基于极化状态 — 幅度 — 相位调制的高效无线传输方案

魏冬^①, 孔斌^②, 乔荣^{①*}, 范伟^①, 黄伟庆^①

^① 中国科学院信息工程研究所, 北京 100093

^② 国家保密科技测评中心, 北京交通大学计算机与信息技术学院, 北京 100044

* 通信作者. E-mail: qiaorong@iie.ac.cn

收稿日期: 2015-04-16; 接受日期: 2015-05-12; 网络出版日期: 2015-07-30

中国科学院战略性先导科技专项 (批准号: XDA06010701) 和国防科技创新青年基金 (批准号: CXJJ-15Q066) 资助项目

摘要 本文提出一种基于极化状态 — 幅度 — 相位调制 (polarization-amplitude-phase modulation, PAPM) 的高效无线传输方案, 该方案可在传统幅度 — 相位调制的基础上对载波的极化状态进行调制, 进一步提高传输效率. 本文量化分析了无线信道极化相关衰减效应对所提方案造成的功率衰减及极化星座失真, 并且提出了对抗该极化相关衰减效应影响的预补偿算法. 在此基础上, 推导了 PAPM 误符号率函数, 并建立了该误符号率函数关于调制因子的优化模型. 为使 PAPM 误符号率最小, 计算了最优调制因子并分析了其分布规律. 最后, 基于软件无线电平台, 建立了基于 PAPM 的原型通信系统, 并在实际的信道环境中对 PAPM 的误符号率及频谱效率进行了实验. 实验结果表明, 相比传统移相键控调制 (phase shift keying, PSK) 及正交幅值调制 (quadrature amplitude modulation, QAM), PAPM 易受信道极化相关衰减效应的影响, 但是经过预补偿后, 其误符号率及频谱效率性能具有明显的优势.

关键词 极化状态调制 极化传输 去极化效应 无线通信系统 频谱效率

1 引言

随着无线通信业务的持续飞速增长, 频谱资源的匮乏对无线通信行业的制约将日益突出^[1]. 事实上, 即便是已经拥挤的无线通信频段, 仍然未得到充分利用. 当前的无线传输技术主要对载波的幅度、相位及频率属性进行调制, 即仅利用载波的幅度、相位和频率来传输信息. 其实除了上述属性外, 载波还存在另一个重要属性, 即极化状态属性. 极化状态是独立于幅度、相位及频率的重要属性, 表征的是电磁波振动的轨迹及旋向, 具有无穷多的种类, 可以用于承载发射信息^[2]. 因此, 若在传统调制的基础上引入极化状态调制, 则可使当前无线传输效率得到提升, 使稀缺的频谱资源得到更加高效的利用.

利用极化状态承载信息在光纤通信中已得到了深入的研究, 被称为偏振调制或偏振移位键控调制, 其利用光信号的偏振状态 (即极化状态) 承载信息, 实现高速率的光纤通信^[3,4]. 现有的研究主要集中在偏振调制、解调理论及相应的调制与解调器设计. 在调制与解调理论方面, 发射端侧主要研究最优偏振调制星座结构设计准则^[4]、基于偏振 — 幅度 — 相位联合调制的多维星座结构设计准则^[5], 并引

引用格式: 魏冬, 孔斌, 乔荣, 等. 基于极化状态 — 幅度 — 相位调制的高效无线传输方案. 中国科学: 信息科学, 2015, 45: 1263–1279, doi: 10.1360/N112014-00323

入 Gray 编码及低密度奇偶校验码以提高可靠性^[3], 同时设计多种多样的偏振调制方式, 如差分偏振调制设计、连续偏振调制设计、偏振 — 幅度联合调制设计、偏振 — 频率联合调制设计及偏振 — 幅度 — 相位联合调制设计^[6]; 接收端侧主要研究相应的解调理论, 如差分解调算法、基于 Stokes 矢量的判决算法、直接解调算法及相干解调算法^[6]. 此外, 还从理论上分析了不同偏振调制方式的功率谱特征、光纤信道下的误码率性能及偏振调制抗相位噪声的特性^[6]. 在调制与解调器设计方面, 现有研究主要从工程实现角度出发设计基于铌酸锂晶体的偏振调制器、基于半导体光放大器的偏振调制器、基于 Stokes 矢量的解调器及零差偏振调制接收机^[7]. 在无线通信系统中, 当前对极化状态的利用主要在于获得复用或分集增益, 如利用极化状态复用技术提高通信传输效率^[8], 以及通过接收极化匹配技术提高接收效率^[9, 10]; 这些研究还分析了卫星通信信道中空气悬浮颗粒、降雨、冰晶及障碍物造成的斜反射对信号极化状态特征的影响, 在此基础上设计了相应的信道均衡技术及极化补偿技术等^[10]. 此外, 针对无线通信系统, 文献^[11]设计了详细的极化状态调制方案, 但其考虑的信道是传输特性比较稳定的加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 信道. 然而, 不同于传输特性稳定的光纤信道, 实际的无线信道受衰落及多径效应影响会产生复杂的去极化效应, 在传输过程中会使极化状态严重偏移发射极化状态^[12], 恶化极化状态调制的可靠性, 这也是阻碍极化状态调制应用于无线通信系统中的主要因素.

本文充分考虑无线信道的去极化效应, 提出基于极化状态 — 幅度 — 相位调制 (polarization-amplitude-phase modulation, PAPM) 的无线传输方案, 该方案利用了载波的极化状态、幅度及相位传输信息, 并且在无线去极化信道中可保持较高的可靠性. 首先, 设计了适用于当前无线通信系统的 PAPM 方案、极化星座图及相应的解调方案. 其次, 量化分析了极化相关衰减效应对极化状态调制造成的损害, 主要包括极化星座失真及极化状态相关的功率衰减. 然后, 为了降低去极化效应造成的损害, 提出了相应的预补偿算法. 为合理分配载波的幅度 — 相位及极化状态各自承载的符号速率, 使 PAPM 误符号率达到最优, 定义了调制因子, 并推导出关于调制因子的 PAPM 误符号率函数优化模型, 计算使 PAPM 误符号率达到最优的调制因子. 最后, 基于 GNU Radio 软件无线电平台, 对 PAPM 的性能进行了测试和评估.

