微波光子技术及应用专题

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2022012702

# 相位调制微波光传输链路特性分析

肖永川，刘绍殿，陈　诺，庾财斌，王伯涛，张　浩，吴国成，瞿鹏飞*

（重庆光电技术研究所，重庆 400060）

**摘　要：** 常规的微波光子系统采用强度调制方式实现微波信号的电光转换，由于调制器采用马赫-曾德尔干涉结构（MZI），系统性能不仅受到自身正弦响应特性的制约，而且需要进行偏置点控制，因此存在动态范围受限、系统控制复杂以及3 dB固有损耗带来的效率不足的问题，而采用相位调制可避免该问题。围绕相位调制光传输链路，为了完成相位调制信号的光电解调，文章提出采用薄膜滤波器通过边带抑制与边带选通两种方式实现相位调制到强度调制的转换，并分析了链路射频性能与器件参数之间的映射关系。实测对比了相位调制与常规强度调制链路之间的传输特性，通过分析可知，在相同链路配置条件下，相位调制链路具有更高的传输效率，而且光滤波带来的均衡作用，使得相位调制链路的3 dB带宽比强度调制链路大两倍。

**关键词：** 电光相位调制；模拟光传输；相位调制到强度调制转换；微波光子技术

**中图分类号：** TN29　**文章编号：** 1001－5868(2022)01－0073－06

## Analysis on Characteristics of Phase Modulated Microwave Optical Transmission Link

XIAO Yongchuan，LIU Shaodian，CHEN Nuo，YU Caibin，
WANG Botao，ZHANG Hao，WU Guocheng，QU Pengfei

（Chongqing Optoelectronics Research Institute，Chongqing 400060，CHN）

**Abstract：** Conventional microwave photonic link is realized by using intensity modulation method to complete the electro-optical conversion. Since the Mach-Zender interference structure (MZI) is used for the intensity modulator，the system performance is not only restricted by its own sine-like response characteristics，but also additional bias controller is needed to maintain the bias point. Hence the dynamic range is limited，and also 3 dB inherent loss due to quadrature point will decrease the transmission efficiency. Phase modulation can avoid these problems. In this paper，two methods to convert phase modulation to intensity modulation by using optical filter through sideband suppression and sideband passing are proposed，and the relationship between link RF performance and device parameters is also analyzed. Finally，the performance between the phase modulated link and the conventional intensity modulated link are measured and compared. The results show that the phase modulated link has higher transmission efficiency under the condition of same link configuration，and the 3 dB bandwidth of the phase modulated link is twice larger than that of the intensity modulated link due to the equalization effect of optical filtering.

**Key words：** electro-optic phase modulation；analog optical transmission；phase modulation to intensity modulation conversion；microwave photonics

**收稿日期：**2022－01－27.

*通信作者：瞿鹏飞　　**E-mail：** etry24@163.com

## 0 引言

微波光子技术利用光的手段在光域实现微波信号的产生、传输、分配、处理等功能，具有工作频段高、瞬时带宽大、传输损耗低、并行处理能力强、可集成实现等优势，在雷达、通信、电子对抗、测量测控等领域具有广阔的应用前景[1-6]。在微波光子系统中，微波电光互转换功能单元是实现微波高质量传输的核心。常规的微波光子系统采用强度调制直接探测方式的实现，由于调制器采用 MZI 干涉结构实现，系统性能不仅受到自身正弦响应特性的制约，而且需要进行偏置点控制，因此存在动态范围受限、系统控制复杂以及 3 dB 固有损耗带来的效率不足的问题；驱动电路的使用也容易引入其他杂散信号，并影响系统的稳定性与可靠性，而采用相位调制可避免这一系列问题。同时，相位调制在实现更复杂的微波光处理功能方面也发挥着重要作用，如微波光子滤波[7]、微波信号光产生[8-9]、光波束形成[10]、微波光变频[11-12]等微波光子系统。

本文提出了两种相位调制解调链路架构，建立了链路性能指标与器件参数之间的映射关系，并对该架构进行了较全面的分析，最后结合实物测试对比了相位调制链路与常规强度调制解调链路的性能，展示了其在实现高频宽带长距离传输方面较强度调制具有更大的优势。

