

# 入射偏振态偏离 TE 模对光纤 AM CATV 外调制发射机性能影响的研究

蒋洪涛\* 查开德 李德杰

(清华大学电子工程系 北京 100084)

**提要** 从理论上分析了入射到调制器的偏振态偏离 TE 模时对外调制光发射机组合二次失真 (CSO) 和组合三次差拍 (CTB) 的影响。得出在 TE, TM 模插入损耗相同时, 传输 59 个 PAL-D 频道, 在保证 CSO = -70 dBc 时, 偏离 TE 模的角度应小于 6°。单频传输的实验结果和理论分析一致。

**关键词** 外调制, 发射机, 偏振

## 1 引言

光纤 CATV 以其宽频带、长传输距离、高传输质量获得了大量应用。光纤 CATV 最关键的设备是光发射机, 其性能基本上决定了整个传输系统的性能。按对光信号的调制不同, 光发射机分为直接调制和外调制。直接调制以大功率、高线性 DFB 激光器为光源, 调制信号通过调制激光器的驱动电流达到对光信号的强度调制。直接调制研究较早, 硬件相对简单, 目前已成熟并商品化。直接调制的缺点是输出光功率小, 一般在 10 mW 左右, 这对 CATV 分配是不利的; 另外直接调制对链路反射及近端反射敏感<sup>[1]</sup>, 如不采取措施, 系统性能将恶化。外调制光发射机以连续输出固体激光器, 如 Nd:YAG 激光器为光源, 具有大输出功率 (50~200 mW)、低相对强度噪声 (RIN < -165 dB/Hz) 的优点; 由于调制信号加载于调制器, 激光器以直流方式工作, 因而避免了啁啾效应; 新型平衡桥式调制器可以提供双纤输出, 因而可以服务更多的用户; 更有意义的是通过合理偏置调制器, 可以消除组合二次失真 (CSO)。外调制的上述优点使其在 CATV 应用中优于直接调制, 因而已引起重视, 从 OFC '96 论文来看, 光纤 AM CATV 传输绝大多数是关于外调制的。在国内, 外调制的研究刚刚起步。外调制光发射机有许多具体问题需要研究, 如调制器的插入损耗、非线性补偿、偏振态对发射机性能的影响等。本文就入射光偏振态偏离 TE 模对发射机性能的影响作一理论分析, 并加以实验验证。

## 2 调制器入射光偏振态偏离 TE 模的角度与发射机 CSO、CTB 的关系

图 1 为具有双纤输出的平衡桥调制器, 其转移特性表示为<sup>[2]</sup>

\* 中国矿业大学在职博士, 现在清华大学电子工程系做访问学者。

$$P = \langle P \rangle \left| 1 \pm \sin \left[ \pi \frac{V}{V_\pi} + \Phi_0 \right] \right| \quad (1)$$

其中  $\langle P \rangle$  为平均输出光功率,  $V$  为外加调制信号,  $V_\pi$  为半波电压,  $\Phi_0$  为本征相位, 其值由调制器的几何结构决定,  $\pm$  对应上、下二根光纤输出。对  $\text{LiNbO}_3$  干涉型电光调制器, 要求以 TE 模入射。如入射偏振态偏离 TE 模, 可将其分解成相互垂直的 TE 模和 TM 模, 如图 2。

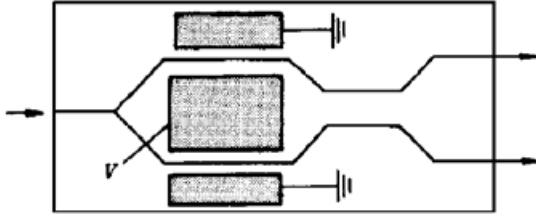


图 1 平衡桥调制器

Fig. 1 Balanced bridge interferometer modulator

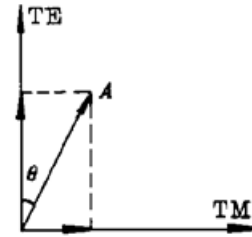


图 2 偏振态的分解

Fig. 2 Resolution of the polarization state

设入射光电场振幅为  $A$ , 光功率为  $P_{in}$ , 入射光偏振偏离 TE 模  $\theta$  角, 则 TE、TM 模电场振幅分别为  $A \cos\theta$  和  $A \sin\theta$ , 光功率分别为

