

多芯激励下实际多芯光纤芯间串扰特性研究

向练^{1,2}, 潘洪峰^{1,2}, 金树林^{1,2}, 邵卫东^{1,2}

(1. 苏州大学光通信网络技术重点实验室, 江苏 苏州 215006; 2. 苏州大学电子信息学院, 江苏 苏州 215006)

摘要: 基于耦合功率理论研究了多芯激励下实际多芯光纤的功率和串扰分布特性。根据简化后的七芯光纤功率耦合方程, 推导了 3 种多芯激励情况下各纤芯的光信号功率和芯间串扰的解析表达式。仿真结果表明, 经过长距离传输, 各纤芯中的光功率会收敛到一个定值, 达到动态平衡状态, 并且其收敛距离随着弯曲半径的增大呈指数级减小, 逐渐趋于一个定值。此外, 为研究多芯激励和单芯激励的关系, 推导了多个纤芯同时激励和分别激励下耦合纤芯的功率和串扰的解析表达式。研究表明, 多个纤芯激励对耦合纤芯串扰的贡献是不相关的, 多芯激励的串扰等同于单芯分别激励下串扰的线性叠加。

关键词: 多芯光纤; 芯间串扰; 耦合功率理论; 多芯激励; 空分复用

中图分类号: TN913

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022211

Research on inter-core crosstalk characteristics of real multi-core fibers with multi-core excitation

XIANG Lian^{1,2}, PAN Hongfeng^{1,2}, JIN Shulin^{1,2}, SHAO Weidong^{1,2}

1. Key Laboratory of Advanced Optical Communication Network Technology, Soochow University, Suzhou 215006, China

2. School of Electronic Information and Engineering, Soochow University, Suzhou 215006, China

Abstract: Based on the coupled power theory, the characteristics of optical power and inter-core crosstalk (ICXT) were studied in real multi-core fibers (MCF) with multi-core excitation. According to the simplified coupled power equation of 7-core fiber, the analytical expressions of optical signal power and ICXT in each fiber core were deduced under three multi-core excitation conditions. Simulation results show that, after long-distance transmission, the optical power of each core would converge to a fixed value and reach a dynamic equilibrium state, and its convergence distance decreased exponentially with the increase of bending radius and gradually tended to a fixed value. In addition, in order to study the relationship between multi-core excitation and single-core excitation, the analytical expressions of the power and ICXT in coupled cores were deduced under simultaneous excitation and separate excitation of multi-core. Research shows that the contribution of multi-core excitations to the ICXT of coupled core is irrelevant, and the ICXT of multi-core excitation is equivalent to the sum of the ICXT obtained by the excitation of the cores separately.

Keywords: multi-core fiber, inter-core crosstalk, coupled power theory, multi-core excitation, space division multiplexing

0 引言

为了解决未来高速增长的通信容量需求问题, 基于空分复用原理的多芯光纤 (MCF, multi-core fiber) 技术应运而生^[1-3]。然而, 多个纤芯之间存在

的芯间串扰 (ICXT, inter-core crosstalk) 现象 (本文简称为串扰), 会极大地影响光纤通信的质量。因此, 对 MCF 的串扰特性研究是广泛应用 MCF 传输系统的前提。

多芯光纤串扰特性的理论研究主要运用耦合

收稿日期: 2022-08-10; 修回日期: 2022-10-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61801322); 江苏省高校自然科学基金面上基金资助项目 (No.15KJB510028)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61801322), The Natural Science Research Project in Universities of Jiangsu Province (No.15KJB510028)

模理论和耦合功率理论^[4-8]。基于耦合模理论，Hayashi 等^[9]提出了匀质弱耦合多芯光纤中串扰随距离纵向变化的离散变化模型（DCM, discrete change model），该模型是研究同质 MCF 的经典模型，但不适用于异质 MCF 的非相位匹配区。随后改进的离散变化模型^[10]被提出，解决了这一局限性。Wang 等^[11]提出一种通用半解析模型，该模型最大的特点是可以反映光纤内在物理参数对芯间串扰的影响，但是由于其串扰是通过多段累加计算获得的，因此其计算耗时较长。此外，考虑实际光纤铺设场景，Marcuse^[12]提出了耦合功率理论。由于弯曲和扭转扰动的存在，光纤在传输一段距离后，其功率趋于动态平衡状态。此后，Koshiha 等^[13-14]对功率耦合系数进行重新定义，在传播常数差中加入了弯曲和扭转扰动，并且对扭转进行积分得出平均功率耦合系数，在与实验数据对比中得到指数自相关函数更适合模拟扰动的平稳随机过程的结论。此外，Macho 等^[15-16]将耦合模理论和耦合功率理论推广到非线性领域，建立了线性和非线性串扰的统一模型。该模型包含弯曲和扭转扰动，并与实验结果对比，进行均值、方差和相位匹配点数量的统计分析。以上对串扰特性的研究都是基于单输入下的多芯光纤，即单芯激励的情况，对多芯激励下多芯光纤串扰特性的研究工作还很少^[17-18]。汪文杰等^[18]对多芯激励下的串扰特性进行了研究，将多芯激励下的多芯光纤拆分成多组单芯激励的双芯光纤，通过线性叠加获得了多芯激励下的串扰评估。这种近似处理方法虽然在一些特定条件下对弱耦合多芯光纤是适用的，但是在外部随机扰动影响下与实际多芯激励的情况存在一定的偏差，限制了其适用范围。

本文基于耦合功率理论，采用中心对称结构的七芯光纤模型，得到简化后的七芯光纤功率耦合方程，针对实际多芯光纤模型，推导了 3 种多芯激励情况下各纤芯的光功率和 ICXT 的解析表达式，并根据表达式研究多芯激励下归一化功率和 ICXT 随距离的变化关系。研究发现，经过长距离传输后，在外界随机扰动的影响下，各纤芯的归一化功率都会收敛到一个定值，达到动态平衡状态，并且其收敛距离随着弯曲半径的增大呈指数级减小，逐渐趋于一个定值。此外，还研究了多芯激励和单芯激励的关系，在多芯同时激励和分别激励下推导其功率和 ICXT 解析表达式，并在仿真分析中得出多芯激