## 1 基本原理

相位调制微波光收发链路采用外调制方式实现，包括激光器、电光相位调制器、相位解调器与光电探测器四部分，架构如图 1 所示。其中激光器提供光载波，工作波长主要为 C 波段，要求具有高功率与低相对强度噪声(RIN)；电光相位调制器采用具有高电光系数的铌酸锂材料制作而成，要求其具有大带宽、低半波电压、低插损能力；光电探测器采用具有平方率响应的 PIN 光电二极管，要求其具有大带宽、高响应度、高饱和功率能力；相位解调器主要实现相位调制到强度调制格式的转换，便于光电探测器将光信号转换为微波信号。

相位调制可采用相干解调，也可采用将其转换到强度调制再结合直接探测的方式实现光电转换，后一种方式实现相对简单，便于工程应用。本文利用光滤波器打破边带强度平衡来实现调制格式的转换，具体又主要有两种实现方法，一种是利用带通滤波器通过边带选通将一定频带范围内的信号转换为强度调制；另一种是利用带阻滤波器通过边带抑制将一定频带范围内的信号转换为强度调制，其频谱处理过程如图 2 所示。同时，采用该解调方式不仅易于灵活调谐，通用性好，可适应各种不同的应用需求，而且所需器件可以采用成熟货架产品，成本低且可国产化实现。

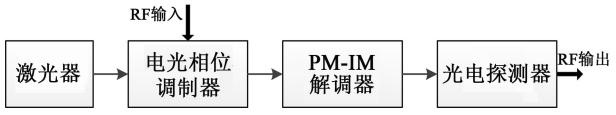



图 1 相位调制微波光传输链路架构

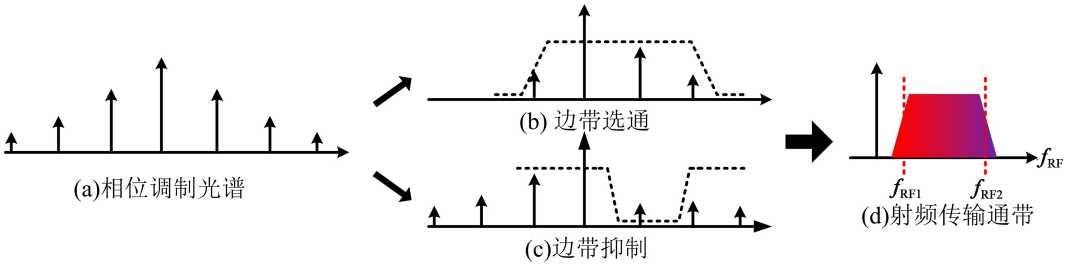



图 2 相位调制解调光谱处理过程

为了分析基于电光相位调制解调微波光链路中射频信号的传输性能，需要建立从电光调制到光电探测的全链条拉通的传递关系，以进一步得出链路增益、噪声系数、压缩特性及交调特性等射频性能指标。为了得到该模型，我们从链路中核心光电器件出发，根据器件的数学模型推导出链路的传输模型。

设定激光器的光场表达式为 $E_{LD}(t)=\sqrt{2P_{LD}}e^{j\omega_c t}$，同理微波信号可表示为 $V_{RF}(t)=V_{RF}\cos(\omega_{RF}t)$。经过电光调制后输出光场为

$$E_{PM}(t)=E_{LD}(t)\sqrt{L_{PM}}e^{j\theta_{RF}(t)}=\sqrt{2P_{LD}L_{PM}}e^{j\omega_c t}e^{jV_{RF}\cos(\omega_{RF}t)/V_\pi} \quad (1)$$

式中，$\theta_{RF}(t)=V_{RF}\cos(\omega_{RF}t)/V_\pi$，$P_{LD}$ 为光功率，$L_{PM}$ 为调制器光插损，$\omega_c$ 和 $\omega_{RF}$ 分别为光载波与射频信号的角频率。令 $m=\pi V_{RF}/V_\pi$ 为电光相位调制器的调制系数，则上式可按照贝塞尔函数展开为[13]

$$E_{PM}(t)=\sqrt{2P_{LD}L_{PM}}\,e^{j\omega_c t}\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(m)e^{j\left(n\omega_{RF}t+n\frac{\pi}{2}\right)} \tag{2}$$

