

全通网络实用设计

李国荣 著

电子工业出版社

内 容 简 介

本书可以分为两大部分。第一部分(第一章)从二端口网络的基础理论出发,系统阐述全通网络的基本特性和电路结构型式;并且推导出—阶、二阶和三阶全通网络的相移表达式和群时延表达式,分析元件损耗、元件误差对网络特性的影响。第二部分(后三章)分别叙述无源和有源全通网络的设计方法和制作调测工艺,提供大量实用设计图表、数据和设计制作实例。

本书以实际应用为主,内容完整,概念清楚,层次分明,使用方便,可供电子工程技术人员和有关专业的院校师生设计全通网络时参考应用。

全通网络实用设计

李 国 荣 著

责任编辑 王昌喜

*

电子工业出版社出版

(北京市万寿路)

北京科技印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

开本: 787×1092 1/32 印张: 6.375 字数: 141.8千字

1986年2月第1版 1986年5月第1次印刷

印数: 5000册 定价: 1.40元

统一书号: 15290·287

目 录

第一章 全通网络的基本原理

§1-1 二端口网络的固有传输常数	1
§1-2 时延、群时延和传输畸变	6
§1-3 全通网络的基本特性、二阶全通	14
§1-4 全通网络的电路形式	20
§1-5 一阶全通和三阶全通	27
§1-6 元件损耗对全通网络特性的影响	35
§1-7 二阶全通的调整,元件误差的影响	39

第二章 全通网络相移器

§2-1 全通网络相移特性分析	47
§2-2 用图解法设计全通相移器	50
§2-3 用解析法设计全通相移器	61
§2-4 用三阶全通网络实现宽带线性相移	71
§2-5 相对相移固定的全通网络	77

第三章 全通网络群时延器

§3-1 全通网络群时延特性分析	89
§3-2 全通网络群时延器	99
§3-3 用近似法设计全通群时延均衡器	108
§3-4 用图解法设计全通群时延均衡器	136
§3-5 群时延器的计算机辅助设计	142

第四章 有源全通网络的实现

§4-1 运算放大器的特性	159
§4-2 运算放大器的基本电路	163
§4-3 全通函数	166

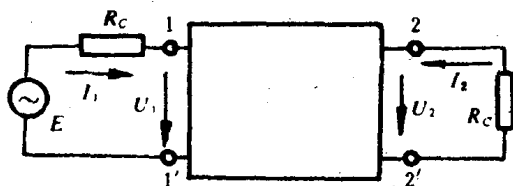
§4-4 一阶有源全通网络	167
§4-5 二阶有源全通网络	171
§4-6 网络参数的灵敏度	187
附篇 全通网络应用实例	192
参考文献	196

第一章 全通网络的基本原理

〔内容提要〕 本章介绍全通网络的有关基础理论和重要特性，推导设计公式，阐述制作工艺。本章以 §1-3、§1-4 两节为重点，其中推导出来的二阶全通网络的电路结构和有关公式，是以后各章分析设计的依据。§1-1 介绍二端口网络及固有传输常数等概念，§1-2 介绍时延和群时延的性质和区别，以及它们与传输畸变的关系，这两节的内容为必要的准备知识。§1-5 扩展阐述全通网络的通性，并简要介绍一阶和三阶全通。§1-6、§1-7 两节定量地分析电路元件的损耗和误差对全通网络特性的影响，并从制作调试工艺的角度，提出改善方法。

§1-1 二端口网络的固有传输常数

全通网络和滤波器、放大器等部件一样，都可视为二端口网络。因此，在分析全通网络各种参数、特性和电路结构之前，必须熟悉二端口网络〔图 1-1〕。



〔图 1-1〕 二端口网络

〔图 1-1〕中的方框即表示一个二端口网络，方框内部由

若干元器件联接构成。它具有四个外接端点,分为固定的两对端口,外电路分别从这两对端口接入。通常连接信号源的一对端口称为输入端(如图中 1-1' 端);连接负载的一对端口称为输出端(如图中 2-2' 端)。如果四个外接端点没有上述分对的限制而外电路可以随意连接,则称为**四端网络**。过去习惯把这两种情况统称四端网络,现在把两者区别开来也许概念更清楚些。

若网络中各电压和电流的关系是不随时间而改变的,称为**时不变网络**。即加于网络上的任意电压 $u(t)$ 在某支路产生响应电流 $i(t)$, 则对于电压 $u(t + \tau)$ 与响应电流 $i(t + \tau)$, 无论 τ 为何值, u 与 i 的关系不变。

