

· 光电器件与材料 ·

孔辅助六芯光纤模式耦合及串扰特性研究

温明妍^{1,2}, 郑斯文^{1,2}, 林 楨^{1,2}, 任国斌^{1,2}

(1. 北京交通大学全光网络与现代通信网教育部重点实验室, 北京 100044; 2. 北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044)

摘要:应用模式耦合理论系统地研究了空气孔辅助六芯光纤的耦合特性。特别考虑了非临近纤芯对互耦合系数及自耦合系数的作用,分析了光纤结构参数变化对耦合系数、串扰及模场面积的影响。研究表明,通过调整光纤的结构参数,可以充分利用光纤的横截面,有效降低纤芯间耦合,在保持低串扰(-30 dB以下)的前提下,实现较大的单芯有效面积(120~150 μm^2)。

关键词:光纤光学;多芯光纤;耦合模理论;大模场面积;串扰

中图分类号:TN913 文献标识码:A 文章编号:1673-1255(2014)-06-0023-06

Research on Mode-coupled and Crosstalk Characteristic of Hole-Assisted Six-core Fiber

WEN Ming-yan^{1,2}, ZHENG Si-wen^{1,2}, LIN Zhen^{1,2}, REN Guo-bin^{1,2}

(1. Key Laboratory of All Optical Network and Advanced Telecommunication Network of EMC, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China; 2. Institute of Light wave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: Based on mode-coupled theory, the coupling characteristics of hole-assisted six-core fiber are researched systematically. The effect of nonadjacent fiber core on mutual coupled and self-coupled parameters is especially considered. And the influence on coupled parameter, crosstalk and mode area from the changing of fiber structure parameters is analyzed. Research results show that coupled effects among fiber core can be reduced effectively by making the best of fiber cross section through adjusting the structure parameters of fiber. Under the condition of keeping low crosstalk, larger single core effective area can be achieved.

Key words: fiber optics; multi-core fiber; coupled mode theory; large-mode-area; crosstalk

传输容量的日益增长推动着光传输系统的不断升级。应用空分复用的多芯光纤传输系统受到了研究人员的广泛关注^[1-2]。目前,大部分对于多芯光纤的研究集中于七芯结构或者十九芯光纤,提出了不同的设计方案^[3],例如研究者提出了掺氟下层多芯光纤^[4]、相邻纤芯折射率不同的多芯光纤^[5]等结构,旨在减小模式耦合,降低芯间串扰。一般而言,大多数多芯光纤的包层直径(150~225 μm)比传统的单模光纤(SMFs)直径要大的多。但是较大的光纤直径往往会导致机械可靠性变差,与标准单模光纤的熔接损耗增大等问题。如何增大纤芯密度以及

提高光纤的利用效率是当前多芯光纤面临的重要问题。另一方面对于多芯光纤传输系统,为了增加系统的传输容量以及克服非线性效应,增大光纤模场面积 A_{eff} 也是十分必要的。但是在传统的同构(每个纤芯均相同)多芯光纤中,大模场面积容易导致较高的串扰,因此,在保持大模场特性的同时具有低串扰特性这一问题值得研究。最近提出的基于传统六芯光纤结构的孔辅助六芯光纤^[6],在纤芯周围加入了辅助孔,使光纤实现了低串扰传输,其包层直径125 μm 与标准单模光纤相同,具有更好的机械可靠性。

收稿日期:2014-11-18

基金项目:国家973计划(2010CB328206);国家自然科学基金(61178008,61275092);中央高校基本科研业务费专项基金(2011RC050)

作者简介:温明妍(1990-),女,福建人,硕士研究生,主要从事光纤方面的研究。

文中系统研究了孔辅助六芯光纤的耦合及串扰特性。为了提高多芯光纤横截面的利用效率,以在保持低芯间串扰的前提下获得较大的单芯模场面积为目标,通过耦合模理论与耦合功率理论分析,特别考虑非临近纤芯对于耦合系数,研究了光纤的结构参数对于芯间串扰和模场面积的影响。通过调整多芯光纤的结构参数实现了多芯光纤低互耦合系数、大模场面积及低串扰的诉求。

