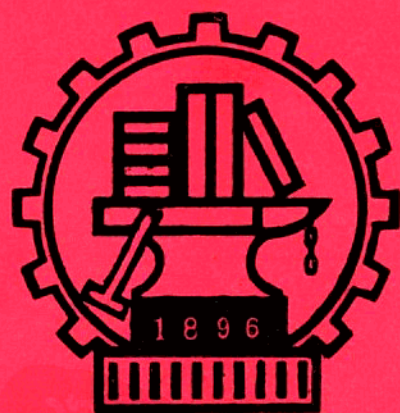


上海交通大學

八十七周年校庆学术报告会 论文摘要

电子工程专辑



1896—1983

上海交通大学

一 八十七周年校庆学术报告会论文摘要

电子工程专辑

编辑：上海交通大学科技交流室

印刷：江苏省武进县村前印刷厂

一九八三年四月出版

编号：82644

电子工程专辑

目 录

成形双镜天线辐射图.....	邱源享 沈民谊	(1)
一根光纤传两路图象的一种方案讨论.....	陈建铭 唐棣芳	(5)
脉冲频率调制光纤通信系统.....	李毓麟	(6)
光纤在计算机网络通信中的应用.....	俞槐栓 陆自南	(7)
光纤接收机电路噪声的理论分析和光纤接收机计算机噪声分析程序.....		
.....	阙家溪	(8)
光纤彩色广播电视中的伴音系统.....	陆自南 李衍佐	(10)
广播电视光纤传输系统微分增益和微分相位补偿电路分析与设计.....		
.....	唐棣芳 郭云 方军	(11)
面向用户的通信系统计算机模拟概述.....	郑志航 余松煜	(15)
匀速直线运动模糊图象复原的统计方法.....	胡建民 顾福年	(18)
数码率低于 10 Kbps 的双环自适应增量调制.....	陈健	(19)
数字图象处理系统进行光弹数据自动采集及计算.....	韦疑男 戚飞虎 余松煜	(20)

成形双境天线辐射图

电子工程系 邱源亨 沈民谊

本文应用口面场法和几何绕射法相结合, 计算了成形双境天线辐射图。计算结果与实例结果相当一致。

一、辐射场计算式

成形双境天线通过境面成形使口面分布均匀, 天线效率升高, 增益增加, 但旁瓣电平也增大。除口面场集中辐射在主波束外, 馈源漏失, 主副面边缘绕射和副面支杆散射对旁瓣产生着重大影响。因此辐射图主波束采用口面场法是合适的, 由于旁瓣主要由边缘绕射场构成, 必须采用几何绕射法计算, 才能正确预示天线的辐射情况。

若馈源照射为 X—极化的线极化波,

$$\vec{E}_p(\theta, \varphi) = (E_{f0} \hat{\theta} + E_{f\varphi} \hat{\varphi}) \frac{1}{r} e^{-jkr} = [E_{PE} \cos \varphi \hat{\theta} - E_{PH} \sin \varphi \hat{\varphi}] \frac{1}{r} e^{-jkr}, \quad (1)$$

则成形双境天线的口面场辐射可表达为

$$E_{\theta}'(\theta_1, \varphi) = \frac{e^{-jkR'}}{R'} \cdot \frac{j\pi}{\lambda E_p(0)} \sqrt{\frac{2A}{a^2 - x_0^2}} e^{-j\psi} [r_m + r_{im} + a \cot \varphi_m \cos \theta' - \delta \cos \theta'] \cdot \int_{x_0}^u [(E_{PE} + E_{PH}) J_0(\mu) - (E_{PE} - E_{PH}) J_2(\mu)] \cos \theta' x dx, \quad (2)$$

$$E_{\varphi}'(\theta_1', \varphi') = \frac{e^{-jkR'}}{R_1} \cdot \frac{j\pi}{\lambda E_p(0)} \sqrt{\frac{2A}{a^2 - x_0^2}} e^{-j\psi} [r_m + r_{im} + a \cot \psi_m \cos \theta' - \cos \theta'] \cdot \int_{x_0}^u [(E_{PE} + E_{PH}) J_0(u) + (E_{PE} - E_{PH}) J_2(u)] x dx, \quad (3)$$

式中, $u = kx \sin \theta'$, $A = \int_0^{\theta_m} E_p^2(0) \sin \theta d\theta$, a 和 a_1 分别是主, 副面半径, ψ_m 和 θ_m 分别是主, 副面张角之半, r_m 和 r_{im} 见图 1 所示。

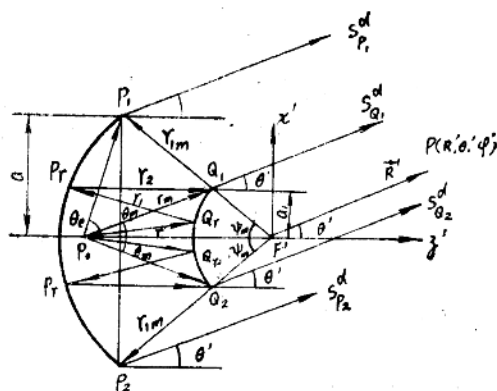


图1 成形双境天线射线示意图

Q_1 和 Q_2 是副面边缘上两绕射点 (图1), 副面边缘由馈源照射时的边缘绕射场是^[1]

$$\begin{pmatrix} E_{\theta'}^{d_1}(s_{\rho_1,1}^d) \\ H_{\varphi'}^{d_1}(s_{\rho_1,1}^d) \end{pmatrix} = \frac{e^{-jkR'}}{R'} \begin{pmatrix} E_{f_0}(\theta_m \cdot \varphi) \\ E_{f_\varphi}(\theta_m \cdot \varphi) \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} D_h & O \\ O & D_s \end{pmatrix}_{Q_1} + \begin{pmatrix} D_h & O \\ O & D_s \end{pmatrix}_{Q_2} e^{j\frac{3\pi}{2}} \right\} \sqrt{\frac{a_1}{\sin \theta'}} \frac{1}{r_m} \\ \cdot e^{-jk[r_m + a_1 \csc \varphi_m \cos(\theta' \pm \psi_m) - \delta \cos \theta']} \quad (4)$$