励的本质特性，即多芯激励对串扰的贡献是不相关的，多芯激励的串扰可以等同于每个激励纤芯单独激励时串扰的线性叠加。

1 多芯激励下串扰评估模型

在多芯光纤串扰特性研究中，为了减少不必要的相位等信息，本文采用耦合功率理论进行串扰估计。此处考虑纤芯间距大于 4 倍纤芯半径时的弱耦合情况，忽略光纤传输的衰减、色散和非线性效应的影响，也忽略纤芯的自耦合影响和纤芯间的交叉耦合影响，此时纤芯 m 中功率 P_m 可表示为^[19]

$$\frac{dP_m(z)}{dz} = \sum_{n=1}^N h_{mn}(z)[P_n(z) - P_m(z)] \quad (1)$$

其中， $h_{mn}(z)$ 表示纤芯 m 和 n 之间的功率耦合系数。对于 $h_{mn}(z)$ ，一般的推导中可以采用高斯、指数和三角自相关函数来描述弯曲和扭转扰动的自相关变量。然而，在非相位匹配区域，当弯曲半径大于临界弯曲半径 R_{pk} 时，串扰行为不能很好地用高斯自相关函数模拟^[13,20-21]。此外，基于三角自相关函数的功率耦合系数在 $\Delta\beta'_{mn}D$ ($\Delta\beta'_{mn}$ 为等效传播常数差， D 为相关长度) 为特定值时变为零 ($\frac{\Delta\beta'_{mn}D}{2} = l\pi$, l 不为零)，这种现象在物理上是不可接受的^[14]。因此，本文采用基于指数自相关函数的功率耦合系数。为了避免耦合功率方程的数值解，功率耦合系数 $h_{mn}(z)$ 在扭转率上平均值 $\overline{h_{mn}}$ 为^[14]

$$\overline{h_{mn}} = \sqrt{2}\kappa_{mn}^2 D \left[\frac{1}{\sqrt{a(b+\sqrt{ac})}} + \frac{1}{\sqrt{c(b+\sqrt{ac})}} \right] \quad (2)$$

其中， κ_{mn} 为纤芯 $n \sim$ 纤芯 m 的模式耦合系数， D 为自相关函数的相关长度， a 、 b 、 c 分别为

$$a = 1 + \left(\Delta\beta_{mn}D - \frac{B_{mn}D}{R_b} \right)^2 \quad (3)$$

$$b = 1 + (\Delta\beta_{mn}D)^2 - \left(\frac{B_{mn}D}{R_b} \right)^2 \quad (4)$$

$$c = 1 + \left(\Delta\beta_{mn}D + \frac{B_{mn}D}{R_b} \right)^2 \quad (5)$$

$$B_{mn} = \sqrt{(\beta_m x_m - \beta_n x_n)^2 + (\beta_m y_m - \beta_n y_n)^2} \quad (6)$$

其中， (x_m, y_m) 为纤芯 m 的坐标， (x_n, y_n) 为纤芯 n 的坐标； R_b 为弯曲半径； $\Delta\beta_{mn} = \beta_m - \beta_n$ 为纤芯 m 和纤芯 n 之间的固有传播常数差，其中 β_m 和 β_n 分

别为纤芯 m 和 n 的无扰传播常数。

本文根据以上功率耦合方程组，以七芯光纤模型为例进行串扰评估，七芯光纤截面如图 1 所示，除了中间纤芯外，外部 6 根纤芯呈正六边形分布。

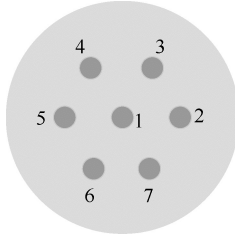


图 1 七芯光纤截面

如图 1 所示，假设中间纤芯 1 和外部纤芯 2~7 之间的功率耦合系数相同，记为 h ，外部纤芯 m 和 n 之间功率耦合系数为 k_{mn} 。假设相邻纤芯的功率耦合系数相等，即 $k_{mn} = k_{nm}$ ，并且根据光纤的对称结构假设 $k_{23} = k_{27}$ ， $k_{24} = k_{26}$ 。根据以上假设，主要功率耦合系数参数为 h 、 k_{23} 、 k_{24} 和 k_{25} 。则式(1)功率耦合方程在七芯光纤中的具体形式可以表示为^[22]

$$\frac{dP_1}{dz} = h(P_2 - P_1) + h(P_3 - P_1) + h(P_4 - P_1) + h(P_5 - P_1) + h(P_6 - P_1) + h(P_7 - P_1) \quad (7)$$

$$\frac{dP_2}{dz} = h(P_1 - P_2) + k_{23}(P_3 - P_2) + k_{24}(P_4 - P_2) + k_{25}(P_5 - P_2) + k_{24}(P_6 - P_2) + k_{23}(P_7 - P_2) \quad (8)$$

$$\frac{dP_3}{dz} = h(P_1 - P_3) + k_{23}(P_2 - P_3) + k_{23}(P_4 - P_3) + k_{24}(P_5 - P_3) + k_{25}(P_6 - P_3) + k_{24}(P_7 - P_3) \quad (9)$$

$$\frac{dP_4}{dz} = h(P_1 - P_4) + k_{24}(P_2 - P_4) + k_{23}(P_3 - P_4) + k_{23}(P_5 - P_4) + k_{24}(P_6 - P_4) + k_{25}(P_7 - P_4) \quad (10)$$

$$\frac{dP_5}{dz} = h(P_1 - P_5) + k_{25}(P_2 - P_5) + k_{24}(P_3 - P_5) + k_{23}(P_4 - P_5) + k_{23}(P_6 - P_5) + k_{24}(P_7 - P_5) \quad (11)$$

$$\frac{dP_6}{dz} = h(P_1 - P_6) + k_{24}(P_2 - P_6) + k_{25}(P_3 - P_6) + k_{24}(P_4 - P_6) + k_{23}(P_5 - P_6) + k_{23}(P_7 - P_6) \quad (12)$$

$$\frac{dP_7}{dz} = h(P_1 - P_7) + k_{23}(P_2 - P_7) + k_{24}(P_3 - P_7) + k_{25}(P_4 - P_7) + k_{24}(P_5 - P_7) + k_{23}(P_6 - P_7) \quad (13)$$

