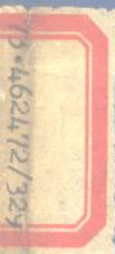


彩色电视 的微波传输

〔日〕松本高士 著

金得洙 译

人 民 邮 电 出 版 社



73.462472
329

彩色电视的微波传输

[日]松本高士 著

金得洙 译

21522/28

人民邮电出版社

内 容 概 要

本书介绍了利用微波电路传输彩色电视时,微波电路对彩色电视各项主要指标的影响。书中有定性和定量的分析,也有具体的应用实例。可供从事微波、彩色电视工作的工程技术人员学习与参考。

マイクロによる
カラーテレビジョン伝送理論
工学博士 松本高士著
コロナ社

彩色电视的微波传输

〔日〕 松本高士 著

金 得 洙 译

*

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

天津市第一印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

限 国 内 发 行

*

开本: 787×1092 1/32 1978年7月第一版

印张: 2 16/32 页数40 1978年7月天津第一次印刷

字数: 54千字 印数: 1—41,000 册

统一书号: 15045·总2235—无648

定价: 0.28 元

目 录

序	(1)
第一章 概述	(2)
第二章 调频传输电路的振幅特性、相位特性对于视频信号的振幅—频率特性、相位—频率特性的影响	(7)
2.1 绪言	(7)
2.2 一般公式的推导	(8)
2.3 $m \ll 1$ 时的特解	(12)
2.4 数值计算	(15)
2.5 关于调制指数的讨论	(20)
2.6 结论	(21)
附录2.1 按五位矩阵元素进行的数值计算结果	(22)
附录2.2 与 $m \ll 1$ 的情况比较的误差	(23)
第三章 调频传输电路的振幅特性、相位特性对于微分增益、微分相位的影响	(25)
3.1 绪言	(25)
3.2 理论公式的推导	(25)
3.3 定性讨论和数值计算	(27)
3.4 结论	(31)
附录：用加重来改善微分相位、微分增益的效果	(32)
第四章 调频传输系统中的小反射对于彩色电视传输特性的影响	(35)
4.1 绪言	(35)

序

本文研究了彩色电视的调频制传输电路对于视频的振幅—频率特性、相位—频率特性(群时延)、微分增益、微分相位的影响,并给出了把本研究结果具体应用于设计彩色电视的调频传输电路时的指标分配和确定设备技术指标方面的例子。书中各章的内容概要如下:

第一章:叙述彩色电视的调频传输发展经过,指出在调频传输中存在的问题,说明关于调频传输的过去研究结果与本研究的关系。

第二章:因为过去作为亮度信号逼真度指标的脉冲传输失真难于应用到传输电路的设计,并在彩色电视传输中需要以群时延作为规定亮度信号与色度信号相对位置的指标,所以在这里以视频—视频的幅频特性和相频特性取代脉冲传输失真指标,然后分析了它们在调频传输电路中所受的影响。

第三章:分析调频传输电路的振幅特性和相位特性对于微分增益和微分相位的影响。

第四章:分析天线系统中的反射对于视频—视频的幅频特性、相频特性、微分增益和微分相位的影响。

第五章:作为具体应用以上研究结果的例子,以 6000MHz 频段的 SF-UI 系统为例,说明了设计传输电路时的指标分配和确定设备指标的经过。

附录:论述衡量彩色电视质量的上述诸特性和传输多路电话时成为主要问题的串杂音之间已经明确的那些关系,以及彩色电视信号与多路电话信号对传输电路的性能要求方面的等效性。

第一章 概 述

从前,作为表示被传输波形逼真度的尺度,用得最多的是传输矩形脉冲时的上升时间和上冲量,而在传输黑白电视的时候也把这些指标和信噪比一起作为衡量图象质量的尺度。但是,NTSC制彩色电视是利用3.58MHz副载波对亮度信号的振幅比来传送饱和度;利用副载波与彩色同步信号两者的相位差来传送色调。因此,为了不失真地传送颜色,必须使被传送的副载波的振幅以及相位(与彩色同步信号比较)不致随亮度信号电平而发生变化。作为定量的尺度,从提高测量精度的观点出发,采用着眼于变化部分的微分增益、微分相位比较理想。这个参数已经由凯雷(Kelley)⁽²⁴⁾、克拉科(Clark)⁽²⁵⁾研究出莱氏(Rae)⁽¹⁴⁾建议的具体测量方法。另外,由于依靠3.58MHz副载波传输色信号,传输电路的相频特性(群时延)就成为在图象上致使色信号偏移(相对于亮信号)的原因。因此,需要再加上群时延作为衡量色失真的指标之一。