$$P_{in}^{TE} \propto (A \cos\theta)^2 \propto P_{in} \cos^2\theta \quad (2)$$

$$P_{in}^{TM} \propto (A \sin\theta)^2 \propto P_{in} \sin^2\theta \quad (3)$$

设调制器对 TE 模的插入损耗与对 TM 模的插入损耗之比为  $\alpha$ , 则调制器对二个模式的转移特性分别为

$$P^{TE} = \langle P \rangle \cos^2\theta \left| 1 \pm \sin \left[ \pi \frac{V}{V_\pi^{TE}} + \Phi_0^E \right] \right| \quad (4)$$

$$P^{TM} = \alpha \langle P \rangle \sin^2\theta \left| 1 \pm \sin \left[ \pi \frac{V}{V_\pi^{TM}} + \Phi_0^M \right] \right| \quad (5)$$

$V_\pi^{TE}$ ,  $V_\pi^{TM}$ ,  $\Phi_0^E$ ,  $\Phi_0^M$  分别为 TE 模、TM 模的半波电压和本征相位。设调制器对 TE 模偏置于最佳工作点处, 即

$$\pi \frac{V_B}{V_\pi^{TE}} + \Phi_0^E = 0 \quad (6)$$

此时 TE、TM 模的转移特性表示为

$$P^{TE} = \langle P \rangle \cos^2\theta \left| 1 \pm \sin \left[ \pi \frac{V(t)}{V_\pi^{TE}} \right] \right| \quad (7)$$

$$P^{TM} = \alpha \langle P \rangle \sin^2\theta \left| 1 \pm \sin \left[ \pi \frac{V(t)}{V_\pi^{TM}} + \Phi \right] \right| \quad (8)$$

其中 
$$\Phi = \pi \frac{V_B}{V_\pi^{TM}} + \Phi_0^M \quad (9)$$

设输入调制信号为  $N$  个相位彼此独立的未调制载波, 表示为

$$V(t) = \sum_{n=1}^N V_0 \cos(\omega_n t + \phi_n) \quad (10)$$

代入(7),(8)两式, 通过一系列数学操作(具体见附录), 得到入射光偏振偏离 TE 模的角度  $\theta$  与 CSO、CTB 的关系为

$$CSO = 10 \log \frac{N_2 \alpha^2 \beta^2 \sin^4 \theta \sin^2 \Phi}{1296 \left[ \cos^2 \theta + \frac{\alpha}{3} \cos \Phi \sin^2 \theta \right]^2} \quad (11)$$

$$CTB = 10\log \frac{N_3\beta^4}{648^2} \cdot \left[ \frac{27 + \alpha\cos\phi\text{tg}^2\theta}{1 + \frac{\alpha}{3}\cos\phi\text{tg}^2\theta} \right]^2 \quad (12)$$

式中  $N_2, N_3$  为落入某频道的组合二次失真、组合三次差拍数目,  $\beta$  为对 TE 模的调制度。由 (11), (12) 式可看出, CSO 对  $\phi, \theta$  有较强的依赖关系, 而 CTB 对  $\phi, \theta$  的变化不敏感。可以求出 CSO 关于  $\phi$  的极大值为(即最坏情况)

$$CSO_{\max}^{\phi} = \frac{N_2\alpha^2\beta^2}{1296} \cdot \frac{9\sin^4\theta}{9\cos^4\theta - \alpha^2\sin^4\theta} \quad (13)$$

