光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2020.06.027

基于相位调制的大动态微波光子链路仿真研究

王　超[1,2*]，庾财斌[1]，肖永川[1]，张　羽[1]，瞿鹏飞[1]，李儒章[2]，孙力军[1]

（1. 重庆光电技术研究所，重庆 400060；2. 模拟集成电路重点实验室，重庆 400060）

摘　要： 针对相位调制微波光链路线性解调困难的问题，开展了基于锁相环高线性相位解调方法的理论研究。建立了详细的链路模型，充分考虑噪声和非线性畸变的影响，推导得到了链路关键参数的变化趋势。同时结合实际链路器件参数，完成了链路关键参数的仿真研究。结果显示，基于锁相环，在 200 MHz 的射频频率下，链路动态范围可达到 127 dB·$Hz^{2/3}$，较传统强度调制方法提升近 20 dB，为大动态微波光子链路实验应用提供了一定的理论参考。

关键词： 微波光子；相位调制；光锁相环；大动态范围；雷达系统

中图分类号： TN015；O439　**文章编号：** 1001－5868(2020)06－0902－05

Simulation of Large-dynamic Microwave Photonic Link Based on Phase Modulation

WANG Chao[1,2]，YU Caibin[1]，XIAO Yongchuan[1]，

ZHANG Yu[1]，QU Pengfei[1]，LI Ruzhang[2]，SUN Lijun[1]

（1. Chongqing Optoelectronics Research Institute，Chongqing 400060，CHN；

2. Key Laboratory on Analog Integrated Circuit，Chongqing 400060，CHN）

Abstract： In order to solve the problem of linear demodulation for phase-modulated microwave photonic link，a theoretical study of high-linear phase demodulation with optical phase-locked loop（OPLL）is carried out. A detailed link model is established，and taking full account of the influence of noise and nonlinear distortion，the variation trend of key parameters of the link was derived. And also，the key parameters of the link were simulated based on the parameters of actual link devices. Simulation results show that based on the OPLL，the dynamic range of the link can reach 127 dB·$Hz^{2/3}$ at 200 MHz RF，which is nearly 20 dB higher than that obtained by the traditional intensity modulation method，providing a reference for applications of large-dynamic microwave photonic link.

Key words： microwave photonics；phase modulation；optical phase locked loop；large dynamic range；radar system

0　引言

大动态、宽带射频信号的传输特性是下一代雷达、电子战及通信等电子信息装备的核心需求[1-3]。而以射频信号传输常用的同轴电缆作为传输介质，存在体积大、质量大、抗电磁干扰能力弱以及损耗大等诸多的问题。微波光子技术将射频信号调制到光载波上，以光纤作为传输介质进行长距离传输；该技术具有以下得天独厚的优势[4-6]：(1)光纤体积小、重量轻、灵活性好；(2)抗电磁干扰能力强；(3)传输损耗低；(4)工作带宽大，光波的本征频率约为 200 THz，比微波高 4～5 个数量级；(5)复用能力强，可以通过一根光纤并行传输。大动态射频信号光传输技术是微波光子技术中最核心的一项技术，未来以微波光子技术为基础构建的雷达、电子战及通信等电子信息装备都离不开这一关键技术。

收稿日期：2020－08－30.

基金项目：重庆市博士后科学基金项目（CSTC2019jcyj-bshx0103）.

*通信作者：王　超

E-mail： wangchaohuster@163.com

进一步，提高微波光传输链路的动态范围主要可以通过两种途径实现[7-8]：一是有效提升非线性三阶交调点；二是降低系统噪声底部。通常系统噪声的抑制空间有限，因此前者是实现大动态范围的主要途径。基于相位调制的微波信号在原理上是完全线性的，相对传统强度调制，其具备更高非线性三阶交调点和动态范围的潜力。只要保证相位解调的过程具有更高的线性度，整体系统就能够获得更大的动态范围。因此，如何实现高线性度的相位解调一直是近年来的研究热点。

目前基于相位调制的大动态解调方式主要包括锁相环、级联光滤波线性解调以及双波长三阶交调抵消等[9-12]。几种方式各有优劣：级联光滤波具有高线性、大动态和大带宽的优点，但其偏置点控制较多、系统复杂；双波长三阶交调抵消具备大动态、大带宽的特点，但独立的双光源使其系统在光源控制和光滤波方面复杂度增大，严重限制了基于相位调制大动态微波光链路的广泛应用。

