光电器件

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2022070801

交叉耦合效应对 M-Z 调制器谐波抑制比的影响

李森森[1,2*]，胡红坤[1]，陆锦东[2]，余　华[2]，华　勇[1]

（1. 重庆光电技术研究所，重庆 400060；2. 重庆大学 光电技术及系统教育部重点实验室，重庆 400044）

摘　要： 针对微波光子链路低噪声高线性度的应用需求，研究了 Mach-Zehnder（M-Z）型电光调制器波导交叉耦合效应对谐波抑制比的影响。首先通过 OptiBPM 和 MATLAB 联合仿真发现波导间交叉耦合效应会导致调制器射频电极与偏置电极工作点的偏移，进而降低谐波抑制比；其次利用特制的窄波导间距铌酸锂调制器实测验证了该现象，最后提出了一种能快速检测 M-Z 型电光调制器交叉耦合效应的方法。文章不仅探索了波导结构对谐波抑制比的影响，还为用于微波光子技术的脊波导及光子晶体薄膜铌酸锂调制器的研制提供了一定参考。

关键词： M-Z 型电光调制器；交叉耦合效应；谐波抑制比

中图分类号： TN925　**文章编号：** 1001－5868(2022)06－1109－05

Influence of Cross Coupling Effect on Harmonic Suppression Ratio of M-Z Modulator

LI Miaomiao[1,2], HU Hongkun[1], LU Jindong[2], YU Hua[2], HUA Yong[1]

(1. Chongqing Optoelectronics Research Institute, Chongqing 400060, CHN; 2. Key Lab. of Optoelectronic Technology & Systems Ministry of Education, Chongqing University, Chongqing 400044, CHN)

Abstract: For the application of low noise and high linearity in microwave photonic link, the influence of waveguide cross coupling effect of M-Z electro-optic modulator on harmonic suppression ratio was studied. Firstly, through the joint simulation of OptiBPM and MATLAB, it was found that the cross coupling effect between waveguides led to a shift of the modulator RF electrode and bias electrode operating point, and then reduced the harmonic suppression ratio. Secondly, the phenomenon was verified by a special lithium niobate modulator. At last, a method to detect the cross coupling effect of M-Z electro-optic modulator was proposed. This discovery not only breaks the blind area of the influence of waveguide structure on harmonic suppression ratio, but also provides a certain reference for the development of ridge waveguide and photonic crystal thin film lithium niobate modulator for microwave photonic technology.

Key words: M-Z electro-optic modulator; cross coupling effect; harmonic suppression ratio

0　引言

Mach-Zehnder(M-Z)干涉仪结构是一种被广泛采用的外调制电光调制器结构，具有结构简单、频率覆盖范围宽、开关消光比高等特点，被应用于光纤通信、光纤传感、微波光子等领域[1-3]。由于 M-Z 干涉仪结构传输函数的非线性，在电光转换的过程中会产生高次谐波分量，给信号引入噪声和非线性失真，如何抑制高次谐波、减小非线性失真，是其在微波光子应用中的一个重要研究内容[4-6]。

目前采取的主流方案是利用偏置控制模块将器件工作点控制于 Q 点，以此来抑制偶次谐波分量，提高线性度及增益[7-8]。偏置控制的精度与稳定性都可以用谐波抑制比来表征，谐波抑制比越高，说明偶次谐波分量越低，线性度越好。对于如何提高谐波抑制比，大量的研究工作都集中在偏置控制模块

收稿日期：2022－07－08.

基金项目：基础加强计划技术领域基金项目(2021-JCJQ-JJ-0656).