式中 δ 是主面最佳吻合抛物面焦点 F' 与修正前的主面焦点 F 之间的距离。 Q_1 点发出的绕射场要通过影界, 绕射系数 $D_s, h|_{Q_1}$ 要按场点位置分别计算, 当场远离边缘和影界时,

$$D_{s,h}|_{Q_1} = -\frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \left[\csc \frac{\theta' - \theta_m}{2} \pm \sec \frac{\theta' + \psi_m}{2} \right], \quad (5)$$

场点在入射影界及其过渡区时,

$$D_{s,h}^{SB}|_{Q_1} = -\frac{1}{2}\sqrt{r_m} \mp \frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \sec \frac{\theta_m + \psi_m}{2}, \quad (6)$$

$$D_{s,h}^{ST}|_{Q_1} = -\frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \left[j \frac{|x'|}{\sin \frac{\theta' - \theta_m}{2}} \frac{e^{-jtg^{-1}[(x')^2 + 1.5x' + 1]}}{\sqrt{(x')^2 + \frac{x' + 1}{\pi}}} \pm \sec \frac{\theta' + \psi_m}{2} \right], \quad (7)$$

$$\text{式中,} \quad x' = \sqrt{2kr_m} \left| \sin \frac{\theta' - \theta_m}{2} \right|,$$

场点在反射影界及其过渡区时,

$$D_{s,h}^{RB}|_{Q_1} = -\frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \sec \frac{\theta_m + \psi_m}{2} \pm \frac{1}{2}\sqrt{r_m}, \quad (8)$$

$$D_{s,h}^{RT}|_{Q_1} = -\frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \left[\csc \frac{\theta' - \theta_m}{2} \pm j \frac{|x''|}{\cos \frac{\theta' + \psi_m}{2}} \frac{e^{-jtg^{-1}[(x'')^2 + 1.5x'' + 1]}}{\sqrt{(x'')^2 + \frac{x'' + 1}{\pi}}} \right] \quad (9)$$

$$\text{式中,} \quad x'' = \sqrt{2kp_{2Q_1}'} \left| \cos \frac{\theta' - \psi_m}{2} \right|, \quad p_{2Q_1}' = r_m r_{1m} / \left(\left. \frac{dx}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_m} - r_m \right),$$

$$\left. \frac{dx}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_m} = \frac{a^2 - x_{20}^2}{2aA} E_{p'}(\theta_m) \sin \theta_m.$$

Q_2 点发出的绕射场远离边缘和影界, $D_{s,h}|_{Q_2}$ 是

$$D_{s,h}|_{Q_2} = -\frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \left[\csc \frac{\theta' + \theta_m}{2} \mp \sec \frac{\theta' - \psi_m}{2} \right], \quad 0 \leq \theta' \leq \frac{\pi}{2}, \quad (10)$$

P_1 和 P_2 是主面边缘上两绕射点(图1)。由副面边缘反射和绕射到主面边缘产生的绕射场,

$$\begin{pmatrix} E_{\theta'}^{d_2}(s_{p_1,2}^d) \\ E_{\varphi'}^{d_2}(s_{p_1,2}^d) \end{pmatrix} = \frac{e^{-jkR'}}{R'} \begin{pmatrix} F_{\theta'}(\theta, \varphi) \\ F_{\varphi'}(\theta, \varphi) \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} D_h o \\ o D_s \end{pmatrix}_{p_1} + \begin{pmatrix} D_h o \\ o D_s \end{pmatrix}_{p_2} e^{j\frac{3\pi}{2}} \right\} \sqrt{\frac{a}{\sin \theta'}} e^{-jk[r_m + r_{1m} + a \csc \psi_m \cos(\theta' \pm \psi_m) - \delta \cos \theta']} \quad (11)$$

式中,

$$\begin{pmatrix} F_{\theta'}(\theta, \varphi) \\ F_{\varphi'}(\theta, \varphi) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{f\theta}(\theta_m, \varphi) \\ E_{f\varphi}(\theta_m, \varphi) \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} 1 & o \\ o & -1 \end{pmatrix} \frac{1}{E_p(\theta_m)} \sqrt{\frac{2A}{a^2 - x_0^2}} + \begin{pmatrix} D_h^{RB} o \\ o D_s^{RB} \end{pmatrix} \sqrt{\frac{a_1 \sin \psi_m}{a(a-a_1)}} \frac{1}{r_m} \right\}, \quad (12)$$

$$D_{s,h}^{RB} = -\frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \sec \frac{\psi_m + \theta_m}{2} \mp \sqrt{L'}, \quad L' = r_m r_{1m} / \frac{dx}{d\theta} \Big|_{\theta = \theta_m} \quad (13)$$