若加在网络上的电压 $u(t)$ 乘以任一实常数因子 K , 某支路产生的响应电流 $i(t)$ 也将乘以同一因子 K , 该网络称为**齐次网络**。若加上的电压为 $u_1(t) + u_2(t)$, 响应电流将为 $i_1(t) + i_2(t)$, 称为该网络**具有可加性**。具有可加性的齐次网络则称为**线性网络**。

本书研究的对象限于时不变线性网络,这是因为在允许的动态范围内所使用的无源全通网络或有源全通网络,都可以认为是满足上述诸条件的。在此交待清楚,后面不再赘述。

如[图 1-1]所示,设二端口网络输入端的电压为 U_1 , 电流为 I_1 ; 输出端的电压为 U_2 , 电流为 I_2 。列出电压方程*

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ U_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

或

* 这里只用 Z 参数进行分析, 其余 Y 、 H 、 A 等参数的分析方法, 读者如有兴趣, 请参考有关书籍。

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Z} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

其中

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

这组参数的物理意义可解释如下:

$$\left. \begin{aligned} z_{11} &= \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} \\ z_{22} &= \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} \\ z_{21} &= \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} \\ z_{12} &= \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

z_{11} 为输出端开路时的输入阻抗, z_{22} 为输入端开路时的输出阻抗, z_{21} 为输出端开路时的正向转移阻抗, z_{12} 为输入端开路时的反向转移阻抗。对于无源线性二端口网络, 根据互易定理的要求 $z_{12} = z_{21}$, 所以只有三个独立的参数。如果通过网络中心画一纵轴, 网络左右两半边对称于这根纵轴, 该网络称为**对称二端口网络**, 这时 $z_{11} = z_{22}$ 。在此情况下, 只剩下两个独立的 z 参数。通常, 一节无源全通网络就是这样的二端口网络。为了简化推导过程, 我们假定:

$$\left. \begin{aligned} z_{11} &= z_{22} = z_L \\ z_{21} &= z_{12} = z_M \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

测量一对端口的阻抗时, 如果将另一对端口开路或短路, 这样测得的结果称为二端口网络的**开路阻抗**或**短路阻抗**, 分别用 Z_K 和 Z_D 表示。显然, 对称网络两对端口的开路阻抗

和短路阻抗是各各相等的。根据定义很容易推导出：

$$\left. \begin{aligned} Z_{K1} &= \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} = z_{11} \\ z_{D1} &= \frac{U_1}{I_1} \Big|_{U_2=0} = \frac{Z}{z_{22}} \\ Z_{K2} &= \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = z_{22} \\ Z_{D2} &= \frac{U_2}{I_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{Z}{z_{11}} \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

开路阻抗和短路阻抗的测量很容易实现，从而可以计算出二端口网络的一组 Z 参数。

现在引入网络特性阻抗的概念。对称二端口网络的特性阻抗为

$$Z_C = \sqrt{Z_K Z_D} = \sqrt{Z} = \sqrt{z_L^2 - z_M^2} \quad (1.7)$$

若在输出端接上一个数值等于 Z_C 的负载阻抗，从输入端看进去二端口网络的阻抗亦等于 Z_C 。再假定信号源的内阻亦为 Z_C ，则网络在阻抗匹配条件下工作。这时，二端口网络获得最大功率输出，其电流和电压的关系十分简单。令

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = e^g \quad (1.8)$$

g 称为二端口网络的**固有传输常数**。

$$g = \ln \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \quad (1.9)$$

一般地说，固有传输常数 g 是一个复数，它包含实部 b 和虚部 a 。

$$g = b + ia \quad (1.10)$$

实部 b 称为**固有衰减**，它表示网络匹配连接时，电压或电

流从输入端到输出端衰减的程度。虚部 a 称为**固有相移**，它表示网络匹配连接时电压或电流从输入端到输出端发生的相位变化。设

$$\dot{U} = U_1/\phi_1, \dot{U}_2 = U_2/\phi_2,$$

则

$$a = \phi_1 - \phi_2.$$

固有传输常数 g 是信号频率 f 的函数。同样，固有衰减 b 和固有相移 a 也是信号频率 f 的函数。表征 b 和 f 变化关系的，称为网络的**幅频特性**；表征 a 和 f 变化关系的，称为网络的**相频特性**。