2 极化状态 — 幅度 — 相位调制及解调方案

本文所提出的 PAPM 调制方案, 可适用于单载波及多载波通信场景, 为了更清晰地阐述 PAPM 调制原理, 下面将以单载波通信场景为例进行介绍. 对于多载波通信场景, 下述方案同样适用, 只需在 IFFT 之前实施极化状态调制即可, 具体如图 1 所示. 下面将针对 PAPM 调制方案、极化星座及 PAPM 解调方案进行详细阐述.

2.1 调制方案

本小节在传统的无线发射机基础上设计 PAPM 调制方案. 根据文献^[2], 通过改变一对正交极化状态的幅度比和相位差, 即可产生任意一种极化状态. 因此, 本文 PAPM 的设计思路是: 首先, 产生两路传统幅度 — 相位调制 (amplitude-phase modulation, APM) 的星座点; 然后, 根据相应的极化星座点对两路 APM 星座点进行幅值和相位加权; 最后, 将加权后的两路 APM 星座点分别通过水平极化天线和垂直极化天线发射, 最终实现对载波的幅度、相位及极化状态的调制. 同时, 为保证所提 PAPM 方案与传统无线收发机的兼容性, 本文设计的 PAPM 调制方案只需在传统调制的基础上添加一条极

图 1 多载波 PAPM 调制方案

Figure 1 Multi-subcarrier PAPM modulation scheme

化状态调制支路, 而且该支路通过基带数字信号处理即可实现, 具体如图 2 所示.

首先对发射信息进行信源编码和信道编码得到二进制数字序列, 然后利用串并变换 (serial to parallel conversion, S/P) 将二进制序列分为两部分: $\{I_q\}_{q=1}^Q$ 和 $\{I_p\}_{p=1}^P$. 最后, 分别利用 $\{I_q\}_{q=1}^Q$ 和 $\{I_p\}_{p=1}^P$ 对载波的幅度 — 相位和极化状态进行调制. 其中, 极化状态调制框图对应于图 2 中的虚线框内部分.

对于幅度 — 相位调制, 本文采用经典的移相键控调制 (phase shift keying, PSK) 或正交幅值调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 算法实现. 首先利用幅度 — 相位调制, 将 $\{I_q\}_{q=1}^Q$ 映射为 APM 星座点序列 $\{C_k\}_{k=1}^K$; 然后将 $\{C_k\}_{k=1}^K$ 分为完全相同的两路, 记为水平极化支路和垂直极化支路, 并分别对每一路序列乘以加权因子 $\{w_k^1\}_{k=1}^K$ 和 $\{w_k^2\}_{k=1}^K$ 以设置两路 APM 星座点序列的幅度比和相位差值; 最后, 对加权后的 APM 星座点序列进行数模转换 (digital to analog converter, DAC) 及上变频 (up conversion, UC), 并通过水平极化天线 (horizontal polarized antenna, HPA) 和垂直极化天线 (vertical polarized antenna, VPA) 发射出去. 发射出去的水平极化状态信号 S_H 和垂直极化状态信号 S_V 分别表示为

$$S_H = w_k^1 E_k e^{[j2\pi f t + \phi_0(k)]}, \quad (1)$$

$$S_V = w_k^2 E_k e^{[j2\pi f t + \phi_0(k)]}, \quad (2)$$

式 (1) 和 (2) 中 E_k 和 $\phi_0(k)$ 分别为第 k 个符号周期内载波 f 的幅值和初始相位值, 承载着发射信息 $\{I_q\}_{q=1}^Q$. 发射出去的 S_H 和 S_V 在远场会耦合成一种特定的极化状态, 该极化状态由极化状态调制支路产生的加权因子 w_k^1 和 w_k^2 所决定^[2].

如图 2 中虚线框图部分所描述的极化状态调制支路所示, 首先利用极化星座映射, 将 $\{I_p\}_{p=1}^P$ 映射为极化状态星座点序列 $\{\mathbf{P}_k^T\}_{k=1}^K$, 每个 $\mathbf{P}_k^T$ 即对应为一种极化状态; 然后, 将每个 $\mathbf{P}_k^T$ 唯一映射为一组加权因子 w_k^1 和 w_k^2 ; 最后, 将加权因子 w_k^1 和 w_k^2 分别乘以水平极化支路和垂直极化支路的第 k 个 APM 星座点序列. 其中, 每一组加权因子可由下式计算:

$$\mathbf{P}_k^T = \begin{bmatrix} w_k^1 \\ w_k^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_k \\ \sin \delta_k e^{j\phi_k} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

其中, δ_k 的取值范围为 $[0, \pi/2]$, ϕ_k 的取值范围为 $[0, 2\pi]$. 当 (δ_k, ϕ_k) 取不同值时, 可产生不同的极化状态 $\mathbf{P}_k^T$. 将式 (3) 代入式 (1) 和 (2) 中, 可以得到

$$S_H = \sum_{k=1}^K \cos \delta_k E_k e^{[j2\pi f_k t + \phi_0(k)]}, \quad (4)$$

图 2 PAPM 调制方案

Figure 2 PAPM modulation scheme

 图 3 M_P 阶极化星座图

 Figure 3 The M_P -order polarization state constellation. (a) 2-order; (b) 4-order; (c) 8-order; (d) 16-order

$$S_V = \sum_{k=1}^K \sin \delta_k E_k e^{j[2\pi f_k t + \phi_0(k) + \phi_k]}. \quad (5)$$

可以发现, 当 S_H 和 S_V 分别由水平极化天线和垂直极化天线发射出去时, 它们之间的幅度比和相位差为 $\tan \delta_k = \sin \delta_k / \cos \delta_k$ 和 ϕ_k , 它们在远场会耦合成极化状态 $\mathbf{P}_k^T$. 而 $\mathbf{P}_k^T$ 与二进制序列 I_p 一一映射, 则载波的极化状态将承载着二进制信息 I_p .

综上所述, 可以发现通过 PAPM 调制方案, 载波的极化状态、幅度及相位都承载着发射信息. 针对多载波通信场景, 可在傅里叶逆变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 前进行极化状态调制, 从而实现对每个子载波极化状态的调制, 具体如图 1 所示.