$$H_1(f)=\begin{cases}\sqrt{L_{OF}}, & \omega_1\leqslant\omega_c+n\omega_{RF}\leqslant\omega_2\\ \alpha\sqrt{L_{OF}}, & \omega_c+n\omega_{RF}<\omega_1,\omega_c+\omega_2<\omega_c+n\omega_{RF}\end{cases} \tag{3}$$

$$H_2(f)=\begin{cases}\sqrt{L_{OF}}, & \omega_c+n\omega_{RF}<\omega_1,\omega_c+\omega_2<\omega_c+n\omega_{RF}\\ \alpha\sqrt{L_{OF}}, & \omega_1\leqslant\omega_c+n\omega_{RF}\leqslant\omega_2\end{cases} \tag{4}$$

式中，$\alpha$ 为滤波器对光信号的抑制度，$L_{OF}$ 为滤波器光插损，$\omega_1$ 和 $\omega_2$ 分别为滤波器高低截止频率。经过滤波后的输出光场为 $E_{PMDM}(t)=E_{PM}(t)\otimes h(t)$。该信号经过光电探测后，输出光电流可表示为

$$I_{PD}(t)=\frac{\mathscr{R}_{PD}[E_{PMDM}(t)\times E^*_{PMDM}(t)]}{2} \tag{5}$$

式中，$\mathscr{R}_{PD}$ 为探测器响应度。由上述分析可知，理想情况下，这两种解调方式能输出相同的射频信号强度，即具有相同的传输效率，且输出的射频光电流为

$$I_{\omega_{RF}}=2\mathscr{R}_{PD}P_{LD}L_{PM}L_{OF}J_0(m)J_1(m) \tag{6}$$

## 2　仿真与分析

根据式(6)可进一步得到微波光传输链路的增益、噪声、非线性与器件参数之间的对应关系。

### 2.1　链路增益

根据式(6)可知，链路射频增益为

$$G_{RF}=10\lg(P_{out}/P_{in})=10\lg\frac{[2\mathscr{R}_{PD}P_{LD}L_{PM}L_{OF}J_0(m)J_1(m)]^2Z_{out}}{V_{RF}^2/Z_{in}} \tag{7}$$

式中，$Z_{in}$ 与 $Z_{out}$ 分别为输入和输出阻抗。

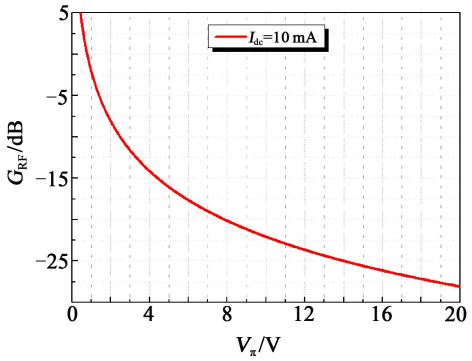
在小信号条件下，即 $J_0(m)=1$ 与 $J_1(m)=m/2$ 时，链路线性增益为

$$G_{RF0}=10\lg\frac{(\mathscr{R}_{PD}P_{LD}L_{PM}L_{OF}m)^2Z_{out}}{V_{RF}^2/Z_{in}}=10\lg\frac{(I_{dc}\pi)^2Z_{in}Z_{out}}{V_\pi^2} \tag{8}$$

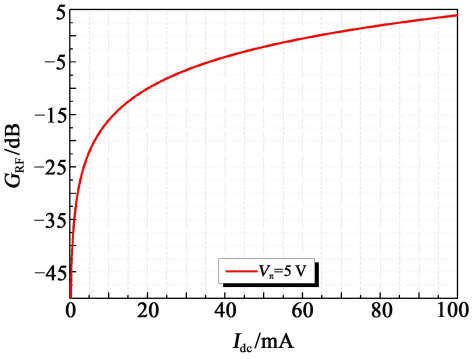
式中，$I_{dc}=\mathscr{R}_{PD}P_{LD}L_{PM}L_{OF}$ 为直流光电流。由上式可知，链路光功率越大、探测器响应度越高、相位调制器射频半波电压越小，则链路射频传输效率越高，如图 3 所示。

式中，$J_n(m)$ 为 $n$ 阶第一类贝塞尔函数。从式(2)可以看出，同阶边带强度相等且各阶边带与载波之间具有 $n\pi/2(n=0,\pm1,\pm2,\cdots)$ 相移的特定相位关系。