还应指出，幅频特性和相频特性是网络传输特性的两个方面，它们是相互影响，相互制约的。譬如设计一个滤波器，为了有效通过有用的信号频带和抑制有害的干扰频带，往往希望有比较陡的衰减，但这种对幅频特性的高要求往往会使得通带内的相频特性变坏。而如果考虑要使相频特性具有良好的直线性，又会反过来影响衰减特性，使之变得平而不陡。为了解决这对矛盾，近年来出现了不少滤波器设计新方法。这些方法的出发点就是为了相对地克服这对矛盾，使两者得到兼顾而达到最佳效果。对于滤波器来说，幅频特性是矛盾的主要方面，但同时不能允许相频特性太坏，以致影响系统的质量。有时还要添加相位均衡器或群时延均衡器加以弥补。

全通网络和滤波器都是由电感、电容、电阻等元件和运算放大器构成的，并且电路形式极为相似。但是，全通网络的作用不在于使不同频率的电信号通过网络时得到不同的幅度衰减，而在于使这些电信号获得符合某种规律的相移(或时延)。因此，它的着眼点不是从网络的固有衰减 b 来考虑问题，而是从网络的固有相移 a 来考虑问题。由于全通网络在整个频域

内衰耗为一常量,如果制作合理,不会在幅频特性上给系统带来不良影响,所以使用起来十分方便。

§1-2 时延、群时延和传输畸变

正弦电信号通过一个网络产生相移 a , 设输入电压为

$$u_1 = U_1 \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (1.11)$$

则输出电压为

$$u_2 = U_2 \cos(\omega_0 t + \phi - a) \quad (1.12)$$

比较上面两个式子,输出波形与输入波形相比,除了幅度由 U_1 变为 U_2 之外,在相位上相当于延迟了一个时间 t 。我们称 t 为**相位时延**,或简称**时延**,它是频率的函数。

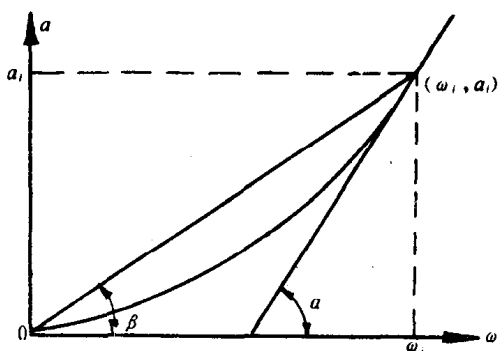
$$t = \frac{a}{\omega} \quad (1.13)$$

〔图 1-2〕曲线画出网络的相频特性。设角频率 ω_i 时网络的对应相移为 a_i , 则时延 t_i 为连接 (ω_i, a_i) 点与坐标原点直线的斜率:

$$t_i = \operatorname{tg} \beta \quad (1.14)$$

如果网络的时延为一恒量,即 ω - a 曲线为自原点出发的一根直线,则在这个线性范围内所有频率的正弦信号通过网络时产生的时间延迟 t 相同,由这些频率成份构成的总波形亦延迟一段时间 t 。

我们举一个简单的例子说明。一个方波可以分解为基波和一系列奇次谐波。〔图 1-3〕(a) 画出基波成份 A 和三次谐波 B , 虚线表示这两个分量叠加后的总波形,它约略象个方波。把这个合成信号加到网络的输入端,假定在信号频带范围内幅频特性为一恒定值,即输出端各频率分量幅度的相对



[图 1-2] 时延与群时延

比例不变。通过网络后, A 分量产生相移为 a_A , B 分量产生相移为 a_B , 它们的时延分别为: $t_A = a_A/\omega_A$, $t_B = a_B/\omega_B$ [图 1-3](b) 表示 $t_A = t_B$ 时, 基波 A 与三次谐波 B 延迟时间相等, 叠加后的总波形亦延迟同一段时间, 波形不产生失真。[图 1-3](c) 表示 $t_A \neq t_B$, 这时两个分量延迟时间不同, 产生相位失真, 输出总波形出现畸变。

下面介绍群时延的概念。定义**群时延** τ 是相移对于角频率的导函数:

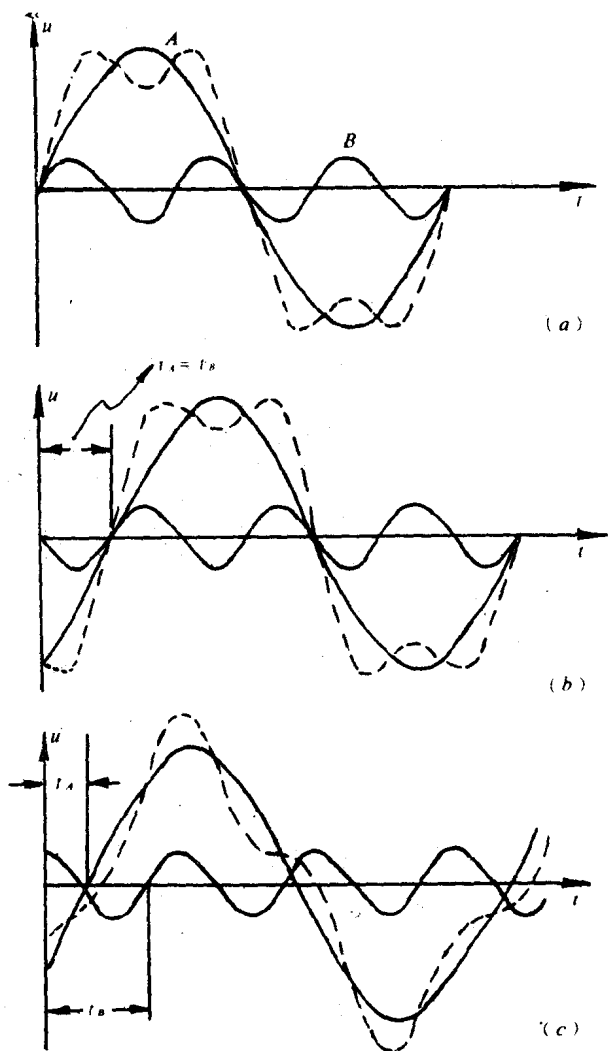
$$\tau = \frac{da}{d\omega} \quad (1.15)$$

我们再回过头看 [图 1-2], $\omega = \omega_i$ 时 $a = a_i$, 设这时的群时延为 τ_i , 根据定义

$$\tau_i = \operatorname{tg} \alpha \quad (1.16)$$

即为特性曲线在 (ω_i, a_i) 点上的斜率。

若网络在某一频率区间内 ω - a 特性曲线为一直线 (不一定要通过坐标原点), 则在这一频率区间内群时延 τ 为一恒量。群时延和调幅波的包络有着十分密切的关系, 如果调幅



[图 1-3] 相位失真

波的全部频率分量都包括在 τ 为恒量的频率区间内, 并且幅频特性亦为一恒量, 则该调幅信号通过网络后, 包络的波形不产生失真, 并且包络的延迟时间即等于群时延 τ 。所以群时延亦称为**包络时延**。

现在让我们来证明这个命题, 即考察一个调幅信号通过网络时包络变化情况与群时延的关系。一个周期性调幅信号的瞬时电压可表示为

$$u = U_m \left[1 + \sum_{i=1}^n m_i \cos(Q_i t + \phi_i) \right] \cos \omega_0 t \quad (1.17)$$

其中 ω_0 为载频。 Q_i 为包络的第 i 个频率分量, m_i 为其调幅度, ϕ_i 为其初相角。调幅信号的包络可以分解为 n 个频率分量。

将(1.17)式展开, 得到

$$\begin{aligned} \frac{u}{U_m} = \cos \omega_0 t + \sum_{i=1}^n \left\{ \frac{m_i}{2} \cos[(\omega_0 + Q_i)t + \phi_i] \right. \\ \left. + \frac{m_i}{2} \cos[(\omega_0 - Q_i)t - \phi_i] \right\} \end{aligned} \quad (1.18)$$

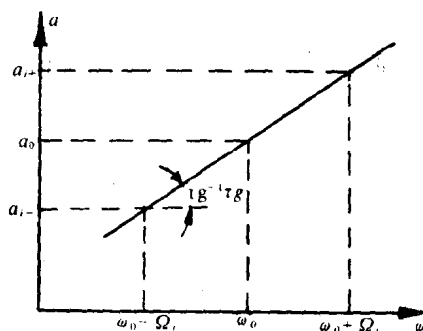
假定网络在信号的全部频谱范围内群时延恒定, 设为 τ_g 。参看[图 1-4], 可以得到如下关系式

$$\frac{a_{i+} - a_0}{Q_i} = \frac{\omega_0 - a_{i-}}{Q_i} = \tau_g \quad (1.19)$$