以图 1 所示的七芯光纤进行研究，考虑 3 种多芯激励情况，如图 2 所示。其中，激励纤芯指的是需要注入光功率的纤芯，耦合纤芯指的是不注入功

率，只进行耦合的纤芯。情况 1 表示纤芯 2、4、6 为激励纤芯，纤芯 1、3、5、7 为耦合纤芯；情况 2 表示纤芯 1、3、5、7 为激励纤芯，纤芯 2、4、6 为耦合纤芯；情况 3 表示纤芯 2~7 为激励纤芯，纤芯 1 为耦合纤芯。

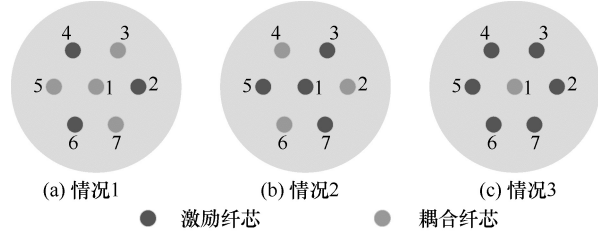


图 2 3 种多芯激励情况

在情况 1 中，基于式(7)~式(13)的七芯光纤的功率耦合方程，从纤芯 2、4、6 注入光信号，采用归一化功率，即功率耦合方程的初值为 $P_1 = P_3 = P_5 = P_7 = 0$ ， $P_2 = P_4 = P_6 = 1$ ，可以得到各纤芯中光功率的解析解为

$$P_{1,246}(z) = \frac{3 - 3\exp(-7hz)}{7} \quad (14)$$

$$P_{2,246}(z) = P_{4,246}(z) = P_{6,246}(z) = \frac{1}{2}\exp[-z(h + 4k_{23} + 2k_{25})] + \frac{1}{14}\exp(-7hz) + \frac{3}{7} \quad (15)$$

$$P_{3,246}(z) = P_{5,246}(z) = P_{7,246}(z) = -\frac{1}{2}\exp[-z(h + 4k_{23} + 2k_{25})] + \frac{1}{14}\exp(-7hz) + \frac{3}{7} \quad (16)$$

其中， $P_{n,246}(z)$ 表示经过纤芯 2、4、6 注入功率，传输距离 z 后纤芯 n 的功率。

在情况 2 中，从纤芯 1、3、5、7 注入光信号，采用归一化功率，即功率耦合方程的初值为 $P_1 = P_3 = P_5 = P_7 = 1$ ， $P_2 = P_4 = P_6 = 0$ ，与情况 1 相反，可以得到各纤芯中光功率的解析解为

$$P_{1,1357}(z) = \frac{4 + 3\exp(-7hz)}{7} \quad (17)$$

$$P_{2,1357}(z) = P_{4,1357}(z) = P_{6,1357}(z) = -\frac{1}{2}\exp[-z(h + 4k_{23} + 2k_{25})] - \frac{1}{14}\exp(-7hz) + \frac{4}{7} \quad (18)$$

$$P_{3,1357}(z) = P_{5,1357}(z) = P_{7,1357}(z) = \frac{1}{2}\exp[-z(h + 4k_{23} + 2k_{25})] - \frac{1}{14}\exp(-7hz) + \frac{4}{7} \quad (19)$$

其中， $P_{n,1357}(z)$ 表示经过纤芯 1、3、5、7 注入功率，传输距离 z 后纤芯 n 的功率。

在情况 3 中，从纤芯 2~7 注入光信号，采用归一化功率，即功率耦合方程的初值为 $P_1 = 0$ ，

$P_n = 1, n \neq 1$, 可以得到各纤芯中光功率的解析解为

$$P_{1,2-7}(z) = \frac{6 - 6\exp(-7hz)}{7} \quad (20)$$

$$P_{n,2-7}(z) = \frac{6 + \exp(-7hz)}{7}, n = 2, 3, \dots, 7 \quad (21)$$

其中, $P_{n,2-7}(z)$ 表示经过外部纤芯 2~7 注入功率, 传输距离 z 后纤芯 n 的功率。

在多芯激励多芯光纤系统中, 某一纤芯的串扰是指激励纤芯同时激励时对该纤芯耦合的功率与耦合纤芯同时激励时自身的功率之比^[9]。因此, 对于情况 1 中各耦合纤芯的串扰可以表示为

$$XT_{1,246} = \frac{P_{1,246}(z)}{P_{1,1357}(z)} = \frac{3 - 3\exp(-7hz)}{4 + 3\exp(-7hz)} \quad (22)$$

$$XT_{3,246} = XT_{5,246} = XT_{7,246} = \frac{P_{3,246}(z)}{P_{3,1357}(z)} = \frac{-7\exp[-z(h + 4k_{23} + 2k_{25})] + \exp(-7hz) + 6}{7\exp[-z(h + 4k_{23} + 2k_{25})] - \exp(-7hz) + 8} \quad (23)$$

其中, $XT_{n,246}$ 表示经过外部纤芯 2~7 注入功率, 传输距离 z 后对纤芯 n 的芯间串扰。

对于情况 2 中各耦合纤芯的串扰可以表示为

$$XT_{2,1357} = XT_{4,1357} = XT_{6,1357} = \frac{P_{2,1357}(z)}{P_{2,246}(z)} = \frac{-7\exp[-z(h + 4k_{23} + 2k_{25})] - \exp(-7hz) + 8}{7\exp[-z(h + 4k_{23} + 2k_{25})] + \exp(-7hz) + 6} \quad (24)$$

其中, $XT_{n,1357}$ 表示经过外部纤芯 1、3、5、7 注入功率, 传输距离 z 后对纤芯 n 的芯间串扰。

对于情况 3 中耦合纤芯 1 的串扰可以表示为

$$XT_{1,2-7} = \frac{P_{1,2-7}(z)}{P_{1,1}(z)} = \frac{6 - 6\exp(-7hz)}{1 + 6\exp(-7hz)} \quad (25)$$

其中, $XT_{1,2-7}$ 表示经过外部纤芯 2~7 注入功率, 传输距离 z 后对纤芯 1 的芯间串扰;

$P_{1,1}(z) = \frac{[1 + 6\exp(-7hz)]}{7}$ 为只有中间纤芯 1 激励时得出的结果。

2 仿真验证及串扰特性分析

本节将根据以上多芯激励下多芯光纤的串扰评估模型, 通过仿真研究 3 种多芯激励情况下归一化功率和串扰随传输距离的变化情况, 进而研究其串扰特性, 并在串扰特性分析的基础上, 深入探究多芯激励的本质特性。仿真设定的 MCF 是完全同质的, 各纤芯的无扰传播常数相等, 主要实验参数如表 1 所示。