* **通信作者：**李森森　**E-mail：** limm.g@foxmail.com

的硬件设计及算法优化上，衍生出了很多高精度、低噪声、长期可靠的偏置控制方案[9-10]，而少有研究聚焦于器件本身结构的非理想。如封装非理想导致的内置探测器监测信号与实际输出信号偏移，芯片非理想导致的信号光与杂散光混叠等，最终都会影响偏置控制的准确性。

1 谐波抑制原理

M-Z 调制器波导及电极结构示意图如图 1 所示，波导由输入直波导、分束区、调制区平行波导、合束区及输出直波导组成，电极由射频电极与偏置电极组成，射频电极接收射频信号实现电光转换，偏置接收低频及直流信号实现工作点的调节。

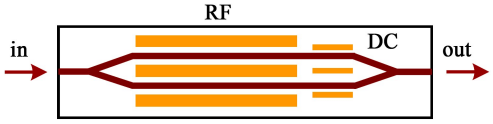


图 1 M-Z 调制器波导及电极结构示意图

考虑到波导分光不均及上下两臂调制效率不相等等非理想情况，设 M-Z 调制器中上路光振幅为 A，下路为 B，波导无损耗，在推挽电极结构下，上路调制效率为 m_1，下路调制效率为 m_2，调制效果相反，同时上下两路光通过偏置电极调节，光程差为 φ。输出光场 E_{out} 可以写为

$$E_{out}=A\exp\left\{\mathrm{i}\left[\omega_c t+m_1\cos(\omega_e t)+\frac{\varphi}{2}\right]\right\}+B\exp\left\{\mathrm{i}\left[\omega_c t-m_2\cos(\omega_e t)-\frac{\varphi}{2}\right]\right\}=\exp(\mathrm{i}\omega_c t)\left\{A\exp\left[\mathrm{i}m_1\cos(\omega_e t)+\mathrm{i}\frac{\varphi}{2}\right]+B\exp\left[-\mathrm{i}m_2\cos(\omega_e t)-\mathrm{i}\frac{\varphi}{2}\right]\right\} \quad (1)$$

其中，ω_c 为光信号频率，ω_e 为射频信号频率。此时输出光功率 P_{out} 可以写为

$$P_{out}=E_{out}E_{out}^{*}=A^2+B^2-2AB\{\cos[(m_1+m_2)\cos(\omega_e t)+\varphi]\} \quad (2)$$

输出光经探测器光电转换及 TIA 放大后，输出电信号 V 正比于其接受到的光功率 P_{out}，即 $V\propto P_{out}$，因此直接对输出光功率做傅里叶级数展开并取其一阶傅里叶级数、二阶傅里叶级数：

$$a_1=\frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}P_{out}\cos(x)\mathrm{d}x=\frac{2AB}{\pi}\cdot\int_{-\pi}^{\pi}\cos[(m_1+m_2)\cos(x)+\varphi]\cos(x)\mathrm{d}x$$

$$b_1=\frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}P_{out}\sin(x)\mathrm{d}x=0$$

$$a_2=\frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}P_{out}\cos(2x)\mathrm{d}x=\frac{2AB}{\pi}\cdot\int_{-\pi}^{\pi}\cos[(m_1+m_2)\cos(x)+\varphi]\cos(2x)\mathrm{d}x$$

$$b_2=\frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}P_{out}\sin(2x)\mathrm{d}x=0 \quad (3)$$

化简后，输出信号一、二阶傅里叶级数中的正弦分量为 0，仅有余弦分量，一次谐波与二次谐波可由一阶傅里叶级数与二阶傅里叶级数的平方表示，在实际使用过程中，可以认为调制器上下路光振幅 A，B 和调制效率 m_1，m_2 不变，则一次谐波、二次谐波与上下两路光程差 φ 的关系可由图 2 表示。

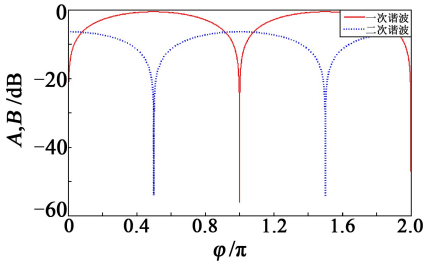


图 2 一、二次谐波与偏置工作点的关系

由图 2 可看出当上下两路光程差 φ 为 $(n+0.5)\pi$ 时，二次谐波将被完全抑制，同时一次谐波达到最大，因此使用时常以 Q 点，即 $\varphi=(N+0.5)\pi$ 点作为工作点。

