

外调制 CATV 光发射机的光线性化调制器 补偿技术分析

杨 静 查开德 涂 涛 曹 嵘
(清华大学电子工程系 北京 100084)

提要 重点论述了采用光线性化调制器进行非线性补偿的原理和系统结构,并对这一方案进行了详细的理论分析,指出利用光线性化调制器可以获得很好的线性。最后对实现高线性指标的技术关键进行了阐述。

关键词 CATV 光发射机,光线性化调制器,非线性补偿

1 引 言

CATV(Cable Television)有线电视网络与电信网络、计算机网络构成了当今社会的三大信息网络,以满足人们对信息日益增加的需求。作为进入千家万户最宽的信息通道,有线电视网络是未来宽带综合业务网的最重要的网络基础。

光纤 CATV 技术主要集中在光发射端的研究上。按照调制方式可以将 CATV 光发射机分为外调制和直接强度调制两类。由于外调制具有直接强度调制无法比拟的内在优点,近几年受到普遍关注。从 OFC 及 ECOC 近年来的有关论文看,绝大多数是关于外调制的,更加说明了这一技术已引起人们的重视。

外调制方式中光源以直流方式工作,信号通过强度调制器调制光强,如图 1(a) 所示。图 1(b) 是调制器的典型 $P-V$ 调制曲线。

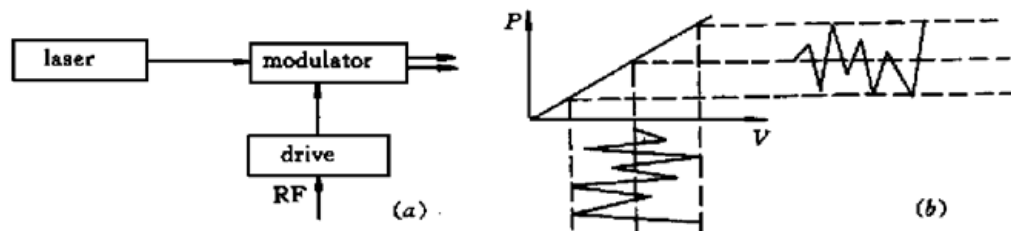


图 1 外调制发射机
(a) 框图; (b) 调制原理

Fig. 1 Externally modulated transmitter
(a) block diagram; (b) typical $P-V$ characteristic curve

目前实用的调制器是平衡桥干涉型(BBI) LiNbO₃ 调制器。传输函数为^[1]

$$P_{\pm} = \langle \beta \rangle \left| 1 \pm \sin \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} [V_B + V(t)] + \phi_0 \right] \right| \quad (1)$$

式中, $\langle \beta \rangle$ 为平均输出光功率, V_{π} 为半波电压, V_B 为直流偏置, $V(t)$ 为外加交流调制信号, ϕ_0 为本征相位。± 对应上下二根光纤输出。

由于外调制器的 $P-V$ 调制曲线是非线性的, 如不进行补偿, 将无法满足光纤 CATV 传输系统的要求。目前国外已有外调制 CATV 光发射机的产品。其中影响发射机线性特性的关键技术, 即非线性失真的补偿, 很少见到公开报道。

CATV 系统和线性有关的参数是 CSO(复合二次失真)和 CTB(复合三次差拍)。合理的偏置可以消除 CSO^[2], 但并不能改善 CTB 指标, 因而非线性补偿的目的就是改善 CTB 指标。目前已有的非线性补偿有调制器并联补偿、光线性化调制器补偿、双调制法、预失真补偿、前馈补偿等^[3-5]。其中光线性化调制器补偿方法(即采用级联结构的调制器)可以获得高线性的调制曲线, 从而消除 CTB, 大大改善系统的非线性指标。

本文将就采用光线性化调制器的 AM CATV 光发射机的非线性补偿特性、系统结构及关键技术作一分析。

2 光线性化调制器的原理、结构及传输特性分析

2.1 光线性化调制器的原理及结构

光线性化调制器(Optically Linearized Modulator)是由两只结构相同的单调制器串联而成, 所以又被称为串联式调制器(Cascaded Modulator)。其典型结构如图 2 所示, 它包含两个调制器、两个定向耦合器。在合理偏置下, 每一个调制器仍具有消除 CSO 的特性。当两个调制器上的射频驱动电压满足一定关系, 同时耦合器的长度及耦合效率相应地取某一定值时, 该串联式调制器可获得很高的线性传输特性, 并消除三次项和五次项。从而 CTB 指标相对于单级调制器可提高 30 dB。