表 1 七芯阶跃型同质多芯光纤的主要实验参数

参数	值
纤芯数量	7
纤芯半径/ μm	4
纤芯间距/ μm	30
包层折射率	1.438 1
纤芯折射率	1.445 3
光波长/ nm	1 550
弯曲半径/ mm	200
扭转率/ $(\text{rad}\cdot\text{m}^{-1})$	2π
相关长度/ m	0.01

2.1 3 种激励情况的串扰特性分析

本文第 1 节推导了 3 种多芯激励情况下纤芯的功率和串扰评估模型。在情况 1 下进行仿真, 得到如图 3 所示的归一化功率和芯间串扰与传输距离的关系。

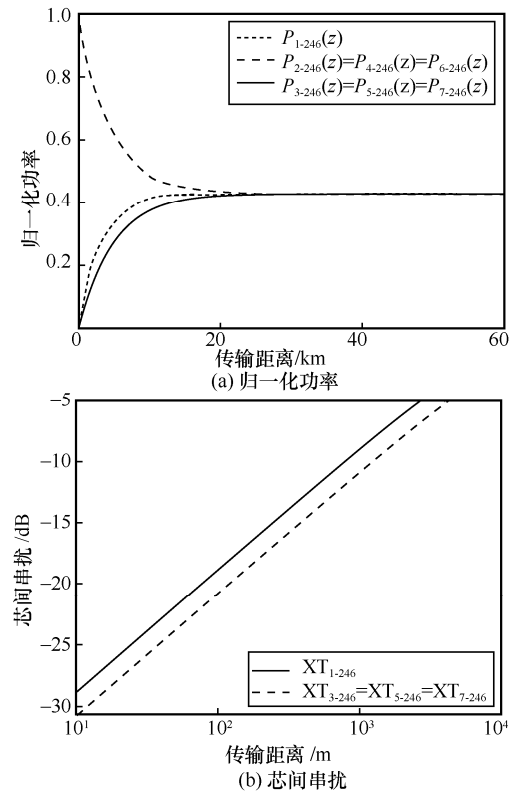


图 3 纤芯 2、4、6 激励下归一化功率和芯间串扰与传输距离的关系

如图 3(a)所示, 在纤芯 2、4、6 激励时, 纤芯 2、4、6 的归一化功率相等且随传输距离的增加呈指数级减小, 而纤芯 1、3、5、7 的归一化功率随传输距离的增加呈指数级增加, 最后所有纤芯的功率都趋于一致。需要指出的是, 由于光波传输时功率一直处于波动状态, 其功率趋于一致不代表功率值不变, 而是处于动态平衡的状态。在功率趋于一致前, 纤芯 1 的功率比纤芯 3、5、7 的功率大。从

图 3(b)可以看出, 虽然纤芯 1 和纤芯 3、5、7 的串扰都随传输距离的增加而增加, 但是纤芯 1 的串扰一直都比纤芯 3、5、7 的串扰大。究其原因, 在七芯光纤的纤芯分布中, 纤芯 1 处于纤芯 2、4、6 的中间, 而纤芯 3、5、7 处于周边, 在纤芯 2、4、6 激励时, 纤芯 1 距离纤芯 2、4、6 的相对距离总和较近, 因此会造成更大的串扰。纤芯排布的中心对称结构与激励纤芯的对称分布是导致纤芯 3、5、7 和纤芯 2、4、6 的功率相等的原因。

对于情况 2 和情况 3, 归一化功率和芯间串扰与传输距离的关系如图 4 和图 5 所示。情况 2 与情况 1 相反, 激励纤芯和耦合纤芯互换, 其归一化功率和串扰变化情况和情况 1 分析类似, 只是激励纤芯 1 的归一化功率相比于纤芯 3、5、7 的归一化功率下降得更快, 主要是因为激励纤芯 1 与耦合纤芯 2、4、6 的相对距离较近, 对耦合纤芯的功率耦合更强, 从而导致功率下降更快。对于情况 3, 其归一化功率和串扰特性与前 2 种情况一致。在纤芯 2~7 激励下, 纤芯 1 的耦合功率增加很快, 其串扰增加得也很快。在多芯 (六芯) 激励下, 只有中间纤芯为耦合纤芯, 其耦合功率值刚好是单芯激励情况时耦合功率值的 6 倍。