1 多芯光纤的耦合模理论分析

同构多芯光纤由 n 个相同的纤芯组成,纤芯半径 R 、纤芯折射率 n_{con} 均相同,包层折射率为 n_{cl} ,每个纤芯在工作波长保持单模传输。由于每个纤芯模场分布都相对独立并满足微扰近似和耦合模理论^[7],因此可以利用耦合模理论进行分析。

假设每个光纤芯子仅支持基模传输,并且第 n 个纤芯中的基模振幅为 $A_n(z)$,则根据耦合模理论,可以以矩阵的形式写出^[8]下式

$$\frac{dA}{dz} = CA \quad (1)$$

其中, $A=[A_1(z), A_2(z), \dots, A_n(z)]^T$; z 为传播方向; C 为 $n \times n$ 矩阵, $C = -j \times [c_{ij}]$, c_{ij} 可以表达为

$$c_{ij} = \begin{cases} \kappa_{ij} \exp[-j(\beta_j - \beta_i)z] & i \neq j \\ \chi_i & i = j \end{cases} \quad (2)$$

式中, β_{ij} 为第 ij 个纤芯的传播常数; κ_{ij} 为互耦合系数; χ_i 为自耦合系数。它们可以由以下两个公式得出^[7]

$$\kappa_{ij} = \frac{\omega \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (N^2 - N_j^2) E_i^* \cdot E_j dx dy}{2 \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (E_{ix} H_{iy}^* - E_{iy} H_{ix}^*) dx dy} \quad (3)$$

$$\chi_i = \frac{\omega \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (N^2 - N_i^2) E_i^* \cdot E_i dx dy}{2 \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (E_{ix} H_{iy}^* - E_{iy} H_{ix}^*) dx dy} \quad (4)$$

其中, E_{ij} 、 H_{ij} 分别为光波导 i 、 j 本征模式的电场和磁场分布; N 为整个光波导的折射率分布; N_{ij} 为每个光波导中的折射率分布。由式(3)、式(4)可知,当 i 、 j 纤芯的折射率为简单的阶跃型分布时, E_{ij} 、 H_{ij} 可以得到解析解,从而求得 κ_{ij} 、 χ_i 。

孔辅助六芯光纤横截面示意图如图1所示。其中六个相同的阶跃折射率的纤芯呈正六边形分布, D 表示纤芯间的距离(中心距), R 表示纤芯半径。 r 表示环绕在每个纤芯周围并呈六角密排的辅助空气孔的半径, d 表示纤芯与辅助孔的距离(中心距)。

假设光纤包层的直径为 $125 \mu\text{m}$, 芯间距 $D=35 \mu\text{m}$, 纤芯的半径 $R=4.5 \mu\text{m}$, $n=1, 2 \dots 6$, 芯包折射率差为 $\Delta = \Delta_n = n_{\text{con}} - n_{\text{cl}}$, 光的传输波长固定在 $\lambda=1.55$

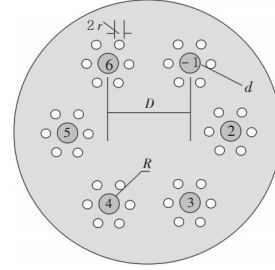


图1 孔辅助六芯光纤横截面图

μm 。

由于光纤结构的对称性,只需分析同构六芯光纤在只有纤芯1有光注入的情况(如图1所示)。一般而言,多芯光纤的自耦合系数 χ_i 比互耦合系数 κ_{ij} 小很多,但为了分析严格,考虑了自耦合系数。由式(3)、式(4)得知,当两纤芯具有相同的芯间距离 d 、相同的纤芯折射率 n_{con} 时,每个纤芯电磁场 E_{ij} 、 H_{ij} 分布相同,两纤芯自耦合系数 κ_{ij} 相同,互耦合系数 χ_i 相同。因此,由对称性及式(2)可以得出矩阵 C 为

