

文章编号: 0253-2239(2006)11-1619-4

单极型马赫-曾德尔调制器的互调失真分析*

池 灏 章献民 沈林放

(浙江大学信息与电子工程学系, 杭州 310027)

摘要: 针对单极型马赫-曾德尔电光调制器在 Radio over Fiber (RoF) 和副载波复用系统中的应用, 讨论了输入两路射频信号的情形, 给出了电光调制器互调失真的严格通用解析解。该解析解可用于表示任意阶的互调失真项和谐波项。数值结果表明了该解析解的正确性。分析结果表明, 调制器的三阶互调失真与调制器偏置相移无关, 只与输入射频信号的调制系数有关, 并且当外加偏置电压等于调制器的半波电压时, 只存在偶数阶的失真项。根据该解析解, 可方便地设计模拟光通信系统, 精确地预计外调制器的非线性特征, 优化系统性能。

关键词: 光通信; 马赫-曾德尔调制器; 互调失真; 非线性; Radio over Fiber

中图分类号: TN012 文献标识码: A

Inter-Modulation Distortion Analysis for Single-Drive Mach-Zehnder Modulator

Chi Hao Zhang Xianmin Shen Linfang

(Department of Information & Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027)

Abstract: For the single-drive Mach-Zehnder electrooptical modulator applied in radio over fiber (RoF) and sub-carrier multiplexing systems, the situation for two radio frequency signals inputs is discussed and an exact analytical solution for arbitrary order inter-modulation distortion (IMD) and harmonic terms is derived. The correctness of the analytical solution is approved by numerical results. Analytical results indicate that the third-order IMD is independent of the offset phase shift of the modulator and is only dependent on the modulation index of RF signals. In addition, when the applied offset voltage equals the half-wave voltage of the modulator, there are only even-order distortion terms. With the presented analytical expression, it is convenient to design the analog optical communication systems, precisely predict the nonlinear characteristics of the external modulator and optimize the system's performance.

Key words: optical communications; Mach-Zehnder modulator; inter-modulation distortion; nonlinearity; radio over fiber

1 引 言

近年来, 光纤无线术(Radio over Fiber, RoF) 技术得到重视, 因为除了用于传统的模拟电视的传送, 还将在迅猛发展的移动通信接入网络、智能交通系统和雷达运动等场合有重要的应用^[1]。跟现在广泛使用的数字基带传送方式不同, 光纤无线术采用模拟的调制方式(尽管在射频信号上可能采用数字的调制方式), 为提高光纤的利用率, 经常要在一个光载波上调制多个射频载波, 即通常所说的副载波

复用方式。光纤无线技术用于移动通信系统将有助于简化基站的复杂度并大大降低系统的成本。在传统的数字基带光通信中, 只有在传输速率非常高时(通常大于 10 Gb/s)才需要考虑光器件和光纤的非线性问题。

光纤无线技术作为模拟通信技术, 对系统各器件的非线性相对比较敏感, 非线性失真将有可能导致系统性能的严重恶化, 因此在系统设计中需仔细的定量考虑各个器件的非线性程度。随着电光调制

* 国家自然科学基金(60407011)和浙江省自然科学基金(Y104073)资助课题。

作者简介: 池 灏(1972~), 男, 浙江温州人, 副教授, 博士, 主要从事光网络与光通信、光纤电子学与微波光子学的研究。
E-mail: chihao@zju.edu.cn

收稿日期: 2005-08-18; 收到修改稿日期: 2006-02-07

技术的发展, 光纤无线技术和其他模拟光通信系统越来越多的使用外调制器, 单极型马赫-曾德尔调制器(MZM)是最常见也是最广泛使用的外调制器之一。在副载波复用系统中, 调制器和微波放大器的三阶互调失真是影响最大的非线性效应, 它会引起各个副载波之间的串扰, 降低有用信号功率, 引起信噪比降低。从工作原理上看, 马赫-曾德尔调制器采用干涉的方式, 存在非线性失真是其固有的特点。从现有的马赫-曾德尔调制器非线性分析手段看, 由于调制方式相对复杂, 分析过程中必须假定小信号