设定相位解调器的响应函数为 $H(f)$，对应的时域函数为 $h(t)$，则带通型与带阻型光滤波器的频率响应可分别表示为




(a)　链路增益与射频半波电压关系曲线




(b)　链路增益与光电流关系曲线

图 3　链路增益与射频半波电压和光电流关系曲线

### 2.2　输入 1 dB 压缩点

由式(5)可知，随着输入射频信号强度的增大，调制系数随之增大，而由调制产生的边带强度与调制系数并不按相同的比例增强，它们的关系如图 4～5 所示。由此可知，当调制系数增大到一定值时输出信号会产生压缩，相应的链路传输效率会随之降低。根据定义，当 $G_{RF0}-G_{RF}=1$ 时，对应的输入射频功率为输入 1 dB 压缩功率，由于调制系数的大小与调制器的射频半波电压直接相关，根据式(7)～(8)通过推导可知，压缩时有：

$$\frac{m}{2J_0(m)J_1(m)}=\sqrt{10^{0.1}} \tag{9}$$

由式(9)可知,链路的输入 1 dB 压缩点为

$$P_{-1}=1.91+10\lg(V_\pi) \tag{10}$$

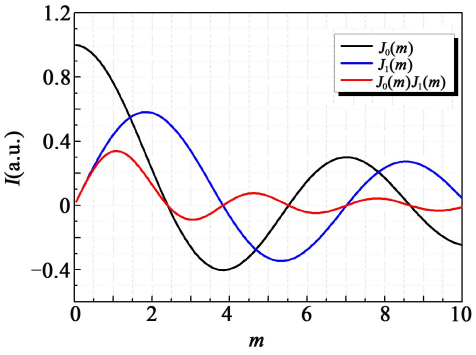



图 4 信号强度随调制系数之间的关系

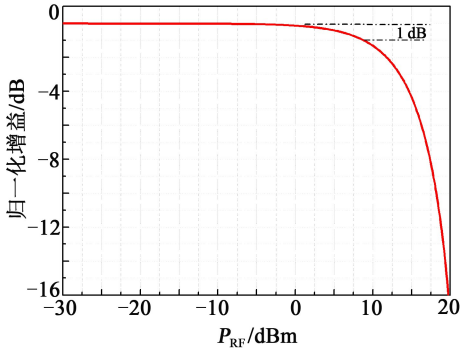



图 5 链路增益随输入射频功率之间的关系($V_\pi$=5 V)

## 2.3 噪声特性

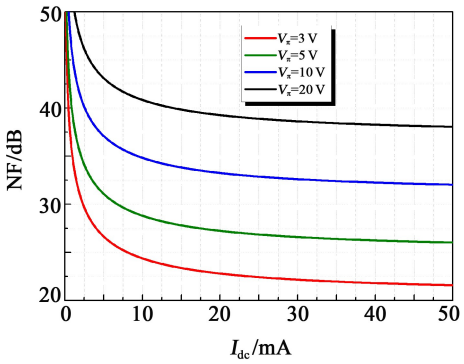
衡量微波光链路噪声特性的主要参数是噪声系数 $NF$,它指经过光传输后微波信号信噪比的恶化程度,一般由下式表示:

$$NF=10\lg\frac{n_{out}}{g_{RF}n_{in}}=N_{out}-G_{RF}-N_{in} \tag{11}$$

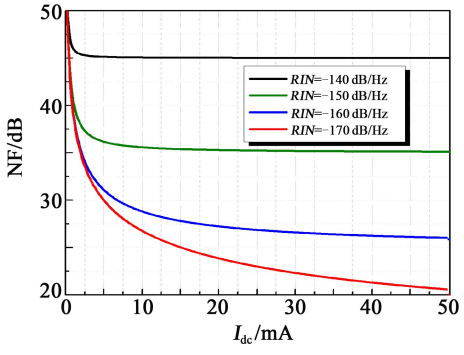
式中,$g_{RF}$ 为链路射频增益,$n_{in}$ 为输入热噪声,其典型取值为−174 dBm/Hz;$n_{out}$ 为输出总噪声,它主要由三种噪声组成:激光器相对强度噪声($n_{rin}$)、探测器散粒噪声($n_{shot}$)、热噪声($n_{th}$),可表示为[13]