$$C = -j \times \begin{bmatrix} \chi_1 & \kappa_{12} & \kappa_{13} & \kappa_{14} & \kappa_{13} & \kappa_{12} \\ \kappa_{12} & \chi_1 & \kappa_{12} & \kappa_{13} & \kappa_{14} & \kappa_{13} \\ \kappa_{13} & \kappa_{12} & \chi_1 & \kappa_{12} & \kappa_{13} & \kappa_{14} \\ \kappa_{14} & \kappa_{13} & \kappa_{12} & \chi_1 & \kappa_{12} & \kappa_{13} \\ \kappa_{13} & \kappa_{14} & \kappa_{13} & \kappa_{12} & \chi_1 & \kappa_{12} \\ \kappa_{12} & \kappa_{13} & \kappa_{14} & \kappa_{13} & \kappa_{12} & \chi_1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

当光从纤芯1注入,即 $A_1(z)=1$, 其余纤芯振幅 $A_n(z)=0, n=1, 2, \dots, 6$, 将矩阵式(5)代入,可以求出各个纤芯的振幅如下

$$A_1(z) = \frac{1}{6} \exp(-c_1 z) + \frac{1}{3} \exp(c_2 z) + \frac{1}{3} \exp(-c_3 z) + \frac{1}{6} \exp(c_4 z) \quad (6)$$

$$A_2(z) = A_6(z) = -\frac{1}{6} \exp(-c_1 z) + \frac{1}{6} \exp(c_2 z) - \frac{1}{6} \exp(-c_3 z) + \frac{1}{6} \exp(c_4 z) \quad (7)$$

$$A_3(z) = A_5(z) = \frac{1}{6} \exp(-c_1 z) + \frac{1}{6} \exp(c_2 z) - \frac{1}{6} \exp(-c_3 z) + \frac{1}{6} \exp(c_4 z) \quad (8)$$

$$A_4(z) = -\frac{1}{6} \exp(-c_1 z) - \frac{1}{3} \exp(c_2 z) + \frac{1}{3} \exp(-c_3 z) + \frac{1}{6} \exp(c_4 z) \quad (9)$$

其中, $c_1 = -j \times (2\kappa_{12} - 2\kappa_{13} + \kappa_{14} - \chi_1)$; $c_4 = -j \times (2\kappa_{13} +$

$$\kappa_{14} + \chi_i); c_3 = -j \times (\kappa_{12} + \kappa_{13} - \kappa_{14} - \chi_i); c_2 = -j \times (\kappa_{12} - \kappa_{13} - \kappa_{14} + \chi_i)。(10)$$

各纤芯中的功率为

$$P_1(z) = A_1^2(z), P_2(z) = P_6(z) = A_2^2(z), P_3(z) = P_5(z) = A_3^2(z), P_4(z) = A_4^2(z)。(11)$$

当纤芯1有光注入时,由于光纤结构的对称性,纤芯2与纤芯6、纤芯3与纤芯5的振幅和功率相同。由式(6)~式(9)可得出各个纤芯的振幅满足一定的规律:各振幅系数均为1/6的整数倍,并且是由以 c_1, c_2, c_3, c_4 为系数的4个指数函数所组成。

由式(3)可以看出,由于本征模式的电磁场分布以每个芯子中心为圆心呈圆对称,并且随纤芯间的距离增大而迅速减小,因而互耦合系数值随纤芯间的距离增大而减小,所以 κ_{12} 比 κ_{13}, κ_{14} 大得多,而自耦合系数 χ_i 比互耦合系数 κ_{ij} 小得多。由此可知式(10)中 c_1, c_2, c_3, c_4 的值由 κ_{12} 为主导影响,因此 c_1, c_4 的值约为 c_2, c_3 值的两倍,其振幅和功率趋势由 $\exp(c_1 z), \exp(c_4 z)$ 主导。