2.2 极化星座

本小节将提出一种极化星座结构及相应的极化星座映射规则. 由于每一种极化状态可唯一地映射为 Poincare 球面上的一点, 因此与传统幅度 — 相位调制二维星座图不同, 极化星座点分布在三维的 Poincare 球面上. 为此, 本文设计相应的三维极化星座图, 如图 3 所示. M_P 阶极化星座点 $\{\mathbf{P}_i : (\delta_i, \phi_i)\}_{i=1}^{M_P}$ 分布在 Poincare 球面上, 以水平极化状态 $\mathbf{P}_H$ 为中心对称分布, 并且具有相等的最小相邻星座距离.

此外, 每一个极化状态 $\mathbf{P}_i$ 在 Poincare 球面上的位置可以用以下 4 个参数表示: δ_i , ϕ_i , t_i 及 φ_i , 如图 4 所示. $2\delta_i$ 为 $\mathbf{P}_i$ 到水平极化状态 $\mathbf{P}_H$ 的弧长; ϕ_i 为该弧与球面赤道的夹角; t_i 和 φ_i 则分别为对应 $\mathbf{P}_i$ 在球面上的经度和纬度.

图 4 Poincare 球面上的极化星座点

Figure 4 The polarization state constellation point on the unit Poincare sphere

图 5 极化星座映射

Figure 5 The polarization constellation mapping

通过上述设计, 可使同一阶数内的所有星座点到水平极化星座点的距离都相同. 当遭受到无线信道去极化效应影响时, 该设计可使同一阶数内的所有星座点受到相同的功率衰减, 从而降低解调判决的复杂度. 这一结论在本文第 4 节中会给出详细分析.

根据上述极化星座结构, 可建立二进制比特到极化星座点的映射, 具体如图 5 所示. 首先, 根据极化状态调制阶数, 对二进制比特信息进行分组. 然后, 根据 Gray 映射, 将每组比特序列映射到相应阶数的极化星座图上, 使相邻极化星座点的比特差异最小, 如采用二阶极化状态调制时, 0 和 1 分别映射为左旋圆极化星座点和右旋圆极化星座点; 采用四阶极化状态调制时, 比特序列组 11, 01, 10 及 00 分别映射为 45° 线极化星座点, 左旋圆极化星座点、右旋圆极化星座点以及 135° 线极化星座点. 最后, 根据每个极化星座点, 计算得到相应的加权因子 w_k^1 和 w_k^2 . 通过 w_k^1 和 w_k^2 即可改变正交极化分量间的幅度比和相位差, 将二进制比特调制到相应的极化状态.

图 6 PAPM 解调方案

Figure 6 PAPM demodulation scheme

2.3 解调方案

本小节设计相应的 PAPM 解调方案, 具体如图 6 所示.

首先, 对正交双极化天线接收到的信号进行下变频 (down conversion, DC) 和采样, 得到接收信号的两个正交极化分量. 然后, 将这两个正交极化分量分别分成相同的两路, 以进行极化状态调制解调 (图 6 中虚线框内部分) 和 APM 解调.

对于极化状态调制解调, 首先, 利用极化状态识别单元 (polarization state decision unit, PSD), 计算接收正交极化分量间的幅度比和相位差, 识别接收到的极化状态 $\{\mathbf{P}_k^R\}_{k=1}^K$; 然后, 依据最大似然 (maximum likelihood, ML) 准则进行判决得到发射极化星座点 $\{\mathbf{P}_k^T\}_{k=1}^K$ (polarization constellation point decision unit, PCD); 最后, 根据二进制序列 $\{I_p\}_{p=1}^P$ 与极化星座点 $\{\mathbf{P}_k^T\}_{k=1}^K$ 的映射规则进行逆映射得到 $\{I_p\}_{p=1}^P$ (reverse constellation mapping unit, RCM).

对于 APM 解调, 首先将接收到的两个正交极化分量进行最大增益合并以获得分集增益; 然后, 依据 QAM 或 PSK 解调原理对合并的信号进行 APM 解调恢复出发射信息 $\{I_q\}_{q=1}^Q$; 最后, 根据得到的 $\{I_p\}_{p=1}^P$ 和 $\{I_q\}_{q=1}^Q$ 恢复信息 I_T , 从而完成信息的传输.

3 无线去极化信道影响分析

无线信道去极化效应主要包括极化相关衰减 (polarization dependent loss, PDL) 效应和极化模式色散 (polarization mode dispersion, PMD) 效应^[12]. 下面将首先分析无线信道产生 PDL 效应及 PMD 效应的机理, 然后分析 PDL 效应及 PMD 效应对本文 PAPM 方案的影响, 通过分析可以发现, PDL 效应是损害 PAPM 方案性能的主要因素, PMD 效应会导致不同载波上的 PAPM 方案遭受到的 PDL 效应损害不同.

对于配备正交双极化天线的无线收发机, 其收发信道可描述为一个两发两收的多径衰落信道^[13]:

$$\mathbf{H}_C = \begin{bmatrix} \sum_{r=1}^{R_H} h_r^{HH} e^{j2\pi f_k \tau_r^H} & \sum_{r=1}^{R_V} h_r^{VH} e^{j2\pi f_k \tau_r^V} \\ \sum_{r=1}^{R_H} h_r^{HV} e^{j2\pi f_k \tau_r^H} & \sum_{r=1}^{R_V} h_r^{VV} e^{j2\pi f_k \tau_r^V} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

其中, R_H 和 R_V 分别为水平极化信道和垂直极化信道的多径数; τ_r^X ($X = H, V$) 为 X 极化信道的第 r 路径时延值; h_r^{XY} 为 X 极化信道与 Y 极化信道间第 r 径的信道复增益值. 利用奇异值分解, $\mathbf{H}_C$ 可

图 7 PDL 效应对极化星座产生的影响

Figure 7 The PDL caused distortion to polarization constellation

以分解为

$$\mathbf{H}_C = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V} = \mathbf{U} \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} \mathbf{V}, \quad (7)$$

其中, $\mathbf{U}$ 和 $\mathbf{V}$ 为酉矩阵; $\mathbf{\Sigma}$ 为对角矩阵; λ_1 和 λ_2 ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq 0$) 为矩阵 $\mathbf{C}$ 的特征值^[2]