设调制器对 TE, TM 模的插入损耗相同, 即  $\alpha = 1$ 。对 59 个 PAL-D 制式调制信号, 最大组合二次失真数目在 DS5 频道,  $N_2 = 48$ 。最大三次差拍数目在 DS5 频道,  $N_3 = 1296^{[3]}$ 。多频道传输每路调制度最大不超过 5%, 取  $\beta = 5\%$ , 代入 (12), (13) 式, 可得到 CSO, CTB 随  $\theta$  的变化曲线, 如图 3, 图 4 所示。由图中曲线可以看出, CSO 随  $\theta$  变化大, 而 CTB 变化小, 且基本上等于纯 TE 模情况, 因而可以得出结论: 偏振态偏离 TE 模主要影响发射机的 CSO。

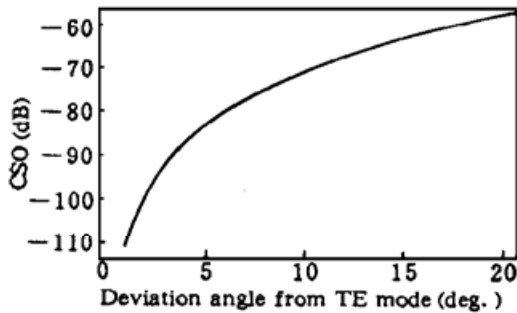


图 3 CSO 随  $\theta$  变化曲线

Fig. 3 Variation of CSO versus deviation angle from the TE mode

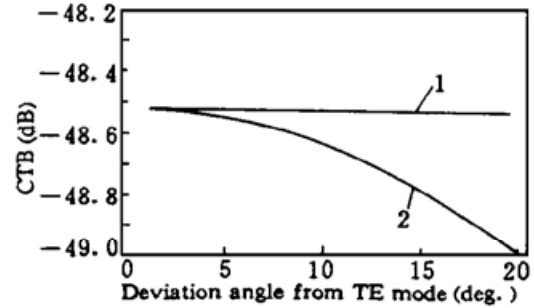


图 4 1: 纯 TE 模的 CTB; 2: 偏离 TE 模的 CTB

Fig. 4 Variation of CTB versus deviation angle from the TE mode

在偏振态偏离 TE 模时, 系统总的 CSO 表示为

$$CSO = 10\log \frac{P_1 + P_2}{P_0} \quad (14)$$

式中  $P_2$  为偏振态偏离 TE 模导致的二次失真功率,  $P_1$  为其它因素导致的二次失真功率,  $P_0$  为载波功率。外调制方式的 CSO 一般可达 -70 dBc, 即

$$10\log \frac{P_1}{P_0} = -70 \text{ dBc} \quad (15)$$

因此要使偏振的影响可以忽略, 必须有

$$P_1 \geq 10P_2 \quad (16)$$

那么

$$10\log \frac{P_2}{P_0} = CSO_{\max}^{\phi} \leq -80 \text{ dBc} \quad (17)$$

由图 3 可以看出, 此时要求  $\theta < 6^\circ$ 。

### 3 实验结果

为验证上述理论分析, 做了有关实验, 图 5 为实验装置图。信号源输出经驱动器放大加到

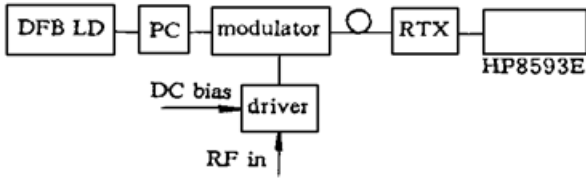


图 5 验证偏振态影响的实验装置框图

Fig. 5 Schematic diagram of the experimental setup  
PC: polarization controller; RTX: optical receiver

调制器上, DC 偏置用于调整调制器的工作点。偏振控制器用于调整输入到调制器的入射光偏振态。光接收机为 550 MHz 带宽, HP8593E 频谱分析仪用于测量基波、二次谐波及三次谐波的幅度。信号源输出信号频率  $f = 100 \text{ MHz}$ , 驱动器输出信号幅度为 60 dBmV, 图 6, 图 7 为实测的 TE、TM 模的转移特性。

