

一种 25 Gbps 硅基 MZ 电光调制器驱动电极的设计

纪鹏飞, 何卫锋

(上海交通大学 微纳电子学系, 上海 200240)

摘 要: 为了满足高带宽、高密度的数据互联需求, 本文基于 IMEC 的硅光子 SOI 工艺提出了一种紧凑型行波驱动电极的马赫-曾德(MZ)调制器结构. 本文详细分析了设计高速行波电极需解决的问题, 包括考虑阻抗匹配、微波损耗以及电光信号的速度匹配问题. 设计实现了单通道 MZ 调制器电光调制 3 dB 带宽 17 GHz, 可支持 25 Gbps 的传输速率. 同时为了应用于多通道高密度的电光集成互联中, 优化了电极结构, 使得 MZ 调制器面积节省 25%.

关键词: 硅基光互联; 电光调制器; 高速行波电极

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2018)08-0006-05

Design of 25 Gbps Silicon MZ Electro-optic Modulator Driving Electrodes

Ji Peng-fei, He Wei-feng

(Department of Micro-Nano Electronics, Shanghai JiaoTong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In order to meet the needs of high-bandwidth and high-density data interconnection, this paper proposes a compact Mach-Zehnder modulator structure based on IMEC's Silicon Photonic SOI process. The paper analyzes the problems in the design of high speed traveling wave electrodes in detail, including RF loss and the matching of impedance and velocity. The electro-optical modulation 3 dB bandwidth is achieved 17 GHz, and can working at 25 Gbps data rate. At the same time, in order to be applied to multi-channel high-density electro-optic integrated interconnection, the electrode structure is optimized so that the area of the MZ modulator is saved by 25%.

Key words: silicon photonics interconnect; electro-optic modulator; high-speed traveling-wave electrodes

1 引言

随着数据中心与高性能计算的数据量急剧增长, 对数据传输的高速、高带宽、低成本提出了更高要求, 驱动着研究人员寻求更高速、高能效、高密度的互联方案. 而硅基光电子的技术利用现有微电子制造的基础设施, 有希望替代电互联方案, 实现更高能效、低成本、大规模的集成. 硅基马赫曾德调制器是高速光发射器的一种核心器件, 对其研究主要集中在 3 个方面: (1) 提高带宽同时减小功耗; (2) 调制器、驱动电路和激光器的集成; (3) 采用波分复用和高阶模型调制提高数据速率. 提高带宽和减小功耗

主要优化行波电极和 PN 二极管结构来实现^[1]. 但是在现有的设计方案中 MZ 调制器占据芯片的面积较大^[2-3]. 本文基于 IMEC SOI 硅基光子工艺, 设计了一种新的紧凑型的马赫-曾德尔(MZ)电光调制器. 本文还以新型的 MZ 调制器的设计为例分析了硅基上行波驱动的 MZ 调制器电极的分析设计方法. 首先通过分析 MZ 调制器的工作原理以及工作模式对其行波驱动电极进行了电路上的建模, 可用于指导电极的优化设计. 另外还综合考虑分析了调制器的电光信号的速度匹配、电信号损耗、电极阻抗匹配问题, 并且通过仿真验证了模型的准确性. 仿真验证 MZ 调制器的性能指标.

收稿日期: 2017-11-20; **修回日期:** 2017-12-14

基金项目: 国家重点研究与发展计划(2016YFB0200205)

2 MZM 工作原理

图 1 所示为行波驱动电极的 MZM 的结构图. 传统的行波电极驱动的 MZ 调制器, 包含上下两个相位调制臂(相移器), 以及输入分光器与输出端的合光器组成. MZ 调制器的原理是基于光的相长干涉与相消干涉实现 OOK 的调制. 输入的单模光源被输入分光器等分为能量相等的两路, 再经过上下两路相移器, 产生不同的相位偏移, 最后再将两路光经过输出合光器叠加在一起. 若两路光同相, 则光叠加后能量相长, 输出为 1; 若两路光反相, 则光叠加后能量相消, 输出为 0.