输入, 最后的结果往往也要使用复杂的级数求和的方式, 这也使得整个系统的设计非常复杂^[2~4]。本文针对单极型马赫-曾德尔调制器, 讨论两路射频信号输入的副载波复用系统, 给出了调制器互调失真完整的严格解析解。

2 理论分析

针对单极型马赫-曾德尔调制器, 考虑两路射频信号输入的情形, 马赫-曾德尔调制器输出光信号包络的一般表达式为

$$A(t) = A_0 \{1 + \exp[jm_1 \cos(\omega_1 t) + jm_2 \cos(\omega_2 t) + j\theta]\}, \quad (1)$$

其中 ω_1, ω_2 为两路射频载波的频率, m_1, m_2 为相应的调制系数(正比于射频功率), θ_1 为偏置电压引起的偏置相移。(1)式可写为傅里叶级数的形式:

$$A(t) = A_0 + A_0 \exp(j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} a_p \exp(jp\omega_1 t) \sum_{q=-\infty}^{+\infty} b_q \exp(jq\omega_2 t), \quad (2)$$

其中 $a_p = j^p J_p(m_1), b_q = j^q J_q(m_2), J_k(\cdot)$ 表示 k 阶第一类贝塞尔函数。

输出信号的频谱 $\tilde{A}(\omega)$ 是 $A(t)$ 的傅里叶变换:

$$\begin{aligned} \tilde{A}(\omega) &= A_0 \delta(\omega) + A_0 \exp(j\theta) \frac{1}{2\pi} \left[2\pi \sum_{p=-\infty}^{+\infty} a_p \delta(\omega - p\omega_1) * 2\pi \sum_{q=-\infty}^{+\infty} b_q \delta(\omega - q\omega_2) \right] = \\ &= A_0 \delta(\omega) + 2\pi A_0 \exp(j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \delta(\omega - p\omega_1 - q\omega_2), \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $*$ 表示卷积积分。考虑到光电探测器的平方律检测特性, $P(t) = A(t) \cdot A^*(t), P(t)$ 为输出射频信号, 则输出射频信号的频谱为

$$\begin{aligned} \tilde{P}(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \tilde{A}(\omega) * \tilde{A}^*(\omega) = \frac{1}{2\pi} A_0^2 \delta(\omega) + \\ &= A_0^2 \exp(j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p b_q \delta(\omega - p\omega_1 - q\omega_2) + A_0^2 \exp(-j\theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_p^* b_q^* \delta(\omega - p\omega_1 - q\omega_2) + \\ &= 2\pi A_0^2 \sum_{p_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{p_2=-\infty}^{+\infty} \sum_{q_2=-\infty}^{+\infty} a_{p_1} b_{q_1} a_{p_2}^* b_{q_2}^* \delta[\omega - (p_1 + p_2)\omega_1 - (q_1 + q_2)\omega_2], \end{aligned} \quad (4)$$

为研究 $M + N$ 阶的互调失真(M, N 为任意整数但满足 $M + N > 0$), 我们考察(4)式右边频率为 $M\omega_1 + N\omega_2$ 的谐波项 $\delta(\omega - M\omega_1 - N\omega_2)$ 的系数 $T^{M, N}$ 。

(4)式右边第一项: 无此系数, 即 $T_1^{M, N} = 0$; 右边第二项的系数为

$$T_2^{M, N} = A_0^2 \exp(j\theta) a_M b_N = A_0^2 \exp(j\theta) j^M J_M(m_1) j^N J_N(m_2), \quad (5)$$

(4)式右边第三项的系数为

$$T_3^{M, N} = A_0^2 \exp(-j\theta) a_M^* b_N^* = A_0^2 \exp(-j\theta) j^{-M} J_M(m_1) j^{-N} J_N(m_2), \quad (6)$$