为了解决上述难题，本文开展了基于光锁相环的相位解调微波光子链路的理论仿真研究，详细研究了链路关键参数的演变趋势，可为实用化实验应用提供理论参考。

1　链路结构和工作原理

对于相位调制的微波光传输链路来说，射频信号转换为光信号的过程是完全线性的。假设相位调制器外加的射频信号，即随时间变化的电压信号，为 $V(t)$，此电压信号引起的光相位的变化可由下式表示：

$$\phi(t)=\pi\frac{n_0^3\gamma_{33}L}{\lambda}V(t) \tag{1}$$

式中，n_0 为相位调制器光波导的有效折射率，γ_{33} 为铌酸锂晶体的电光系数，L 为电光互作用的有效长度，λ 为光载波的波长。这些参数对于给定的相位调制器都是常数，因此相位调制过程的光相位变化与射频信号的电压变化呈完全线性关系。

由于探测器不能直接感知光相位的变化，只能感知光强度的变换，并且探测器将强度调制的光信号转换为射频信号的过程具有很好的线性度，所以必须将光的相位调制转换为光的强度调制（PM-IM），并且这一转换过程的线性度高低，直接决定了整个射频信号光传输过程的线性度高低。

基于锁相环（OPLL）的微波光链路通过相位实时反馈跟随，有效提高相位解调的线性度，增大链路动态指标。其原理图如图 1 所示，加载有射频信号的光信号 $S_{in}(t)$ 与本振光信号 $S_{lo}(t)$ 通过平衡探测器拍频，然后通过射频滤波整形处理后一部分进入锁相环路，将产生的误差信号加载到本振光信号上，实现环路的闭环反馈，将本振光信号的相位跟随在发射光频上，从而获得射频信号的线性解调。

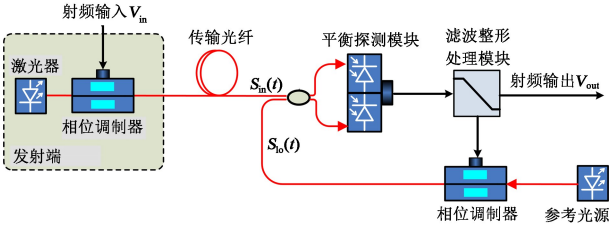


图 1　基于 OPLL 相位调制及解调原理图

2　链路模型仿真

2.1　链路模型

基于图 1 的链路结构图，构建了相应的链路模型，如图 2 所示，从而推导出链路的无杂散动态范围（SFDR）、噪声系数（NF）、增益（G）以及非线性三阶交调（IIP3）等关键指标。

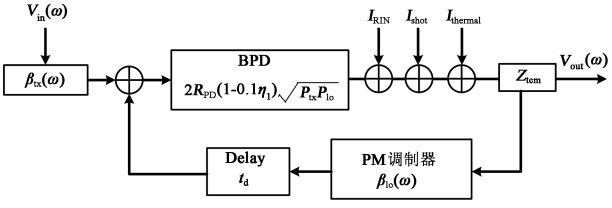


图 2　基于 OPLL 微波光链路模型示意图

首先，发射（tx）和本振（lo）的光频信号可以表示为

$$\begin{aligned}S_{tx}(t)&=\sqrt{P_{tx}}\,e^{j[\omega_0 t+\theta_{tx}(t)]}\\S_{lo}(t)&=\sqrt{P_{lo}}\,e^{j[\omega_0 t+\theta_{lo}(t)]}\end{aligned} \tag{2}$$

其中，P_{tx} 和 P_{lo} 分别是信号光和本振光输入平均功率，ω_0 为光载波对应频率，两个光信号载波一致，有一个初始固定相位差 π。同时，两路光信号均通过相位调制加载相应的射频信息：

$$\begin{aligned}\theta_{tx}(t)&=\beta_{tx}(\omega)V_{in}(t)\\\theta_{lo}(t)&=\beta_{ACP}(\omega)V_{out}(t)\end{aligned} \tag{3}$$