$$n_{out}=\langle n_{rin}+n_{shot}+(1+g_{RF})n_{in}\rangle \tag{12}$$

由于解调器的滤波作用会对其中一侧的激光器 RIN 噪声进行抑制,激光器引入的相对强度噪声仅有常规强度调制链路噪声的一半。图 6(a)表示的是激光器 RIN 为−160 dB/Hz 时,不同调制器半波电压条件下链路噪声系数与光电流之间的关系,图 6(b)表示的是调制器半波电压为 5 V 时,不同激光器 RIN 条件下链路噪声系数与光电流之间的关系。从图中可知,降低半波电压,降低 RIN,并提高链路光功率水平可以获得更好的噪声性能。




(a) 不同射频半波电压下




(b) 不同激光器 RIN 下

图 6 不同条件下,噪声系数随链路光电流之间的关系

## 2.4 输入三阶交调截取点

输入三阶交调截取功率点($P_{IIP3}$)是指在双音条件下,输出三阶交调与输出射频信号强度相等时对应的输入信号功率,该指标决定了链路的无杂散动态范围(SFDR),对系统的大信号接收能力有重要影响。为了分析该参数,需要同时输入具有一定频差的双音信号并进行电光调制,即 $\theta_{RF}(t)=[V_{RF1}\cos(\omega_{RF1}t)+V_{RF2}\cos(\omega_{RF2}t)]/V_\pi$。根据式(2)可推导出该链路的三阶交调信号的强度为

$$I_{IM3}=\mathcal{R}_{PD}P_{LD}L_{PM}2J_0(m)^2J_1(m)J_2(m) \tag{13}$$

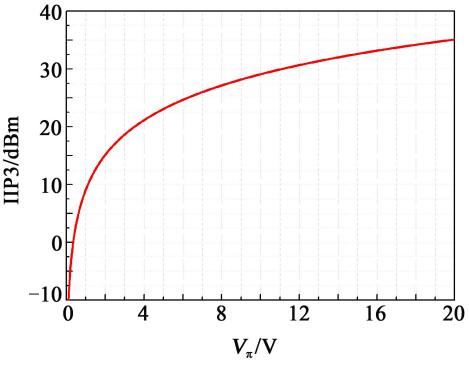



图 7 IIP3 与调制器射频半波电压之间的关系

因此,可进一步推导出 $P_{IIP3}$ 为

$$P_{\mathrm{IIP3}}=\frac{V_{\mathrm{RF}}^2}{2Z_{\mathrm{in}}}=\frac{4V_{\pi}^2}{\pi^2 Z_{\mathrm{in}}} \tag{14}$$

从式(14)可知，$P_{\mathrm{IIP3}}$ 只与调制器射频半波电压有关，且射频半波电压越大则 $P_{\mathrm{IIP3}}$ 越高，其对应关系如图 7 所示。

## 3　测试结果

根据图 1 所示的链路架构，我们采用货架产品对相位调制微波光传输链路的性能进行了测试。其中光源采用自主研制的 GG9992S 型大功率低噪声 DFB 激光器，调制器采用 Ixblue 的 40 GHz 电光相位调制器(型号：MPZ-LN-40)，探测器采用 Finisar 公司的 50 GHz 高速光电探测器(型号：XPDV2120R)。

采用高抑制比的薄膜滤波器实现相位调制到强度调制的转换，其中滤波器的直通端完成载波与边带的选通功能，而反射端可完成边带的抑制功能，其滤波响应曲线如图 8 所示。从图中可知，该器件通带具有平坦的滤波响应，3 dB 带宽达到 30 GHz，直通端口的带外抑制在 30 dB 以上；受仪器噪声的限制，实测的反射端口陷波深度也达到 25 dB，可以满足相位调制光载微波信号的解调需求。