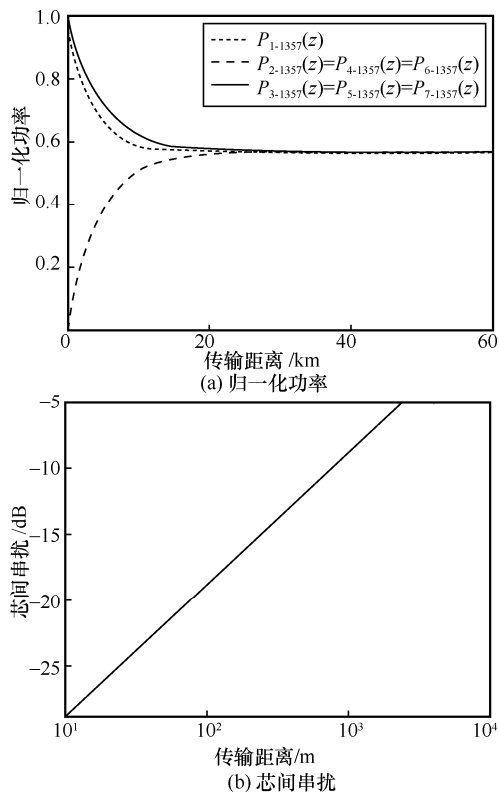


图 4 纤芯 1、3、5、7 激励下归一化功率和芯间串扰与传输距离的关系

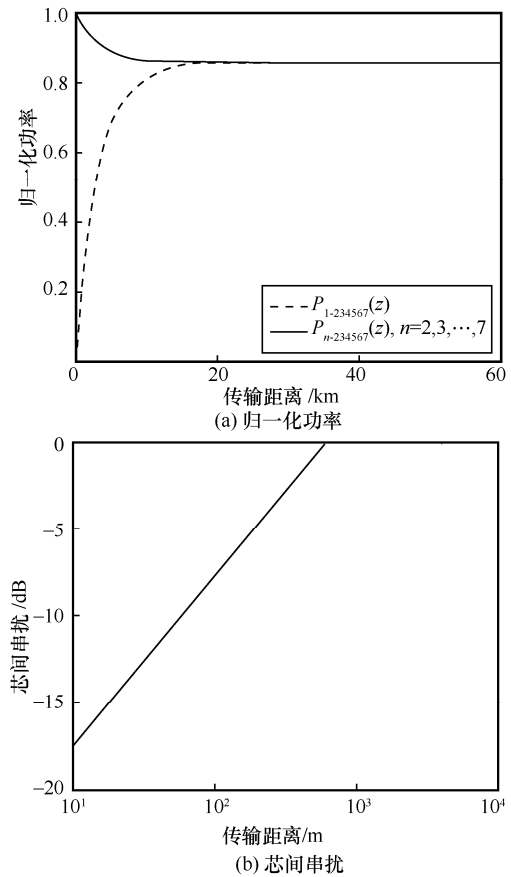


图 5 纤芯 2~7 激励下归一化功率和芯间串扰与传输距离的关系

外部随机扰动对 MCF 的串扰的影响因素主要有弯曲和扭转。本文基于耦合功率理论的串扰估计模型在扭转率上取积分平均, 因此扭转扰动的影响取平均值, 不体现在最终的串扰估计中。而弯曲扰动会对串扰造成较大的影响, 在相位匹配区和非相位匹配区, 串扰的差值超过 10 dB^[4]。因此, 本文研究了弯曲半径对多芯激励下多芯光纤芯间耦合的影响。图 6 为纤芯 2、4、6 激励下弯曲半径 R_b 分别为 200 mm 和 500 mm 下的归一化功率与传输距离的关系。当弯曲半径为 200 mm 时, 其收敛点在 33.3 km 处; 当弯曲半径为 500 mm 时, 收敛点在 13.7 km 处。从图 6 可以看出, 当弯曲半径变化时, 其归一化功率趋于一致的距离是不一样的。其主要原因是弯曲半径会造成芯模耦合的相位失配, 从而影响其归一化功率的收敛距离。图 7 为归一化功率的收敛距离与弯曲半径的关系。从图 7 可以看出, 随着弯曲半径的增大, 收敛距离呈指数级减小, 并且逐渐趋近于一个恒定值。该恒定值为没有弯曲影响下水平放置光纤的收敛距离。

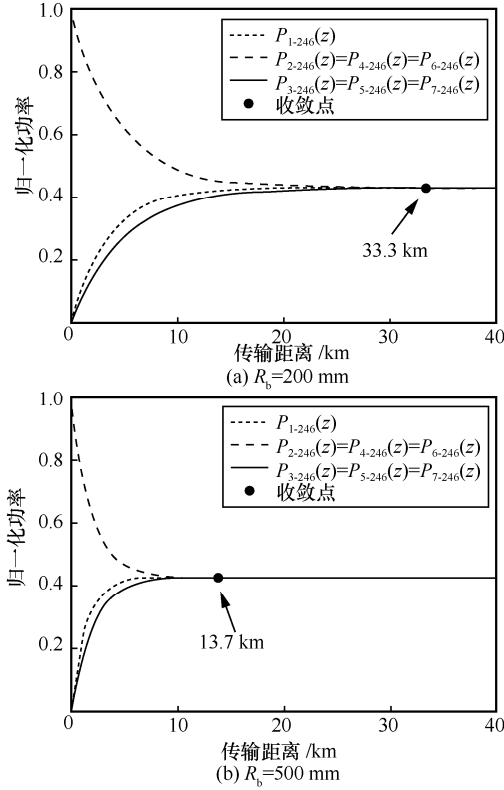


图 6 纤芯 2、4、6 激励下归一化功率与传输距离的关系

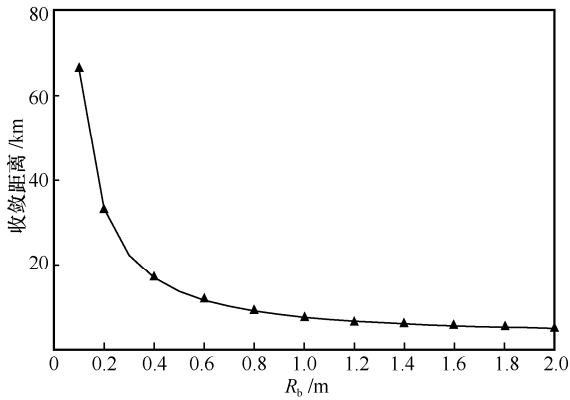


图 7 归一化功率的收敛距离与弯曲半径的关系

2.2 多芯激励下串扰的本质特性分析

以上多芯激励多芯光纤串扰特性的研究说明了多芯光纤多芯激励下的光功率和串扰变化情况。通过分析图 5 可知，在周边六根纤芯的激励下，中间纤芯的耦合功率大小是在单芯激励情况下的 6 倍。由此是否可以推测多芯激励下对周边纤芯的耦合是每个激励纤芯分别耦合之和？本节将会对此进行深入研究。以图 2 中情况 1 和情况 3 为例，分别计算同时激励和分别激励情况下的功率和串扰分布。

在情况 1 中，纤芯 2、4、6 为激励纤芯，其他纤芯为耦合纤芯。以对纤芯 1 进行耦合为例，当只

有外部纤芯 2 激励时，纤芯 1 的归一化功率记为 $P_{1,2}(z)$ 。同样，由于纤芯的中心对称分布，当只有纤芯 4、6 分别激励时，纤芯 1 的归一化功率和 $P_{1,2}(z)$ 相等。对七芯光纤功率耦合方程式(7)~式(13)代入初值 $P_2(0)=1, P_n(0)=0, n \neq 2$ ，求解可以得到

$$P_{1,2}(z)=P_{1,4}(z)=P_{1,6}(z)=\frac{1-\exp(-7hz)}{7} \quad (26)$$

纤芯 2、4、6 同时激励时纤芯 1 的耦合功率 $P_{1,246}(z)$ 如式(14)所示，根据式(14)和式(26)可知，纤芯 2、4、6 同时激励时对纤芯 1 的耦合功率是分别激励时之和，即 $P_{1,246}(z)=P_{1,2}(z)+P_{1,4}(z)+P_{1,6}(z)$ 。由此可以看出，多芯激励情况下可以等效于每根激励纤芯分别激励时对其他纤芯的耦合。上述是对中间纤芯 1 耦合的分析，为了普遍分析这个结论的适用性，对于周边纤芯 3 的耦合进行同样的分析。对于七芯光纤模型，根据功率耦合方程，在纤芯 2 激励下，耦合功率和串扰分别为