式中，β_{tx} 和 β_{ACP} 分别为发射端与锁相环内相位调制器的灵敏度。而 $V_{in}(t)$ 为输入射频信号，可以表示为

$$V_{in}(t)=A_{in}(t)e^{j\omega_{RF}t}+c.c. \tag{4}$$

式中，ω_{RF} 为射频频率。当两个光信号通过平衡探测器(BPD)混频，考虑探测器受三阶非线性产生饱和，可以得到反应相位差的射频信号[13]：

$$I_{BPD}=2R_{PD}(1-0.1\eta_1)\sqrt{P_{tx}P_{lo}}\sin(\theta_{tx}-\theta_{lo})-0.2R_{PD}\sqrt{P_{tx}P_{lo}}\,\eta_2\sin(\theta_{tx}-\theta_{lo})^3/3 \tag{5}$$

其中，R_{PD} 为探测器的灵敏度，η_1 和 η_2 是关于探测器饱和度的参数：

$$\begin{aligned}\eta_1&=(P_{tx}+P_{lo})^2/4P_{1dB}^2\\ \eta_2&=P_{tx}P_{lo}/P_{1dB}^2\end{aligned} \tag{6}$$

其中，P_{1dB} 为探测器的 1 dB 饱和功率值。

最终，探测器输出可以表示为

$$V_{out}(\omega)=Z_{term}(\omega)I_{RPD}(\omega) \tag{7}$$

其中，$Z_{term}(\omega)$ 为探测器的阻抗匹配，与 RC 低通滤波的设置有关。

2.2 小信号近似

当 OPLL 将本振光频相位跟随到发射光频信号上，$|\theta_{tx}(t)-\theta_{lo}(t)|\ll 1$，可以作小信号近似：

$$I_{RPD}=2R_{PD}(1-0.1\eta_1)\sqrt{P_{tx}P_{lo}}(\theta_{tx}-\theta_{lo}) \tag{8}$$

因此，链路的幅度增益与功率增益可以表示为

$$\begin{aligned}G_{link}^{v}&=\frac{G(\omega)}{1+G(\omega)}\frac{\beta_{tx}(\omega)}{\beta_{ACP}(\omega)}\\ G_{link}&=\left[\frac{G(\omega)}{1+G(\omega)}\frac{\beta_{tx}(\omega)}{\beta_{ACP}(\omega)}\right]^2\mathrm{Re}\left(\frac{50}{Z_{term}}\right)\end{aligned} \tag{9}$$

其中，$G(\omega)$ 为 OPLL 的开环增益：

$$G(\omega)=2R_{PD}(1-0.1\eta_1)\sqrt{P_{tx}P_{lo}}\beta_{ACP}Z_{term}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t_d} \tag{10}$$

因此，链路的增益主要受限于两个调制器的灵敏度之比，同时反馈环路需要确保足够的增益，同时控制延时量，以确保射频带宽下的相位稳定。

2.3 噪声分析

同时进一步分析链路的噪声特性，主要包括：热噪声、散粒噪声和激光器的相对强度(RIN)噪声：

$$\begin{cases}\langle I_{thermal}\rangle^2=4kT\mathrm{Re}(1/Z_{term})\\ \langle I_{shot}\rangle^2=2kT\mathrm{Re}(1/Z_{term})\\ \langle I_{RIN}\rangle^2=\Gamma(R_{PD}P_{tx})^2RIN_{tx}+\Gamma(R_{PD}P_{lo})^2RIN_{lo}\end{cases} \tag{11}$$

其中，Γ 表征 BPD 对激光器 RIN 噪声的抑制程度。RIN_{tx} 和 RIN_{lo} 分别表示发射和本振激光器的 RIN 噪声，k 为波尔兹曼常数，T 在常温下取 290 K。相应地，链路的噪声系数 NF 可以表征为

$$NF=\frac{\langle V_{nfloor}\rangle^2\mathrm{Re}(1/Z_{term})}{G_{link}kT} \tag{12}$$

其中，$\langle V_{nfloor}\rangle$ 为输出的噪声幅度。由于 BPD 可以有效消除 RIN 噪声的影响，因此在低功率下，系统主要受限于散粒噪声，NF 可以表示为

$$NF=\frac{(1/P_{lo}+1/P_{tx})q}{2R_{PD}(1-0.1\eta_1)^2\beta_{tx}^2 50kT}+1 \tag{13}$$

