

文章编号 : 0253-2239(2001)07-0787-05

入射偏振对有线电视光发射机 三阶非线性补偿的影响*

杨建良¹⁾²⁾ 查开德¹⁾

(1)清华大学电子工程系,北京 100084)
(2)湘潭大学电子工程系,湘潭 411105)

摘要: 外调制光纤有线电视发射机中一般采用预失真补偿技术以提高其复合三阶差拍失真指标。分析了在此情形下入射偏振对发射机复合三阶差拍失真补偿特性的影响,分析计算显示:入射光偏振态模式为 TE 模时系统复合三阶差拍失真补偿特性最佳。对入射偏振态偏离 TE 模的情形的理论分析与实验研究表明:为保证发射机的复合三阶差拍失真性能,入射光偏离 TE 模的角度应小于 15°。

关键词: 光纤有线电视外调制发射机;复合三阶差拍失真;非线性补偿;偏振

中图分类号: TN943.5 文献标识码: A

1 引 言

外调制光纤有线电视系统具有很多独特的优点,如输出功率高、无频率啁啾、对链路反射不敏感等。但外调制发射机所用调制器的传输函数是非线性的,这将导致电视信号的非线性失真,而目前有线电视系统对发射机和传输链路的非线性的要求为:复合二次失真小于 -65 dB,复合三阶差拍失真小于 -65 dB。如不采用有效的非线性抑制技术,是不可能达到上述指标的。现用外调制发射机一般采用平衡桥干涉型调制器,它有一个最佳偏置点,只要采取反馈控制等措施使调制器偏置在这一最佳点,便可本征消除偶次失真,得到很高的复合二次失真指标^[1]。因而非线性补偿主要是对复合三阶差拍失真进行的。已有多种复合三阶差拍失真补偿方法^[1,2]。但最简便实用的是预失真非线性补偿技术^[2,3]。本文分析了在采用预失真技术补偿复合三阶差拍失真的情况下,入射偏振对发射机复合三阶差拍失真补偿特性的影响,理论分析与实验研究显示:入射光偏振态模式为 TE 模时系统复合三阶差拍失真补偿特性最佳。为保证发射机的复合三阶差拍失真性能,入射光偏离 TE 模的角度应小于 15°。

2 复合三阶差拍失真的预失真补偿技术

预失真补偿法是在调制器前加上预失真电路,使输入射频信号先经过非线性预失真电路处理后再送入外调制器。如预失真电路对射频信号产生的复合三阶差拍失真正好与外调制器产生的复合三阶差拍失真项大小相等,相位相反,则失真项相互抵消,在输出端可以得到无三次失真的调制输出。预失真补偿是一种全电子式补偿,电路的具体实现通常是利用二极管的伏安特性,其硬件结构较简单,成本较低,而且如果电路设计得当,可得到相当好的指标。基于二极管伏安特性的预失真电路如图 1 所示。下面分析预失真电路对复合三阶差拍失真的补偿特性。为分析简便,假设外调制器经稳定控制后已处于最佳偏置状态(即已消除复合二次失真),则调制

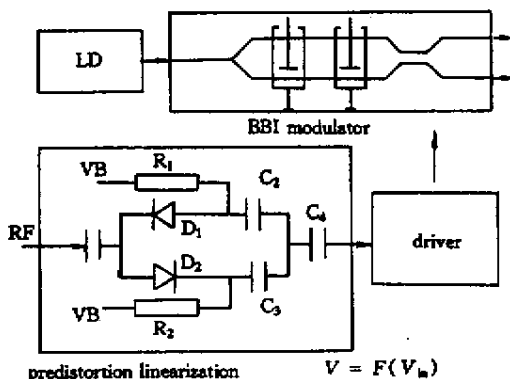


Fig. 1 The model of predistortion linearization circuit

* 中国博士后科研基金[中博基(1997)17号]与华为科技基金资助项目。

器输出光功率为

$$P_{\pm} = \bar{p} \left\{ 1 \pm \sin \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} V(t) \right] \right\}, \quad (1)$$

式中 \bar{p} 为平均光功率, $V(t)$ 为输入到调制器的射频信号, V_{π} 为调制器半波电压, 正负号对应上、下两根光纤输出。为分析简单起见, 只取(1)式的“+”号, 并将(1)式作归一化处理:

$$P = \frac{P_{+} - \bar{p}}{\bar{p}} = \sin \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} V(t) \right]. \quad (2)$$