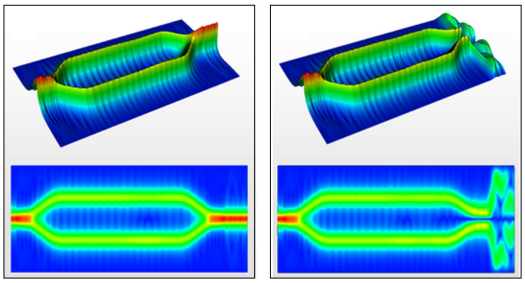
虽然上述分析过程考虑了波导分光不均与两臂调制效率的差异，但是常规 M-Z 结构平行波导间还可能存在交叉耦合、衬底辐射耦合等方式的能量交换，特殊 M-Z 结构若存在交叉波导还会由于交叉结构的非理想引起两路光的混叠，以上因素都会影响 M-Z 结构两路光的独立性，进而对偏置工作点产生影响。

2 交叉耦合及谐波抑制比仿真

由于交叉耦合效应发生在 M-Z 调制器的整个平行波导结构中，同时还伴随着调制过程中波导折射率的变化，难以用简单的数学公式表达。因此我们借助 OptiBPM 仿真软件构建理想及非理想 M-Z 调制器，模拟存在和不存在交叉耦合时射频以及偏置调制信号对输出光信号的效果，最后再利用 MATLAB 对输出信号进行分析。

首先在 OptiBPM 中构建一个如图 1 所示的理

想 M-Z 干涉仪，且电极设置两组，前一组用于接收射频信号，后一组用于接收偏置信号。利用偏置电极控制干涉仪输出处于 max 和 min 两点时的光场分布仿真如图 3 所示。



(a)　处于 max 工作点时　(b)　处于 min 工作点时

图 3　理想 M-Z 干涉仪仿真光场

理想状态下调制器上下两路光相互独立，且射频电极与偏置电极共用同一光路，因此当使用偏置电极将 M-Z 干涉仪工作点控制于 Q 点时，射频电极应同样处于 Q 点。由于 OptiBPM 仿真软件无法直接分析调制器工作点，于是我们通过模拟不同偏置电压下射频或偏置端加载正弦信号时输出光信号的一、二次谐波来表征不同工作点。同时为了减小仿真运算量，将正弦信号拆解为离散信号，保证一个周期内拥有 4 个采样点即可通过 FFT 计算其一阶与二阶傅里叶级数，得到一、二次谐波。

实际仿真时，可将 $V_{pp}=2$ V 的正弦信号拆解为 4 个点，$V_1=-1$，$V_2=0$，$V_3=1$，$V_4=0$，且由于 V_2 与 V_4 电压相等，仿真结果将完全相同，因此同一偏置电压下只需要仿真 3 个点即可获取全部所需数据。利用上述方法，在 OptiBPM 设置偏置电压 V_{Bias} 从 $-10\sim+10$ V 扫描 2 001 个点，并在每个偏置点下设置射频电压 V_{RF} 为 -1，0，1 V，仿真计算输出波导中的功率值。最后将这 6 003 个仿真结果导入 MATLAB，通过 FFT 计算不同偏置电压下的一次与二次谐波，得到如图 4 所示的结果。

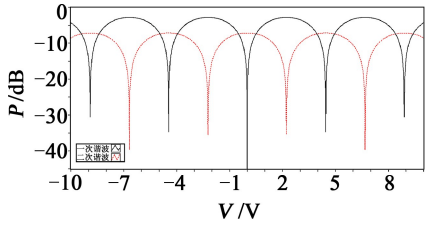


图 4　射频端一、二次谐波仿真结果

上图为射频端一、二次谐波的相对位置关系，可以认为射频端的 Q 点就位于二次谐波最小的位置。然后将射频电压 V_{RF} 设置为 0，正弦信号叠加在偏置电压 V_{Bias} 上，再次进行仿真，并将本次仿真结果中的二次谐波与正弦信号加载于射频端时仿真结果中的二次谐波进行比较，如图 5 所示。