其中，q 为电子电荷量。可以看到，在散粒噪声受限的情况下，可通过提高发射端调制器的灵敏度和光功率来提升 NF 指标。

2.4 非线性畸变分析

进一步地，考虑链路的非线性畸变，从式(5)中可看到，链路的非线性为相位差$(\theta_{tx}-\theta_{lo})$的正弦响应，在 OPLL 快速反馈的情况下，相位差为小量，相应的畸变可以有效减小。为了表征畸变量，我们引入双音调制信号：

$$V_{in}(t)=A(\cos\omega_1 t+\cos\omega_2 t) \tag{14}$$

其中，A 为信号幅度，ω_1 和 ω_2 为射频频率。将式(14)结合式(9)便可以得到基频信号输出：

$$V_{out}^{fund}(t)=\frac{G(\omega)}{1+G(\omega)}\frac{\beta_{tx}}{\beta_{ACP}}A(\cos\omega_1 t+\cos\omega_2 t) \tag{15}$$

同时结合式(5)可得到 BPD 的三阶畸变对应的电流：

$$i^{TOD}=-R_{PD}(1-0.1\eta_1+0.2\eta_2)\sqrt{P_{tx}P_{lo}}\cdot\frac{\beta_{tx}^3}{3[1+G(\omega)]^3}A^3(\cos\omega_1 t+\cos\omega_2 t)^3 \tag{16}$$

上式包括多个频率成分，在基频边上主要有两个，对应的输出幅度分别为

$$V_1^{TOD}=-(1-0.1\eta_1+0.2\eta_2)\cdot\frac{\beta_{tx}^3G(\omega)}{8\beta_{ACP}(1-0.1\eta_1)[1+G(\omega)]^4}A^3\cos(2\omega_1-\omega_2)t \tag{17}$$

$$V_2^{TOD}=-(1-0.1\eta_1+0.2\eta_2)\cdot\frac{\beta_{tx}^3G(\omega)}{8\beta_{ACP}(1-0.1\eta_1)[1+G(\omega)]^4}A^3\cos(2\omega_2-\omega_1)t \tag{18}$$

与式(14)对比，并根据三阶交调(IIP3)的定义，可以得到此时 IIP3 对应功率为

$$P_{IIP3}=\left|\frac{G(\omega)}{1+G(\omega)}\right|^2\times\frac{4(1-0.1\eta_1)}{(1-0.1\eta_1+0.2\eta_2)}\times\frac{|1+G(\omega)|^3}{|\beta_{ACP}|^2}\times\mathrm{Re}\left(\frac{1}{Z_{term}}\right) \tag{19}$$

根据定义，链路无杂散动态范围 SFDR 可以表示为

$$SFDR/\mathrm{dB}=\frac{20}{3}\lg\frac{P_{\mathrm{IIP3}}}{\langle V_{\mathrm{nfloor}}^2\rangle \mathrm{Re}\left(\frac{1}{Z_{\mathrm{term}}}\right)} \tag{20}$$

在散粒噪声受限的情况下可以简化为

$$SFDR=\frac{20}{3}\lg\left[\left|\frac{G(\omega)}{1+G(\omega)}\right|^2\times\frac{4(1-0.1\eta_1)}{(1-0.1\eta_1+0.2\eta_2)}\times\frac{|1+G(\omega)|^5}{|\beta_{\mathrm{ACP}}|^2\langle I_{\mathrm{shot}}^2\rangle|Z_{\mathrm{term}}|^2}\right] \tag{21}$$

综上，本文通过构建 OPLL 的相位调制微波光链路模型，推导了相应的系统指标。可以看到，利用 BPD 的探测系统，在探测器未饱和的情况，输入功率增大 1 倍，动态范围可以提升 8 dB。

3　链路模型仿真结果与分析

基于上述理论推导，得到了基于 OPLL 的相位调制链路的关键参数。进一步地，结合激光器、调制器以及探测器等器件的实际关键参数，可以得到光链路关键参数的演变趋势。表 1 所示为光链路中关键元器件的主要参数，其中各数值参考了现有商售器件的参数规格。