实测  $V_{\pi}^{\text{TE}} = 6 \text{ V}$ ,  $V_{\pi}^{\text{TM}} = 19 \text{ V}$ , TE 模最佳直流工作点  $V_B \approx 4.1 \text{ V}$ , TM 模的功率零点为  $V_B \approx -11 \text{ V}$ , 插入损耗系数  $\alpha = 2.37$ , 由上述参数可求出

$$\beta = \pi \frac{V_0}{V_{\pi}^{\text{TE}}} = \pi \frac{1}{6} \approx 52\% \tag{18}$$

$$\Phi_b^{\text{M}} = -\frac{\pi}{2} - \pi \frac{V_B}{V_{\pi}^{\text{TM}}} = -\frac{\pi}{2} - \pi \left(\frac{-11}{19}\right) = 14.2^\circ \tag{19}$$

$$\Phi_t = \pi \frac{V_B}{V_{\pi}^{\text{TM}}} + \Phi_b^{\text{M}} = \pi \frac{4.1}{19} + 14.2^\circ = 53^\circ \tag{20}$$

把  $\Phi, \beta$  值代入(11), (12) 式, 并令  $N_2 = N_3 = 1$ , 可得出 CSO 随  $\theta$  的理论变化曲线, 与实测值一起示于图 8。图 9 为 CTB 的理论变化曲线与实测值。

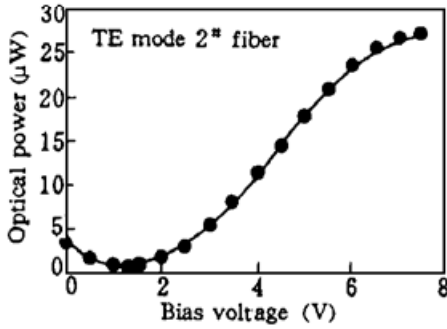


图 6 TE 模转移特性

Fig. 6 Modulator's transfer characteristics for TE mode

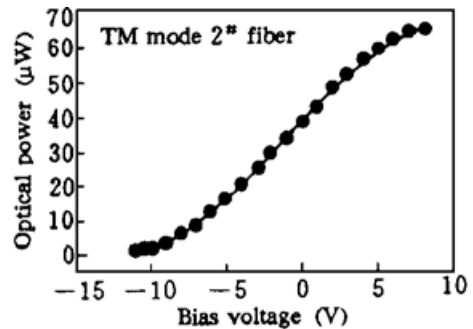


图 7 TM 模转移特性

Fig. 7 Modulator's transfer characteristics for TM mode

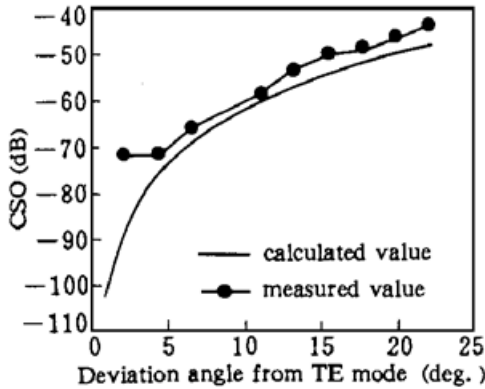


图 8 单频测试的 CSO 理论变化曲线与实测值

Fig. 8 Comparison of theoretical and measured CSO values in a single channel test

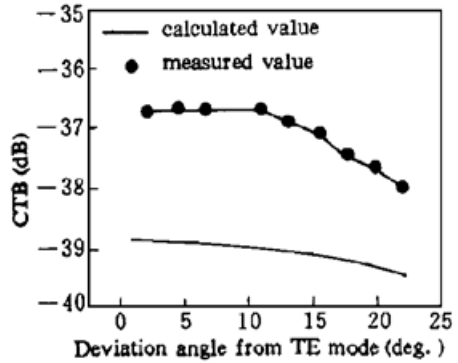


图 9 单频测试 CTB 理论变化曲线与实测值

Fig. 9 Comparison of theoretical and measured CTB values in a single channel test