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= 1/2[\text{tr}\mathbf{C} + \sqrt{(\text{tr}\mathbf{C})^2 - 4\det\mathbf{C}}], \\ \lambda_2 &= 1/2[\text{tr}\mathbf{C} - \sqrt{(\text{tr}\mathbf{C})^2 - 4\det\mathbf{C}}], \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{C} = \mathbf{H}_C\mathbf{H}_C^H$; $\text{tr}\cdot$, $(\cdot)^H$ 和 $\det\cdot$ 分别代表对矩阵求迹、共轭转置以及计算行列式值. 利用 λ_1 和 λ_2 , 可计算无线信道 PDL 效应值如下^[12]:

$$\text{PDL} = 10 \lg(\lambda_1/\lambda_2), (\lambda_1 \geq \lambda_2), \quad (9)$$

可以看出, PDL 效应是由无线信道的各向异性引起的, 其程度与无线信道特征值的差异程度相关. 此外, 可以发现当式 (7) 中每径时延相同时, 即 $\{\tau_r^H\}_{r=1}^{R_H} = \{\tau_r^V\}_{r=1}^{R_V} = \tau$ 时, 信道的 PDL, λ_1 以及 λ_2 取值与 f_k 无关; 然而, 实际中无线多径衰落信道各径的时延不可能完全相同, 则 PDL, λ_1 以及 λ_2 的取值都与 f_k 相关, 表现出与频率相关的特性, 即 PMD 效应.

无线信道去极化效应对 PAPM 造成的影响主要为极化状态相关的功率衰减和极化星座失真, 具体分析如下所述.

假设 $\mathbf{P}_i$ 和 $\mathbf{P}_j$ 为单位 Poincaré 球面上相邻的两个极化星座点, 其星座间距离为 dis_T . 信道 $\mathbf{H}_C$ 对极化星座的影响如图 7 所示. 首先, 受酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的影响, 极化星座在 Poincaré 球面上会产生刚性旋转, 即极化星座在球面上整体旋转, 星座结构和每个星座点的功率都保持不变, 极化星座点承载的信息也不会有丢失^[14], 如图 7 (b) 所示, 将受矩阵 $\mathbf{U}$ 影响旋转得到的极化状态标记为 $\mathbf{P}_u$ 和 $\mathbf{P}_v$, 其星座距离仍保持为 dis_T ; 然后, 受对角矩阵 $\mathbf{\Sigma}$ 的影响, 每个极化星座点正交极化分量间的相位差保持不变, 而幅度比将由 $\tan\delta_y$ 缩小为 $\sqrt{\lambda_2/\lambda_1}\tan\delta_y$, 具体可由式 (10) 得到.

$$[\cos\delta_y, \sin\delta_y e^{j\phi_y}] \mathbf{\Sigma} = [\sqrt{\lambda_1} \cos\delta_y, \sqrt{\lambda_2} \sin\delta_y e^{j\phi_y}] (y = u, v). \quad (10)$$

每个极化星座点的能量也由单位 1 衰减为

$$E_z = \lambda_2[\lambda_1/\lambda_2 \cos^2\delta_y + \sin^2\delta_y], \quad (11)$$

由式 (11) 可以发现, 每个极化星座点受到的功率衰减不仅与 PDL 效应程度有关, 还与 δ_y 有关, 即与 $\mathbf{P}_y$ 到水平极化状态 $\mathbf{P}_H$ 的球面距离有关. 球面距离越大, 受到的衰减也就越大. 可见, PDL 效应产生了极化状态相关的功率衰减.

图 8 受 PDL 效应影响失真的极化星座

Figure 8 The distorted polarization state constellation. (a) 2-order; (b) 4-order; (c) 8-order

对受 Σ 影响后的极化星座点进行归一化, 并将其在 Poincaré 球面上标记为 P_m 和 P_n . 由图 4 可知, 极化状态正交极化分量间的幅度比对应于该极化星座点到水平极化状态 P_H 弧长的一半, 因此幅度比的减小将造成极化星座点向 P_H 收缩, 如图 7 (c) 所示. 相邻星座距离也将减小为

$$\text{dis}(P_m, P_n) = \arccos [\cos(2\delta_m) \cos(2\delta_n) + \sin(2\delta_m) \sin(2\delta_n) \cos A], \quad (12)$$

其中, A 为相邻星座点与水平极化状态所夹的球面角, 即 $\angle P_m P_H P_n$; δ_z ($z = m, n$) 可由式 (13) 计算. 可见, 极化星座受 Σ 影响产生了如图 8 所示的失真, 每个极化星座点承载的信息也将产生丢失.

$$\delta_z = \arctan(\sqrt{\lambda_2/\lambda_1} \tan \delta_y). \quad (13)$$

此外, 由于无线信道的 PMD 效应, 不同载波的 PDL 效应程度也不相同, 因此不同载波所遭受的功率衰减及极化星座失真程度也不相同. 载波频率差异越大, 所受到的损害程度差异也就越大. 对于单载波无线通信, 载波频率远大于带宽, 因此带宽范围内频率差异较小, 受 PMD 效应影响并不明显; 然而, 对于多载波通信, 尤其是对不连续的子载波进行调制, 当子载波间的频率差异较大时, 受 PMD 效应影响较大.

通过以上分析可得到以下结论.

- (1) 无线信道 PDL 效应会对 PAPM 方案造成极化状态相关的功率衰减以及极化星座失真.
- (2) 功率衰减与 PDL 效应程度及发射极化状态有关. PDL 效应程度越大, 极化状态受到的功率衰减也就越大; 极化状态星座点受信道 U 矩阵影响旋转后到水平极化状态 P_H 的球面距离越大, 极化状态受到的功率衰减也就越大.
- (3) PDL 效应程度越大, 极化星座受到的失真也就越严重.
- (4) 受 PMD 效应影响, 不同载波上的 PAPM 方案所受到的 PDL 效应影响不同, 载波间频率差异越大, 受 PDL 效应影响的差异也就越大.

4 预补偿及其性能分析

由第 3 节分析可知, 无线信道 PDL 效应程度由信道矩阵特征值差异所决定. 为降低无线信道

PDL 效应对 PAPM 产生的影响, 可减小信道矩阵特征值的差异程度. 为此, 可在发射端通过对发射信号的极化状态进行预补偿来减小此差距.