设预失真非线性补偿网络的传输函数为 $V = F(V_{in})$, 驱动器增益为 g , 则(2)式变为

$$P = \sin \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} g F(V_{in}) \right], \quad (3)$$

式中 V_{in} 为输入预失真电路的射频信号, 当预失真电路的传输函数为反正弦形式, 即

$$F(V_{in}) = \left(\frac{V_{in}}{\pi g} \right) \arcsin(V_{in})$$

时(3)式便变为线性函数, 即调制器输出光功率是外加射频调制信号幅度的线性函数。对于用对管二极管构成的预失真电路, 其传输函数一般为

$$F(V_{in}) = a_1 V_{in} + a_3 V_{in}^3 + \alpha V_{in}^5, \quad (4)$$

式中 a_1, a_3, \dots 等系数与预失真电路参数及电路的偏置有关。将(4)式代入(3)式得

$$P = \sin \left\{ \frac{\pi}{V_{\pi}} g [a_1 V_{in} + a_3 V_{in}^3 + \alpha V_{in}^5] \right\} = \sin \left\{ \frac{\pi}{V_{\pi}} G [V_{in} + \delta V_{in}^3 + \alpha V_{in}^5] \right\}, \quad (5)$$

式中 $G = ga_1$ 为预失真补偿网络及驱动器总增益, $\delta = a_3/a_1$, 令 $k = (\pi/V_{\pi})G$, 并利用展开式

$$\sin \theta = \theta - \frac{1}{6} \theta^3 + \frac{1}{120} \theta^5 + \dots,$$

(5)式则变为

$$P = k V_{in} + (k\delta - k^3/6) V_{in}^3 + \alpha V_{in}^5. \quad (6)$$

适当设计二极管预失真电路参数, 并调节电路偏置与电路增益 G , 使 $k\delta = k^3/6$, 即

$$6\delta = k^2 = (\pi G/V_{\pi})^2, \quad (7)$$

这样(6)式可变为

$$P = k V_{in} + \alpha V_{in}^5, \quad (8)$$

即在输出光信号中消除了射频信号的三次失真部分, 而五次以上的奇次失真 αV_{in}^5 很小, 基本上可以忽略不计。

3 入射光偏振模式分析

外调制光发射机中使用的平衡桥(BBI)强度调

制器制作在一 LiNbO_3 基片上, 如图 2 所示。 LiNbO_3 为六角单轴晶体, 未加外电场时, 在主轴 xyz 坐标系中, 其折射率椭球方程为

$$\frac{x^2 + y^2}{n_o^2} + \frac{z^2}{n_e^2} = 1, \quad (9)$$

式中 n_o 为寻常折射率, n_e 为非常光折射率。外加电场后, 晶体折射率会发生变化, 此即电光效应。电光效应有线性电光效应(普克尔效应), 二次电光效应(克尔效应), 后者较弱, 一般不考虑。这样, 当外加 z 轴方向电场 E_z 时, 晶体折射率椭球方程变为^[4]

$$\frac{x^2 + y^2}{(n_o + \Delta n_o)^2} + \frac{z^2}{(n_e + \Delta n_e)^2} = 1, \quad (10)$$

即外加电场 E_z 后晶体折射率椭球只是发生形变, 即主轴方向上折射率发生变化, 其主轴系统不变。主轴折射率变化为

$$\Delta n_o = -\frac{1}{2} n_o^3 r_{13} E_z, \quad \Delta n_e = -\frac{1}{2} n_e^3 r_{33} E_z, \quad (11)$$

式中 r_{13}, r_{33} 为 LiNbO_3 晶体的线性电光系数张量矩阵元素^[4]。对图 2 中 y 切 LiNbO_3 调制器, 传输光沿 x 方向, 如外加电极沿 z 方向, 则 TE 模偏振方向在 z 轴, 外电场与之平行, TM 模偏振方向在 y 轴^[4], 见图 2。由折射率椭球方程, 可以求出以 TE、TM 模入射的光信号经过调制器后其相位变化分别为

$$\Delta \Phi_{\text{TE}} = \frac{\pi}{\lambda} n_e^3 r_{33} E_z l, \quad \Delta \Phi_{\text{TM}} = \frac{\pi}{\lambda} n_o^3 r_{13} E_z l, \quad (12)$$