图2为孔辅助六芯光纤在纤芯1有光注入时各个纤芯中的功率随光纤长度的演化。光纤参数取 $D=35 \mu\text{m}, R=4.5 \mu\text{m}, n_{\text{con}}=1.44936, n_{\text{cl}}=1.444$,而空气孔参数为 $r=2 \mu\text{m}, d=10 \mu\text{m}$ 。由图2可以看出,每个纤芯中的功率沿 z 轴呈周期性变化,其周期在200~300 m之间。当光从孔辅助六芯光纤的纤芯1注入后,纤芯1由于与其他芯子发生耦合,归一化功率在 $z=0$ 处从1开始下降,其他芯子的功率在 $z=0$ 处均逐渐增强;在 $z=0$ 处,纤芯2和纤芯6的斜率最大,纤芯3和纤芯5次之,纤芯4最小,这是由于纤芯4最远离纤芯1而纤芯2、6离纤芯1最近的原因。此外,在传播过程中,纤芯4的振幅最大,纤芯3和纤

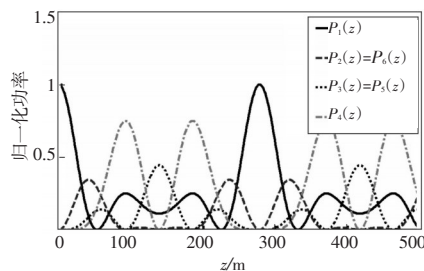


图2 同构六芯光纤各纤纤功率随光纤长度的演化

芯5次之,纤芯2和纤芯6最小。

由于自耦合系数、互耦合系数的公式均可用于所有同构多芯光纤中,而振幅和功率是基于耦合系数进行的理论计算,因此以上采用的理论分析可以

运用在所有同构多芯光纤中。

2 同构六芯光纤的串扰理论分析

由上节的耦合模理论分析可知,各个纤芯中的光功率在沿 z 方向传输时不断地进行波动性的相互耦合,但是实际铺设及使用过程中因弯曲和应力起伏引起的不规则性^[9-10],使得光纤耦合不再呈现波动性。因此,功率耦合理论比之模式耦合理论要更加有效和准确^[10]。

假设当光从纤芯1进入时,根据功率耦合理论,可以得出^[12]下式

$$\frac{dP_1}{dz} = -(2h_{12} + 2h_{13} + h_{14})P_1 + h_{12}P_2 + 2h_{13}P_3 + (h_{12} + h_{14})P_4。(12)$$

$$\frac{dP_2}{dz} = \frac{dP_6}{dz} = h_{12}P_1 - (2h_{12} + 2h_{13} + h_{14})P_2 + (h_{12} + h_{14})P_3 + 2h_{13}P_4。(13)$$

$$\frac{dP_3}{dz} = \frac{dP_5}{dz} = h_{13}P_1 + h_{12}P_2 - (h_{13} + 2h_{12} + h_{14})P_3 + (h_{12} + h_{14})P_4。(14)$$

$$\frac{dP_4}{dz} = h_{14}P_1 + 2h_{13}P_2 + 2h_{12}P_3 - (2h_{12} + 2h_{13} + h_{14})P_4。(15)$$

其中, h_{ij} 为 i 纤芯与 j 纤芯之间的功率耦合系数,可以由式(16)得出^[12]

$$h_{ij} = \frac{0.04173}{\sqrt{6}} \times \frac{(c_1 + c_4)}{2}。(16)$$

其纤芯2至纤芯6的串扰可以写为

$$\theta_{XTn1} = 10 \lg \frac{P_n(z)}{P_1(z)} \quad n=2,3,\dots,6。(17)$$

其中, z 为传播长度。假设光纤芯子参数 $D=35 \mu\text{m}, R=4.5 \mu\text{m}, n_{\text{con}}=1.44936, n_{\text{cl}}=1.444$,空气孔参数为

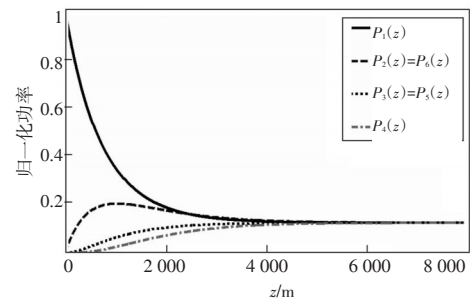


图3 光从光纤1注入后各纤芯的归一化功率的演化

$d=10 \mu\text{m}, r=2 \mu\text{m}$,均匀六芯光纤的归一化功率随传

播长度的演化如图3所示。

由图3可知,由于功率耦合理论考虑了实际中弯曲和应力引起的不规则性,使得光纤耦合不再呈现波动性,纤芯1中的归一化功率呈指数形式单调递减,而其余纤芯的归一化功率则呈指数形式单调递增,最终与其他芯子的功率趋于相等。由光纤结构的对称性可知纤芯2与6及纤芯3与5功率相同。纤芯2、6的功率增长最快,纤芯4的功率增长较慢,这是因为纤芯2和6离纤芯1的距离最近。