假设发射端能够获得完全的信道信息, 而且在信道相干时间内该信道信息保持不变. 根据获得的信道信息, 可对发射极化状态进行预补偿, 即对每一个极化状态乘以预补偿矩阵 $\mathbf{C}_P$. 对于多载波通信, 可在频率差异较大的子载波上分别进行极化状态预补偿, 即根据每个子载波的 PDL 效应程度乘以相应的预补偿矩阵 $\mathbf{C}_P$.

$$\mathbf{C}_P = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{\lambda_2}}{\sqrt{\lambda_2 \cos^2 \delta_i + \lambda_1 \sin^2 \delta_i}} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{\lambda_1}}{\sqrt{\lambda_2 \cos^2 \delta_i + \lambda_1 \sin^2 \delta_i}} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H, \quad (14)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置. 则接收极化状态 $\mathbf{P}_k^R$ 可表示为

$$\mathbf{P}_k^R = [\cos \delta_R, \sin \delta_R e^{j\phi_R}] = \rho_k [\cos \delta_i, \sin \delta_i e^{j\phi_i}] \mathbf{V}, \quad (15)$$

其中, ρ_k 可由式 (16) 计算.

$$\rho_k = \frac{\sqrt{\lambda_2 \lambda_1}}{\sqrt{\lambda_2 \cos^2 \delta_i + \lambda_1 \sin^2 \delta_i}}. \quad (16)$$

由式 (15) 可知, 预补偿后接收极化星座没有产生失真, 但是接收功率 E_i^R 却衰减为

$$E_i^R = \lambda_2 \lambda_1 / [\lambda_2 \cos^2 \delta_i + \lambda_1 \sin^2 \delta_i], \quad (17)$$

其中, δ_i 为发射极化状态正交极化分量间的幅度比, 即该极化星座点到水平极化状态球面距离的一半, 该值与 PDL 效应程度共同决定接收信号受到的功率衰减. 而如图 3 所示, 本文所设计的极化星座图在同一阶数内所有星座点到水平极化状态的球面距离相同. 因此在进行预补偿后, 同一阶数内的所有极化星座点所受到的功率衰减只与信道 PDL 效应程度有关.

通过以上分析, 可以得到结论: 通过本文所提出的预补偿及极化星座图, 可完全消除信道 PDL 效应产生的极化星座失真, 并且使同一阶数极化星座内的所有极化星座点受到相同的功率衰减.

5 PAPM 误符号率推导与优化

本节将推导 PAPM 的误符号率函数, 并对该函数进行优化, 求得使 PAPM 误符号率达到最小的调制因子.

5.1 误符号率函数推导

本小节将推导 PAPM 的误符号率函数. 由 2.1 小节可知, 本文所提出的 PAPM 方案由传统 APM 调制和极化状态调制组成, 因此 PAPM 的误符号率相应地也包括两部分: 一部分为由载波的幅度及相位引入的误符号率, 另一部分为由载波的极化状态引入的误符号率, 分别记为 SER_Q 和 SER_P . 在进行极化状态预补偿后, PAPM 的误符号率 SER 可表示为

$$\text{SER} = [\text{SER}_P \times R_P + \text{SER}_Q \times R_Q] / (R_P + R_Q), \quad (18)$$

其中, R_P 和 R_Q 分别为载波极化状态及幅度 — 相位单位时间内所传输的符号数. 假设发射功率为

单位 1, SER_Q (以 QAM 为例) 可表示为

$$\text{SER}_Q = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_Q}} \right) \text{Erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \times \gamma}{M_Q - 1}} \right) - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_Q}} \right)^2 \text{Erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{3 \times \gamma}{M_Q - 1}} \right), \quad (19)$$

其中, $M_Q = 2^{R_Q}$ 为 QAM 的调制阶数; γ 为接收信噪比 (received signal noise ratio, RSNR), 即 E_i^R/N_0 ; E_i^R 为接收到的信号功率, 可由式 (17) 计算; N_0 为噪声方差值.

为推导 SER_P , 引入 ML 判决准则, 从接收极化状态中估计发射极化星座点, 具体如下:

$$\mathbf{P}_l = \min_{\mathbf{P}_i, (1 \leq i \leq M_P)} \text{dis}\{\mathbf{P}_R, \mathbf{P}_i \mathbf{V}\}, \quad (20)$$

其中, $\text{dis}\{x, y\}$ 为衡量极化星座点 x 与 y 球面距离的函数; $\mathbf{V}$ 为信道分解得到的酉矩阵, 具体如式 (7) 所示. $\mathbf{P}_R$ 为

$$\mathbf{P}_R = \mathbf{P}_k^T \mathbf{H}_C + n = \mathbf{P}_i \mathbf{C}_P \mathbf{H}_C + n, \quad (21)$$

其中, $\mathbf{C}_P$ 为预补偿矩阵, 如式 (14) 所示; n 为高斯白噪声. 在噪声的影响下, 接收极化星座点在 Poincare 球面上会以原发射极化星座点为中心偏移, 偏移之后接收极化星座点的位置概率密度函数可利用 $f(t_i, \varphi_i)$ 来计算, 如式 (22) 所示^[15]. 利用此概率密度函数, 可推导出预补偿之后极化状态造成的误符号率函数 SER_P , 具体如式 (23)~(28) 所示.

$$f(t_i, \varphi_i) = \frac{1}{4\pi} \sin t_i \left(e^{-E_i^R \frac{1 - \cos t_i}{2N_0}} \right) \left[1 + E_i^R \frac{1 + \cos t_i}{2N_0} \right], \quad (22)$$

$$\text{SER}_P = 1/M_P \sum_{i=1}^{M_P} \text{SER}_P^i, \quad (23)$$

$$\text{SER}_P^i = \begin{cases} \int_{\pi-\theta_0}^{\pi} \int_0^{2\pi} f(t_i, \varphi_i) d\varphi_i dt_i + \int_{\theta_0}^{\pi-\theta_0} \int_0^{\alpha(\theta_0, t_i)} f(t_i, \varphi_i) d\varphi_i dt_i, & (M_P = 2), \\ \sum_{j=1}^J 2 \left[\int_{\theta_{1j}}^{\pi} \int_0^{\alpha(\theta_0, \theta_{1j})} f(t_i, \varphi_i) d\varphi_i dt_i + \int_{\theta_0}^{\theta_{1j}} \int_0^{\alpha(\theta_0, t_i)} f(t_i, \varphi_i) d\varphi_i dt_i \right], & (M_P > 2), \end{cases} \quad (24)$$