在图 8 中, 当  $\theta$  角很小时, 曲线与实验值偏离较大, 这是由于此时偏振导致的二次失真很小, 频道内的二次失真基本等于噪声本底(因为 TE 模工作在最佳偏置点, 二次失真可完全消

除), 此时偏振偏离 TE 模的影响可忽略。在  $\theta$  值较大时, 实验值与计算值偏差是由于在 CSO 推导过程中, 假设  $V_{\pi}^{\text{TM}} = 3V_{\pi}^{\text{TE}}$ , 而实验值是  $V_{\pi}^{\text{TM}} = 3.16V_{\pi}^{\text{TE}}$ ; 再者, CSO 推导过程中假设  $\beta \ll 1$ , 而实验中  $\beta = 52\%$ 。尽管如此, 实验值与理论值还是比较一致。由图 9 可见, CTB 随  $\theta$  变化很小。

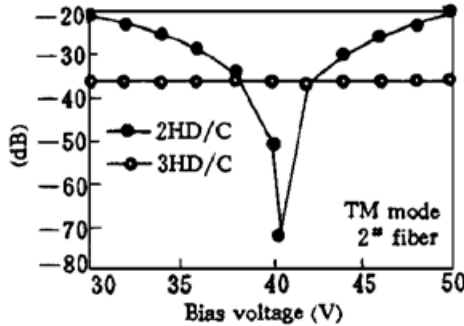


图 10 TE 模入射时谐波失真随偏置电压的变化

Fig. 10 Harmonic distortion versus bias voltage for TE mode

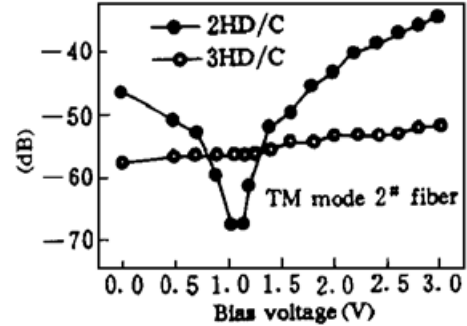


图 11 TM 模入射时谐波失真随偏置电压的变化

Fig. 11 Harmonic distortion versus bias voltage for TM mode

实验中还分别对入射偏振为 TE 模和 TM 模两种情况下的谐波失真与偏置工作点的关系进行了测试, 如图 10, 图 11 所示。2HD/C, 3HD/C 分别代表二次谐波、三次谐波功率与基波功率比。从测量结果可以看出:

- (1) 基波、三次谐波随工作点变化小, 而二次谐波变化大。
- (2) TE, TM 模都存在最佳偏置点, 在该点处二次谐波可消除, 但 TE 模的 2HD/C 要比 TM 模的 2HD/C 小 4 dB。而且两种模式的最佳偏置点不一样。
- (3) TE 模的 2HD/C 对偏置点灵敏度大于 TM 模。
- (4) TE 模的 3HD/C 比 TM 模大 20 dB 左右。

造成上述现象的本质在于两种模式的半波电压不同, 从而调制灵敏度不同。从总体考虑, 仍以 TE 模入射为佳。

### 参 考 文 献

- 1 T. E. Darcie, G. E. Bodeep, A. A. M. Saleh. Fiber-reflection-induced impairments in lightwave AM-VSB CATV system. *J. Lightwave Technol.*, 1991, **LT-9**(8): 991~ 994
- 2 M. Nazarathy, J. Berger, A. J. Ley *et al.*. Progress in externally modulated AM CATV transmission system. *J. Lightwave Technol.*, 1993, **LT-11**(1): 82~ 104
- 3 林如俭. 光纤 CATV 传输技术. 世界有线电视技术, 1995, **2**(10): 43~ 50
- 4 L. M. Johnson, H. V. Roussell. Reduction of intermodulation distortion in interferometric optical modulator. *Opt. Lett.*, 1988, **13**(10): 928~ 930