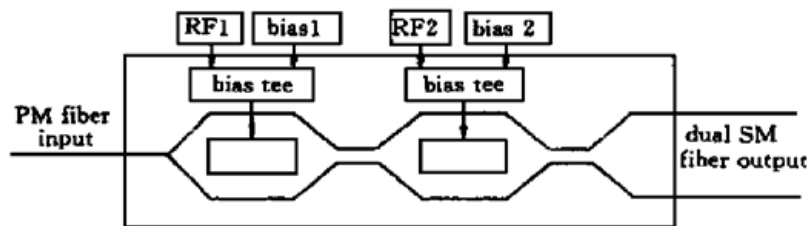


图 2 光线性化调制器的典型结构
Fig. 2 Optically linearized modulator

2.2 光线性化调制器的传输特性分析

采用正交模理论推导光线性化调制器的传输特性如下。

在波导系统(图 2 所示)的 $M-Z$ 耦合器和定向耦合器中, 正交模可以表示成未经耦合的模式线性叠加。同时, 该波导系统可以近似看作无损互易网络, 其四端口模型可由矩阵表达^[6]。从而得到该波导系统输出端的光功率为^[7]

$$P = (1/2)(1 + \cos\Delta\Phi_{j2}\sin\Delta\Phi_{j1}\sin\Delta\Phi_{ab1} + \sin\Delta\Phi_{j2}\cos\Delta\Phi_{ab1}\sin\Delta\Phi_{ab2} + \cos\Delta\Phi_{j1}\sin\Delta\Phi_{j2}\sin\Delta\Phi_{ab1}\cos\Delta\Phi_{ab2}) \quad (2)$$

式中, $\Delta\Phi_{ab1}$ 和 $\Delta\Phi_{ab2}$ 分别为正交模在第一、二级干涉仪中积累的相差, 其大小正比于调制器上所加信号电压; $\Delta\Phi_{j1}$ 和 $\Delta\Phi_{j2}$ 分别为正交模在第一、二级定向耦合器中积累的相差, 与耦合效率 (Coupling Coefficient) 及耦合长度 (Directional Coupler Length) 的积成正比。因此, 选择不同的耦合效率及耦合长度, 可得到不同的输出端光功率的表达式。由下面的推导可以看到, 当 $\Delta\Phi_{j1}$ 和 $\Delta\Phi_{j2}$ 取一定的值时, 波导系统输出端光功率表达式中的三次项及五次项为零, 即可消除 CTB。

取 $\Delta\Phi_{ab2} = a\Delta\Phi_{ab1} = aX$, a 表示第二级上所加信号电压与第一级上所加信号电压的比值。代入(2) 式, 得到

$$P = (1/2)[1 + \cos\Delta\Phi_{j2}\sin\Delta\Phi_{j1}\sin X + \sin\Delta\Phi_{j2}\cos X \sin(aX) + \cos\Delta\Phi_{j1}\sin\Delta\Phi_{j2}\sin X \cos(aX)] \quad (3)$$

为简洁起见, 下面用 Φ_1 来代表 $\Delta\Phi_{j1}$, 用 Φ_2 来代表 $\Delta\Phi_{j2}$ 。

将 $\sin X$ 的泰勒级数展开式 $\sin X = X - (1/6)X^3 + (1/120)X^5 - \dots$ 和 $\cos X = 1 - (1/2)X^2 + \dots$ 代入(3) 式(只计入三次以下项)

$$P \approx (1/2) \{ \cos\Phi_2 \sin\Phi_1 [X - (1/6)X^3] + \sin\Phi_2 [1 - (1/2)X^2] [aX - (1/6)a^3X^3] + \cos\Phi_1 \sin\Phi_2 [X - (1/6)X^3] [1 - (1/2)a^2X^2] \} = (1/2)(1 + d_1X + d_3X^3 + d_5X^5 + \dots) \quad (4)$$

其中

$$d_1 = \cos\Phi_2 \sin\Phi_1 - a \sin\Phi_2 + \cos\Phi_1 \sin\Phi_2$$

$$d_3 = - (1/6) \cos\Phi_2 \sin\Phi_1 + [(a/2) + (a^3/6)] \sin\Phi_2 - [(1/6) + (a^2/2)] \cos\Phi_1 \sin\Phi_2$$

令 d_1 取最大值, 并且 $d_3 = 0$, 采用数值解法, 求得波导系统输出端光功率即光线性化调制器的传输函数如下

$$P = (1/2)[1 + C_1 \sin X + C_2 \cos X \sin(-aX) + C_3 \sin X \cos(-aX)] \quad (5)$$