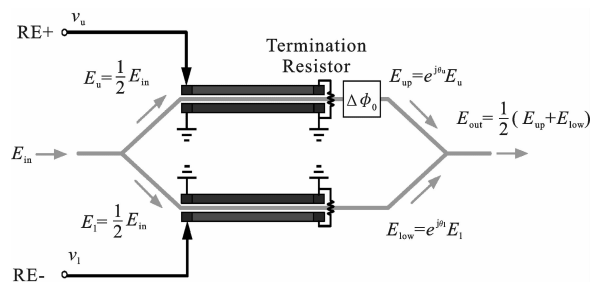


图 1 行波驱动电极的 MZM 结构图

在硅基 SOI 的工艺中, 相移器是通过在 Rib 型的硅波导上掺杂形成的径向 PN 结形成的. 调制电信号加载到 PN 结的阴阳极, 通过改变 PN 结的空间电荷区的自由载流子浓度, 从而改变波导的光折射率, 使得光在波导中传播时, 产生相移偏差. MZ 调制器的传输函数为式(1)、(2)^[4].

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{2} [1 + \cos(\theta_u - \theta_l)] \quad (1)$$

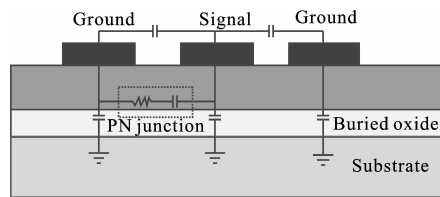
$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \cdot \frac{(v_u - v_l)l}{V_\pi L_\pi} + \Delta\varphi_0 \right) \right] \quad (2)$$

式中, (2) 中的 $v_u - v_l$ 为上下两个臂的驱动电压之差; $V_\pi L_\pi$ 为相移器相位调制 π 所需的电压与调制长度乘积常数, 该常数与 PN 结掺杂浓度以及直流偏压有关; $\Delta\varphi_0$ 为相位固定偏置点, 可以设置 MZ 调制器的工作区域. 当时, MZ 调制器工作在线性调制区域, 可实现最大调制效率. 传统的行波驱动电极相移器是的电极为毫米量级, 电极长度较长, 因此在设计驱动电极时需要考虑传输线效应. 包括 (1) 减小驱动电极的传输损耗; (2) 传输线阻抗匹配以及端接电阻的阻值选取; (3) 电光调制时, 光信号与电信号在相移器的传播速度的匹配. 本文在后续的章节中, 考虑了上述问题对电极性能的影响, 并设计了一种新型的紧凑型的行波驱动电极.

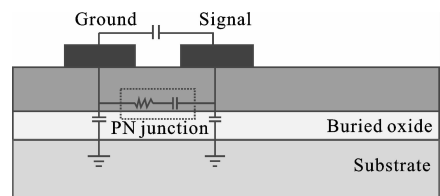
3 MZM 驱动电极的设计

3.1 共面波导与共面微带传输线

行波驱动电极的传输线的结构有两种, 如图 2 所示, 一种是共面波导(CPW), 中间是信号线(S), 两边是地线(G), 信号的返回路径是相邻的地线. 相移器的 PN 结为于在接地线(G)与信号线(S)之间. 通过调节信号线与地线的宽度以及间隙可以调节传输线的特征阻抗, 但是此方案需要额外的地线以及相应的接地 PAD, 对于高密度多通道集成的应用, 芯片的面积利用率不高; 另一种是共面微带线结构(CPS), 只保留一根地线作为在信号返回路径通过信号线, 同样可以通过控制线宽与间隙调节特征阻抗, 此方案同 CPW 的传输线相比优点是 (1) CPS 的传输线结构可以节省芯片面积, 减少芯片接出的 PAD, 面积节省约 25%; (2) 相较于 CPW 的传输线结构, 单边的线的耦合电容较小, 对于特定的阻抗, 线宽受约束范围小, 因此可以增大信号线线宽, 有利于降低传输线损耗.



(a) 共面波导 CPW 电极结构



(b) 共面微带线 CPS 传输线结构

图 2 驱动电极传输线结构

基于共面微带线的传输线结构, 设计了采用两对 CPS 线的行波驱动电极结构的 MZ 调制器, 如图 3 所示. 光源经过光栅耦合器以及 MMI 分路器分为两路, 经过上下两个臂调制, 最后经 MMI 合光器, 干涉后, 输出到光栅耦合器. 上下两臂的相位调制器采用差分信号驱动, 驱动电信号从左边 PAD 输入, 经相位调制器, 到右端端接电阻被吸收掉.