由 P_1 点发出的绕射场要通过影界, $D_{s,h}|_{p_1}$ 要按场点位置分别计算。当场点远离边缘和影界时,

$$D_{s,h}|_{p_1} = -\frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \left[\sec \frac{\theta' + \psi_m}{2} \pm \csc \frac{\theta'}{2} \right], \quad (14)$$

场点在入射影界及其过渡区时

$$D_{s,h}^{SN}|_{p_1} = -\frac{1}{2} \sqrt{\rho_{2p_1}^2} \mp \frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \sec \frac{\psi_m}{2}, \quad (15)$$

$$D_{s,h}^{ST}|_{p_1} = -\frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \left[j \frac{|x^i|}{\cos \frac{\theta' + \psi_m}{2}} \frac{e^{-jtg^{-1}[(x^i)^2 + 1.5x^i + 1]}}{\sqrt{(x^i)^2 + \frac{x^i + 1}{\pi}}} \pm \csc \frac{\theta'}{2} \right] \quad (16)$$

式中,
$$x^i = \sqrt{2kP_{2p_1}^i} \left| \cos \frac{\theta' + \psi_m}{2} \right|, \quad \rho_{2p_1}^i = r_{im} / \left(1 - \frac{dx}{d\theta} \Big|_{\theta = \theta_m} \right).$$

在反射影界, $\theta'_{RB} = 0^\circ$ 与主波束轴同方向, 边缘绕射场与主波束场叠加, 已包含在主波束中, 由 P_2 点发出的绕射场远离和影界, $D_{S,h}|_{p_2}$ 是

$$D_{S,h}|_{p_2} = -\frac{\sqrt{\lambda}}{4\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \left[\sec \frac{\theta' - \psi_m}{2} \mp \csc \frac{\theta'}{2} \right], \quad (17)$$

二、对辐射图形的简单分析

按上面分析, 我们计算了一个小口径成形双镜天线的辐射图形(图2)。计算结果和实测结果良好一致。馈源漏失对旁瓣的贡献主要在副面边缘和主面边缘之间馈源可以直接看到的空间。若副面边缘照射电平较高, 馈源的近旁瓣也较高时, 馈源漏失对天线旁瓣的影响是比较大的, 副面边缘绕射场对旁瓣的影响也相当大。因此副面边缘照射电平是一个关键性的参数。为了有低的旁瓣电平, 成形双镜天线副面边缘照射电平一般取为 -20dB 左右。

主面边缘绕射场对整个空间的旁瓣都有贡献。在 $\theta' = 180^\circ$ 的后向, 边缘绕射场构成后瓣。由于轴向 ($\theta' = 0, \pi$) 是边缘绕射线的散焦区, 从主面边缘上各绕射点来的绕射线都汇聚在此区域内形成射线线汇。由于这个原因, 天线后瓣电平常常高出后半空间其他旁瓣的电平, 而且不易抑低。这也是轴对称反射面天线前后比不易提高的原因。

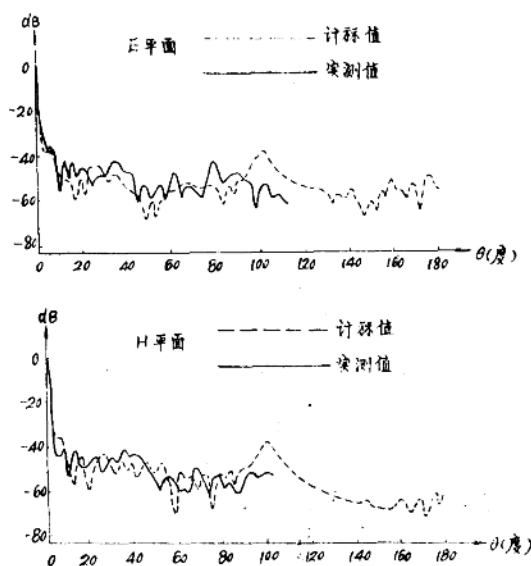


图2 成形双镜天线辐射图形计算与实测的比较。

(全文未发表)

一根光纤传两路图象的一种方案讨论

电子工程系 陈建铭 唐棣芳

近几年, 光纤通信发展迅速, 用一根光纤传输一路彩色电视的广播、闭路电视系统相继出现, 並部分投入实际使用, 这种中短距离的 AM—IM 光传输系统主要发挥光导纤维通信抗干扰能力强的优点。

本篇文章, 介绍用一根光纤传输两路彩色电视的一种方案, 这是发挥光导纤维通信具有传输容量大的优点, 是实现将来网络光通信的一个起点。

我们知道, 光纤通信在目前阶段还是由电变换成光, 光在光纤中传输后在接收端再把光变成电, 而不能直接用光——光变换、放大, 多路化等处理, 所以, 为了获得特大容量的传输, 可以从两方面入手, 第一实现许多路不同的电信号在一个信道传输, 即电端多路信号复用, 这种方法有频率分割, 时间分割等, 第二, 实现光端的光频复用, 它可分为光频率复用, 光时间复用和光空间复用, 两方面同时采用, 就可以实现超大容量的传输, 下面介绍的复用方式实际上就是电信号的频率复用, 然后再把已经复用的电信号调制到光波上送到对方。

两路复用方框图如图 1 所示:

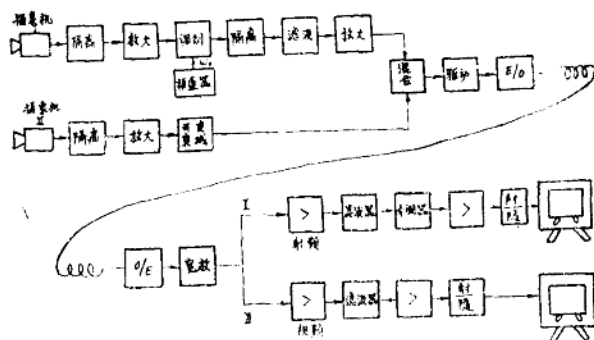


图 1 两路复用方框图

该系统由电路和光路两大部分组成, 它又可分为电路终端、光路终端和光路三部分, 发端有两路彩色图象信号输入, 频带宽为 6MHz, 第 II 路彩色图象的经过隔离放大及可变衰减器后进入线性混合网路, 该路信号直接用基带传输, 其特点是直接传输全电视视频信号, 不需要经过频率变换等任何处理, 所以省去了其他附属装置, 优点是工作稳定可靠, 设备简单, 缺点是视频信号频带要求宽, 起始频率要求很低, 另一路 (第 I 路) 彩色图象信号首先经过付载波 ω_c 搬移后, 再经过残留边带滤波器, 将实际双边带信号变成残留边带信号, 其目的是减少它对频宽的要求, 不过它和第 II 路基带信号重迭, (如果考虑简单些, 也可以不用残留边带滤波器, 最后以调幅双边带信号传输)、最后在线性混合网络与第 II 路彩色图象混合, 形成电端频分复用的复合信号, 通过驱动电路放大并对光进行强度调制 (即电光转换) 形成光信号进入光纤传到接收端。

接收端, 由光电转换后将十分微弱的电信号进行放大, 由滤波器从复合信号中取出 I 路信号, 经过介调后, 送到监视器去; 取出 II 路信号更加便当, 只要用一个低通滤波器即可。

这种方案的关键是调制器和滤波器, 还有低噪声宽带光纤接收机以及驱动电路, 产生非线性的主要原因在发光管。所以需要采取补偿措施。

(全文未发表)

脉冲频率调制光纤通信系统

电子工程系 李毓麟

脉冲频率调制 (PFM) 是利用光纤来传输电视信号的一种有效的调制方式。光纤系统中传输电视信号最常用的是直接强度调制 (IM)。它是一种最简单的调制方法。设备最简单,需要的传输带宽最小,对光源的调制带宽和光纤的色散特性要求最低。它的不足之处是需要高度线性的发光器件。因此难以应用激光器 (LD) 进行直接强度调制,故传输距离比较近。PFM 是一种模拟脉冲调制,它适合于中长距离的光纤系统电视信号传输。它是以脉冲状态工作的,可不考虑光源的非线性方便地使用 LD。在中继站可以对脉冲进行重新整形以克服光纤的衰减和色散。PFM 是使脉冲的重复频率随着视频信号而变化,脉冲的幅度和宽度不变。PFM 信号可以直接由压控振荡器 (VCO) 产生,调制是极方便的。从 PFM 信号的频谱分析中可以知道,PFM 频谱的视频范围里含有原来的基带视频信号,所以可以用一个低通滤波器来完成解调。

本文讨论了 PFM 信号的频谱分析方法,并用计算机计算了 PFM 信号的频谱。假设有一带宽为 B_s 的基带信号。对中心频率为 f_0 的脉冲列进行频率调制形成 PFM 信号。 $\hat{\Delta f}$ 是最大频偏。频谱密度如图一。

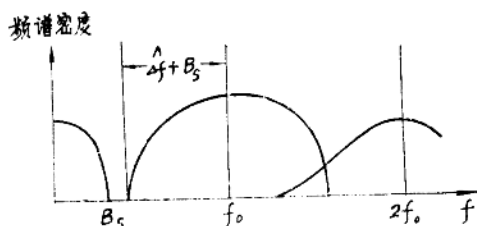


图1 PFM 信号频谱密度

从 PFM 信号的频谱可以看出,可以利用低通滤波器直接将脉冲信号中的基带分量取出来。但从图一可以看出,为了防止高次频谱进入基带必须满足的条件是

$$f_0 > 2B_s + \hat{\Delta f}$$

本文介绍了 PFM 光纤系统的信噪比计算方法,推导得到 PFM 光纤系统 APD-FET 接收机信噪比的计算公式为

$$(SNR)_{PFM} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\hat{\Delta f}^2}{B_s^2} \cdot \frac{\left(\frac{T_0}{2\sigma_0}\right)^2}{\pi^2 e} \cdot \frac{\langle M \rangle^2 \left(\frac{\eta q}{h\nu}\right)^2 P_m^2}{2q \langle M \rangle^2 F(M) \left(\frac{\eta q}{h\nu}\right) P_m e^{-\frac{1}{2} B + \frac{(2\pi c_r)^2}{3}} \cdot \frac{4KTr}{g_n} B^3}$$

式中 $T_0 = \frac{1}{f_0}$, $\langle M \rangle$ 是 APD 雪崩增益的平均值, η 是量子效率, q 是电子电荷, ν 是光波

频率, h 是普朗克常数。 P_m 是入射的峰值光功率, σ_D 是脉冲的根均方宽度之半, $F(M)$ 是由于雪崩增益随机性所产生的附加噪声因数, B 为放大器的带宽, C_T 为 FET 的输入端总电容, g_m 为 FET 的跨导, K 为波尔兹曼常数, T 为绝对温度, r 为常数, 对于 Si-APD, $r=0.7$ 。