其中, $M_P = 2^{R_P}$ 为极化状态调制阶数; $\alpha(\theta_0, t_i)$ 可由式 (25) 计算, θ_0 为相邻极化星座点球面距离的一半, 可由式 (26) 计算; θ_{1j} 为极化星座点 $\mathbf{P}_i$ 与其判决区域边界点的球面距离, 可由式 (27) 计算得到; J 表示 ML 判决准则下极化星座点判决区域边界点的个数, 也等于该极化星座点的相邻星座点个数.

$$\alpha(\theta_0, t_i) = \arccos(\tan \theta_0 / \tan t_i), \quad (25)$$

$$\theta_0 = \frac{1}{2} \text{dis}_T, \quad (26)$$

$$\begin{cases} \theta_{11} = 2\delta_i, \theta_{12} = \pi - 2\delta_i, & (M_P = 4, J = 2), \\ \theta_{11} = \frac{\arccos[\cos(2\delta_i) + \sin(2\delta_i) \tan(2\delta_i)]}{\sqrt{1 + \sec^2(A/2) \tan^2(2\delta_i)}}, \theta_{12} = 2\delta_i, \theta_{13} = \pi - 2\delta_i, & (M_P \geq 8, J = 3), \end{cases} \quad (27)$$

其中, A 为球面角 $\angle \mathbf{P}_i \mathbf{P}_H \mathbf{P}_j$, 可由式 (28) 计算:

$$A = \angle \mathbf{P}_i \mathbf{P}_H \mathbf{P}_j = 2 \arcsin[\sin(\text{dis}_T/2) / \sin(2\delta_i)]. \quad (28)$$

由式 (18) 可以发现, PAPM 的误符号率函数包括由载波极化状态引入的误符号率 SER_P 以及由载波幅度相位引入的误符号率 SER_Q . 并且, 极化状态与幅度相位各自承载的符号数也对 PAPM 的误符号率产生影响. 因此, 为使 PAPM 误符号率达到最优, 需合理分配极化状态与幅度相位各自承载的符号速率.

5.2 误符号率性能优化

为解决上述问题, 本小节将定义调制因子, 并建立关于调制因子的 PAPM 误符号率优化模型. 在此基础上, 求得最优的调制因子, 以使 PAPM 误符号率达到最优.

假设单位时间内 PAPM 方案所需传输的符号数为 R_T , 其等于单位时间内 QAM 调制所传输的符号数 R_Q 与极化状态调制所传输的符号数 R_P 之和, 即

$$R_T = R_Q + R_P, \quad (29)$$

定义 R_Q 与 R_P 的比值为调制因子 μ , 即

$$\mu = R_Q/R_P. \quad (30)$$

因此, 将式 (29) 和 (36) 代入式 (18) 中, 可得到

$$\text{SER} = \frac{\mu \text{SER}_Q + \text{SER}_P}{\mu + 1}. \quad (31)$$

通过以上分析, 可以发现当信道 PDL 效应程度及 RSNR 为定值时, PAPM 的误符号率函数只与调制因子 μ 有关. 为使 PAPM 误符号率最小, 可建立关于 μ 的 PAPM 误符号率优化模型

$$\mu^* = \arg \min_{N/(R_T-N) \leq \mu \leq (R_T-N)/N} \text{SER} = \frac{\mu \text{SER}_Q + \text{SER}_P}{\mu + 1}, \quad (32)$$

满足

$$\text{C1} : \log_2 M_Q + \log_2 M_P = R_T, \quad (33)$$

$$\text{C2} : N \leq R_T, \text{取值为正整数}, \quad (34)$$

$$\text{C3} : 0 < \{M_Q, M_P\} < 2^{R_T}, \text{取值为正整数}. \quad (35)$$

根据该优化模型可以发现, μ 取值是离散的, 并且 SER_Q 和 SER_P 都为非线性函数, 因此, 很难从该优化模型中求解出 μ 的闭式解. 但是, 对于给定的 PDL 及 RSNR, 通过迭代计算可以求解出最优的 μ^* , 求解到的结果具体如下:

当 $\text{RSNR} \in [10, 20]$ dB; $\text{PDL} \in [0, 10]$ dB 及 $R_T \in [2, 10]$ bit · s⁻¹ 时, 计算出的 μ^* 为

$$\mu^* = \begin{cases} 1, (R_T \text{ 为偶数时; PSK-PM 或 QAM-PM}), \\ (R_T - 1)/(R_T + 1), (R_T \text{ 小于等于 } 4 \text{ 且为奇数时; PSK-PM}), \\ (R_T + 1)/(R_T - 1), (R_T \text{ 大于 } 4 \text{ 且为奇数时; PSK-PM}), \\ (R_T - 1)/(R_T + 1), (R_T \text{ 为奇数时; QAM-PM}). \end{cases} \quad (36)$$

图 9 RSNR 变化时的 PM, QAM, PSK 及 PAPM 误符号率对比

Figure 9 The SER of PM, QAM, PSK and PAPM with the varying RSNR

可以发现, 当 PAPM 是由 QAM 和极化状态调制组成时, μ^* 总是大于等于 1, 这说明 QAM 承载的符号速率大于等于极化状态调制的符号速率, 它们间的符号速率差距最大为 $1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}$. 而当 PAPM 由 PSK 和极化状态调制组成时, μ^* 最初是大于等于 1, 但是当 R_T 增长到 $4 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}$ 以上时, μ^* 降低到 1 以下, 即极化状态调制承载的符号速率开始大于等于 PSK 的符号速率; 同样, 它们间的符号速率差距最大也为 1. 造成 μ^* 差异的主要原因是极化状态调制的误符号性能稍劣于 QAM, 但是当调制阶数大于 4 阶时, 其误符号性能又略优于 PSK. 以上结论在第 6 节误符号性能对比分析中给予论证.

6 仿真与实验

本节将通过仿真实验来验证 PAPM 的误符号率及频谱效率性能. 首先通过数值仿真, 与传统调制方式 QAM 及 PSK 的误符号率进行对比; 然后利用基于 GNU Radio 的软件无线电平台实现了基于 PAPM 的传输链路, 并在室内环境中对 PAPM 的误符号率及频谱效率性能进行测试.