3.2 驱动电极的电路模型

因为相移器的两对 GS 型 CPS 传输线相隔距离较远, 因此分析电极电路模型时可以单独考虑其中一对传输线. 对于 GS 传输线型的行波驱动电极可

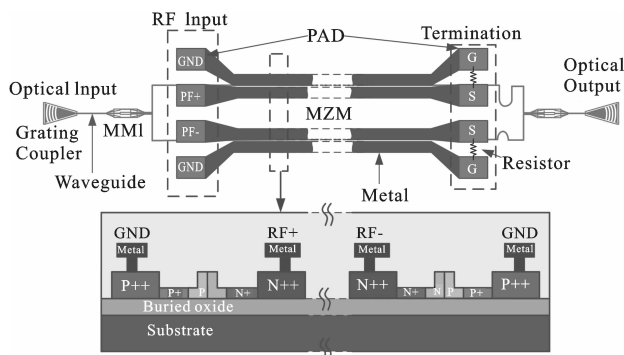


图3 采用两对 CPS 传输线设计的 MZ 调制器

以通过 S 参数仿真提取出传输线的 RLGC 电路模型,用于计算传输线的传输常数 β 以及特征阻抗 Z_0 . 而连接在 G 与 S 电极的 PN 结是工作在反偏耗尽区,其小信号电路模型可等效为寄生电阻 R_s 与结电容 C_D 的串联. 综上所述,则带 PN 结负载的传输线的电路模型如图 4 所示^[5]. 其中 R_E 、 L_E 、 G_E 与 C_E 为传输线电极等效的电阻、电感、电导与电容.

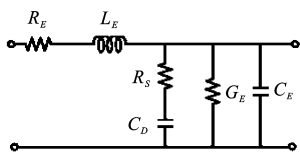


图4 带 PN 结负载的传输线电路模型

通过该模型可以计算出带负载传输线等效的传输常数以及特征阻抗. 其中特征阻抗 Z_0 为式(3)、传输常数 γ 为式(4)^[5].

$$Z_0 = \sqrt{(R_E + j\omega L_E) / (1/R_T + j\omega(C_T + C_E))} \quad (3)$$

$$\gamma = \sqrt{(R_E + j\omega L_E)(1/R_T + G_E + j\omega(C_T + C_E))} \quad (4)$$

式(4)中, $R_T = R_s(1 + 1/\omega^2 C_D^2 R_s^2)$; $C_T = C_D/(\omega^2 C_D^2 R_s^2 + 1)$. 计算特征阻抗可以确定驱动器输出的阻抗以及端接电阻的匹配设计,确保阻抗匹配减小反射损耗. 若相移器 PN 结等效的电容值较大,阻抗的最大值将受限于 PN 结电容大小,因此在实际设计中要根据实际 PN 结等效电阻与电容的大小确定带负载的传输线的特征阻抗大小. 传播常数 γ 描述了信号在传输线系统传播过程中的衰减与相位变化,可以用来计算传输线的损耗以及传播速度.

3.3 高速行波驱动电极的设计

3.3.1 速度匹配与损耗

行波电极驱动的 MZ 调制器的性能受传输线损

耗,电光信号速度不匹配的以及阻抗不连续引起的反射损耗的影响. 因此分析行波电极的 MZ 调制器的性能需从以上三个方面考虑. 其中带 PN 结负载的传输线的损耗系数可以通过式(4)的 γ 求得 $\alpha = \text{Re}(\gamma)$ ^[5],即

$$\alpha = (R_E \sqrt{(C_D + C_E)/L_E} + \omega^2 C_D R_s \sqrt{L_E/(C_D + C_E)})/2 \quad (5)$$

式(5)转换为的损耗为式(6),其中 l 为电极长度.

$$\text{Loss} = 20 \log(e^{-\text{Re}(\gamma)}) \approx -8.686 \text{Re}(\gamma) \quad (6)$$

假设 MZ 调制器保持速度匹配与阻抗匹配,则 MZ 调制器的相位调制与电极上的驱动电压关系如式(7)所示^[6]. 其中 $\varphi_0 = V_0 \pi l / V_\pi L_\pi$ 为外加 DC 电压 V_0 下,调制长度为 l 时,产生的相移; α 为式(5)求得的与频率相关的衰减系数.