本文最后讨论了 PFM 光纤系统的非线性失真, 并且计算了光纤脉冲展宽特性对系统非线性的影响。讨论了 PFM 系统的最大传输距离。通过本文可以给正确设计 PFM 光纤通信系统及合理选择工作参数提供了依据。

(全文在上海通信学会 1982 年年会上宣读)

光纤在计算机网络通信中的应用

电子工程系 俞槐栓 陆自南

将电子计算机、计算机终端、数据库和各种信源、信宿用通信网有机地结合起来, 构成数据通信网, 实现资源共享, 已是现代社会的需求。本文概述了国内外数据通信的现状, 指出我国的数据通信尚处于起步阶段, 如要赶上世界先进水平, 在计算机本身和数据通信的远距离传输方面应该采用而且也有可能采用光纤。

本文不仅介绍光纤应用于计算机和通信线路上的独特优点, 还具体介绍了可用于计算机之间, 计算机和终端, 电传打字机等各种用途的通用型光纤数据传输链路的研制情况, 以及采用 CAMAC 接口在 DJS-131 计算机上, 高速数据传输试验结果和电传打字机之间的低速数据传输实验结果。

该通用型数据传输链路的最高码速为 10 Mb/S, 误码率为 10^{-9} , 用 PIN 管作光检测, 灵敏度为 -45dBm。这种设计有利于生产, 也有利于试验和推广光纤的应用。

根据国内外光纤在数据通信中的应用情况提出了我们的一些想法和建议。

(全文未发表)

光纤接收机电路噪声的理论分析 和光纤接收机计算机噪声分析程序

电子工程系 阙家溪

在光纤通信系统中, 光纤接收机是一个重要的部分。光纤接收机的灵敏度(或信噪比)又是它的第一重要的性能指标。因此对灵敏度的分析是光接收机理论的主要内容, 也是工程设计人员最关心的问题。要分析接收机的灵敏度必须弄清楚二个问题, 一个是光检测器的噪声特性和大小, 另一个就是放大器的电路噪声。

光纤接收机前置低噪声放大器有二种形式, 跨阻抗和高阻抗放大器。但具体电路又是千变万化、种类繁多的。其中还有各种反馈, 如密勒效应、自举电路和各种正、负反馈等等。对这些复杂电路的噪声分析往往使人感到无从着手。为此必须在理论上分析和总结各类放大器的噪声特性, 才能真正概括出切实可行光纤接收机设计方法。本文旨在的解决这一问题。同时, 本文的所有结论也为本人编制的《光纤接收机噪声分析程序》所证实。该程序只须输入接收机的拓扑信息和元件参数, 计算机即可快速而准确地打印出接收机的等效电路噪声, 接收机的量子极限信噪比; 使用 PIN 时的信噪比; 使用 APD 时的最佳雪崩增益; 最佳雪崩增益下的过剩噪声系数及接收机的信噪比。与此同时, 计算机还打印出输出信号的幅频曲线、相频曲线、接收机需要的均衡曲线和输出噪声谱密度曲线等。

为了使分析具有普遍意义, 本文采用一个较有普遍性的电路模型。如图 1 所示。这一模型中的前置放大器具有较大的普遍性和代表性。因为:

- ①当 $\beta = 0$ 时, 它是一个高阻抗放大器。
- ②当 $\beta = 1$, $Z_f = R_f$, $R_e[A_1(\omega)] < 0$ 时, 它是一个跨阻抗放大器
- ③当 $\beta = 1$, $Z_f = -\frac{1}{j\omega c_f}$, $R_e[A_1(\omega)] < 0$ 时, c_f 就是一个密勒电容。
- ④当 $\beta = 1$, $Z_f = -\frac{1}{j\omega c_f}$, $R_e[A_1(\omega)] > 0$ 时, c_f 就是一个自举电容

利用电路理论, 可以求得各噪声源在输入端的等效噪声谱密度为:

$$\frac{d}{df} \langle i^2 \rangle = \frac{d}{df} \langle i_{id}^2 \rangle + \frac{d}{df} \langle i_{i_s}^2 \rangle + \frac{d}{df} \langle i_{i_d}^2 \rangle + \frac{b}{df} \langle e_a^2 \rangle \cdot \left[\frac{1}{Z_{IN}} + \frac{1}{Z_f} \right]^2 + \frac{d}{df} \langle i_{i_f}^2 \rangle$$

上式中不出现 $A_1(\omega)$ 、 β 等因子, 因此可以得到一些有用的结论:

①放大器的反馈不改变它的噪声特性。而且要计算如图 1 那样的反馈放大器的噪声时, 只须将反馈网络并接在放大器的输入端, 按高阻抗放大器的公式计算即可。

②高阻抗放大器 and 跨阻抗放大器具有相同的噪声特性。

③任何反馈不改变放大器的噪声特性。

上式分析澄清了国内外存在的某些模糊观点。

文章第二部分从整机角度分析放大器的电路噪声计算方法。采用的电路模型为图2。这二类接收机的等效电路噪声谱密度和电路噪声分别为：

$$\frac{d}{df} \langle i^2 \rangle_{H2} = \frac{d}{df} \langle i^2 \rangle_1 + \frac{d}{df} \langle i^2 \rangle_2 + \left[\frac{d}{df} \langle e^2 \rangle_1 + \frac{1}{A_1^2} \frac{d}{df} \langle e^2 \rangle_2 \right] \cdot \left[\frac{1}{R_1^2} + (\omega C_T)^2 \right]$$

$$\langle i^2 \rangle_{H2} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d}{df} \langle i^2 \rangle_{H2} \frac{H_{out}^2(f)}{H_p^2(f)} df$$

$$\frac{d}{df} \langle i^2 \rangle_{TZ} = \frac{d}{df} \langle i^2 \rangle_{H2} + \frac{d}{df} \langle e^2 \rangle_2 \cdot \left[\frac{1}{R_f^2} + \frac{1}{2A_1 R_f R_T} \right]$$

$$\langle i^2 \rangle_{TZ} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d}{df} \langle i^2 \rangle_{TZ} \frac{H_{out}^2(f)}{H_p^2(f)} df$$