(4)式右边第四项较为复杂, 其系数应为

$$\begin{aligned} T_4^{M, N} &= 2\pi A_0^2 \sum_{p=-\infty}^{+\infty} a_p a_{M-p}^* \sum_{q=-\infty}^{+\infty} b_q b_{N-q}^* = \\ &= 2\pi A_0^2 \sum_{p=-\infty}^{+\infty} [j^p J_p(m_1) j^{p-M} J_{M-p}(m_1)] \cdot \sum_{q=-\infty}^{+\infty} [j^q J_q(m_2) j^{q-N} J_{N-q}(m_2)] = \\ &= 2\pi A_0^2 j^{-M-N} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} [(-1)^{2p} J_{-p}(m_1) J_{M-p}(m_1)] \cdot \sum_{q=-\infty}^{+\infty} [(-1)^{2q} \exp(j2q\theta) J_{-q}(m_2) J_{N-q}(m_2)] = \\ &= 2\pi A_0^2 j^{-M-N} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} [J_{-p}(m_1) J_{M-p}(m_1)] \cdot \sum_{q=-\infty}^{+\infty} [J_{-q}(m_2) J_{N-q}(m_2)], \end{aligned} \quad (7)$$

上面的推导过程中,利用了关系式 $J_k(x) = (-1)^k J_{-k}(x)$ 。写成上面的形式,主要是为了利用 Graf 加法定理,根据 Graf 加法定理,(7)式可化简为

$$T_4^{M,N} = 2\pi A_0^2 j^{-M-N} J_M(0) J_N(0), \quad (8)$$

$$T^{M,N} = \sum_{i=1}^4 T_i^{M,N} = A_0^2 \{ [j^{M+N} \exp(j\theta) + j^{-M-N} \exp(-j\theta)] J_M(m_1) J_N(m_2) + 2\pi j^{-M-N} J_M(0) J_N(0) \}, \quad (9)$$

这是一个简练的解析表达式,可以方便的表示出在两路射频载波信号输入情况下任意阶的互调失真项和高阶谐波项。同时,(9)式在任何情况下成立,无需假定小信号输入,并且与具体的调制方式无关。比起以往的分段线性处理方式或者假定小信号输入的处理方式,这个表达式要精确得多,同时表达式中无级数求和项,计算起来非常方便。

3 数值结果与讨论

为验证所给互调失真解析式的正确性,我们首先给出不同调制系数下三阶互调失真比的情况,如图 1 所示。输入的两路射频信号频率为 ω_1 、 ω_2 ,两路信号的调制系数相同(调制系数正比于射频功率),偏置相移为 $\pi/2$,三阶互调失真比 IMR3 定义为 $P_{2\omega_2 - \omega_1} / P_{\omega_1}$ 。图中实线为解析解给出,菱形点为数值计算给出,两者吻合得相当好。

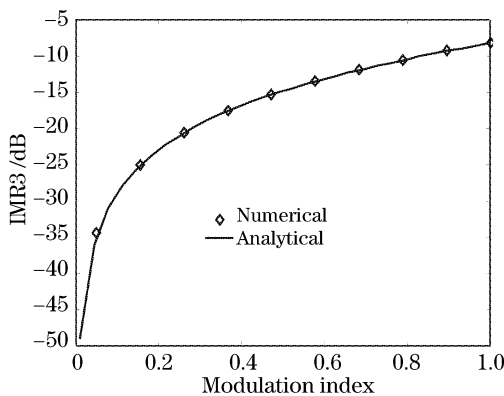


图 1 调制器的三阶互调失真比与调制系数的关系 ($\theta = \pi/2, m_1 = m_2$)

Fig. 1 Relation between the third-order inter-modulation distortion ratio and modulation index of the modulator ($\theta = \pi/2, m_1 = m_2$)