彩色电视以调频传输时,与其传输质量有关的诸特性中,受调频传输电路影响的,如上所述,除了信杂比以外,还必须考虑表征亮度信号逼真度的上升时间和过冲,表征色信号逼真度的微分增益和微分相位,以及表征着色位置逼真度的群时延。一般论述彩色电视传输时,除此以外还加上帧倾斜、行倾斜、条纹、周期性杂音等,但这些并不属于调频传输电路本质的东西,而是主要取决于视频放大器的低(中)频特性以及制造技术的问题,因此在本文中不打算论述。

在上述特性中,上升时间和过冲等的脉冲传输失真,虽然是

直接了解被传输波形逼真度的特性，但因为该特性的相加规律无法简单地估计，所以从电路设计观点来说是不方便的。也就是说，拟将指标分配到组成传输电路的各个设备的时候，以及象欧洲各国那样，不同的两个国家各自独立地设计电视传输电路后，在连接起来使用的情况下，欲使传输质量维持在指标值以内的时候，如果相加规律复杂的话就不实用。从这些观点来看，虽然是间接，但把脉冲传输失真用测量结果可以算术加减的视频—视频的幅频特性和群时延来代替是方便的。因此，在国际会议上也把幅频特性、群时延同脉冲传输失真一起规定为亮度信号逼真度的尺度⁽¹⁰⁾。

回顾调频传输理论的研究历史，我们可以注意到，过去的研究主要是致力于传输多路电话时的谐波失真和串噪音上，而对于电视传输的研究比较少。其主要原因可能是在调频传输理论的研究初期还没有出现传输电视的需要，以及出现这种需要的时候，除了视频的带宽、AFC、箝位等电视所特有的电路技术以外，调频传输技术已经发展到了能够传输比较满意的图象的程度。

关于在调频传输电路中的谐波失真及串噪音的研究，可以说是从卡松(Carson)、弗莱(Fry)⁽¹⁾以他们的可变频率电路理论定义似稳态解而开始，并由白尼特(Bennett)、莱斯(Rice)⁽²⁾用随机噪声的自相关函数进行串噪音的分析而结束。其中，研究流派按照在分析中所采用的方法可以粗略地分为三大类。第一类是在似稳态解的级数收敛迅速的条件下，计算谐波失真，并象尾佐竹氏⁽²⁰⁾所做的那样，从对于两个以上调制波的耦合波发展之后，一般地分析噪音负荷时的串噪音。作者⁽³⁾也曾进行过这种研究。除了直接向随机噪音的自相关函数发展的白尼特(Bennett)、莱斯(Rice)的方法以外，所搞过的再一个方法是把

调频波展开为边带波，并分别加上在传输电路受到的振幅和相位特性作用，然后以再合成的方法来分析。这是由罗德(Roder)⁽²⁷⁾、染谷氏⁽²⁸⁾、麦赫斯特(Medhurst)⁽²²⁾等试过的方法。而桑原氏⁽²³⁾是进一步发展这个流派，对任意振幅特性和相位特性时产生的串噪音，成功地得到了和白尼特(Bennett)、莱斯(Rice)相同的一般解。在这中间，在通话路数比较少的初期，认为决定传输电路失真特性的主要是相位特性，而振幅特性的影响被认为是次要的；但是，随着通话路数的逐渐增加，在传输电路进行相位特性补偿之后，不能再忽略振幅特性的影响了，从而由麦赫斯特(Medhurst)重新开始了对传输电路振幅特性的研究。

这样，对于调频传输电路特性中的振幅特性和相位特性都被注意到了。但是，研究它们的影响的时候，总是把谐波失真和串噪音作为研究对象，而对基波成分是在卡松(Carson)⁽¹⁾、黑川氏⁽⁸⁾、尾佐竹氏等的研究初期，仅限于在调频传输电路输出波形中指出该项，没有把基波的幅频特性和相频特性联系到调频传输电路的振幅特性和相位特性。因此，对于分析它们的手段——微分增益、微分相位，也没有直接联系到调频传输电路的振幅特性和相位特性。估计，这是由于如前所述，电视传输未曾作为研究的对象，从而其着眼点不同所致。