图4给出了与图3相同参数的孔辅助六芯光纤在纤芯1有光注入时其他纤芯的串扰变化规律。从图4中可以看出,各个纤芯串扰随着距离的增大而呈指数形式增长,越远离纤芯1的芯子串扰越低,斜率越大,例如在 $z=100\text{ m}$ 处,纤芯2和纤芯6的串扰

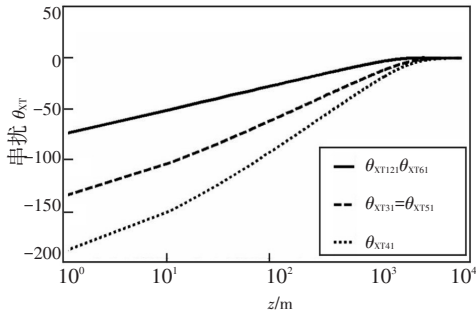


图4 光从纤芯1注入时各纤芯的串扰随传播距离的演化

为-27.8 dB,纤芯3和纤芯5的串扰为-62.0 dB,纤芯4的串扰为-92.6 dB。

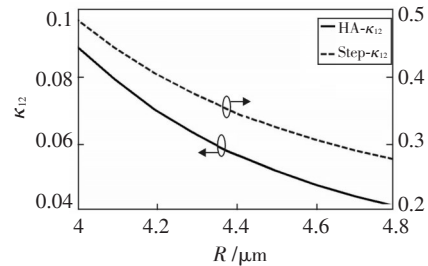
3 光纤结构参数对六芯光纤耦合系数、串扰特性影响

由于每个纤芯周围存在着6个空气孔,空气孔相对包层的低折射率使得远离纤芯中心靠近空气孔处的电场被抑制,因而相邻纤芯电场间的重叠积分变小,从一定程度上抑制了串扰。表征孔辅助六芯光纤的结构参数有:空气孔的半径 r ,空气孔与纤芯的距离 d ,纤芯的半径 R 等。由于串扰与模场面积此消彼长的关系,分析了这些参数对于纤芯的互耦合系数 κ_{ij} 、串扰 θ_{NT} 、模场面积 A_{eff} 的影响。在本节的分析中,设定包层直径为 $125\text{ }\mu\text{m}$,包层的折射率为1.444,芯子的折射率为1.449,工作波长为 $1.55\text{ }\mu\text{m}$ 。

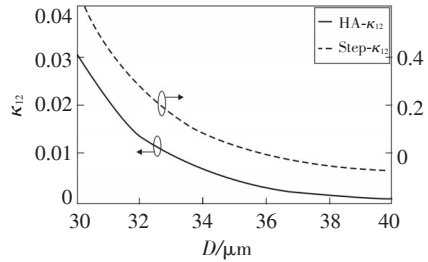
3.1 光纤结构参数对耦合系数 κ_{ij} 的影响

由于互耦合系数的数量级比自耦合系数的数量级大得多(例如,纤芯距离为 40 nm 的六芯阶跃光纤,互耦合系数约为0.16,自耦合系数约为 2.80×10^{-8}),对于整体耦合系数来说互耦合系数影响较大;此外,临近纤芯以及非临近纤芯的互耦合系数的公式均用同一个公式(3)计算,因此为了简单起见,文中仅研究光纤结构参数与临近纤芯互耦合系数的关系。