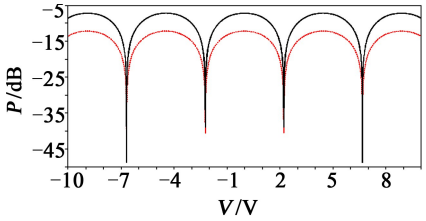
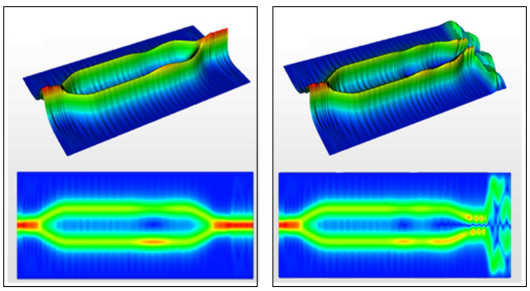


图 5　射频端与偏置端二次谐波仿真结果

从上图可见，偏置与射频端 Q 点位置基本相同，与前面分析一致。接着我们缩小 M-Z 调制器平行波导之间的间距，建立如图 6 所示的非理想调制器，由于波导间距较近，产生了较为明显的交叉耦合效应，使得 M-Z 干涉仪两臂存在功率的起伏。



(a)　处于 max 工作点时　(b)　处于 min 工作点时

图 6　非理想 M-Z 干涉仪仿真光场

在该结构上再次仿真射频端与偏置端的二次谐波，结果如图 7 所示。

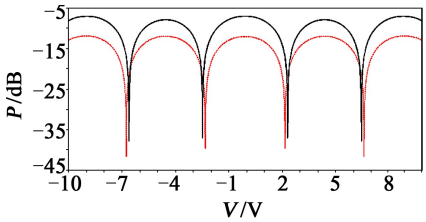


图 7　波导间距较近时射频端与偏置端二次谐波仿真结果

从仿真结果可以看出，此时射频端与偏置端 Q 点位置产生了明显偏移，这意味着在该情况下，当我们利用导频法进行偏置控制时，哪怕控制模块理想，最终的结果也是射频端偏离于 Q 点，进而导致谐波抑制比的降低。

3　实验验证

为了验证上述仿真，我们制作了一款质子交换

波导的铌酸锂调制器，并将两臂波导间距设置得较常规更小，使其产生较为明显的交叉耦合效应。然后搭建如图 8 所示的实验装置，扫描射频端与偏置端 Q 点的位置。

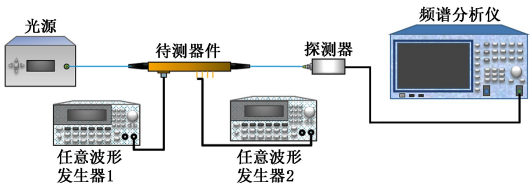


图 8 射频与偏置端工作点扫描示意图

实验所使用的光源为 1 550 nm 的 DFB 光源，任意波形发生器为 KEYSIGHT 33250A，频谱分析仪为 RIGOL DSA832。任意波形发生器 1 输出 1 MHz 正弦波，任意波形发生器 2 输出 1.3 MHz 正弦波的同时叠加直流偏压，频谱分析仪同时记录 2 与 2.6 MHz 频点处的信号随直流偏压的变化。测量结果如图 9 所示，由图可见，器件射频端与偏置端二次谐波的最小值点存在较为明显的偏移，与前文的仿真结果一致。使用该种类型的器件会使得偏置控制电路无法准确控制器件工作点，进而导致较差的谐波抑制比。