$$P_{3,2}(z)=\frac{1}{6}\exp[-z(h+k_{23}+3k_{24}+2k_{25})]-\frac{1}{6}\exp[-z(h+3k_{23}+3k_{24})]-\frac{1}{6}\exp[-z(h+4k_{23}+2k_{25})]+\frac{1}{42}\exp[-7hz]+\frac{1}{7} \quad (27)$$

$$P_{2,2}(z)=\frac{1}{3}\exp[-z(h+k_{23}+3k_{24}+2k_{25})]+\frac{1}{3}\exp[-z(h+3k_{23}+3k_{24})]+\frac{1}{6}\exp[-z(h+4k_{23}+2k_{25})]+\frac{1}{42}\exp(-7hz)+\frac{1}{7} \quad (28)$$

$$XT_{3,2}=\frac{P_{3,2}(z)}{P_{2,2}(z)} \quad (29)$$

其中， $P_{3,2}(z)$ 和 $P_{2,2}(z)$ 分别表示在纤芯 2 激励时纤芯 3 和纤芯 2 中的功率变化情况； $XT_{3,2}$ 表示纤芯 2 激励时对纤芯 3 耦合的串扰。以下标记表示同样含义，不再赘述。

在纤芯 4 激励下，由于纤芯 4 和纤芯 2 关于纤

芯 3 呈对称分布，因此纤芯 3 的耦合功率和串扰和纤芯 2 激励时结果一样，即 $P_{3,4}(z) = P_{3,2}(z)$ ， $XT_{3,4} = XT_{3,2}$ 。

在纤芯 6 激励下，纤芯 3 的耦合功率和串扰分别表示为

$$P_{3,6}(z) = \frac{1}{3} \exp[-z(h + 3k_{23} + 3k_{24})] - \frac{1}{3} \exp[-z(h + k_{23} + 3k_{24} + 2k_{25})] - \frac{1}{6} \exp[-z(h + 4k_{23} + 2k_{25})] + \frac{1}{42} \exp(-7hz) + \frac{1}{7} \quad (30)$$

$$XT_{3,6} = \frac{P_{3,6}(z)}{P_{6,6}(z)} = \frac{P_{3,6}(z)}{P_{2,2}(z)} \quad (31)$$

在纤芯 2、4、6 同时激励下，纤芯 3 的耦合功率和串扰分别由式(16)和式(23)表示。

基于以上分析，本文在纤芯 2、4、6 分别激励和同时激励情况下进行了仿真，其归一化功率和芯间串扰与传输距离的关系如图 8 所示。图 8(a)中， $P_{3,2}(z) + P_{3,4}(z) + P_{3,6}(z)$ 表示纤芯 2、4、6 分别激励时对纤芯 3 耦合的功率之和， $P_{3,246}(z)$ 表示纤芯 2、4、6 同时激励时对纤芯 3 耦合的功率。从图 8(a)中可以看出，纤芯 2、4、6 分别激励时对纤芯 3 耦合的功率之和与纤芯 2、4、6 同时激励时对纤芯 3 耦合的功率相等，即 $P_{3,246}(z) = P_{3,2}(z) + P_{3,4}(z) + P_{3,6}(z)$ 。图 8(b)中， $XT_{3,2} + XT_{3,4} + XT_{3,6}$ 表示纤芯 2、4、6 分别激励时对纤芯 3 耦合的串扰之和。同样可以看出，纤芯 2、4、6 分别激励时对纤芯 3 耦合的串扰之和与纤芯 2、4、6 同时激励时对纤芯 3 耦合的串扰几乎重合，其不完全相等的原因是单芯激励和多芯激励的串扰计算式有所差别，但这不影响本文得出结论：多芯激励多芯光纤的串扰可以等同于每个激励纤芯分别激励时的串扰之和。纤芯 2、4、6 分别激励与单芯激励关系的原理如图 9 所示。

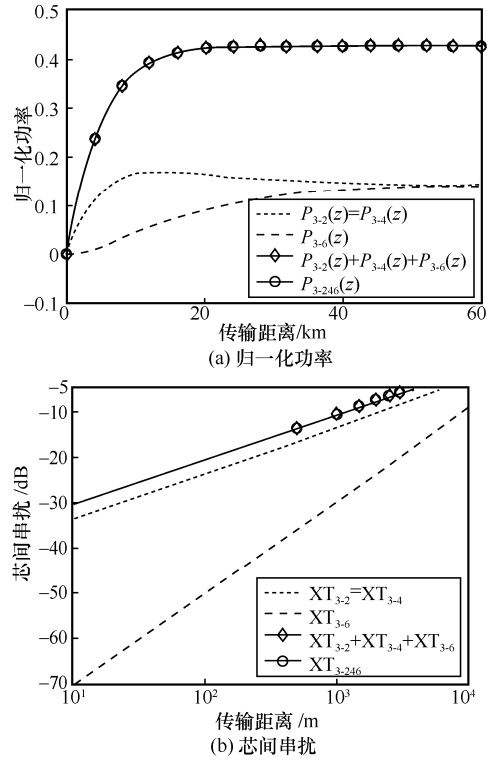


图 8 纤芯 2、4、6 分别激励和同时激励下归一化功率和芯间串扰与传输距离的关系

对于情况 3，纤芯 2~7 为激励纤芯，纤芯 1 为耦合纤芯。当外部纤芯同时激励时，纤芯 1 的耦合功率如式(20)所示，其串扰如式(25)所示。当外部纤芯分别进行激励时，由于其激励纤芯的对称性，各个外部纤芯对纤芯 1 耦合的功率相等，即 $P_{1,2}(z) = P_{1,3}(z) = P_{1,4}(z) = P_{1,5}(z) = P_{1,6}(z) = P_{1,7}(z)$ ，并且其表达式如式(26)所示，并且其串扰也相等，如式(29)所示。本文在纤芯 2~7 分别激励和同时激励情况下，仿真了其归一化功率和芯间串扰与传输距离的关系，如图 10 所示。图 10(a)中， $P_{1,n}(z), n = 2, 3, \dots, 7$ 表示纤芯 2~7 分别激励时对纤芯 1 耦合的功率，由于外部纤芯在七芯光纤模型中处于外部位置，呈中心对称分布，其对纤芯 1 耦合的功率都相等。 $P_{1-sum}(z)$ 表示纤芯 2~7 分别激励时对纤芯 1 耦合的功率之和，且 $P_{1-sum}(z) = 6P_{1,n}(z), n = 2, 3, \dots, 7$ 。 $P_{1-234567}(z)$ 表示纤芯 2~7 同时激励时对纤芯 1 耦合的功率。从图 10(a)中可以看出，纤芯 2~7 分别激励时对纤芯 1 耦合的功率之和与纤芯 2~7 同时激励时对纤