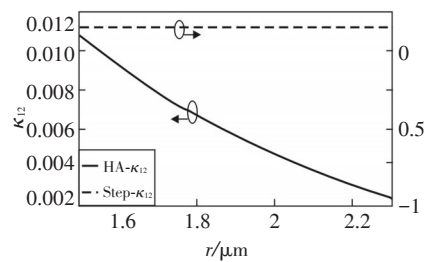
固定初始光纤参数:纤芯半径 $R=4.5\text{ }\mu\text{m}$,空气孔半径 $r=2\text{ }\mu\text{m}$,孔芯间距离 $d=10\text{ }\mu\text{m}$,纤芯间距离 $D=35\text{ }\mu\text{m}$ 。互耦合系数 κ_{12} 与光纤纤芯半径 R 、空气



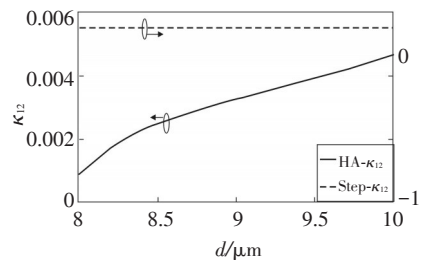
(a) 互耦合系数 κ_{12} 与光纤纤芯半径 R 的关系



(b) 互耦合系数 κ_{12} 与纤芯间距离 D 的关系



(c) 互耦合系数 κ_{12} 与辅助孔半径 r 的关系



(d) 互耦合系数 κ_{12} 与孔芯间距离 d 的关系

图中,实线代表孔辅助六芯光纤;虚线代表六芯阶跃光纤

图5 互耦合系数 κ_{12} 与光纤纤芯半径 R 、纤芯间距离 D 、辅助孔半径 r 、孔芯间距离 d 的关系

孔半径 r 、孔芯间距离 d 以及纤芯间距离 D 的变化关系如图5所示。为了对比,图5同时给出了无孔辅助结构但其他参数相同的阶跃六芯光纤的互耦合系数。

由图5a、图5b可知,无论是对于孔辅助六芯光纤还是阶跃六芯光纤,互耦合系数均随着 R 及纤芯间距离 D 的增大而减小,其斜率逐渐减小。图5中孔辅助六芯光纤的互耦合系数比同参数下的阶跃光纤小一个量级左右,表明辅助空气孔的加入有效地降低了多芯光纤的互耦合系数。由图5c可知,互耦合系数随着辅助空气孔半径的增加而减小,其斜率逐渐减小;由图5d可知,互耦合系数随着孔芯间距离的增加而增大,在孔芯间距离约为 $9\ \mu\text{m}$ 处斜率逐渐变小, $9\ \mu\text{m}$ 处后斜率变化不大。另外,由于图5c、图5d的参数变化为辅助孔半径和孔芯间距离,它们是仅与孔辅助结构相关的参数,因此阶跃光纤的互耦合系数不变。注意到孔辅助六芯光纤的互耦合系数比相同参数下阶跃光纤的互耦合系数有了明显的降低。例如图5中, $R=4.5\ \mu\text{m}$ 、 $r=2\ \mu\text{m}$ 、 $d=10\ \mu\text{m}$ 、 $D=35\ \mu\text{m}$ 处孔辅助六芯光纤的互耦合系数为0.004,而阶跃光纤在此处为0.102,前者比后者小了2个数量级,这说明孔辅助结构可以有效降低纤芯间耦合。所以可以通过调整孔辅助结构的参数、增大空气孔的直径、减小孔与纤芯的距离,有效降低纤芯间耦合系数。

3.2 光纤结构参数对于串扰 θ_{XT} 和模场面积 A_{eff} 的影响

本小节研究了六芯光纤的串扰 θ_{XT} 及模场面积 A_{eff} (每个芯子的)与纤芯孔半径 R 、空气孔半径 r 、孔芯间距离 d 的关系。因为串扰是与传播长度有关的量,所以 $z=1\ \text{km}$ 时对串扰进行讨论。为了在实现低串扰的同时保持大模场面积的特性,改变阶跃光纤的部分参数可以使得孔辅助光纤与阶跃光纤在串扰相近的条件下比较其模场面积。初始光纤参数设定为 $R=4.5\ \mu\text{m}$ 、 $r=2\ \mu\text{m}$ 、 $d=10\ \mu\text{m}$ 、 $D=35\ \mu\text{m}$ 、 $\Delta=0.002$ 。