从而得到 LiNbO_3 调制器对 TE、TM 模的半波电压分别为

$$V_{\pi}^{\text{TE}} = \frac{\lambda}{n_e^3 r_{33}} \left(\frac{d}{l} \right), \quad V_{\pi}^{\text{TM}} = \frac{\lambda}{n_o^3 r_{13}} \left(\frac{d}{l} \right), \quad (13)$$

式中 l 为调制器电极长度, d 为电极间距。由 $r_{33} = 30.8 \times 10^{-12} \text{ m/V}$, $r_{13} = 8.6 \times 10^{-12} \text{ m/V}$ ^[4], $n_o = 2.29$, $n_e = 2.2$, 可以求得

$$\frac{V_{\pi}^{\text{TE}}}{V_{\pi}^{\text{TM}}} = \frac{n_e^3 r_{33}}{n_o^3 r_{13}} \approx 3.17. \quad (14)$$

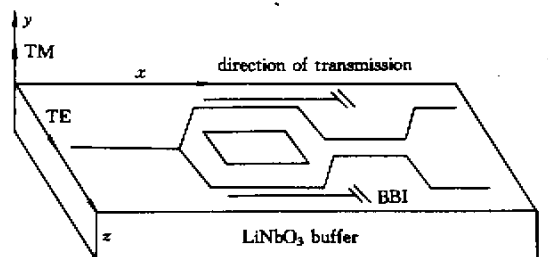


Fig.2 The BBI intensity modulator

即 TM 模的半波电压约是 TE 模的 3 倍。

由上面分析可知,适当设计预失真电路参数及偏置与驱动器增益 G ,使(7)式得到满足,则可消除三次失真。(7)式中包含了外调制器的一个重要参数—半波电压 V_π ,而由(14)式可知,对于不同的输入偏振,调制器的半波电压是不同的, TM 模的半波电压约是 TE 模的 3 倍。可见对于不同的输入偏振,消除三次失真的条件也不同。如预失真电路参数及偏置与驱动器增益的设计使 TE 模入射时三次失真消除,但入射偏振变为 TM 模时,还是会有失真产生。此时又要对电路进行调节,由(7)式可知,在其他参数不变时,此时驱动器增益 g 要增大 3 倍才行。增大驱动器增益一会使电路功耗增加,二有可能产生新的非线性项。因此,入射偏振为 TE 模时系统复合三阶差拍失真补偿特性最佳。另外,对有线电视系统的受激布里渊散射抑制性能的分析也表明 TE 模入射是最佳选择^[5]。

4 入射偏振态偏离 TE 模对复合三阶差拍失真性能的影响

由上面分析可知,有线电视中外调制器入射光应为 TE 模。因此这里假设预失真电路的设计主要是消除 TE 模的复合三阶差拍失真的情况下,分析当调制器入射光偏离 TE 模时对复合三阶差拍失真性能的影响。一般情形下,当入射光偏振态偏离 TE 模时,可将其分解成相互垂直的 TE 模与 TM 模,如图 3 所示。图中假设入射光偏振态偏离 TE 模的偏离角为 θ 。

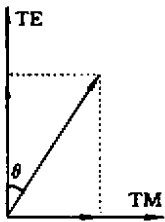


Fig.3 Resolution of the polarization state

这样,按照前面(1)式~(8)式类似的推导,由式(6)式与(8)式可以得到调制器输出光信号功率的 TM 模与 TE 模分量分别为

$$P_{TE} = \sin^2 \theta \left[k_{TM} V_{in} + \left(k_{TM} \delta - \frac{k_{TM}^3}{6} \right) V_{in}^3 + \alpha V_{in}^5 \right], \quad (15)$$

$$P_{TE} = \cos^2 \theta \left[k_{TE} V_{in} + \alpha V_{in}^5 \right], \quad (16)$$