## Influence of the Incident Polarization State Drifting off TE Mode on Performance of the Optical Fiber AM CATV Externally Modulated Transmitter

Jiang Hongtao Zha Kaide Li Dejie  
(Tsinghua University, Beijing 100084)

**Abstract** Influence of the incident polarization state drifting off TE mode on composite second order distortion (CSO) and composite triple beat distortion (CTB) of an optical fiber AM CATV externally modulated transmitter is analysed theoretically. The conclusion is that if the insertion losses of the TE mode and TM mode are same and 59 PAL-D channels are transmitted, the deviation angle from the TE mode should be less than 6 degrees with CSO = -70 dBc. The result of a single channel transmission experiment is consistent with the theoretical analysis.

**Key words** external modulation, transmitter, polarization

## 附 录 入射偏振偏离 TE 模时 CSO, CTB 表达式的推导

把正文中(7), (8)两式重写于此:

$$P^{TE} = \langle R \rangle \cos^2 \theta \left[ 1 \pm \sin \left[ \pi \frac{V(t)}{V_{\pi}^{TE}} \right] \right] \quad (A-1)$$

$$P^{TM} = \alpha \langle R \rangle \sin^2 \theta \left[ 1 \pm \sin \left[ \pi \frac{V(t)}{V_{\pi}^{TM}} + \phi \right] \right] \quad (A-2)$$

为书写简单,只取上式中“ $\pm$ ”号进行分析。设调制信号为  $N$  个相位彼此独立的未调制载波

$$V(t) = \sum_{n=1}^N V_0 \cos(\omega_n t + \phi_n) \quad (A-3)$$

代入(A-1),得

$$P^{TE} = \langle R \rangle \cos^2 \theta \left[ 1 + \sin \left[ \pi \frac{V_0}{V_{\pi}^{TE}} \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \phi_n) \right] \right] \quad (A-4)$$

$$\text{令} \quad \beta = \pi \frac{V_0}{V_{\pi}^{TE}} \quad (A-5)$$

为对 TE 模的调制度,一般  $\beta \ll 1$ ,对(A-4)进行级数展开,并保留到三次项:

$$\begin{aligned} P^{TE} &= \langle R \rangle \cos^2 \theta \left[ 1 + \beta \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \phi_n) - \frac{\beta^3}{6} \left[ \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \phi_n) \right]^3 + \dots \right] = \\ &\langle R \rangle \cos^2 \theta \left\{ 1 + \beta \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \phi_n) - \right. \\ &\left. \frac{\beta^3}{24} \sum_{\pm} \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=1}^N \sum_{n_3=1}^N \cos[(\omega_{n_1} \pm \omega_{n_2} \pm \omega_{n_3})t + (\phi_{n_1} \pm \phi_{n_2} \pm \phi_{n_3})] + \dots \right\} \quad (A-6) \end{aligned}$$

上式中  $\sum_{\pm}$  表示对“ $\pm$ ”,“ $-$ ”组合求和。对 LiNbO<sub>3</sub> 电光调制器,  $V_{\pi}^{TM} \approx 3V_{\pi}^{TE[3]}$ ,对(A-2)先进行三角展开,再进行级数展开:

$$\begin{aligned} P^{TM} &= \alpha \langle R \rangle \sin^2 \theta \left[ 1 + \sin \left[ \frac{\beta}{3} \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \phi_n) + \phi \right] \right] = \\ &\alpha \langle R \rangle \sin^2 \theta \left[ 1 + \sin \left[ \frac{\beta}{3} \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \phi_n) \right] \cos \phi + \cos \left[ \frac{\beta}{3} \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \phi_n) \right] \sin \phi \right] = \\ &\alpha \langle R \rangle \sin^2 \theta \left[ 1 + \sin \phi + \frac{\beta}{3} \cos \phi \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \phi_n) - \right. \\ &\left. \frac{\beta^2}{36} \sin \phi \sum_{\pm} \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=1}^N \cos[(\omega_{n_1} \pm \omega_{n_2})t + (\phi_{n_1} \pm \phi_{n_2})] - \right. \end{aligned}$$

$$\frac{\beta^3}{648} \cos \phi \sum_{\pm} \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=1}^N \sum_{n_3=1}^N \cos[(\omega_{n_1} \pm \omega_{n_2} \pm \omega_{n_3})t + (\phi_{n_1} \pm \phi_{n_2} \pm \phi_{n_3})] + \dots \quad (A-7)$$

