

行波式負阻放大器的相位及 增益特性分析*

成众志 华鈞正

提 要

由于各种固体負阻器件的进展,例如隧道二极管,参量应用的变容二极管等,从而引起了对于具有周期性負載行波式分布放大器的研究。

本文对这一类微波放大器的传输特性进行了詳細分析,对其主要性能的分析包括:相位方程,增益方程,频率-相位关系,通带及阻带,相速及群速等等。文中给出了变容二极管行波式参量放大器的分析;还给出了重要的通用曲线及设计要点以供参考。

一、引 言

近年来低噪声微波放大器的研究有极显著的进展,变容管参量放大器具有低噪声,设备简单等优点而受到重视,并已在雷达、射电天文等系统中实际使用。根据放大器频宽等性能,变容管参量放大器又可分为单管单腔式^[1-3],单管多滤波回路式^[4-7],及多管行波式^[8-12]等种类。单管单腔式放大器的频宽很窄,当注入电平有较小变化时,引起放大器增益的较大改变,因此稳定度差,并且为了单向放大及降低噪声,必须用环行器来隔离输入、输出端。为了除去上述缺点,以及满足实用频宽特性的要求,引起对于单管多滤波回路式及多管行波式放大器的研究。将多个变容管等距间隔的放置在微波传输线中,满足必要的条件(见以下二至五节)而形成具有周期性負載的行波放大系统。行波式放大器除了具有低噪声、宽频带、高增益等优点外,还具有单向放大、高稳定度的特点,输入和输出端易于隔离,便于调整。此外它尚具有带通滤波性能,可能应用在其他方面。例如可用来制成微波电子调谐滤波器。行波式放大器除使用变容管外,亦可采用非线性电抗元件作为传输线的周期性負載,例如采用隧道二极管等。更由于微小型固体组件的发展,在较高频率采用固体组件分布式放大器亦极有前途。因而对行波式放大器的特性详加分析,除去作为变容管行波式参量放大器的性能研究外,所获得结果尚可供上述各方面研究作为参考。

为了达到上述目的,首先将具有周期性負載的传输线的传输特性加以分析,应用等效网络分析法,给出周期性負載传输线的基本方程、相位方程及增益方程(第二节),其传输特性与所选用的周期性負載特性密切相关。

分布式放大器中选用的周期性負載常为电容性导纳(例如,隧道管可用負电导及电容表示,变容管参量放大器亦可用負电导及电容表示之),当用电容性导纳为負載时,根据对

* 1962年4月25日收到。

传输线基本方程之分析,可求出系统的相位-频率、通带-阻带、相速与群速、增益与衰减等性能关系,并给出通用曲线(第三节)。

采用变容管行波式参量放大器为微波分布式放大的一种有效方案,根据前二节的分析,以及参量放大器的特殊性能,在第四节中,考虑变容管的变电容特性,对变容管行波式放大器的特性进行分析,并根据设计实例,提出增益、通频带与二极管特性及传输线特性等之间的关系。根据这些关系给出设计变容管行波式参量放大器时必须满足的条件和要点。而在第五节中指出二极管其它参量(如体积电阻 r_b , 引线电感 L , 管壳电容 C')与放大特性的关系,最后列表给出变容管计入各种参量作用时等效电路,以及相应的行波式放大器的相位、增益方程。

二、有周期性负载的传输线的相位方程和增益方程

对一条均匀传输线,若特性阻抗为 Z_0 , 传输系数为 γ_0 , 可用几个长度为 l 之线段级联而成,每段长度为 l 的线段其传输矩阵为 T :

$$T = \begin{pmatrix} \cosh \gamma_0 l & Z_0 \sinh \gamma_0 l \\ \frac{\sinh \gamma_0 l}{Z_0} & \cosh \gamma_0 l \end{pmatrix}, \quad (1)$$

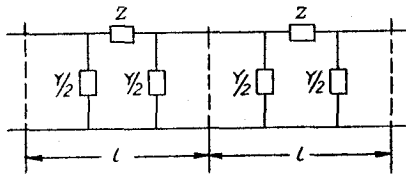


图1 π 型网络表示法

此传输线亦可用图1所示的几个等效 π 型网络级联表示,于是每级 π 型网络的传输矩阵为 T :

$$T = \begin{pmatrix} 1 + \frac{ZY}{2} & Z \\ Y + \frac{ZY^2}{4} & 1 + \frac{ZY}{2} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

将两者等效,比较(1),(2)两式,并令

y = 传输线单位长度的并联导纳,

z = 传输线单位长度的串联阻抗,

则有

$$\cosh \gamma_0 l = 1 + \frac{ZY}{2}, \quad (3)$$

$$Z = Z_0 \sinh \gamma_0 l, \quad (4)$$

$$Y = \frac{yl}{\left(\frac{1}{2}\right) \gamma_0 l} \tanh \gamma_0 l. \quad (5)$$