或者写成

$$a_{i+} = a_0 + Q_i \tau_g, \quad a_{i-} = a_0 - Q_i \tau_g \quad (1.20)$$

设网络在考察频域内幅频特性亦为一恒量, 即输出电压恒为输入电压的 K 倍。将(1.20)式代入(1.18)式, 可以推导出输出电压瞬时值 u_0 的表达式为



[图 1-4] 频域内群时延恒定

$$u_0 = KU_m \left[1 + \sum_{i=1}^n m_i \cos(\Omega_i t + \phi_i - \Omega_i \tau_g) \right] \times \cos(\omega_0 t - a_0) \quad (1.21)$$

从上式可见，输出仍是一个包络有 n 个频率分量的调幅波。比较(1.17)式和(1.21)式：就载波而言，相移为 a_0 ，延迟时间为 a_0/ω_0 ，即等于网络在 ω_0 处的相位时延 t_{a0} ；就包络而言，各频率分量的调幅度 m_i 不变，第 i 个分量的相移角为 $\Omega_i \tau_g$ ，延迟时间为 $\Omega_i \tau_g / \Omega_i = \tau_g$ ，即等于网络在考察频域内的恒定群时延值。也就是说，包络所有分量均延迟一段时间 τ_g ，这些分量叠加起来后，包络总波形不会发生畸变，且亦延迟 τ_g 时间。