6.1 基于数值仿真的误符号率验证

首先, 利用数值仿真对 PSK, QAM, 极化状态调制 (polarization modulation, PM) 以及 PAPM 的误符号率性能进行对比分析, 其中, PM 只对载波的极化状态进行调制. 仿真中 PAPM 与 PM 方案采用正交双极化天线发射信号; PSK 及 QAM 采用两根垂直极化天线发射信号. 收发端都可获取完全的信道信息, 利用此信道信息, PAPM 及 PM 可采用预补偿降低 PDL 效应造成的影响, 并根据最优调制因子分配幅度 — 相位及极化状态各自承载的符号数; PSK 及 QAM 则可通过最大比合并方法获得最大分集增益. 所有方案都采用相同的发射功率发射信号, 并且依据 ML 准则进行解调.

设定信道 PDL 效应为 3 dB. 当 RSNR 变化时, 通过式 (18), (19) 及式 (23)~(28) 计算出的 PM, PSK, QAM 及 PAPM 误符号率分别如图 9(a)~(c) 所示. 对比图 9(a) 与 (b) 可以发现, QPSK 的误符号率略优于 4 阶 PM; 但是当调制阶数大于 4 时, PM 的误符号率则优于 PSK. 这是因为 PSK 的星座点分布在二维平面中的圆环上, 而极化星座点分布在三维的 Poincare 球面上; 当调制阶数增加时, 相对于极化星座的相邻星座距离, PSK 的相邻星座距离会变得更小, 所以高阶的 PM 比 PSK 具有更好的误符号率性能. 同时, 可以发现 PM 的误符号率性能稍劣于 QAM. 对比图 9(b) 和 (c) 可以发现相对

图 10 信道 PDL 效应程度变化时的 PM, QAM, PSK 及 PAPM 误符号率对比

Figure 10 The SER of PM, QAM, PSK and PAPM with the varying PDL

表 1 实验相关参数设置

Table 1 The related parameters in experiment

Parameter	Value
Carrier frequency	2.424 GHz
PDL degree	2 ~ 6 dB
Channel estimation time interval	10 ms
Transmitting power	0 ~ 20 dBm

于 QAM 及 PSK, PAPM 的误符号率具有明显的优势。

设定 RSNR 为 20 dB 时, 当信道 PDL 效应程度在 0~10 dB 变化时, PM, QAM, PSK 及 PAPM 的误符号率分别如图 10(a)~(c) 所示. 由图 10(a)~(c) 可以发现, 随着 PDL 效应程度的增加, PAPM, PM, QAM 及 PSK 的误符号率性能越来越恶化, 其中 PM 和 PAPM 的误符号率性能恶化得更快. 这是因为在进行预补偿后, PDL 效应对 PM 和 PAPM 造成的功率衰减大于 QAM 与 PSK 所受到的功率衰减, 并且 QAM 及 PSK 还可以通过获得分集增益降低功率衰减的影响. 所以, 当 $PDL \geq 3$ dB 时, 8 阶 PM 的误符号率开始劣于 8 阶 PSK 调制; 当 $PDL \geq 6$ dB 时, 16 阶及 32 阶 PM 的误符号率开始劣于相同阶数的 PSK 调制. 但是, 通过对比图 10(b) 及 (c) 可以发现, 在相同的 PDL 效应及调制阶数下, PAPM 的误符号率性能明显优于 PSK 和 QAM.

6.2 基于 GNU Radio 软件无线电平台的误符号率验证

为了在实际的信道环境中验证 PAPM 的误符号率, 本文利用 GNU Radio 软件无线电平台实现了 PM, PSK, QAM 及 PAPM 调制方案, 并在室内的信道环境中对上述方案的误符号率进行对比分析. 该软件平台由基带信号处理模块、射频单元及天线组成, 如图 11 所示. 其中, 基带信号处理模块在通用计算机上采用 Python 和 C++ 语言编写, 然后通过千兆网线, 将编写好的基带信号通入 GNU Radio 射频单元中进行数模转换及上变频, 最后通过正交双极化天线发射出去. 在接收端, 同样由水平 — 垂直正交双极化天线接收并进入到射频接收单元, 完成信号由射频到中频的变换. 之后, 射频单元对信号进行采样, 并送入计算机分别对极化状态与幅度 — 相位进行解调. 实验相关参数设置如表 1 所示. 为了得到稳定的实验数据, 在每个相同的发射功率下都做了 100 次实验以对实验数据求平均, 得到的

图 11 (网络版彩图) GNU Radio 软件无线电平台

Figure 11 (Color online) GNU Radio Software radio platform

图 12 不同发射功率时的 PM, QAM, PSK 及 PAPM 误符号率对比

Figure 12 The SER of PM, QAM, PSK and PAPM with the varying transmitting power

结果如图 12 所示.

对比图 12(a)~(c) 可以发现, 当发射功率比较小时, PM 与 PAPM 的误符号率波动比较严重, 这主要是由信道估计误差造成的, 此时信道估计误差较大, 信道的 PDL 效应也有所波动. 由图 12 (a) 和 (b) 可以发现, 当调制阶数大于 4 时, PM 的误符号率优于相同阶数的 PSK, 这个结果与图 9 中数值仿真的结果是一致的. 对比图 12 (b) 和 (c) 可以发现, 在相同的发射功率及调制阶数下, PAPM 的误符号率明显优于 PSK 及 QAM.

6.3 基于 GNU Radio 软件无线电平台的频谱效率验证

利用上述实测的数据, 分别对 PSK, QAM 及 PAPM 的频谱效率也进行了计算. 本文的频谱效率定义为正确传输的比特数与传输时间的比值, 而且当误符号率大于 10^{-2} 时, 就认定传输失败, 并将传输的比特数计为 0. 计算结果如图 13 所示.

由图 13 可以发现, 随着发射功率的提高, PSK, QAM 及 PAPM 的频谱效应都有了相应的提升. 但是 PAPM 提升得很快, 这是因为高信噪比下 PAPM 的误符号率优势更明显, PAPM 可以保持较高的

图 13 不同发射功率下的 PAM, QAM 及 PSK 频谱效率对比

Figure 13 The spectrum efficiency of PM, QAM, PSK and PAM for different transmitting power

符号传输率. 通过计算可以发现相对于 PSK 及 QAM, PAM 平均可提高频谱效率达 154% 及 113%.