图6为孔辅助六芯光纤和六芯阶跃光纤的串扰和模场面积与纤芯半径 R 变化关系。其中六芯阶跃光纤的折射率为0.004,其他参数与孔辅助六芯光纤一致。由图6可知,当两种多芯光纤的串扰变化曲线相近时(如在 $R=4.5\ \mu\text{m}$ 处,孔辅助六芯光纤串扰值为 $-26.0\ \text{dB}$,阶跃光纤的串扰值为 $-26.4\ \text{dB}$),孔辅助

多芯光纤的模场面积更大,例如在 $R=4.5\ \mu\text{m}$ 处孔辅

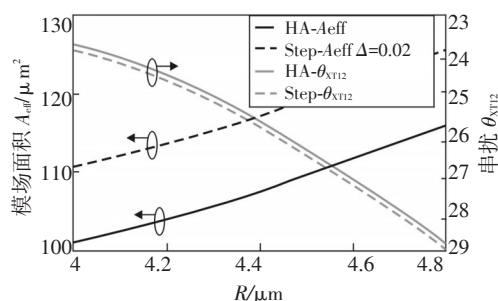


图6 串扰 θ_{XT} 和模场面积 A_{eff} 与纤芯半径 R 关系

助六芯光纤每个芯子的模场面积为 $115\ \mu\text{m}^2$,六芯阶跃光纤的模场面积为 $86\ \mu\text{m}^2$,当 R 增加时,串扰 θ_{XT} 随着纤芯半径增加呈指数形式减小,模场面积增加,斜率缓慢增大。

在图7和图8中,为了更好的体现孔辅助六芯光纤低串扰大模场特性,选择芯包折射率差为 $\Delta=0.0018$ 的孔辅助六芯光纤进行研究。图7为孔辅助六芯光纤的串扰和模场面积与空气孔半径 r 的变化关系。由图7可知,串扰随着空气孔半径 r 的增加而减小,并且 r 越大,串扰的斜率越大;模场面积随着空气孔半径的增加而减小,其斜率变化不大。由图7可知,在 r 的变化范围内,当串扰在 $-30\ \text{dB}$ 以下时,模场面积在 $140\ \mu\text{m}^2$ 与 $150\ \mu\text{m}^2$ 之间变化。图8为孔辅助六芯光纤与串扰和模场面积孔芯间距离的变化关系。由图8可知,串扰随芯间距离 d 增加而增加,斜率逐渐减小;模场面积随着孔芯间距离的增大

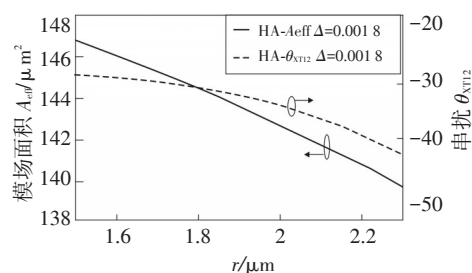


图7 串扰 θ_{XT} 和模场面积 A_{eff} 与空气孔半径 r 关系

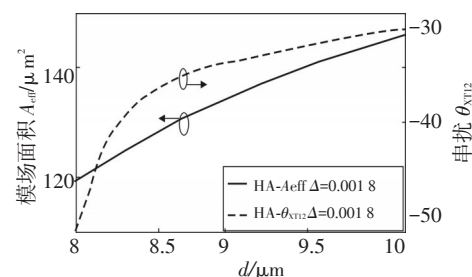


图8 串扰 θ_{XT} 和模场面积 A_{eff} 与孔芯间距离 d 关系

而增大,但随着 d 的增大,模场面积增大的趋势变小。同时在 d 的变化范围内,当孔辅助六芯光纤的串扰在 -30 dB以下时,其模场面积在 $120 \mu\text{m}^2$ 与 $150 \mu\text{m}^2$ 之间变化。