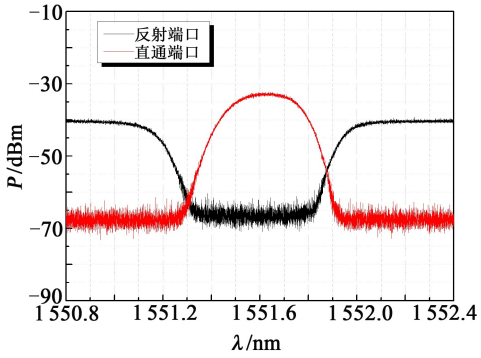
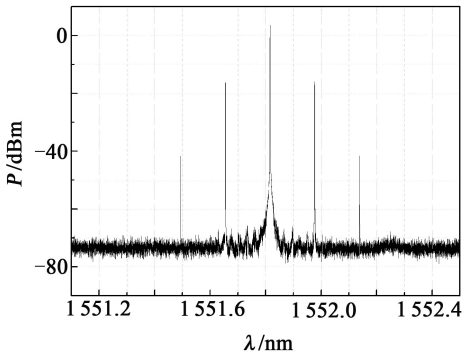
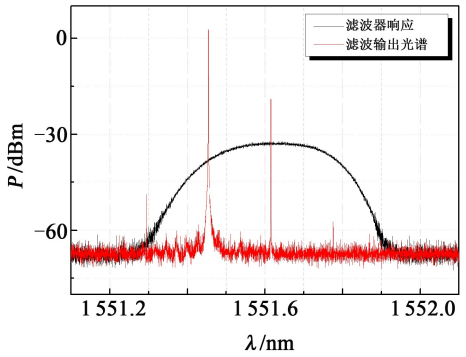



图 8　滤波器频响特性

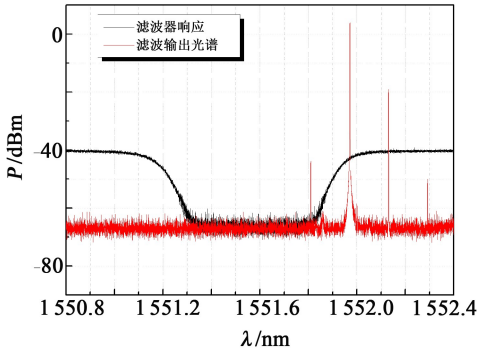
图 9(a)为相位调制后的光谱分布情况，其中强度最高的信号为光载波，在载波两侧等间隔地对称分布着各阶调制边带。图 9(b)为经过滤波器对载波与一阶上边带选通后的光谱图，图 9(c)为经过滤波器对一阶下边带抑制后的光谱图，该两种方式都是通过滤波处理来打破相位调制的边带强度平衡，从而实现了相位调制到强度调制格式的转换，使得光电探测器能将光域信号转换到电域微波信号。图 9(d)为经过该两种方式解调后光收发链路微波信号的传输效率随频率的关系，从图中可知采用边带抑制可以实现滤波响应曲线的全映射，因此具有最宽的传输带宽。



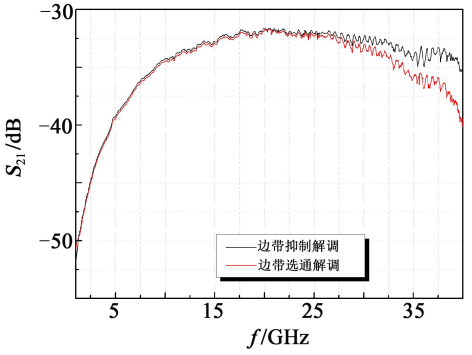

(a)　相位调制光谱




(b)　边带选通滤波




(c)　边带抑制滤波




(d)　相位调链路频响特性

图 9　相关测试图谱

在图 10 中，我们进一步对比了常规强度调制的

传输特性，其中电光转换功能采用 Oclaro 公司的型号为 AM40 的电光强度调制器实现，而保持激光器与探测器不变。从图中可知，采用强度调制方式在全频段具有单调下降的响应特性，而采用相位调制具有较平坦的高频响应。得益于光滤波器对频率响应的均衡作用，相位调制微波光收发链路的 3 dB 带宽约是强度调制微波光收发链路的 2 倍。同时需要注意的是，由于测试中采用的相位调制器比强度调制器半波电压高，导致电光转换效率低约 3 dB，如果采用相同半波电压的调制器，则相位调制微波光收发链路具有更高的传输效率。