表 1　链路关键元器件的参数规格

参数	数值
激光器功率 P/W	0.1
探测器 1 dB 功率 $P_{1\mathrm{dB}}$/W	0.1
探测端阻抗 Z_{term}/Ω	150
探测器灵敏度 R_{PD}/(A·W^{-1})	0.4
tx 调制器灵敏度 β_{tx}/(rad·V^{-1})	1.61
lo 调制器灵敏度 β_{lo}/(rad·V^{-1})	1.61
滤波带宽 W/MHz	500
RF 频率 f_{R}/MHz	100
发射端阻抗 Z_{lo}/Ω	50
环境温度 T/K	290

首先，得到的是光链路的噪声系数 NF，如图 3 所示，随着光电流的逐渐增大，噪声系数逐渐减小。在光电流为 10 mA 时，噪声系数达到 15.5 dB，利用平衡探测可以有效抑制激光器噪声的影响。

其次，得到的是光链路的三阶交调 IIP3 参数随光电流的变化曲线，如图 4 所示，随着光电流的逐渐增大，三阶交调 IIP3 逐渐增大。在光电流为 10 mA 情况时，三阶交调 IIP3 达到 32 dB，表明通过 OPLL 可以有效抑制非线性畸变，实现高线性的相位解调。

进一步地，可以得到光链路的无杂散动态范围 SFDR 参数的变化趋势，如图 5 所示，随着光电流的逐渐增大，SFDR 值逐渐增大。在 10 mA 情况下，动态范围达到 127 dB·Hz$^{2/3}$，较传统强度调制方法，该值提高了近 20 dB，可见其动态范围提升的潜力非常大。

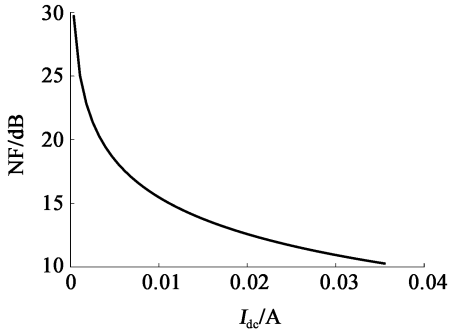


图 3　链路 NF 随光电流的变化趋势

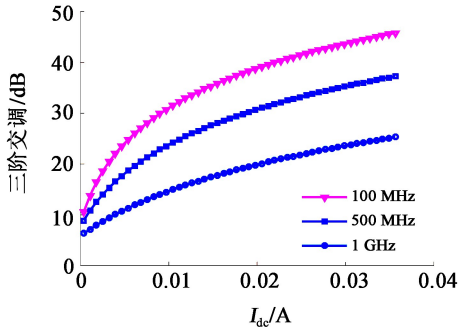


图 4　不同 RF 频率下链路 IIP3 随光电流的变化趋势

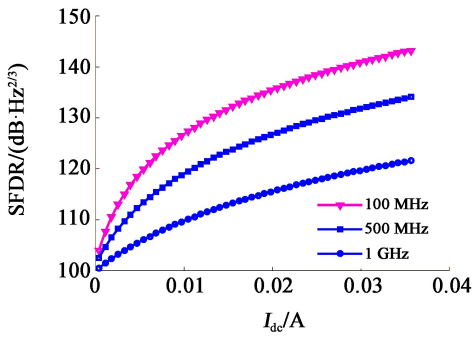


图 5　不同 RF 频率下链路 SFDR 随光电流的变化趋势

最后，还得到光链路 SFDR 参数随 RF 频率的变化趋势。如图 6 所示，由于锁相环受限反馈时延

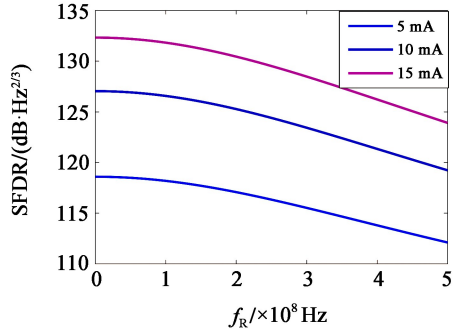


图 6　不同光电流下链路 SFDR 随 RF 频率的变化趋势

存在上限，SFDR 随着 RF 的增大逐渐减小。对于 500 MHz 的锁相带宽，在工作频率为 200 MHz 时，动态范围可以达到 123 dB·$Hz^{2/3}$。