这里 $\frac{d}{df} \langle i^2 \rangle_{H2}$ 、 $\langle i^2 \rangle_{H2}$ 、 $\frac{d}{df} \langle i^2 \rangle_{TZ}$ 、 $\langle i^2 \rangle_{TZ}$ 分别为高阻抗接收机和跨阻抗接收机的等效输入电路噪声谱密度和等效输入电路噪声。

由上面各式可以得出几个重要结论：

①单从前置放大器一级讨论，跨阻抗放大器与高阻抗放大器具有相同的噪声比。

②从整机角度考虑，跨阻抗接收机的噪声特性劣于高阻抗接收机，它们之间差值与后接主放大器的等效输入电压噪声源大小成正比，与 R_f 、 R_T 、 A_1 成反比。

由本文对电路噪声的计算和分析。得到一些简洁而有效的运算公式和分析方法，同时为光纤接收机的设计提出了一些有益的指导。

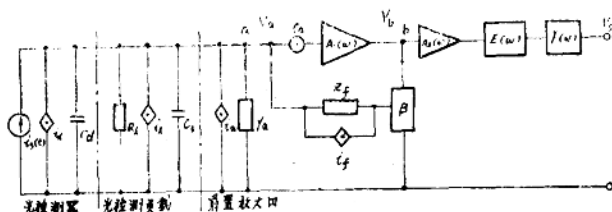


图1 采用有反馈前置放大器的光接收机的噪声等效电路

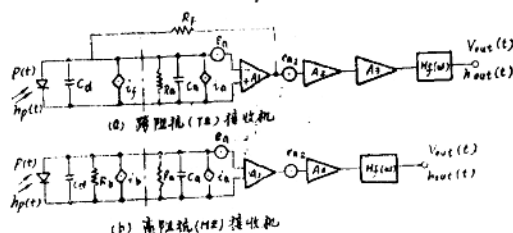


图2 跨阻抗接收机与高阻抗接收机

(全文未发表)

光纤彩色广播电视中的伴音系统

电子工程系 陆自南 李衍佐

目前国内光纤彩色闭路电视系统的伴音载频比较低，一般为 6.5MHz 或 8MHz ，而其频偏要求达到 50kHz 或大于 75kHz ，所以相对频偏比调频广播以及调频通信大得多，通常的调频器就难以满足光纤彩色电视系统对伴音信号的要求。主要障碍是调频器的非线性问题以及介调器的非线性和信噪比问题。因此，本文首先讨论调制器的非线性问题及可能的补偿，试图为实现高质量的伴音调制器开辟新途径。

本文首先从理论上较深入的分析了调制器中的付载波电压对变容二极管的不利影响，从而引出了一种新型的双管（背靠背连接）变容二极管调制器，从而使付载波电压的不利影响大大减少，使非线性失真减小。

本文还在调制器的设计中引入线性补偿原理，从而引出了调制器的新颖设计方法，实际测试结果证明，在 $\Delta f_{\text{max}} \geq 75\text{kHz}$ 时，非线性失真系数 $r \leq 1\%$ 。（典型值为 $r = 0.7\%$ ）。这种调制器不仅适合于光纤彩色电视伴音调制器中，而且适合于甚高频、超高频波段工作的调频信号发生器以及调频立体声广播及广播电视图象、伴音调频器中，均能达到高质量传输图象及伴音或音乐节目的效果。

最后分析了提高伴音介调器线性和信噪比的主要方法并找出一些有效的措施。提高介调器的线性是改善伴音系统线性的关键之一。其中鉴频器达到宽带和较高线性的要求。而提高伴音系统的 S/N 比的关键是提高介调器的 S/N 比，主要是提高介调器前置放大器 S/N 比和提高前置滤波器的滤波性能。另外尽可能提高伴音载波幅度。从数学和物理概念上分析了 LED 非线性对伴音 S/N 比的影响，说明改善 LED 非线性是根本办法。

经实测表明，整个伴音系统在图象信号同时加入系统时，伴音系统 $S/N \geq 50\text{dB}$ ，非线性失真 $r \leq 1\%$ 。

（全文未发表）

广播电视光纤传输系统微分增益和微分相位补偿电路分析与设计

电子工程系 唐棣芳 郭云 方军

上海交通大学研制的广播电视光纤传输系统,已经在河北省石家庄电视台使用考验近半年了。实践证明,这套系统性能良好,工作稳定。传输的图像清晰。系统的信噪比大于 50db (不加权), 加权后为大于 60db, 微分增益和微分相位可优于 1.5% 和 1.5°, 最小接收光功率为 1.5μW。本文对模拟光纤传输系统用的发光管的非线性原因进行了分析, 并对这套光纤传输系统的微分增益和微分相位补偿电路从理论上进行了详细的分析, 给出了设计计算方法, 实践证明效果良好。