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \frac{V_0 \pi}{V_\pi L_\pi} \int_0^l e^{-\alpha x} dx \\ &= \frac{V_0 \pi}{V_\pi L_\pi} \frac{1 - e^{-\alpha l}}{\alpha} = \varphi_0 \frac{1 - e^{-\alpha l}}{\alpha l} \end{aligned} \quad (7)$$

考虑电光调制 -3 dB 带宽点处, $\Delta\varphi = \varphi_0 / \sqrt{2}$, 解得 $\alpha l = 0.74$. 此时根据 $V = V_0 \exp(-\alpha l)$, 计算得电压值衰减 6.4 dB. 因此在阻抗匹配和相位匹配的情况下,一个行波驱动 MZ 调制器的设计经验准则是驱动电极的电信号 6.4 dB 的带宽等于 MZ 调制器的 3 dB 的 EO 带宽^[7],此设计准则可以给行波驱动电极的设计提供指导. 进一步考虑速度匹配与损耗对 MZ 调制器 EO 3 dB 带宽的影响时^[8],则相位频率响应变为

$$\Delta\varphi = \varphi_0 e^{-\alpha l/2} \left[\frac{\sinh^2(\alpha l/2) + \sin^2(\xi l/2)}{(\alpha l/2)^2 + (\xi l/2)^2} \right]^{1/2} \quad (8)$$

$$n_{\text{eff}}^m = \text{Im}(\gamma) c / \omega \approx c \sqrt{L_E(C_E + C_D)} \quad (9)$$

式中, $\xi = 2\pi f(n_{\text{eff}}^m - n_{\text{eff}})/c$, n_{eff}^m 为传输线中 RF 信号的有效折射率,可由式(9)求得. n_{eff} 为光波导中光的有效群折射率. 由上式可知损耗以及速度失配会限制电光转换的 3 dB 带宽. 将 EO 3 dB 带宽对速度失配与损耗的函数绘制在图 5 中. 由图 5 可知,满足所需的电光调制 3 dB 带宽的区域主要受两条曲线限制,水平线是受速度失配的限制,垂直线是受传输线的损耗限制. 例如对于 1.5 mm 的 MZ 调制器,要保证 20 GHz 的 EO 调制带宽需要损耗低于 0.72,有效折射率失配 Δn_{eff} 小于 4.5.

光的群折射率 n_{eff} 取决于光波长和波导结构. 根

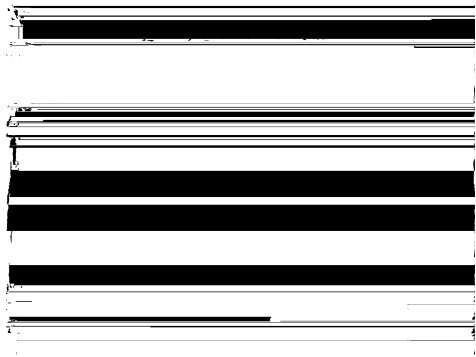
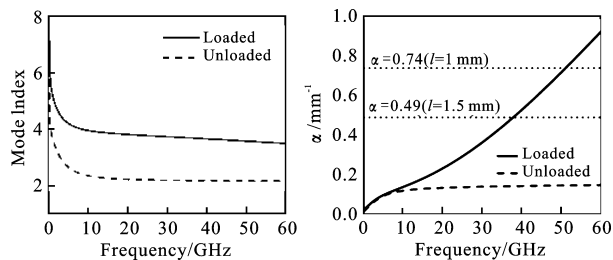


图 5 实现所需的 3 dB EO 带宽对速度失配与损耗的要求

据仿真软件计算得出光在 1 550 nm 处的群折射率为 3.978. 因此设计的行波电极的微波有效折射率应接近于该值. 本设计驱动电极的线宽为 30 μm , 间隙为 3 μm . 通过电磁仿真与式(9)可计算得到带 PN 结负载传输线的有效模折射率 n_{eff} , 以及损耗系数 α , 如图 6 所示. 图 6(a)中未考虑 PU 结负载效应时, 驱动电极的有效模折射率在高频处接近 2.3; 而考虑 PN 结负载时增加到 4; 图(b) 为考虑 PN 结负载效应时, 驱动电极 损耗系数的变化. 当加入 PN 结负载, 假设电极长度为 $l=1.5\text{ mm}$, 则衰减系数 $\alpha l=0.74$ 所对应带宽接近 38 GHz