4 结论

本文针对相位调制微波光链路线性解调困难的问题，提出了一种基于锁相环的高线性解调方法并建立了详细的链路模型。在充分考虑噪声与非线性畸变的影响下，推导得到链路关键参数的变化趋势。结合实际链路器件参数，完成了链路总体参数仿真，结果显示在工作频率为 200 MHz 的情况下，动态范围可达到 127 dB·$Hz^{2/3}$，较传统强度调制方法提高了近 20 dB。可见基于锁相环相位解调的光链路具有大动态范围的潜力，同时通过减小反馈延时，工作频率可拓展到吉赫兹量级，适合于大动态范围、低频本振信号的传输应用。后续将基于本模型进一步开展大动态微波光链路的实验研究。

参考文献：

[1] Marpaung D, Roeloffzen C. Integrated microwave photonics [J]. Laser & Photon. Rev., 2012, 10(1): 1-30.

[2] Roeloffzen C G H, Zhuang L M, Taddei C. Silicon nitride microwave photonic circuits [J]. Opt. Express, 2013, 21 (19): 22937-22961.

[3] 陈小龙，关 键，黄 勇，等. 雷达低可观测目标探测技术 [J]. 科技导报，2017，35(11)：30-38.
Chen Xiaolong, Guan Jian, Huang Yong, et al. Radar low-observable target detection [J]. Science & Technology Rev., 2017, 35(11): 30-38.

[4] Yao Jianping. Microwave photonics [J]. J. of Lightwave Technol., 2009, 27(3): 314-335.

[5] Xu Kun, Li Jianqiang, Yin Jie, et al. Microwave photonic signal processing techniques and radio-over-fiber transmission demonstration [J]. The J. of China Universities of Posts and Telecommun., 2009, 16(1): 6-9.

[6] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds [J]. Nature Photon., 2007, 1(6): 319-330.

[7] Vincent J U, Frank B, Jason D M, et al. Long-haul analog photonics [J]. J. of Lightwave Technol., 2011, 22(8): 1182-1205.

[8] Marpaung D, Roeloffzen C. Integrated microwave photonics [J]. Laser & Photon. Rev., 2012, 10(1): 1-30.

[9] Haas B, Urick V, Mckinney J, et al. Dual-wavelength linearization of optically phase-modulated analog microwave signals [J]. IEEE J. Lightwave Technol., 2008, 26(15): 2748-2753.

[10] Xu Longtao, Jin Shilei, Li Yifei. ACP-OPLL performance in presence of out-of-band interference [J]. J. of Lightwave Technol., 2014, 32(15): 2636-2642.

[11] Chi Hao, Zou Xihua, Yao Jianping. Analytical models for phase-modulation-based microwave photonic systems with phase modulation to intensity modulation conversion using a dispersive device [J]. J. of Lightwave Technol., 2009, 27 (5): 511-521.

[12] Fandino S J, Domenech D J, Munoz P, et al. Integrated InP frequency discriminator for phase-modulated microwave photonic links [J]. Opt. Express, 2013, 21(3): 3726-3736.

[13] Li Yifei, Herczfeld P. Coherent PM optical link employing ACP-PPLL [J]. J. of Lightwave Technol., 2009, 27(9): 1086-1094.

作者简介：

王 超(1990—)，男，重庆垫江人，2013 年毕业于华中科技大学光信息科学与技术专业，获学士学位，2018 年毕业于华东师范大学光学专业，获理学博士学位，高级工程师，主要从事微波光子学、光学频率梳以及超快光纤激光器等方面的研究。

(上接第 901 页)

[12] Rosten E, Drummond T. Machine learning for high-speed corner detection [C]// Proc. of European Conf. on Computer Vision, 2006: 430-433.

[13] Kalman R E. A new approach to linear filtering and prediction problems [J]. J. of Fluids Engin., 1960, 82: 35-45.

[14] Guo Lie, Li Linhui, Zhao Yibing. Pedestrian tracking based on Camshift with Kalman prediction for autonomous vehicles [J]. Inter. J. of Adv. Robotic Systems, 2016, 13(3): 13-20.

[15] Kailath T. The divergence and Bhattacharyya distance measures in signal selection [J]. IEEE Trans. on Communication Technol., 1967, 15(1): 52-60.

作者简介：

王立玲(1979—)，女，博士，副教授，主要从事机器人建模与控制方面的研究。