一、发生二极管的特性分析

在广播电视光纤传输系统中, 对线性指标要求很高。因而一般 LD 和质量差的 LED 都不能用作为系统中的光源。在我们研制的系统中。使用的光源为双异质结发光二极管。这种管子的特性曲线如图(1)所示。初看起来, 其线性还可以满足要求。输出的光功率也比较

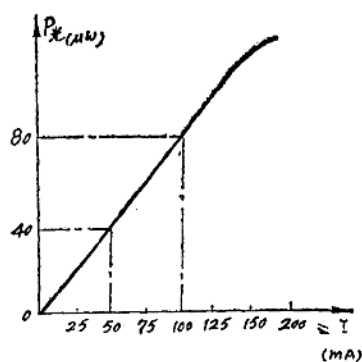


图1 发光管特性曲线

大。但仔细分析, 就可看到此曲线的两头呈现弯曲。虽然曲线的中间部分是比较直的。然而这只是发光二极管静态特性曲线。并不能说明在高频运用下所出现的非线性畸变。一般说来, LED 作为一个 PN 结。其扩散导纳与注入电流大小有关。同时载流子寿命亦与注入电流大小有关。使采色付载波相位滞后量取决于注入电流。

LED 的非线性还与热效应有关。尤其是在高注入电流时, 由于焦耳热反复吸收光子使温度上升。从而使输出光功率产生饱和, 引起严重的非线性。从特性曲线上反映出的 DG DP 表达式为:

$$DG = \max \left\{ \frac{\left. \frac{dp}{dI} \right|_{I_0'}}{\left. \frac{dp}{dI} \right|_{I_0}}, -\frac{\left. \frac{dp}{dI} \right|_{I_0'}}{\left. \frac{dp}{dI} \right|_{I_0'}} \right\} \times 100\%$$

$$DP = \max \{ |\Phi(I_0') - \Phi(I_0)| \}$$

其中 P(I) 为 LED 所发射的瞬时光功率。Φ(I) 为 LED 为发射的光功率 P 与驱动电流

I 的相位延迟差。

为了克服 LED 的 $P-I$ 特性非线性给光纤传输系统造成不良影响。近年来不少专家做了大量工作。其中一方面是努力提高器件的质量。另一方面则是在电路技术上寻求解决方案，予失真补偿法就是其中一种。用于失真补偿 LED 的非线性失真。电路简单、效果好。

二、予失真法的基本组成方案及简要说明

图 2 所示为予失真法的基本组成方框图。如果没有加校正电路，则 V_i-i 为线性， $P-i$ 为非线性的话， $P-V_i$ 关系仍旧为非线性，必然存在微分增益和微分相位的失真。

现在我们加入了阻抗匹配级。DG 校正电路，使得最终的 $P-V_i$ 特性成为线性。并使得 $(\langle P - \langle V_i \rangle) \sim V_i$ 特性不随 V_i 变化，而成为一个恒定值，则 DG DP 就可大大减小。

关于微分相位的校正，这里要说明的关于相位特性的讨论，都是指在彩色付载频 $f_c = 4.43\text{MHz}$ 上系统的相移特性，而级联系统的相位延迟特性为各子系统相移的迭加。进行 DP 补偿而引入的一个全通移网络，其相移特性随着亮度电平的大小按一定规律变化，抵消原来系统存在的非线性相移特性。采用的是折线逼近法。

关于微分增益的校正，我们采用的也是折线逼近法。加入的微分增益校正电路的非线性特性使其与系统原来存在的非线性的特性相反，从而使 $P-V_i$ 呈现线性关系。

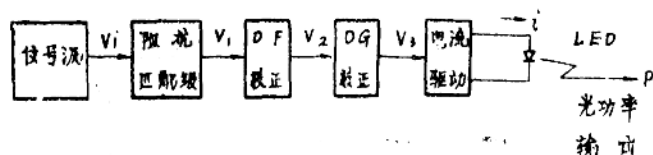


图 2 予失真法的基本组成方框图

三、用于 DP 补偿的基本电路

用于 DP 补偿的基本电路之一，如图 (3) 所示：本文从理论上证明，此电路在一定条件下就是全通相移网络，相移大小为：

$$\varphi = -2\arctg(2\pi f \cdot R \cdot C)$$

假设原来系统的相位特性、如图 (4) a 所示，则就可使用此电路校正，校正曲线如图 (4) b 所示。此时：

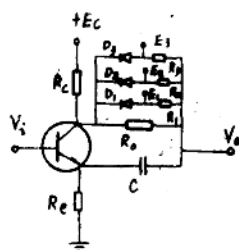


图 3 电路图

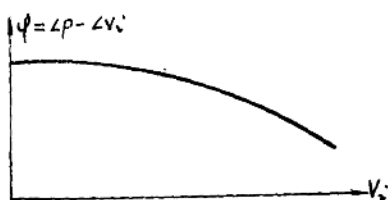


图4a 原来系统的特性

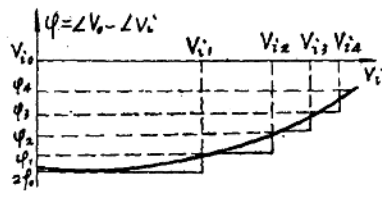


图4b 校正曲线

$$|\varphi_0| = 2 \arctg 2\pi f_0 c (R_0)$$

$$|\varphi_1| = 2 \arctg 2\pi f \cdot c (R_0 \parallel R_1)$$

$$|\varphi_2| = 2 \arctg 2\pi f \cdot c (R_0 \parallel R_1 \parallel R_2)$$

$$|\varphi_3| = 2 \arctg 2\pi f \cdot c (R_0 \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_3)$$