(a)有效模折射率与频率关系 (b)损耗系数与频率关系

图 6 考虑 PU 结负载时传输线电极性能变化

3.3.2 阻抗匹配

在硅基光互联中,电光发射器的阻抗匹配包括驱动器与 MZ 调制器电极的匹配,MZ 调制器电极与端接电阻的匹配. 进行阻抗匹配时的首先要确定驱动电极的传输线的特征阻抗. 由 3.2 节的公式(3)可以计算得出考虑 PN 结负载效应时的驱动电极的特征阻抗. 具体方法为:首先通过三维电磁仿真软件提取传输线电极的 RLGC 等效模型;其次加入 PN 结的等效串联电阻与结电容;最后根据式(3)计算得到特征阻抗. 仿真计算结果如图 8 所示. 不考虑 PN 结负载效应时,对于频率高于 12.5 GHz 的信号,特征阻抗接近 60 Ω . 在考虑 PN 结负载效应时,特征阻抗值在高频接近 35 Ω .

为了验证带 PN 结负载传输线的特征阻抗是否

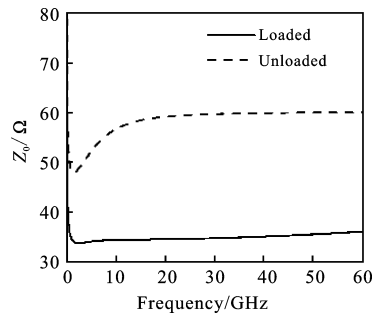


图 7 PN 结负载效应对特征阻抗的影响

与理论计算结果相同,在 ADS 搭建分布式传输线电路模型,通过扫描不同端接电阻的值下反射系数 S_{11} 的值确定阻抗是否匹配. 仿真测量结果绘制在图 8 中. 由图 8 可得,端接电阻阻值在 30~35 Ω 时在低于 30 GHz 的频率范围内反射系数最小,低于 15 dB. 此时阻抗匹配最优,同理论计算接近.

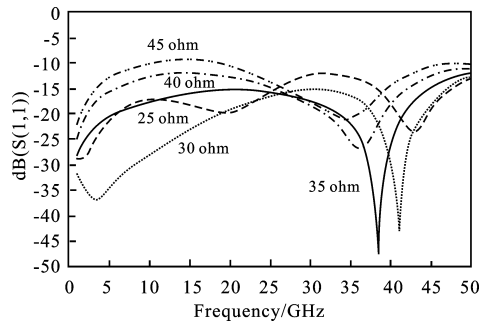
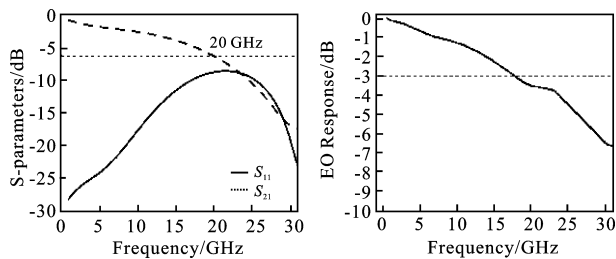


图 8 不同端接电阻下,反射系数 S_{11} 的比较

3.4 MZ 调制器的仿真结果

根据 3.1 节中设计的行波电极驱动的 MZ 调制器,仿真验证了其电学以及电光转换特性. 利用 ADS 仿真软件对驱动电极进行了 S 参数仿真以及电光调制频率特性的仿真,仿真结果如图 9 所示.



(a)GSSG 驱动电极输入端反射系数(S_{11})与到电极远端的传输系数(S_{21})的频率响应曲线

(b)MZ 调制器电光调制频率响应曲线

图 9 MZ 调制器频率响应

仿真得反射系数(S_{11})在 30 GHz 范围内低于 9

dB,行波电极的传输系数(S_{21})的 6.4 dB 带宽为 20 GHz.图 9(b)中电光调制 3 dB 带宽是 17 GHz.以上结果同 3.1.1 中的理论计算存在差异.分析原因主要是因为设计的 MZ 调制器在左右 PAD 的延伸段存在阻抗不匹配,使得信号反射,能量耗散.