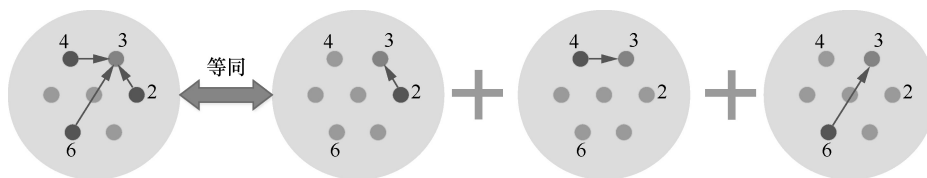


图 9 纤芯 2、4、6 分别激励与单芯激励关系的原理

芯 1 耦合的功率相等,即 $P_{1-\text{sum}}(z) = P_{1-234567}(z)$ 。图 10(b) 中, $XT_{1-n}, n=2,3,\dots,7$ 表示纤芯 2~7 分别激励时对纤芯 1 的串扰且都相等。 $XT_{1-\text{sum}}$ 表示纤芯 2~7 分别激励时对纤芯 1 耦合的串扰之和,且 $XT_{1-\text{sum}} = 6XT_{1-n}, n=2,3,\dots,7$ 。 $XT_{1-234567}$ 表示纤芯 2~7 同时激励时对纤芯 1 耦合的串扰。从图 10 中可以看出,纤芯 2~7 分别激励时对纤芯 1 耦合的串扰之和与纤芯 2~7 同时激励时对纤芯 1 耦合的串扰相等,即 $XT_{1-\text{sum}} = XT_{1-234567}$,图 10(b)中串扰结果略有偏差的原因是多芯激励和单芯激励下串扰计算方式略有不同。此处的结果也验证了上述得出的结论。纤芯 2~7 分别激励与单芯激励关系的原理如图 11 所示。

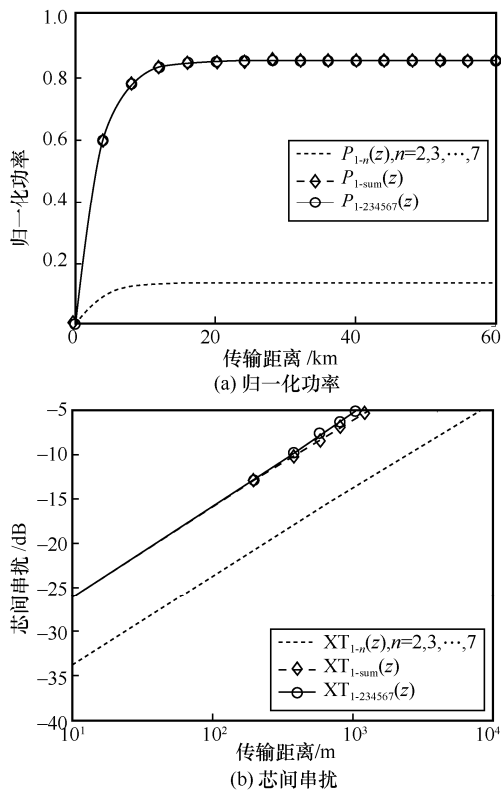


图 10 纤芯 2~7 分别激励和同时激励下归一化功率和芯间串扰与传输距离的关系

文献[18]将七芯光纤的多芯激励的串扰等效成多个双芯光纤模型单芯激励情况的线性叠加,本节将七芯光纤的多芯激励串扰等同于七芯光纤中多个单芯激励的叠加,并且每个单芯激励的耦合都是通过直接求解七芯光纤的功率耦合方程得出的,这更符合实际多芯激励情况。通过以上对纤芯 2、4、6 和纤芯 2~7 同时激励和分别激励情况下对耦合纤芯的功率和串扰情况分析,本文可以得到如下结论:多芯激励下多耦合纤芯串扰的贡献是不相关的,多芯激励的串扰等同于每个激励纤芯分别激励得到的串扰之和。

3 结束语

本文考虑多芯激励下的七芯光纤,选取了 3 种多芯激励模型,根据七芯光纤的功率耦合方程,推导了多芯激励下实际七芯光纤的功率和 ICXT 的解析表达式,研究了多芯激励下归一化功率和串扰随距离的变化关系。结果表明,由于实际光纤铺设中存在弯曲和扭转的影响,经过长距离传输后,各纤芯的归一化功率都会收敛到一个定值,达到动态平衡状态,并且其收敛距离随着弯曲半径的增大呈指数级减小,逐渐趋于一个定值。此外,本文还研究了多芯激励和单芯激励的关系,在多芯同时激励和分别激励下推导其功率和串扰解析表达式,并在仿真分析中得出多芯激励本质特性,即多芯激励对串扰的贡献是不相关的,多芯激励多芯光纤的串扰可以等同于每个激励纤芯单独激励时的串扰之和。该结论适用于任意纤芯数量多芯光纤以及任意纤芯数量激励的情况,为多芯光纤传输系统的多通道传输信号的研究提供了理论基础。

参考文献:

[1] 涂佳静,李朝晖.空分复用光纤研究综述[J].光学学报,2021,41(1): 82-99.