其中, $X = KV(t)$, $K = \frac{\pi}{V_\pi}$, $V(t)$ 为射频信号电压。

当 $a = 0.1$ 时, $C_1 = 0.7913$, $C_2 = 0.5960$, $C_3 = 0.1013$

当 $a = 0.3$ 时, $C_1 = 0.1249$, $C_2 = 0.9919$, $C_3 = 0.1686$

当 $a = 0.5$ 时, $C_1 = 0.5015$, $C_2 = 0.8539$, $C_3 = 0.2284$

3 光线性化调制器的非线性补偿特性

取 $a = 0.5$ 时光线性化调制器的传输函数进行计算。设输入为 N 个幅度相同、相位彼此无关的载波, 则

$$V(t) = \sum_{n=1}^N V_0 \cos(\omega_n t + \Phi_n) \quad (6)$$

将(5) 式用台劳级数展开, 并保留到三次项。然后将(6) 式代入, 可以得到调制器输出信号的非线性指标为

$$CTB = 10\log \left[\frac{N_3 \beta^4}{576} \times \frac{\left[-0.7 + 2.4 \times \left| \frac{V_0'}{V_0} \right| - 0.6 \times \left| \frac{V_0'}{V_0} \right|^2 + 0.8 \times \left| \frac{V_0'}{V_0} \right|^3 \right]^2}{\left[0.7 - 0.8 \times \left| \frac{V_0'}{V_0} \right| \cos(\omega_h \tau) \right]^2 + 0.64 \times \left| \frac{V_0'}{V_0} \right|^2 \sin^2(\omega_h \tau)} \right] \quad (7)$$

其中 $\beta = \frac{\pi V_0}{V_\pi}; \frac{V_0'}{V_0} = a$ 为第二级调制器上所加信号电压与第一级调制器上所加信号电压的比值; N_3 为落入信道 n 的组合三次数目; ω_h 为信道 n 的载波频率。

对于传统的单调制器, 由(1)式可以求得 CTB 指标^[7]

$$CTB = 10\log \left[\frac{N_3 \beta^4}{576} \right] \quad (8)$$

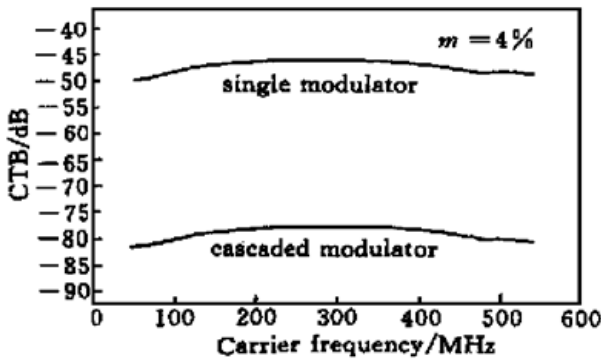


图3 串联式调制器相对传统单调制器对系统 CTB 指标的改善

Fig. 3 Improvement of CTB of cascaded modulator compared to single section modulator

比较(7)式和(8)式, 可以看到光线性化调制器的 CTB 指标是在传统单调制器的 CTB 指标基础上进行了修正。这一修正量的大小可以由图 3 得到直观反映。

由图 3 可以看到, 串联式调制器的 CTB 指标相对传统单调制器的 CTB 指标改善了 32 dB 左右, 使得全频道内系统的 CTB 指标小于 -78 dB, 大大低于 -65 dB 的要求。

同时, 对(7)式的进一步分析表明, 串联式调制器的 CTB 指标与三个因素有关: 调制器两个输入端口的信号幅度比值 V_0/V_0' , 两个输入信号的延时 τ 以及信号的调制度 β 。

当 V_0/V_0' 的大小一定时, 影响 CTB 指标的主要因素是调制度 β 的大小, β 越小, CTB 指标越高。如图 4 所示, 当两路射频信号之间延时 τ 为 2000 ps, 调制度为 6% 时, 全频道的 CTB 指标均小于 -70 dBc。其次, 两路信号延时 τ 的大小也与 CTB 指标有关, 图 5 所示为调制度取 5%, 延时分别取 200 ps, 2000 ps 和 20000 ps 时, 系统全频道的 CTB 指标。可以看到全频道的 CTB 均小于 -74 dBc。可见, 延时在 200~20000 ps 的范围内对 CTB 的影响是完全能够满足 CATV 系统要求的。