式中 $\gamma_0 = \sqrt{zy} = (\alpha_0 + j\beta_0)$ 传输线的传输系数;

α_0 = 传输线的衰减系数;

β_0 = 传输线的相位常数;

$Z_0 = \sqrt{\frac{z}{y}}$ 传输线的特性阻抗;

$Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ 传输线的特性导纳;

l = 每个 π 型网络所等效的传输线长度。

在此传输线中,按等距间隔 l 周期性的加入并联负载 Y_T (或串联负载 Z_T),令此具有周期性负载的传输线的特性阻抗为 Z_π , 传输系数为 γ , 则其传输矩阵为 T' :

$$T' = \begin{pmatrix} \cosh \gamma l & Z_\pi \sinh \gamma l \\ \frac{\sinh \gamma l}{Z_\pi} & \cosh \gamma l \end{pmatrix}. \quad (6)$$

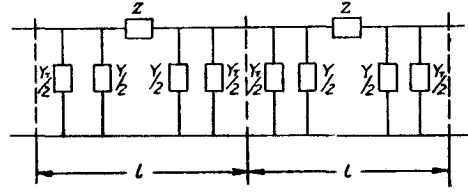


图2 等距间隔周期性负载之传输线

具有周期性并联负载 Y_T 的等效网络如图2所示,其传输矩阵为 T' :

$$T' = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Y_T}{2} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cosh \gamma_0 l & Z_0 \sinh \gamma_0 l \\ \frac{\sinh \gamma_0 l}{Z_0} & \cosh \gamma_0 l \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Y_T}{2} & 1 \end{pmatrix} = \quad (7)$$

$$= \begin{pmatrix} \cosh \gamma_0 l + \frac{Z_0 Y_T}{2} \sinh \gamma_0 l & Z_0 \sinh \gamma_0 l \\ Y_T \cosh \gamma_0 l + \frac{Z_0 Y_T^2}{4} \sinh \gamma_0 l + \frac{\sinh \gamma_0 l}{Z_0} & \cosh \gamma_0 l + \frac{Z_0 Y_T}{2} \sinh \gamma_0 l \end{pmatrix}. \quad (7')$$

比较(6),(7)两式,得

$$\cosh \gamma l = \cosh \gamma_0 l + \frac{Z_0 Y_T}{2} \sinh \gamma_0 l, \quad (8)$$

$$Z_\pi \sinh \gamma l = Z_0 \sinh \gamma_0 l, \quad (9)$$

式(8),(9)是有周期性并联负载的传输线之基本传输方程,从而可以决定其传输特性.

若传输线的固有损耗很小,可以略去,即

$$\alpha_0 = 0,$$

$$\gamma_0 = j\beta_0,$$

则式(3),(4),(5)可简化成

$$\cosh \gamma_0 l = \cos \beta_0 l = 1 + \frac{ZY}{2}, \quad (10)$$

$$Z = jZ_0 \sin \beta_0 l, \quad (11)$$

$$Y = \frac{\gamma l}{\left(\frac{1}{2}\right)\beta l} \tan \frac{\beta_0 l}{2}. \quad (12)$$

令 $Y_T = G_T + jB_T$, 并展开 $\cosh \gamma l$, 代入(8)式, 则得

$$\begin{aligned} \cosh \gamma l &= \cosh \alpha l \cos \beta l + j \sinh \alpha l \sin \beta l = \\ &= \cos \beta_0 l + j \frac{Z_0}{2} (G_T + jB_T) \sin \beta_0 l. \end{aligned} \quad (13)$$

根据(13)式,令实数及虚数部分各自相等,则

$$\cosh \alpha l \cos \beta l = \cos \beta_0 l - \frac{Z_0}{2} B_T \sin \beta_0 l, \quad (14)$$

$$\sinh \alpha l \sin \beta l = \frac{Z_0}{2} G_T \sin \beta_0 l, \quad (15)$$

式中 α = 有周期性负载的传输线的增益(或衰减)系数;

β = 有周期性负载的传输线的相位常数.

当 al 较小时,

$$\cosh al \cong 1; \quad \sinh al \cong al.$$

(14), (15) 式简化为

$$\cos \beta l = \cos \beta_0 l - \frac{Z_0}{2} B_T \sin \beta_0 l, \quad (16)$$

$$al = \frac{Z_0}{2} G_T \frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l}, \quad (17)$$

这正是文献[11]中的公式(12), (13).

同样, 也可以证明对具有周期性串联阻抗 $Z_T (= R_T + jX_T)$ 的传输线有

$$\cos \beta l = \cos \beta_0 l - \frac{Y_0}{2} X_T \sin \beta_0 l, \quad (18)$$

$$al = \frac{Y_0}{2} R_T \frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l}. \quad (19)$$

式(16), (18)为具有周期性负载的传输线的通频带相位方程, 可见相位常数 β 与负载的电抗参量 B_T (或 X_T)、传输线特性阻抗 z_0 、相位常数 β_0 及负载之间隔 l 相关.