7 结论

本文提出了一种利用极化状态承载信息的高效传输方案. 首先, 在传统无线收发机的基础上设计了合理的单载波 PAM 调制方案、极化星座图及 PAM 解调方案, 在保证与传统收发机很好兼容的同时, 实现了利用极化状态传输信息. 其次, 量化分析了无线信道 PDL 效应对 PAM 造成的损害, 并提出了降低该损害的预补偿算法. 最后, 基于软件无线电平台建立了 PAM 原型通信系统, 并对 PAM 的性能进行了实验与评估. 在未来的工作中, 将研究适用于无线传输的多载波 PAM 方案, 并对其误符号率及频谱效率进行深入分析.

参考文献

- Jiang C X, Zhang H J, Ren Y, et al. Energy-efficient non-cooperative cognitive radio networks: micro, meso, and macro views. *IEEE Commun Mag*, 2014, 97: 708–719
- Zhuang Z W, Xiao S P, Wang X S. *Information Processing and Application*. Beijing: National Defense Industry Press, 1999 [庄钊文, 肖顺平, 王雪松. 雷达极化信息处理及其应用. 北京: 国防工业出版社, 1999]
- Tang X, Xu Z Y, Ghassemloooy Z. Coherent polarization modulation transmission through MIMO atmospheric optical turbulence. *J Lightwave Technol*, 2013, 31: 3221–3228
- Zhao J, Zhou F, Li H, et al. Research on new type of high precision polarization modulation technology. *Spacecraft Recovery Remote Sens*, 2014, 35: 39–45 [赵佳, 周峰, 李欢, 等. 一种新型的高精度偏振调制技术. 航天返回与遥感, 2014, 35: 39–45]
- Nazarathy M, Simony E. Stokes space optimal detection of multidifferential phase and polarization shift keying modulation. *J Lightwave Technol*, 2006, 24: 1978–1988
- Karinou F, Borkowski R, Zibar D, et al. Advanced modulation techniques for high-performance computing optical interconnects. *IEEE J Sel Top Quant*, 2013, 19: 1–14
- Yang L H, Ke X Z, Zhao Z J. Design of laser PPM polarization modulation based on electrooptical crystal. *Electron Meas Technol*, 2010, 33: 18–21 [杨利红, 柯熙政, 赵振杰. 基于电光晶体的激光 PPM 偏振调制设计. 电子测量技术, 2010, 33: 18–21]
- Bhagavatula R, Oestges C, Heath R W. A new double-directional channel model including antenna patterns, array orientation, and depolarization. *IEEE Trans Veh Technol*, 2010, 59: 2219–2231

- 9 Li D M, Guo C L, Zeng Z M, et al. A novel underlay TV spectrum sharing scheme based on polarization adaption for TD-LTE system. In: Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Shanghai, 2013. 2484–2489
- 10 Zhao N. Application of Dual-polarized technology in remote sensing satellite data transmission. *Spacecraft Eng*, 2010, 19: 55–62 [赵宁. 极化复用技术在遥感卫星数据传输中的应用. *航天器工程*, 2010, 19: 55–62]
- 11 Sibecas S, Corral C A, Emami S, et al. Polarization State Techniques for Wireless Communications. US Patent, 10 631 430, 2003-07-31
- 12 Pratt T, Walkenhorst B, Nguyen S. Adaptive polarization transmission of OFDM signals in channels with polarization model depersion and polarization-dependent loss. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2009, 8: 3354–3359
- 13 Kyösti P, Meinilä J, Hentilä L, et al. IST-4-027756 WINNER II D1.1.1 WINNER II interim channel models. Inform Society Technol, 2006
- 14 Dong W, Feng C Y, Guo C L, et al. A power amplifier energy efficient polarization modulation scheme based on the optimal pre-compensation. *IEEE Commun Lett*, 2013, 17: 513–516
- 15 Benedetto S, Poggiolini P T. Multilevel polarization shift keying: optimum receiver struncture and performance evaluation. *IEEE Trans Commun*, 1994, 42: 1174–1186

An efficient polarization-amplitude-phase modulation scheme for wireless communication

WEI Dong¹, KONG Bin², QIAO Rong^{1*}, FAN Wei¹ & HUANG WeiQing¹

1 *Institute of Information Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100093, China;*

2 *National Secrecy Science and Technology Evaluation Center, School of Computer and Information Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China*

*E-mail: qiaorong@iie.ac.cn

Abstract A polarization-amplitude-phase modulation (PAPM) scheme for wireless communication is proposed to further improve spectrum efficiency. Through the proposed scheme, each carrier's polarization state, amplitude, and phase can each carry transmitting data. Impairment of PAPM because of the wireless channel's polarization-dependent loss effect is analyzed. To mitigate this impairment, a pre-compensation algorithm is also presented; the PAPM's symbol error rate (SER) is also derived on the basis of the proposed pre-compensation. Furthermore, to minimize the PAPM's SER, a SER optimization model is established and the optimal modulation ratio, which is defined as the ratio of the data rate achieved by the polarization state to the amplitude-phase, is calculated. Finally, both numerical simulations and experimental results show that PAPM can significantly improve SER and spectrum efficiency performance compared with the traditional PSK and QAM schemes.

Keywords polarization modulation, polarization transmission, depolarization processes, wireless telecommunication systems, spectrum efficiency

WEI Dong was born in 1986. He received his Ph.D. degree from the Beijing University of Posts and Telecommunications (BUPT) in 2013. He is currently Assistant Professor at the Institute of Information Engineering, Chinese Academy of Sciences. His research interests include blind signal estimation, physical layer security, cognitive radio, and polarization communications.

KONG Bin was born in 1973. He entered a master's-level program in Computer Science at Huazhong University of Science and Technology. Currently, Mr. Kong is the department manager of the National Secrecy Science and Technology Evaluation Center, and is responsible for National information system secrecy evaluation and testing.

QIAO Rong was born in 1988. He received a master's degree in communication and information systems from the Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing, in 2014. Currently, he is Assistant Professor at the Institute of Information Engineering, Chinese Academy of Sciences. His research interests include electromagnetic safety, polarization communications, and wireless communication security.