其中 $k_{TM} = \frac{\pi}{V_{\pi}^{TM}} G$, $k_{TE} = \frac{\pi}{V_{\pi}^{TE}} G$,由(14)式可知 $V_{\pi}^{TM} \approx 3.17 V_{\pi}^{TE}$,则 $k_{TE} \approx 3.17 k_{TM}$ 。另外,因预失真电路的设计使 $6\delta = k_{TE}^2 = \left(\frac{\pi G}{V_{\pi}^{TE}} \right)^2$,如(8)式所表明的,TE 模的三次失真被消除了,但 TM 模的三次失真不为零。设输入预失真电路的射频信号为 N 个幅度相同、相位彼此无关的载波:

$$V_{in}(t) = \sum_{n=1}^N V_0 \cos(\omega_n t + \varphi_n). \quad (17)$$

将(17)式代入(15)式与(16)式,并省略 3 次以上的项就有

$$P_{TM} = \sin^2 \theta \left[k_{TM} V_0 \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \varphi_n) + \frac{V_0^3}{4} \left(k_{TM} \delta - \frac{k_{TM}^3}{6} \right) \times \left\{ \sum_{\pm} \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=1}^N \sum_{n_3=1}^N \cos[(\omega_{n_1} \pm \omega_{n_2} \pm \omega_{n_3})t + (\varphi_{n_1} \pm \varphi_{n_2} \pm \varphi_{n_3})] \right\} + \dots \right], \quad (18)$$

$$P_{TE} = \cos^2 \theta \left[k_{TE} V_0 \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \varphi_n) + \dots \right]. \quad (19)$$

(18)式累加符号中的“ \pm ”表示对“+”、“-”所有可能求和。上面推导过程中忽略了级数展开三次以上的成分,因为复合三阶差拍失真指标只与一次及三次展开项有关。由(18)与(19)式可以得到调制器输出光信号的基频光功率 P_1 及三次失真光功率 P_3 分别为

$$P_1 = V_0 (k_{TM} \sin^2 \theta + k_{TE} \cos^2 \theta), \quad (20)$$

$$P_3 = \frac{V_0^3}{4} \left(k_{TM} \delta - \frac{k_{TM}^3}{6} \right) \sin^2 \theta. \quad (21)$$

设接收机光探测器灵敏度为 η ,则接收机输出电信号中的基频与三次失真电信号功率分别与 $(\eta P_1)^2$ 与 $(\eta P_3)^2$ 成正比。因而可求得组合三次差拍失真 F 为

$$F_{CTB} = 10 \lg \frac{N_3 (\eta P_3)^2}{(\eta P_1)^2} = 10 \lg \frac{N_3 P_3^2}{P_1^2} = 10 \lg N_3 \left[\frac{0.9 V_0^2 k_{TE}^2 \sin^2 \theta}{24 (\sin^2 \theta + 3.17 \cos^2 \theta)} \right]^2 = 10 \lg N_3 \left[\frac{0.9 \beta^2 \sin^2 \theta}{24 (\sin^2 \theta + 3.17 \cos^2 \theta)} \right]^2, \quad (22)$$

上式中 $V_0 k_{TE} = \frac{\pi G V_0}{V_{\pi}^{TE}} = \beta$ 为单路射频信号调制度。 N_3 为落入某频道内组合三次差拍失真数目。推

导(22)式时用了 $k_{TE} \approx 3.17k_{TM}$ 与 $6\delta = k_{TE}^2 = \left(\frac{\pi G}{V_{TE}}\right)^2$ 两个等式。

图4为据(22)式计算得到的系统的三次差拍失真与入射偏振偏离 TE 模角度 θ 的关系曲线。计算中取单路射频信号调制度 $\beta = 5\%$,组合三次差拍失真数目取所有频道中最大的,而最大三次差拍失真数目在 DSS 频道内^[6],其值 $N_3 = 1296$ 。由图可见随入射偏振偏离 TE 模偏离角度 θ 的增大,系统的三次差拍失真也随之变坏。如要复合三阶差拍失真小于或等于 -65 dB,偏离角 θ 不能大于 15° 。

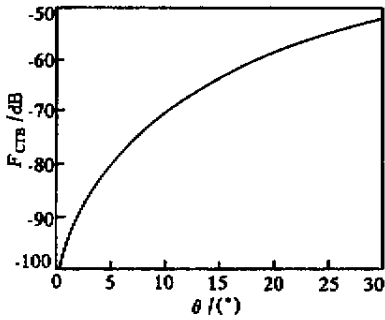


Fig. 4 The calculated values of CTB versus deviating angle θ from TE mode

为验证上述理论分析,做了有关的实验,图5为实验装置图。射频信号经非线性预失真补偿电路加到调制器上,直流偏置用于控制调制器工作点以消除二次失真。偏振控制器用于调整输入到调制器的入射光偏振态。HP8593E 型频谱仪用于测量输出电信号基波与三次谐波幅度。单一频率信号源输出信号频率为 352 MHz。实测得到 $V_{\pi}^{TE} = 7.8 V$, $\beta = 44\%$ 。