4 结束语

本文研究分析了硅基 MZ 调制器行波电极的设计方法,分析了带 PN 结负载的行波驱动电极在高频下的等效电路模型,并且基于此模型分析了影响高速信号传输以及信号调制的因素,包括速度匹配、传输线电信号损耗、阻抗匹配分析与端接电阻的匹配设计.提出了设计 MZ 调制器电极设计的理论指导方法与经验法则.最后基于 IMEC SOI 硅基光电子工艺设计了 GSSG 紧凑型的 MZ 调制器,电光调制带宽为 17 GHz,数据传输速率 25 Gbps.优化后面积节省 25%,可应用在后续的多通道大规模电光集成设计中.

参考文献:

[1] 周林杰,周砚扬,陆梁军,等. 硅基马赫曾德电光调制设计优化与实现[J]. 中兴通讯技术,2017,23(5):21-29. DOI:10.3969/j.issn.1009-6868.2017.05.005.

[2] Yong Z, Sacher W D, Huang Y, et al. Efficient single-drive push-pull silicon Mach-Zehnder modulators with U-shaped PN junctions for the O-band[J]. OSA Publishing, IEEE, 2017, 20(6):61-63.

(上接第 5 页)

[4] 刘竹松,李生. 正余混沌双弦鲸鱼优化算法 [J]. 计算机工程与应用,2018, 54 (7): 159-163.

[5] 郭振洲,王平,马云峰,等. 基于自适应权重和柯西变异的鲸鱼优化算法[J]. 微电子学与计算机,2017,34 (9):20-25.

[6] 王剑文,戴光明,谢柏桥,等. 求解 TSP 问题算法综述 [J]. 计算机工程与科学,2008,35(2):72-74.

[7] 杨进,郑允,马良. 改进的猫群算法求解 TSP[J]. 计算机应用研究,2017,33(12):1-6.

[8] Ohya M, Masuda N. NP problem in quantum algorithm[J]. Open Systems & Information Dynamics,

[3] Yong Z, Shopov S, Mikkelsen J C, et al. Flip-chip integrated silicon Mach-Zehnder modulator with a 28 nm fully depleted silicon-on-insulator CMOS driver[J]. Optics Express, 2017, 25(6):6112-6121.

[4] Jing G, Hui W. Multi-function Mach-Zehnder modulator for pulse shaping and generation [J]. Optics Express, 2016, 24(19):222-239.

[5] Ding J, Chen H, Yang L, et al. Low-voltage, high-extinction-ratio, Mach-Zehnder silicon optical modulator for CMOS-compatible integration[J]. Optics Express, 2012, 20(3):3209-3218.

[6] Giovanni Ghione. Semiconductor devices for high-speed optoelectronics[M]. Oxford city ;Cambridge University Press, 2009.

[7] Streshinsky M, Ding R, Liu Y, et al. Low power 50 Gb/s silicon traveling wave Mach-Zehnder modulator near 1300 nm[J]. Optics Express, 2013, 21 (25): 30350-30357. doi: 10.1364/OE.21.030350.

[8] Chung H, Chang W S C, Adler E L. Modeling and optimization of traveling-wave LiNbO/sub 3/ interferometric modulators[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1991, 27(3):608-617.

作者简介:

纪鹏飞 男,(1995-),硕士研究生.研究方向为硅基光互联、高速集成电路、模拟集成电路.
E-mail: pengfei.ji@sytu.edu.cn.

何卫锋 男,(1976-),博士,硕士生导师,副研究员.研究方向为光电混合集成电路技术、超低功耗集成电路技术.

2000, 7 (1) ;33-39.

[9] Giuliano Benenti, Giulio Casati, Giuliano Strini. 量子计算与量子信息原理[M]. 北京:科学出版社,2011.

[10] 高洪元,刁鸣. 量子群智能及其在通信技术中的应用 [M]. 北京:电子工业出版社,2016.

作者简介:

闫旭 男,(1991-),硕士研究生.研究方向为智能算法、工业工程、生产调度等. E-mail:294669337@qq.com.

叶春明 男,(1964-),教授,博士生导师.研究方向为工业工程、智能算法、生产调度等.