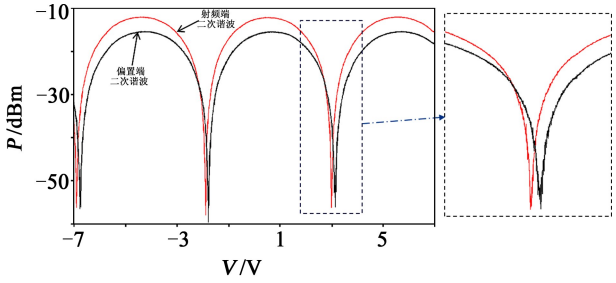


图 9 二次谐波扫描结果

再将待测器件替换为中国电子科技集团公司第四十四研究所生产的 GC15MZPF8715 型 40 GHz 铌酸锂强度调制器，重复上述实验，测得的结果如图 10 所示。

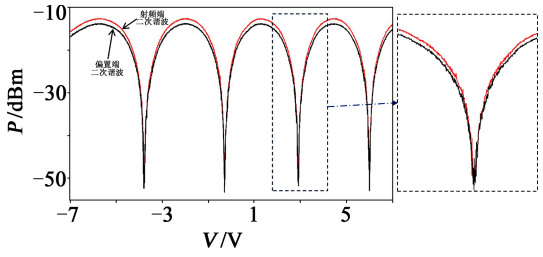


图 10 GC15MZPF8715 型铌酸锂调制器二次谐波扫描结果

可见该器件射频端与偏置端工作点拥有较高的一致性，通过偏置端进行工作点控制时能保证射频端输入信号拥有较高的谐波抑制比。

对于 M-Z 型铌酸锂调制器，将平行波导间距做大是避免交叉耦合效应的最有效方法，但设计时考虑到电极阻抗、器件半波电压等参数，往往需要较近的波导间距，因此需要对各参数进行综合考虑。除此之外波导结构设计及加工工艺也是影响交叉耦合效应的因素之一，如脊波导及光子晶体薄膜铌酸锂调制器的刻蚀深度，较浅的刻蚀深度可以带来更低的波导传输损耗，但也可能引入更高的耦合系数。

4 快速评估方法

虽然通过射频端与偏置端二次谐波的扫描可以筛选出由于交叉耦合效应导致谐波抑制比异常的器件，但该方法繁琐且测试过程较长，因此需要一种快速、简单的评估方法。

在 OptiBPM 中对 M-Z 干涉仪上下两臂存在交叉耦合的器件进行了建模，然后对该器件输出光功率与偏置电压的关系进行了扫描仿真，其结果如图 11 所示。

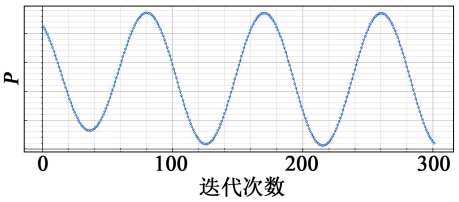
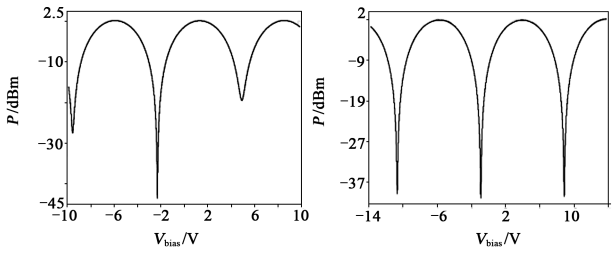


图 11 输出光功率随偏置电压关系仿真图

从仿真结果可以看出，器件输出光功率最小值点在不同周期出现较为明显的差异，主要原因是不同周期下波导交叉耦合导致两臂光功率比值产生变化，进而导致干涉相消后残余直流分量。而调制器的开关消光比参数测试需要施加偏置电压对输出光功率进行扫描，因此我们可以通过消光比测试结果快速判断 M-Z 型强度调制器波导交叉耦合的情况。如图12(a)所示，当调制器不同周期内的消光比存