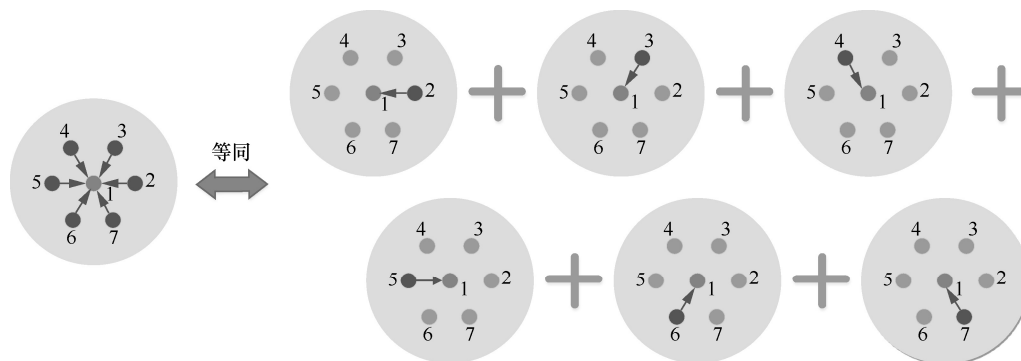
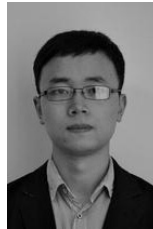


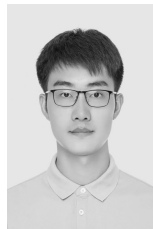
图 11 纤芯 2~7 分别激励与单芯激励关系的原理

- TU J J, LI Z H. Review of space division multiplexing fibers[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(1): 82-99.
- [2] YUAN H, FURDEK M, MUHAMMAD A, et al. Space-division multiplexing in data center networks: on multi-core fiber solutions and crosstalk-suppressed resource allocation[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2018, 10(4): 272-288.
- [3] SAITOH K, MATSUO S. Multicore fiber technology[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(1): 55-66.
- [4] 符小东, 潘洪峰, 房洪莲, 等. 优化耦合模和耦合功率理论在弱耦合扰动多芯光纤中的对比[J]. *光子学报*, 2022, 51(4): 78-86.
FU X D, PAN H F, FANG H L, et al. Comparative research of optimized coupled mode and coupled power theory in weakly coupled disturbed multi-core fibers[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2022, 51(4): 78-86.
- [5] GAN L, SHEN L, TANG M, et al. Investigation of channel model for weakly coupled multicore fiber[J]. *Optics Express*, 2018, 26(5): 5182-5199.
- [6] HAYASHI T, SASAKI T, SASAOKA E, et al. Physical interpretation of intercore crosstalk in multicore fiber: effects of macrobend, structure fluctuation, and microbend[J]. *Optics Express*, 2013, 21(5): 5401-5412.
- [7] PAN H F, JIN S L, XIANG L. Estimation of nonlinear crosstalk in weakly coupled multi-core fiber[C]//*Proceedings of Asia Communications and Photonics Conference 2021*. Washington: Optica Publishing Group, 2021: T4A.27.
- [8] RADEMACHER G, LUÍS R S, PUTTNAM B J, et al. Crosstalk dynamics in multi-core fibers[J]. *Optics Express*, 2017, 25(10): 12020-12028.
- [9] HAYASHI T, TARU T, SHIMAKAWA O, et al. Design and fabrication of ultra-low crosstalk and low-loss multi-core fiber[J]. *Optics Express*, 2011, 19(17): 16576-16592.
- [10] CARTAXO A V T, ALVES T M F. Discrete changes model of inter-core crosstalk of real homogeneous multi-core fibers[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(12): 2398-2408.
- [11] WANG W J, XIANG L, SHAO W D, et al. Stochastic crosstalk analyses for real weakly coupled multicore fibers using a universal semi-analytical model[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(13): 4503-4510.
- [12] MARCUSE D. Derivation of coupled power equations[J]. *Bell System Technical Journal*, 1972, 51(1): 229-237.
- [13] KOSHIBA M, SAITOH K, TAKENAGA K, et al. Multi-core fiber design and analysis: coupled-mode theory and coupled-power theory[J]. *Optics Express*, 2011, 19(26): B102-B111.
- [14] KOSHIBA M, SAITOH K, TAKENAGA K, et al. Analytical expression of average power-coupling coefficients for estimating intercore crosstalk in multicore fibers[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2012, 4(5): 1987-1995.
- [15] MACHO A, MORANT M, LLORENTE R. Unified model of linear and nonlinear crosstalk in multi-core fiber[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(13): 3035-3046.
- [16] MACHO A, MORANT M, LLORENTE R. Experimental evaluation of nonlinear crosstalk in multi-core fiber[J]. *Optics Express*, 2015, 23(14): 18712-18720.
- [17] TIAGO M F A, RICARDO O J S, ADOLFO V T C. Probability distribution of intercore crosstalk in weakly coupled MCFs with multiple interferers[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2019, 31(8): 651-654.
- [18] 汪文杰, 全科, 向练. 弱耦合多芯光纤芯间串扰分布特性[J]. *光学学报*, 2022, 42(2): 17-23.
WANG W J, TONG K, XIANG L. Investigation of inter-core crosstalk in weakly coupled multicore fibers[J]. *Acta Optica Sinica*, 2022, 42(2): 17-23.
- [19] TAKENAGA K, ARAKAWA Y, TANIGAWA S, et al. An investigation on crosstalk in multi-core fibers by introducing random fluctuation along longitudinal direction[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2011, E94-B(2): 409-416.
- [20] FINI J M, ZHU B Y, TAUNAY T F, et al. Statistics of crosstalk in bent multicore fibers[J]. *Optics Express*, 2010, 18(14): 15122-15129.
- [21] HAYASHI T, TARU T, SHIMAKAWA O, et al. Design and fabrication of ultra-low crosstalk and low-loss multi-core fiber: erratum[J]. *Optics Express*, 2019, 27(9): 12517.
- [22] 郑斯文. 基于高速大容量光纤通信用大芯径光纤及多芯光纤的研制[D]. 北京: 北京交通大学, 2014.
ZHENG S W. Investigation and fabrication of large-core-diameter fibers and multi-core fibers based on high-speed large-capacity optical fiber communications[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2014.

[作者简介]



向练 (1984-), 男, 湖南怀化人, 博士, 苏州大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为长距离光纤信号传输、多芯光纤传输机理、光信号恢复等。



潘洪峰 (1996-), 男, 江苏连云港人, 苏州大学硕士生, 主要研究方向为多芯光纤传输、多芯光纤串扰等。



金树林 (1996-), 男, 江苏盐城人, 苏州大学硕士生, 主要研究方向为多芯光纤串扰、非线性光学等。

邵卫东 (1971-), 男, 江苏泰州人, 博士, 苏州大学副教授, 主要研究方向为光无源器件、绿色光网等。