当原来系统的相位特性, 如图 (5) a 所示, 则只须将各只二极管方向换一下。校正曲线如图 (5) b 所示。此时:

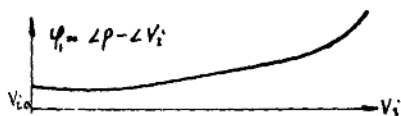


图5a 原来系统的特性

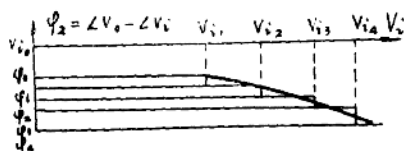


图5b 校正曲线

$$|\varphi_0| = 2 \arctg 2\pi f \cdot c (R_0 \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_3)$$

$$|\varphi_1| = 2 \arctg 2\pi f \cdot c (R_0 \parallel R_1 \parallel R_2)$$

$$|\varphi_2| = 2 \arctg 2\pi \cdot f \cdot c \cdot (R_0 \parallel R_1)$$

$$|\varphi_3| = 2 \arctg 2\pi \cdot f \cdot c \cdot (R_0)$$

用于 DP 补偿的基本电路之二, 如图 (6) 所示。可以证明, 此电路的相移大小为 $\varphi = 2 \arctg (2\pi f \cdot RC)$

当图 (2) 中的 P (先) 滞后于 V_i 时就要用其进行校正。此时也有这种相移特性逼近的情况。分别如图 (7a)、(7b) 和图 (8a)、(8b) 所示:

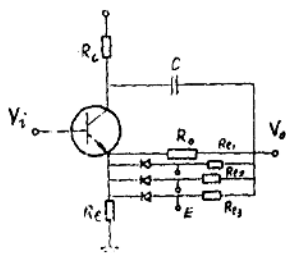


图6 电路图

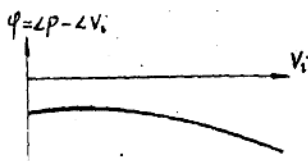


图7a 原来系统的相位特性。

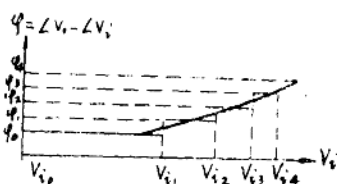


图7b 校正曲线

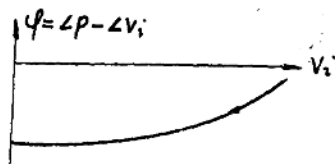


图8a 原来系统相位特性

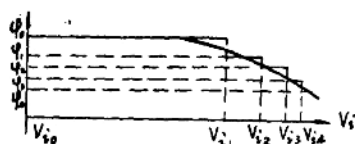


图8b 校正曲线

四、用于微分增益(DG)补偿的基本电路

用于 DG 补偿的基本电路如图(9)所示: 本文从理论上证明, 在满足一定条件时, 此电路的电压传输系数近似地等于 $|K| = R_c/R_o$ 。

其中 R_o 是可变的参数。

当 $P-V_i$ 非线性曲线上凹时, 便可用此电路进行校正。校正曲线如图(10)所示。此时

$$K_{u0} = R_c/R_{e0} \parallel R_{e1} \parallel R_{e2} \parallel R_{e3}$$

$$K_{u1} = R_c/R_{e0} \parallel R_{e1} \parallel R_{e2}$$

$$K_{u2} = R_c/R_{e0} \parallel R_{e1}$$

$$K_{u3} = R_c/R_{e0}$$

当 $P-V_i$ 的非线性特性下凹时, 只须将图(9)中的二排管反向, 校正曲线如图(11)

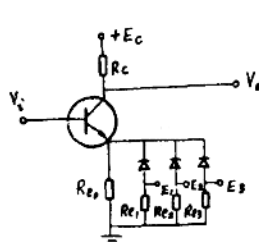


图 9 电路图

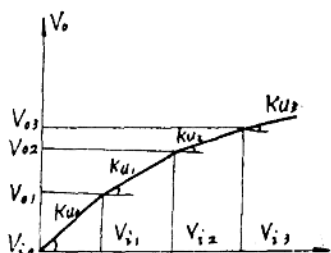


图 10 DG 校正曲线

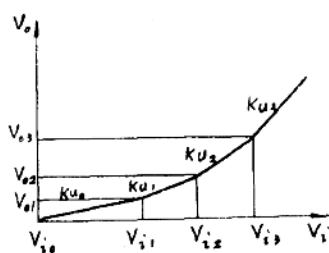


图 11 DG 校正曲线

所示。此时

$$K_{u0} = R_c/R_{e0}$$

$$K_{u1} = R_c/R_{e0} \parallel R_1$$

$$K_{u2} = R_c/R_{e0} \parallel R_1 \parallel R_2$$

$$K_{u3} = R_c/R_{e0} \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$$

五、试验结果

根据以上分析设计的 DP、DG 补偿电路, 实际效果呈比较好的, 加入补偿电路后, 系统 DG, DP 分别降到 $<1.5\%$, $<1.5^\circ$, 最好的情况为 1% , 1° 以下。

(全文未发表)