另外,图7和图8的变化参数(空气孔半径和孔芯间距离)均为孔辅助相关的参数,阶跃光纤的串扰值不会随之变化,因此选择在 $r=2 \mu\text{m}$ 、 $d=10 \mu\text{m}$ 处与孔辅助六芯光纤最为接近的六芯阶跃光纤来对比模场面积。选择折射率差为0.004其他参数一致的阶跃光纤在此处的串扰值为 -29.0 dB,模场面积为 $78 \mu\text{m}^2$,而折射率差为0.0018的孔辅助六芯光纤的串扰值为 -31.2 dB,模场面积为 $143 \mu\text{m}^2$ 。此处对比两种光纤的模场面积可知,两光纤在相近串扰的情况下,带有孔辅助六芯光纤的模场面积均比六芯阶跃光纤大。

通过对图6~图8的分析,可以得出结论:在制作实际光纤时,如果要实现低串扰,应当选择适当大的纤芯半径 R 、适当大的空气孔半径 r 、以及适当小的孔芯间半径 d 来达到要求。为了增大模场面积 A_{eff} ,应当选择适当大的 R 、 d ,适当小的 r 来达到要求。总之,当实际应用中需要大模场低串扰的光纤结构时,应当适当选择大的纤芯孔半径 R ,而根据需求适当地选择空气孔的直径 r 与孔芯间距离 d 。

4 结 论

运用模式耦合理论和功率耦合理论系统地分析了纤芯结构相同的六芯光纤的耦合系数、串扰和模场面积。考虑了所有的相邻以及非相邻芯子之间的互耦合系数以及自耦合系数,得到了六芯光纤单个芯子注入光时各芯子模式振幅及功率演化的解析式。研究表明,通过选取适当大的芯间距离 D 、空气孔半径 r 、适当小的孔芯间距离 d ,可达到减小纤芯间的互耦合系数的目的。通过选取适当大的纤芯孔半径 R ,根据需要选择适当的空气孔半径 r 与孔芯间距离 d ,在光纤外径为 $125 \mu\text{m}$ 的前提下,保持芯子之间低串扰(-30 dB以下)的同时,充分利用了光纤

的横截面,使得每个芯子的模场面积达到了 $120\sim 150 \mu\text{m}^2$ 。文中结论对低串扰大模场面积多芯光纤的研制具有重要参考意义。

参考文献

- [1] Koshiha M. Recent progress in multi-core fibers for ultra-large-capacity transmission[C]//Optoelectronics and Communications Conference (OECC), 2010: 38-39.
- [2] Mukasa Kazunori, Imamura Katsunori, Tsuchida Yukihiro, et al. Multi-core fibers for large capacity SDM[A]. National Optic Engineers Conference, 2011:1-3.
- [3] Takenaga K, Arakawa Y, Tanigawa S, et al. Reduction of crosstalk by trench-assisted multi-core fiber[C]//Optical Fiber Communication Conference, Optical Society of America, 2011: OWJ4.
- [4] ZHENG Si-wen, REN Guo-bin, LIN Zhen, et al. Mode-coupling analysis and trench design for large-mode-area low-cross-talk multicore fiber[J]. Appl. Opt., 2013.
- [5] Koshiha M. Recent progress in multi-core fibers for ultra-large-capacity transmission[C]//Optoelectronics and Communications Conference (OECC), 2010: 38-39.
- [6] Sakamoto T, Saitoh K, Hanzawa N, et al. Crosstalk suppressed hole-assisted 6-core fiber with cladding diameter of $125 \mu\text{m}$ [J]. Optical Communication, 2013.
- [7] Snyder A W. Coupled-mode theory for optical fibers[J]. JO-SA, 1972, 62(11): 1267-1277.
- [8] Chan F Y M, Lau A P T, Tam H Y. Mode coupling dynamics and communication strategies for multi-core fiber systems[J]. Optics Express, 2012, 20(4): 4548-4563.
- [9] Okamoto K. Fundamentals of optical waveguides[M]. Academic Press, 2010.
- [10] Takenaga K, Anigawa S, Guan N, et al. Reduction of crosstalk by quasi-homogeneous solid multi-core fiber[C]// Optical Fiber Communication Conference (OFC), 2010.
- [11] Marcuse. Derivation of coupled power equations[J]. Bell Syst. Tech, 1972, 51:229-237.
- [12] Koshiha 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.