(A-6), (A-7) 式含有直流、基频、组合二次失真和组合三次差拍, 把 TE, TM 的同类项合并, 可得直流光功率  $P_0$ , 基频光功率  $P_1$ , 组合二次失真光功率  $P_2$ , 组合三次差拍光功率  $P_3$  分别为

$$P_0 = \langle R \rangle \cos^2 \theta + \alpha \langle R \rangle \sin^2 \theta [1 + \sin \phi] \quad (A-8)$$

$$P_1 = \langle R \rangle \beta \left[ \cos^2 \theta + \frac{\alpha}{3} \sin^2 \theta \cos \phi \right] \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n + \phi_n) \quad (A-9)$$

$$P_2 = -\frac{\langle R \rangle}{36} \alpha \beta^2 \sin^2 \theta \sin \phi \sum_{\pm} \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=1}^N \cos[(\omega_{n_1} \pm \omega_{n_2})t + (\phi_{n_1} \pm \phi_{n_2})] \quad (A-10)$$

$$P_3 = -\frac{\langle R \rangle}{648} \beta^3 [27 \cos^2 \theta + \alpha \sin^2 \theta \cos \phi] \sum_{\pm} \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=1}^N \sum_{n_3=1}^N \cos[(\omega_{n_1} \pm \omega_{n_2} \pm \omega_{n_3})t + (\phi_{n_1} \pm \phi_{n_2} \pm \phi_{n_3})] \quad (A-11)$$

设探测器灵敏度为  $\eta$ , 可得基频电信号功率为

$$P_1' \propto (\eta P_1)^2 = \frac{\langle R \rangle^2}{2} \eta^2 \beta^2 \left[ \cos^2 \theta + \frac{\alpha}{3} \cos \phi \sin^2 \theta \right]^2 \quad (A-12)$$

上式利用了公式(A-3)的假设, 即  $N$  个载波相位彼此独立。同理可求出落入某频道内的组合二次失真功率、组合三次差拍功率为

$$P_2' \propto \frac{\langle R \rangle^2}{2592} \eta^2 \alpha^2 \beta^4 N_2 \sin^4 \theta \sin^2 \phi \quad (A-13)$$

$$P_3' \propto \frac{\langle R \rangle^2}{2 \times 648^2} \eta^2 \beta^6 N_3 [27 \cos^2 \theta + \alpha \sin^2 \theta \cos \phi]^2 \quad (A-14)$$

式中  $N_2, N_3$  为落入某频道内的组合二次失真数目, 组合三次差拍数目:

$$\text{CSO} = 10 \log \frac{P_2'}{P_1'} = 10 \log \frac{N_2 \alpha^2 \beta^2 \sin^4 \theta \sin^2 \phi}{1296 \left[ \cos^2 \theta + \frac{\alpha}{3} \cos \phi \sin^2 \theta \right]^2} \quad (A-15)$$

$$\text{CTB} = 10 \log \frac{P_3'}{P_1'} = 10 \log \frac{N_3 \beta^4}{648^2} \cdot \left[ \frac{27 + \alpha \text{tg}^2 \theta \cos \phi}{1 + \frac{\alpha}{3} \text{tg}^2 \theta \cos \phi} \right]^2 \quad (A-16)$$

在(A-15)式中, 对  $\phi$  求极大值可得

$$\text{CSO}_{\phi_{\max}} = \frac{N_2 \alpha^2 \beta^2}{1296} \cdot \frac{9 \sin^4 \theta}{9 \cos^4 \theta - \alpha^2 \sin^4 \theta} \quad (A-17)$$