关于脉冲传输失真，从前有麦克(McCoy)⁽³⁰⁾、库莫斯基(Gumowski)⁽³¹⁾的研究。虽然这些研究都企图一般地处理调频波的瞬变现象，但是具体计算过渡失真和谐波失真时受到相当的限制，因此他们两位也只对传输电路特性函数简单的单调谐电路给出了数值计算结果。驹井氏⁽⁶⁾论述了直接利用传输系统的测量数据分析脉冲传输失真的方法，并得到上升时间主要受调频传输电路的振幅特性影响，过冲主要受调频传输电路的相

位特性影响的明确结果。同时，驹井氏在这之前还根据边带波分布，论述了电视调频传输时所需要的频带宽度⁽²⁹⁾。

有关于电视调频传输的过去研究结果大致如上面所述，而利用调频制传输彩色电视的时候，需要进一步研究清楚的问题及其理由如下：

(1)正如前面所述，脉冲传输失真从电路设计的观点来看是不方便的，因此必须把视频—视频的振幅特性、相位特性(群时延)与调频传输电路的振幅特性、相位特性联系起来看。同时，其中群时延是从决定彩色电视图象的亮度信号和色信号的相对位置的观点来看，也有必要分析调频传输电路对它的影响。

(2)为了知道饱和度、色调受调频传输电路的影响，微分增益、微分相位必须与调频传输电路的振幅特性和相位特性联系起来。

在本研究中，研究清楚了以前从未研究过的以上两个问题。即：在第二章，分析视频—视频的振幅特性和群时延在调频传输电路受到的影响；在第三章，论述微分增益、微分相位在调频传输电路受到的影响。另外，如果调频传输电路能够传输彩色电视，则传输电路的振幅特性和相位特性是十分良好的，在这种状态下，对于在天线系统中存在反射情况的分析是不可缺少的，对此，将在第四章中加以分析。

当设计电路的时候，把总指标分配到各个设备，进而决定其技术指标，这是具体应用以上研究结果的例子。根据这样决定的技术指标，制造各个设备后进行现场实验的结果，得到了可以指出今后研究方向的结论。关于这些内容，归纳在第五章。在附录一章中，述及了上面分析的有关于传输彩色电视时的质量指标和传输多路电话时的串噪音之间的关系上已经明确得到的

结论。

以前,在设计多路电话电路的时候,把传输指标(噪音)⁽⁴⁾分配到组成传输电路的诸设备,以便根据它决定诸设备的规格。由于本研究的结果,对于彩色电视传输电路,也能够根据视频—视频的振幅特性、时延特性、微分增益、微分相位等的指标分配,决定诸设备的技术指标,因而可以认为设备的技术指标变得合理了。另外,开始传输黑白电视的时候,观察被传输的图象还不能估计其变坏的原因,但由于本研究的结果,能够粗略知道其原因了。

第二章 调频传输电路的振幅特性、 相位特性对于视频信号的振 幅—频率特性、相位—频 率特性的影响

2.1 绪 言

调频传输理论从来以传输多路电话信号时产生的谐波失真和串噪音作为研究对象,而对基波成分没有进行过讨论。仅仅在卡松(Carson)、弗莱(Fry)以及黑川、林氏等的论文⁽⁸⁾中指出过所谓基波成分的东西而已。这是由于在进行上述研究期间,尚未出现传输电视的需要之故。但是,传输电视的时候是需要着眼于基波成分的。

在过去,传输电视信号的时候,作为衡量被传输波形逼真度的一个手段,采用过传输矩形波时的上升时间和过冲,并且传输系统的视频—视频的振幅特性、相位特性与它们的关系由桑德(Sunde)⁽⁹⁾论述过。

但是,这个方法只适用于象一般视频放大器的情况那样,幅频特性、相频特性随直流分量电平的变化即微分增益、微分相位非常小的场合,而打算传输彩色电视的时候是必须把调频传输电路中产生的微分增益、微分相位当作问题。因此,即使知道视频—视频的振幅特性和相位特性也不能成为严密地了解脉冲传输失真的手段。驹井氏⁽⁶⁾是直接把调频传输电路的振幅特性、相位特性成功地与传输脉冲时的上升时间及过冲联系起来,解

决了这个难题。

尽管如此,在有关电视传输的国际会议⁽¹⁶⁾等地方,尚继续把视频—视频的幅频特性及相频特性与上升时间及过冲合在一起议论。估计,这是由于考虑到国际电路的接续,欲在跨越两个以上国家的各个区间进行指标分配时,脉冲传输失真不易找到各区间之间的相加规律,而且也不易预先假定的缘故。为了进行指标分配,最好着眼于可以把测量结果进行简单加减的幅频特性及相频特性(群时延)。同时,为了控制在彩色电视图象上亮度信号和色信号的相对位置,也是需要了解群时延的。根据这样的观点,在本章对于视频信号所受到的幅频特性和相频特性进行分析。伊东氏⁽⁹⁾是只限于调制指数很小的情况下论述了视频的振幅特性所受的影响,但在本章是进一步明确了如下问题:

(1)关于视频—视频相位特性的问题;

(2)把视频—视频的振幅特性和相位特性的讨论范围从调制指数(m)极小的情况加以扩大的问题;

(3)关于视频的振幅特性及相位特性在 $m \ll 1$ 的极限情况和在一般情况的误差问题。

2.2 一般公式的推导

如果令第 n 个边带波上作用的振幅特性为 $\rho_n = \rho(np)$ 、相位特性为 $e_n = \theta(np)$,则在传输电路受振幅特性及相位特性作用的调频波可以表示如下:

$$\begin{aligned} e_0 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \rho_n J_n(m) \sin\{(\omega + np)t + \theta_n\} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \rho_n J_n(m) \{\cos(npt + \theta_n) \sin \omega t \end{aligned}$$

$$+ \sin(npt + \theta_n) \cos \omega t \} \quad (2.1)$$

其中, m 是调制指数, p 是调制角频率, ω 是载波角频率。

另一方面, 如果把受到这种失真的输出波表示为:

$$e_0 = (1 + \Delta) \sin(\omega t + m \sin pt + \delta) \quad (2.2)$$

Δ : 振幅调制分量的失真

δ : 相位调制分量的失真

并且把(2.1)式与(2.2)式进行比较, 则可以得到:

$$\left. \begin{aligned} (1 + \Delta) \{ \cos(m \sin pt) \cos \delta - \sin(m \sin pt) \sin \delta \} \\ = \sum_{-\infty}^{\infty} \rho_n J_n(m) \cos(npt + \theta_n) \\ (1 + \Delta) \{ \sin(m \sin pt) \cos \delta + \cos(m \sin pt) \sin \delta \} \\ = \sum_{-\infty}^{\infty} \rho_n J_n(m) \sin(npt + \theta_n) \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

由(2.3)式得:

$$\left. \begin{aligned} (1 + \Delta) \sin \delta &= \cos(m \sin pt) \sum_{-\infty}^{\infty} J_n \rho_n \sin(npt + \theta_n) \\ &\quad - \sin(m \sin pt) \sum_{-\infty}^{\infty} J_n \rho_n \cos(npt + \theta_n) \\ (1 + \Delta) \cos \delta &= \cos(m \sin pt) \sum_{-\infty}^{\infty} J_n \rho_n \cos(npt + \theta_n) \\ &\quad + \sin(m \sin pt) \sum_{-\infty}^{\infty} J_n \rho_n \sin(npt + \theta_n) \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

这里, 如果利用如下关系式:

$$\left. \begin{aligned} \cos(m \sin pt) &= \sum_{-\infty}^{\infty} J_0(m) \cos^0 pt \\ \sin(m \sin pt) &= \sum_{-\infty}^{\infty} J_1(m) \sin^1 pt \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

并进行整理, 则得:

$$\begin{aligned}(1 + \Delta) \sin \delta &= \sum_n \sum_l J_n J_{n-l} \rho_n \sin \{(n-l)pt + \theta_n\} \\ &= \sum_n \sum_k J_n J_{n-k} \rho_n \sin(kpt + \theta_n)\end{aligned}\quad (2.6)$$

$$\begin{aligned}(1 + \Delta) \cos \delta &= \sum_n \sum_l J_n J_{n-l} \rho_n \cos \{(n-l)pt + \theta_n\} \\ &= \sum_n \sum_k J_n J_{n-k} \rho_n \cos(kpt + \theta_n)\end{aligned}\quad (2.7)$$

由(2.6)及(2.7)式得:

$$\tan \delta = \frac{\sum_n \sum_k J_n J_{n-k} \rho_n \sin(kpt + \theta_n)}{\sum_n \sum_k J_n J_{n-k} \rho_n \cos(kpt + \theta_n)}\quad (2.8)$$

也就是说, 如果令(2.8)式的右边为 X , 则包含在输出信号的失真分量 δ 下:

$$\delta = \tan^{-1} X = X - \frac{X^3}{3} + \frac{X^5}{5} - \frac{X^7}{7} + \dots\quad (2.9)$$