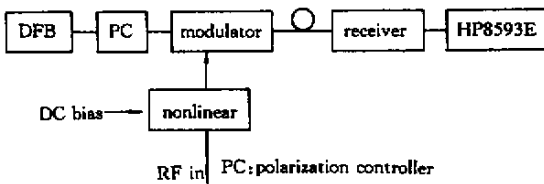


Fig. 5 Experimental setup

图6为单频测试复合三阶差拍失真随 θ 变化的实验值,图中同时给出了理论计算值。

由图6可见,当 θ 角很小时,理论曲线与实验值偏离较大,这是由于此时偏振导致的三次失真很小,频道内三次失真基本等于噪声本底(70 dB),此时偏振偏离 TE 模的影响可以忽略。随 θ 角的增加,偏振偏离 TE 模导致的三次失真迅速变大,超过频道

内本底噪声,因而实测值变化趋势与理论计算符合较好。

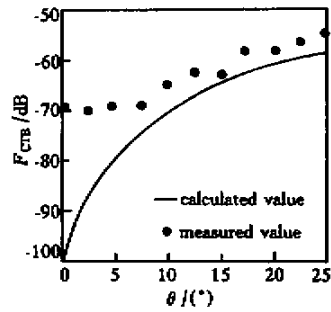


Fig. 6 Comparison of theoretical and measured CTB values in a single channel test

至于图6中三次失真的实验测试值比理论计算值大,其主要原因是图6中三次差拍失真理论曲线是据(22)式计算得到的,而(22)式的推导是基于文中假设的对管二极管伏安特性的预失真非线性补偿电路的传输函数具有理想的反正弦形式,这样系统的三次失真可以达到非常好的指标。而要求对管二极管预失真非线性补偿电路的传输函数具有理想的反正弦形式,则组成对管的两个二极管其伏安特性必须具有极优异的一致性,而且其他因素如对管二极管的偏置、电路增益等都还对电路传输函数有一定影响。实际中很难找到具有极优异一致性的对管二极管,再加上其他因素如电路偏置、电路增益随时间的漂移等,实际电路所能达到的非线性指标一般比理想的理论计算要差,但只要通过偏振控制等措施,使其非线性指标满足实际要求(复合三阶差拍失真小于 -65 dB)即可。

参 考 文 献

[1] Nazarthy M, Berger J. Progress in externally modulated AM CATV transmission systems. *J. Lightwave Tech.*, 1993, **11**(1):82~105
 [2] 蒋洪涛, 查开德. 光纤 AM CATV 外调制发射机的预失真补偿. *中国激光*, 1998, **A25**(2):183~186
 [3] Wilson G C, Wood T H. Predistortion of electroabsorption modulators for analog CATV systems at $1.55 \mu\text{m}$. *J. Lightwave Tech.*, 1997, **15**(9):1654~1662
 [4] 陈福深. 集成电光调制理论与技术. 北京:国防工业出版社, 1995. 29~50
 [5] 杨建良, 涂涛, 查开德. 入射偏振对有线电视光发射机受激布里渊散射抑制性能的影响. *光学学报*, 2001, **21**(1):28~31
 [6] 林如俭. 光纤 CATV 传输技术. *世界有线电视技术*, 1995, **2**(10):43~50

Influence of Incident Polarization on CTB Compensation Performance of CATV Optical Transmitter

Yang Jianliang¹⁾²⁾ Zha Kaide¹⁾

(1), *Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084*)
(2), *Department of Electronic Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105*)

(Received 31 March 2000 ; revised 8 May 2000)

Abstract: The predistortion linearization technique is usually used to suppress the composite triple beat distortion (CTB) in optical fiber amplitude modulated cable television (AM-CATV) externally modulated transmitters. The influence of the incident polarization state with TE mode and TM mode on the CTB performance in optical fiber AM-CATV externally modulated transmitters is analyzed with calculation and experiment. The theoretical analysis and calculation have shown that the TE mode is the best mode for performance of CTB suppression. The influence of the incident polarization state drifting off TE mode is also analyzed and measured, and it is shown that the deviation angle from the TE mode should be less than 15 degree so as to the performance for CTB suppression will not be degraded.

Key words: optical fiber amplitude modulated cable television externally modulated transmitter ; composite triple beat distortion (CTB) ; linearization compensation ; polarization