Modulation[J]. IEEE Access, 2019, 8:7081-7092.
- [9] DING Y, FUSCO V F. Establishing Metrics for Assessing the Performance of Directional Modulation Systems[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(5):2745-2755.
- [10] HU J, SHU F, LI J. Robust Synthesis Method for Secure Directional Modulation with Imperfect Direction Angle[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(6):1084-1087.
- [11] DING Y, FUSCO V F. MIMO Inspired Synthesis of Directional Modulation Systems[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, 15: 580-584.
- [12] ZHANG B, LIU W, LI Y, et al. Directional Modulation Design under Maximum and Minimum Magnitude Constraints for Weight Coefficients[J]. Ad Hoc Networks, 2020, 98:102034.
- [13] ZHANG B, LIU W, LI Y, et al. Directional Modulation Design under a Constant Magnitude Constraint for Weight Coefficients[J]. IEEE Access, 2019, 7: 154711-154718.
- [14] 洪涛,宋茂忠,刘渝.多目标遗传算法方向调制物理层安全通信信号设计[J].应用科学学报,2014,32(1):51-56.
- [15] SHAFIK R A, RAHMAN M S, ISLAM A R. On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics[C]// International Conference on Electrical & Computer Engineering. Dhaka, Bangladesh: IEEE, 2006: 408-441.
- [16] GOLDSMITH A. Wireless Communications[M].北京:人民邮电出版社,2007.

(编辑:徐楠楠)