有了互调失真的解析解,就可以精确地计算出调制器的三阶互调节点,如图 2 所示。图中实线和虚线分别为由解析解给出的基波 ω_1 和三阶互调波 $2\omega_2 - \omega_1$ 的功率随调制系数变化,圆点和方点则是数值计算的结果。

根据贝塞尔函数的性质,当 $k \neq 0$ 时, $J_k(0) = 0$ 。

至此,频率为 $M\omega_1 + N\omega_2$ 的谐波系数已经给出,综合起来, $M\omega_1 + N\omega_2$ 的谐波系数为

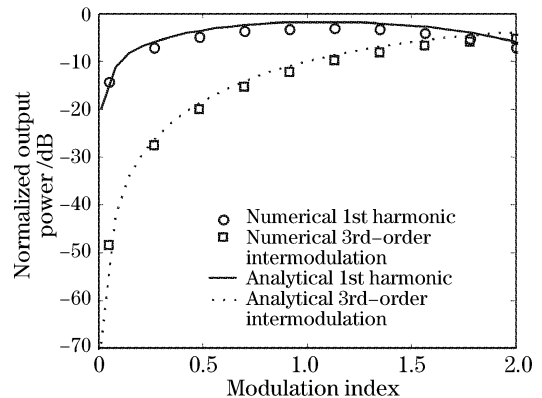


图 2 调制器的互调失真三阶截点 ($\theta = \pi/2, m_1 = m_2$)
Fig. 2 Third-order inter-modulation distortion intercept of the modulator ($\theta = \pi/2, m_1 = m_2$)

为考察不同偏置工作点对三阶互调的影响,图 3 给出了解析解和数值计算结果,结果表明了不同的偏置电压对三阶互调失真没有影响。同图 1 给出的结果一样,调制系数越大,三阶互调失真比也越大。这个结果表明调制器的三阶互调失真之依赖于调制系数,而与偏置相移(也即偏置电压)没有关系(一个例外由下面给出,当偏置相移为 0 和 π 时,理论上不存在奇次的谐波项和互调失真项)。

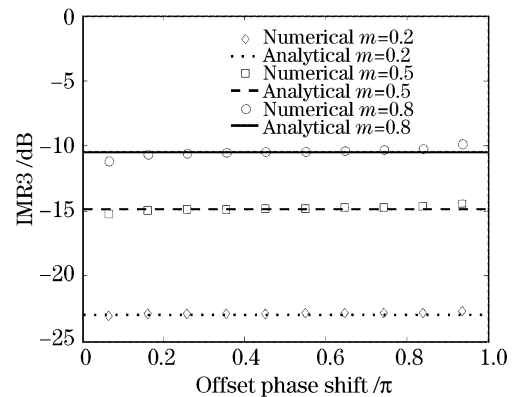


图 3 不同调制系数下三阶互调失真比与偏置相移的关系 ($m_1 = m_2$)

Fig. 3 Relation between the third-order inter-modulation distortion ratio and bias phase shift with different modulation indices ($m_1 = m_2$)

(9)式给出的解析解不仅可分析任意阶的互调失真,还可导出任意阶谐波的情况,图4给出了输入两路信号的情况下,其中一路信号的各阶谐波随偏置相移变化的情况,从该结果不难看出在偏置相移为 $\pi/2$ (即通常所说的线性工作区)时,只存在奇数次的谐波项(同样也不存在奇数次的互调失真项),在偏置相移为 π (相当于给调制器施加 V_π 的偏置电压)时,只存在偶数次的谐波项(同样也不存在偶数次的互调失真项),其实这个结果可以直接从(9)式得出,这与实验结果也是完全相符的。因此,当调制器用于产生微波信号,需要更高效的激发高次谐波时,此时偏置电压设为 V_π 是最有利的^[5]。从这个结果也可看出,图3给出的三阶互调与偏置相位无关的原因是由于一阶项和三阶项随偏置相移同步变化。