(a) 调制器波导存在明显交叉耦合 (b) 调制器波导仅存在较弱交叉耦合

图 12 消光比测试结果

在较大差异时，说明波导存在较为严重的交叉耦合效应，该类型的调制器谐波抑制比可能较低；如图 12(b)所示，当不同周期内消光比仅存在较小差异时，说明波导仅存在较弱的交叉耦合效应，该种器件在偏置控制的情况下能获得较高的谐波抑制比。

当然，该快速评估方法主要适用于消光比较高的器件，若器件本身由于波导分束不均导致了消光比较差，则较难通过最小值的变化进行有效区分。

5　结论

本文针对 M-Z 型电光调制器平行波导间的交叉耦合效应对谐波抑制比的影响进行了仿真分析及实验验证。利用 OptiBPM 和 MATLAB 联合仿真了存在和不存在交叉耦合效应的情况下，器件射频端和偏置端二次谐波抑制比的关系，仿真结果显示，在理想情况下器件射频端与偏置端的 Q 点重合，但当波导存在交叉耦合时，射频端与偏置端的 Q 点将存在偏移，进而影响谐波抑制比。此外通过特制器件与常规器件的对比实验，也验证了仿真结果。最后提出了一种通过消光比测试结果检验波导是否存在交叉耦合的快速评估方法。虽然所采用的联合仿真方法有效地证明了交叉耦合效应对谐波抑制比的影响，但受制于仿真效率，难以对耦合效率及谐波抑制比的具体关系进行量化，后续将进一步优化仿真方法，研究交叉耦合效应的耦合效率与谐波抑制比的具体对应关系。

参考文献：

[1] Wang C, Zhang M, Chen X, et al. Integrated lithium niobate electro-optic modulators operating at CMOS-compatible voltages[J]. Nature, 2018, 562(7725): 101-104.

[2] Rao A, Fathpour S. Compact lithium niobate electrooptic modulators [J]. IEEE J. of Sel. Topics in Quantum Electronics, 2017, 24(4): 1-14.

[3] Qi Y, Li Y. Integrated lithium niobate photonics [J]. Nanophotonics, 2020, 9(6): 1287-1320.

[4] Singh S, Arya S K, Singla S. Mitigating the effects of non-linear distortion using polarizers in microwave photonic link [J]. J. of Optical Communications, 2021, 42(3): 521-526.

[5] Shaqiri S, Haxha S. Linearization and down-conversion of microwave photonics signal based on dual-drive dual-parallel Mach-Zehnder modulator with eliminated 3rd intermodulation and 2nd distortions[J]. Optik, 2020, 204(C): 164103.

[6] Bottenfield C G, Thomas V A, Ralph S E. Silicon photonic modulator linearity and optimization for microwave photonic links[J]. IEEE J. of Sel. Topics in Quantum Electronics, 2019, 25(5): 1-10.

[7] Hong J, Chen D, Peng Z, et al. Cross-correlation technology for decreasing the noise figure of microwave photonic link[J]. Optik, 2018, 169: 208-213.

[8] 王云新，李静楠，杜浩峥，等. 基于强度-相位级联调制的微波光子下变频法[J]. 光学精密工程，2017，25(4)：827-834.
Wang Yunxin, Li Jingnan, Du Haozheng, et al. Microwave photonic down-conversion method using intensity-phase cascaded modulation [J]. Optics and Precision Engineering, 2017, 25(4): 827-834.

[9] Jin Y, Shi X, Zang C, et al. A novel design of Mach-Zehnder modulator bias controller based on pilot tone method[J]. J. of Physics Conf. Series, 2020, 1486: 072070.

[10] 谭　敬，陈　行，刘晓琴，等. 一种 $LiNbO_3$ MZM 调制器正交偏置点锁定技术研究[J]. 半导体光电，2018，39(4)：575-577.
Tan Jing, Chen Xing, Liu Xiaoqin, et al. Research on a bias control technique for quadrature-point locking in $LiNbO_3$ M-Z modulators[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2018, 39(4): 575-577.

作者简介：

李森森(1992—)，男，重庆市人，博士研究生，工程师，主要研究方向为铌酸锂集成光学器件。