反之，如果在考察频域内群时延 τ 不恒定，则调幅信号通过网络后包络各频率分量延迟时间不一致，叠加后将产生包络失真。

下面再分析调频信号通过一个网络受群时延影响的

情形。

单一正弦调频信号的瞬时电压方程式为

$$u = U_m \sin[\omega_0 t + M \sin Q t] \quad (1.22)$$

其中 ω_0 为载波角频率。 Q 为调制波角频率, $Q = 2\pi F$ 。 M 为调制指数, 它是频偏幅值 ΔF 与调制频率 F 的比值。即

$$M = \Delta F / F$$

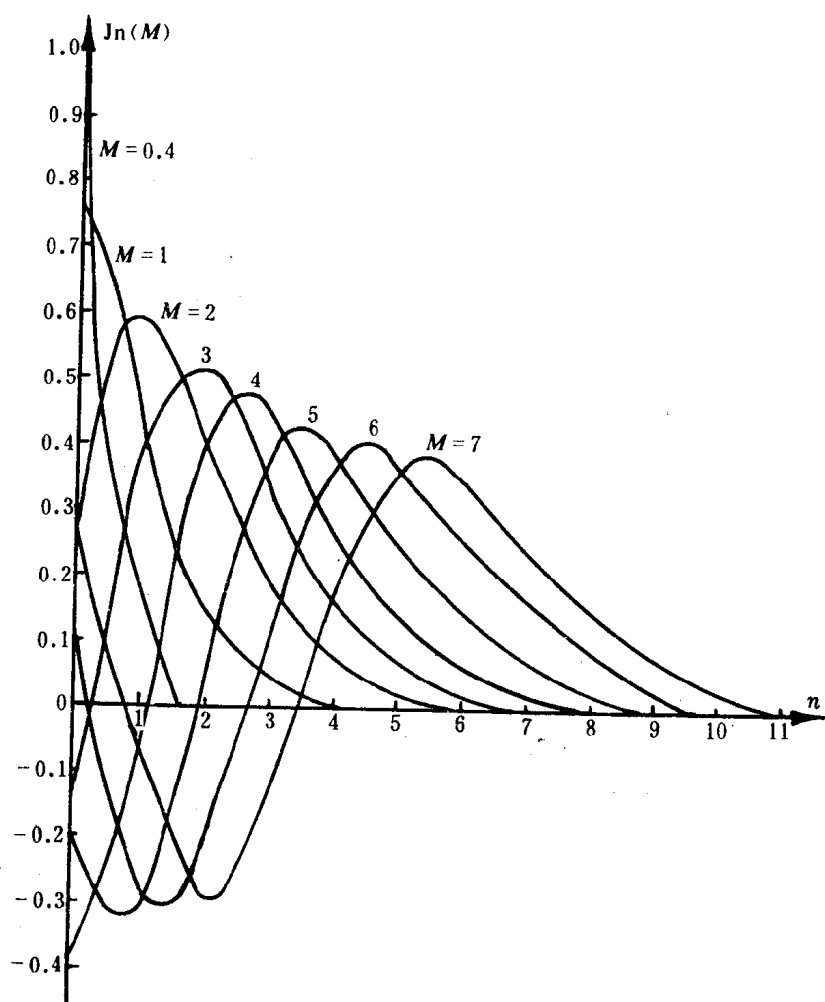
用贝塞尔函数展开(1.22)式, 并加以整理, 最后得到

$$\begin{aligned} \frac{u}{U_m} = & J_0(M) \sin \omega_0 t \\ & + J_1(M) [\sin(\omega_0 + Q)t - \sin(\omega_0 - Q)t] \\ & + J_2(M) [\sin(\omega_0 + 2Q)t + \sin(\omega_0 - 2Q)t] \\ & + \dots\dots\dots \\ & + J_n(M) [\sin(\omega_0 + nQ)t \\ & \quad + (-1)^n \sin(\omega_0 - nQ)t] \\ & + \dots\dots\dots \end{aligned} \quad (1.23)$$

上式各项系数为贝塞尔函数, 它们的值为

$$\left. \begin{aligned} J_0(M) = & 1 - \frac{M^2}{2^2} + \frac{M^4}{(2^2 \cdot 2!)^2} - \frac{M^6}{(2^3 \cdot 3!)^2} \\ & + \dots\dots\dots + (-1)^i \frac{M^{2i}}{(2^i \cdot i!)^2} + \dots\dots\dots \\ J_n(M) = & \frac{M^n}{2^n n!} - \frac{M^{n+2}}{2^{n+2} (n+1)!} + \dots\dots\dots \\ & + (-1)^i \frac{M^{n+2i}}{2^{n+2i} (n+i)! i!} + \dots\dots\dots \end{aligned} \right\} \quad (1.24)$$

从(1.23)式可见, 单一正弦调频信号包含无穷多对边频 $(\omega_0 \pm nQ)$, n 取从 1 到 ∞ 的整数列。因此, 调频波具有分布于全



[图 1-5] 贝塞尔函数

频域的离散频谱。[图 1-5]是根据(1.24)式取不同 M 值画出的贝塞尔函数曲线族。它表示出各级边频的振幅与调制指数 M 的关系。从图中可见,无论 M 为何值,各边频的幅度均随着 n 的增大而急剧减小。

对于调制波由 P 个频率分量组成的调频信号,其瞬时电压方程式为

$$u = U_m \sin[\omega_0 t + M_1 \sin Q_1 t + \cdots + M_p \sin Q_p t] \quad (1.25)$$

同样应用贝塞尔函数展开,并加以整理,最后得出的频谱包括下列频率分量:载频 ω_0 ,其振幅系数为

$$J_0(M_1) \cdot J_0(M_2) \cdots J_0(M_p);$$

$$[\omega_0 + (n_1 Q_1 \pm n_2 Q_2 \pm \cdots \pm n_p Q_p)]$$

和

$$[\omega_0 - (n_1 Q_1 \pm n_2 Q_2 \pm \cdots \pm n_p Q_p)]$$

形式的成对边频,上式所有“ $\pm$ ”符号均任意取正或负, n_1 、 $n_2 \cdots n_p$ 取从1到 ∞ 的任意正整数或零,但至少有一个不为零,这样取出的全部组合即得到调频信号的各个频率分量,每个分量的振幅系数为 $J_{n_1}(M_1) \cdot J_{n_2}(M_2) \cdots J_{n_p}(M_p)$ 。

由此可见,任何一个周期调制的调频信号都具有无穷多个频率分量,但能量都集中在以载频为中心的一段频带内。实际应用中通常取从 $(f_0 - 2\Delta F)$ 到 $(f_0 + 2\Delta F)$ 之间包含的主要频谱,即可近似表达出一个调频信号。

现在我们来论证这样一个命题:如果一个网络在包含某一调频信号主要频谱的应用频带内幅度特性恒定,且群时延亦为一恒量(设为 τ_g),则该调频信号通过网络后,可以认为它的调制波不产生失真,且延迟一段时间 τ_{g0} 。

(1.25)式调频信号通过网络后,载波分量 ω_0 产生相移 a_0 。因为工作频带内群时延恒等于 τ_g ,所以在此频带内任一