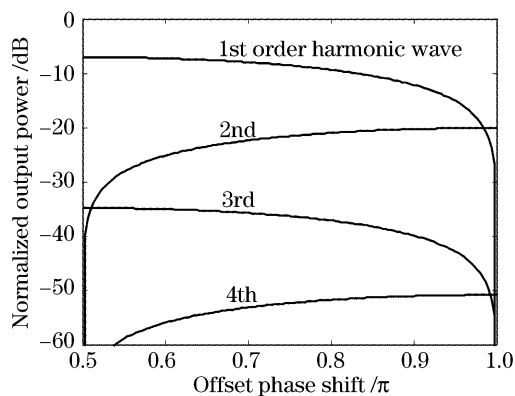


图4 不同偏置相移下的各阶谐波功率($m_1 = m_2 = 0.2$)

Fig. 4 Power of different harmonics with different bias phase shifts ($m_1 = m_2 = 0.2$)

4 结 论

本文首次给出了单极型马赫-曾德尔调制器的互调失真的解析表达式,应用该表达式可方便的分析调制器在两路射频信号输入时任意阶互调失真和高次谐波。数值计算的结果证明了该解析解的正确

性。从该解可以导出一些有用的结论,如调制器三阶互调失真与偏置相移无关,只与调制系数(即射频功率)有关,当偏置电压为 V_π 时,理论上只有偶数次的谐波项和互调失真项产生,所有奇数次的谐波和互调失真项(包括基波本身)都会被抑制。有了本文给出的解析结果,可方便地设计光纤无线技术等模拟光通信系统,精确地预计调制器的非线性特征^[6,7],优化系统性能。

参 考 文 献

- 1 Haihan Lu, Yingcong Lin, Yuanhong Su *et al.*. A radio-on-fiber intelligence transport system based on electroabsorption modulator and semiconductor optical amplifier[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2004, **16**(1): 251~253
- 2 A. V. T. Cartaxo. Small-signal analysis for nonlinear and dispersive optical fibers and its application to design of dispersion supported transmission systems with optical dispersion compensation[J]. *IEE Proc. Optoelectronics*, 1999, **146**(5): 213~222
- 3 Senlin Zhang, Phil M. Lane, J. J. O'Reilly. Assessment of the nonlinearity tolerance of different modulation schemes for millimeter-wave fiber-radio systems using MZ modulators[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1997, **45**(8): 1403~1409
- 4 Wang Anbin, Wu Jian, Lin Jintong. Switch window analysis and optimization in EAM-based demultiplexer[J]. *Acta Optica Sinica*, 2003, **23**(10): 1210~1214 (in Chinese)
王安斌,伍 剑,林金桐. 基于电吸收调制器的解复用器窗口特性分析及优化[J]. *光学学报*, 2003, **23**(10): 1210~1214
- 5 Per Olof Hedekvist, Bengt-Erik Olsson, Andreas Wiberg. Microwave harmonic frequency generation utilizing the properties of an optical phase modulator[J]. *J. Lightwave Technology*, 2004, **22**(3): 882~886
- 6 Chen Haibo, She Weilong. Temperature dependence of electrooptic modulator and its optimal design[J]. *Acta Optica Sinica*, 2004, **24**(10): 1353~1357 (in Chinese)
陈海波,余卫龙. 电光调制器的温度特性及其最优化设计[J]. *光学学报*, 2004, **24**(10): 1353~1357
- 7 Wei Guanghui, Liu Jie, Zhao Changmin *et al.*. Cascading acousto-optic modulator used in linear chirp waveform coherent radar system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2002, **22**(6): 739~742 (in Chinese)
魏光辉,刘 杰,赵长明 等. 并联驱动声光调制器在连续波线性调频激光雷达系统中的应用[J]. *光学学报*, 2002, **22**(6): 739~742