而在 δ 小的范围内, 以 $\frac{X^3}{3}$ 以下的误差可以得到:

$$\delta \approx X = \frac{\sum_n \sum_k J_n J_{n-k} \rho_n \sin(kpt + \theta_n)}{\sum_n \sum_k J_n J_{n-k} \rho_n \cos(kpt + \theta_n)}\quad (2.10)$$

如果令

$$\begin{aligned}\delta \approx X &= a_0 + a_1 \cos pt + a_2 \cos 2pt + \dots \\ &+ b_1 \sin pt + b_2 \sin 2pt + \dots\end{aligned}\quad (2.11)$$

并进一步作如下表示:

$$\begin{aligned}\sum_n \sum_k J_n J_{n-k} \rho_n \sin(kpt + \theta_n) &= c_0 + c_1 \cos pt + c_2 \cos 2pt + \dots \\ &+ d_1 \sin pt + d_2 \sin 2pt + \dots\end{aligned}\quad (2.12)$$

$$\sum_n \sum_k J_n J_{n-k} \rho_n \cos(kpt + \theta_n) = e_0 + e_1 \cos pt + e_2 \cos 2pt + \dots \\ + f_1 \sin pt + f_2 \sin 2pt + \dots \quad (2.13)$$

$$c_0 = \sum_n J_n^2 \rho_n \sin \theta_n$$

$$c_k = \sum_n J_n (J_{n-k} + J_{n+k}) \rho_n \sin \theta_n$$

$$d_k = \sum_n J_n (J_{n-k} - J_{n+k}) \rho_n \cos \theta_n$$

$$e_0 = \sum_n J_n^2 \rho_n \cos \theta_n$$

$$e_k = \sum_n J_n (J_{n-k} + J_{n+k}) \rho_n \cos \theta_n$$

$$f_k = \sum_n J_n (J_{n+k} - J_{n-k}) \rho_n \sin \theta_n$$

则因为

$$c_0 + a_1 \cos pt + a_2 \cos 2pt + \dots + b_1 \sin pt + b_2 \sin 2pt + \dots \\ = \frac{c_0 + c_1 \cos pt + c_2 \cos 2pt + \dots + d_1 \sin pt + d_2 \sin 2pt}{e_0 + e_1 \cos pt + e_2 \cos 2pt + \dots + f_1 \sin pt + f_2 \sin 2pt} \quad (2.14)$$

所以经实际运算得各系数之间的关系:

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \end{pmatrix} = M^{-1} \begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ d_1 \\ d_2 \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

其中,

$$M = \begin{pmatrix} e_0 & e_1/2 & e_2/2 & f_1/2 & f_2/2 & \dots \\ e_1 & e_0 + e_2/2 & e_1/2 + e_3/2 & f_2/2 & f_1/2 + f_3/2 & \dots \\ e_2 & e_1/2 + e_3/2 & e_0 + e_4/2 & f_3/2 - f_1/2 & f_4/2 & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_1 & f_2/2 & f_3/2 - f_1/2 & e_0 - e_2/2 & e_1/2 - e_3/2 & \dots \\ f_2 & f_3/2 + f_1/2 & f_4/2 & e_1/2 - e_3/2 & e_0 - e_4/2 & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}$$

由此解出 a_i, b_i 就能够得到在 δ 中包含的基波分量。这样，用调制传输的视频的振幅—频率特性 A 和相位—频率特性 ϕ 是：

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{\sqrt{(m + b_i)^2 + a_i^2}}{m} \\ \tan \phi &= \left| \frac{a_i}{m + b_i} \right| \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

2.3 $m \ll 1$ 时的特解

当调制指数 m 比1充分小时，

$$J_0(m) \doteq 1, J_1(m) \doteq \frac{m}{2}, J_n(m) (n \geq 2) \doteq 0$$

因此，

$$\left. \begin{aligned} c_0 &\doteq J_0^2 \rho_0 \sin \theta_0 \\ c_1 &\doteq J_0 J_1 (\rho_1 \sin \theta_1 - \rho_{-1} \sin \theta_{-1}) \\ d_1 &\doteq -J_0 J_1 (2\rho_0 \cos \theta_0 - \rho_1 \cos \theta_1 - \rho_{-1} \cos \theta_{-1}) \\ e_0 &\doteq J_0^2 \rho_0 \cos \theta_0 \\ e_1 &\doteq J_0 J_1 (\rho_1 \cos \theta_1 - \rho_{-1} \cos \theta_{-1}) \\ f_1 &\doteq J_0 J_1 (2\rho_0 \sin \theta_0 - \rho_1 \sin \theta_1 - \rho_{-1} \sin \theta_{-1}) \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

而(2.15)式变为：