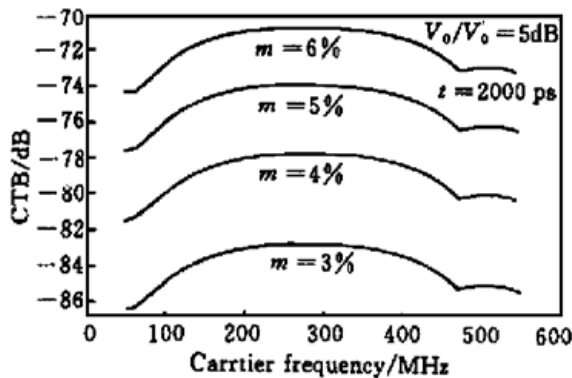


图4 不同调制度下光线性化调制器输出信号的 CTB 指标

Fig. 4 Influence of the modulation index on CTB of cascaded modulator at time delay of 2000 ps

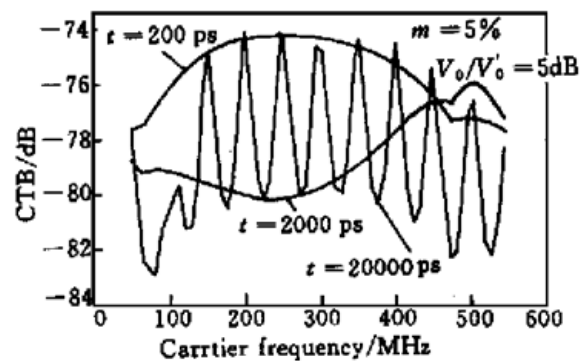


图5 不同延时下光线性化调制器输出信号的 CTB 指标

Fig. 5 Influence of the time delay on CTB of cascaded modulator at modulation index of 5%

采用光线性化调制器的补偿方案中,在设计时可利用同轴线延时,并调节两端口的信号电压,以获得最佳的 CTB 和 CSO 指标。

另外,由于发射机的线性化问题由串联的调制器得到解决,主要技术集中在控制 CSO 偏置, SBS 抑制及工作状态的控制。这些功能均可模块化。通过合理偏置,可消除本征偶次失真,获得很高的 CSO 指标。但是由于本征相位 ϕ 是不稳定的,它随应力、环境温度等变化,因而最佳偏置点也是不稳定的,所以必须对调制器的偏置进行严格控制。与目前常见的预失真补偿方案比较,预失真方案除了控制 CSO 偏置, SBS 抑制,工作状态的控制,还必须进行电子预失真。这一技术对构成预失真电路的电子器件和电路设计及调整都有严格要求,生产中调整要求高,对每个调制器都需要重新调整。因此,从生产角度看,实现采用光线性化调制器的发射机比采用预失真补偿的发射机要容易些。

参 考 文 献

- 1 M. Nazarathy, J. Berger, A. J. Ley *et al.*. Progress in externally modulated AM CATV transmission systems. *J. Lightwave Technol.*, 1993, **11**(1): 82~ 105
- 2 Jiang Hongtao, Zha Kaide, Wang Yaocai *et al.*. Optical fiber AM CATV externally modulated transmitter technology. *Opt. Commun. Technol.* (光通信技术), 1997, **21**(1): 20~ 29 (in Chinese)
- 3 K. E. Alameh, R. A. Minasian. Optimization of fiber amplifier SCM lightwave video systems using direct and external modulation. *J. Lightwave Technol.*, 1993, **11**(1): 76~ 81
- 4 S. P. Dye, N. J. Gomes. Dual modulation compensation for optical intensity modulator nonlinearities. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1996, **8**(1): 72~ 74
- 5 T. E. Darcie, G. E. Bodeed. Lihtwave subcarrier CATV transmission systems. *IEEE Trans. Microwave Theory and Technol.*, 1990, **38**(5): 524~ 533
- 6 W. K. Burns. Normal mode analysis of waveguide devices. Part 7: theory. *J. Lightwave Technol.*, 1988, **6**(6): 1051~ 1057
- 7 W. K. Burns. Linearized optical modulator with fifth order correction. *J. Lightwave Technol.*, 1995, **13**(8): 1724~ 1727

Analysis of a Compensation Scheme of Using Optically Linearized Modulator in Optical CATV Transmitter

Yang Jing Cha Kaide Tu Tao Cao Rong

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084)

Abstract The key, and probably the most difficult issue in optical CATV communication technology is how to make the optical unit qualify the requirements on nonlinearity distortion and noise in transport links. The principles of externally modulated transmitter are presented. The key technologies related to the method of using optically linearized modulator to achieve non-linearization compensation of optical CATV transmitter are mainly discussed, including the theoretical principles, system architectures, and factors affecting system performance (modulation index, time delay etc.).

Key words CATV transmitter, optically linearized modulator, non-linearization compensatipon