同时，采用相位调制滤波解调只保留了一个边带，因此在高频、宽带、长距离传输方面具有更大的传输优势，可以消除常规强度调制微波光链路存在的色散引起的功率衰落问题。

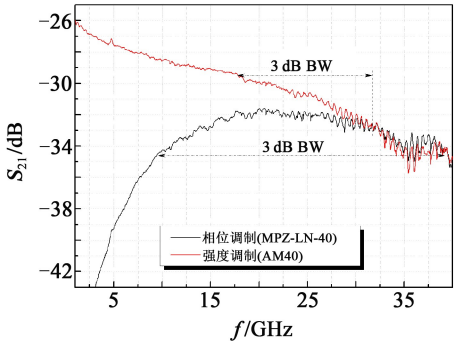



图 10 相位调制链路与强度调制链路传输特性对比

## 4 结语

本文围绕相位调制微波光传输链路，通过采用薄膜滤波器的边带抑制与选通功能打破边带强度平衡完成了相位调制到强度调制格式的转换，实现了光载相位调制微波信号的传输与解调，建立了链路射频传输性能与器件之间的数学模型，结合链路测试验证了相位调制链路在实现高频宽带信号传输方面的性能优势，因此，基于相位调制的微波光子系统在雷达、通信、电子对抗、测量等领域具有巨大的应用潜力。

**参考文献：**

[1] Won R. Microwave photonics shines[J]. Nature Photonics, 2011, 5(12): 736.

[2] Pappert S A, Krantz B. RF photonics for radar front-ends [C]// 2007 IEEE Radar Conf., 2007: 965-970.

[3] 潘时龙，张亚梅. 微波光子雷达及关键技术[J]. 科技导报，2017，35(20)：36-52.
Pan Shilong, Zhang Yamei. Microwave photonic radar and key technologies[J]. Science & Technology Review, 2017, 35(20): 36-52.

[4] 高 晖，邓 畔，张金平，等. 微波光子相控阵的技术分析与展望[J]. 雷达学报，2019，8(2)：251-261.
Gao Hui, Deng Ye, Zhang Jinping, et al. Analysis and prospects of phased array radar based on microwave photonics [J]. J. of Radars, 2019, 8(2): 251-261.

[5] Xu K. Microwave photonics integrated system and its applications[C]// Optoelectronic Devices and Integration. Optical Society of America, 2014: OTh2C. 2.

[6] Marpaung D, Yao J, Capmany J. Integrated microwave photonics[J]. Nature Photonics, 2019, 13(2): 80-90.

[7] Capmany J, Ortega B, Pastor D. A tutorial on microwave photonic filters[J]. J. of Lightwave Technol., 2006, 24(1): 201-229.

[8] 刘世锋，徐晓瑞，张方正，等. 超低相噪光电振荡器及其频率综合技术研究[J]. 雷达学报，2019，8(2)：243-250.
Liu Shifeng, Xu Xiaorui, Zhang Fangzheng, et al. Ultralow phase noise optoelectronic oscillator and its application to a frequency synthesizer[J]. J. of Radars, 2019, 8(2): 243-250.

[9] Dou Y, Zhang H, Yao M. Generation of flat optical-frequency comb using cascaded intensity and phase modulators[J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 2012, 24(9): 727-729.

[10] Meijerink A, Roeloffzen C G H, Meijerink R, et al. Novel ring resonator-based integrated photonic beamformer for broadband phased array receive antennas—Part Ⅰ: Design and performance analysis[J]. J. of Lightwave Technol., 2009, 28(1): 3-18.

[11] O'Connor S R, Gross M C, Dennis M L, et al. Experimental demonstration of RF photonic downconversion from 4 ~ 40 GHz[C]// Proc. of IEEE 2009 Inter. Topical Meeting on Microwave Photonics, 2009: 1-3.

[12] Li Y, Wang R, Herczfeld P, et al. RF frequency down-conversion with quadratic electro-optic effect[C]// Digest of IEEE 2009 IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp., 2009: 153-156.

[13] Urick V J, Williams K J, McKinney J D. Fundamentals of Microwave Photonics[M]. New York: John Wiley & Sons, 2015.

**作者简介：**

**肖永川**(1987—)，男，重庆市梁平县人，博士，高级工程师，主要研究方向为微波光传输、微波光处理与集成微波光子技术；

**瞿鹏飞**(1983—)，男，重庆市忠县人，博士，研究员，研究方向为微波光子学。