式(17), (19)可称为增益方程, 决定任意角频率为 ω 的电磁波沿此系统传输时具有增益或衰减特性. 根据传输系数 γ 之定义, $al > 0$ 具有衰减特性, 而 $al < 0$ 具有增益特性, 即增益之判别条件为 $al < 0$, 或

$$G_T \frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} < 0, \quad (20)$$

$$R_T \frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} < 0. \quad (21)$$

当 $\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} > 0$, 若 $G_T < 0$ (或 $R_T < 0$), 则 $al < 0$, 即负载之总电导(或总电阻)为负电导(或负电阻). 此时系统具有增益特性, 称为行波式放大器. 反之, 若 $G_T > 0$ (或 $R_T > 0$), 则 $al > 0$, 系统具有衰减特性.

根据(16), (18)式可决定行波式放大器的相位关系, 通带和阻带区域, 相位常数 β , 相速 v_p , 群速 v_g , 及色散性能等等重要关系. 公式(17), (19)可以决定行波式放大器的增益和频宽等等重要性能. 因而式(16), (17), (18), (19)是设计各种行波式放大器的基本公式, 由各种行波式放大器所具有等效周期性负载的特性, 可以进行其性能的具体分析.

三、行波式负载放大器的相位-频率, 通带-阻带,

相速-群速, 增益-衰减的特性关系

1. 相位-频率关系

当传输线无周期性负载而传输横电磁波时, 则有

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{v_0}{\lambda} = \beta_0 v_0, \quad (22)$$

式中 ω ——角频率； f ——频率； v_0 ——电磁波波速； λ ——角频率为 ω 的电磁波波长； β_0 ——传输线相位常数。此时角频率 ω 与相位常数 β_0 成线性关系， ω - β_0 曲线为直线（见图 3 中虚线所示的对角线），其斜率为电磁波沿传输线行进的波速 V_0 ，且 v_0 与相速 v_p ，群速 v_g 相等。原则上此传输线对所有频率的电磁波均可通导。

当传输线具有周期性负载时，角频率 ω 与相位常数 β 之关系由式(16)或(18)决定， ω - β 关系不成简单直线关系，而且同一频率之相速 v_p ，群速 v_g 与 v_0 均不相等，并随频率不同而变化，故有色散现象，对不同频段出现了通带和阻带，根据周期性负载的等效线路可确定上述关系。若用变容管为周期性负载，如忽略变容管其它参量，把它看成理想非线性电容器，工作点电容为 C_0 ，则无注入功率激励时， $Y_T = jB_T = jC_0\omega$ ，代入(16)式，得

$$\cos \beta l = \cos \beta_0 l - \frac{Z_0}{2} C_0 \omega \sin \beta_0 l, \quad (23)$$

若令

$$\beta l = \theta,$$

$$\beta_0 l = \theta_0 = \frac{\omega}{v_0} l = \omega T_0,$$

$$\xi = \frac{v_0 C_0 Z_0}{2l} = \frac{T_1}{T_0},$$

$$f(\theta_0) = \frac{\omega l}{V_0} \left(\frac{B_T}{C_0 \omega} \right) = \theta_0 \left(\frac{B_T}{C_0 \omega} \right),$$

$$T_0 = \frac{l}{v_0},$$

$$T_1 = \frac{C_0 Z_0}{2},$$

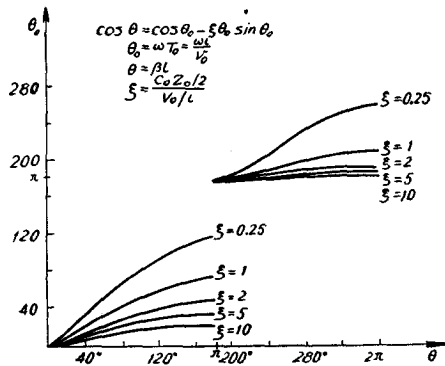


图 4 θ_0 与 θ 关系曲线

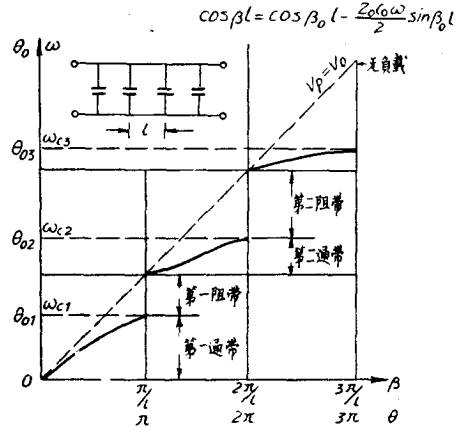


图 3 行波式负阻放大器的频率-相位特性

代入(16)式，得

$$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi f(\theta_0) \sin \theta_0, \quad (24)$$

当 $B_T = C_0 \omega$ 时，

$$f(\theta_0) = \theta_0.$$

代入(23)式，得

$$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi \theta_0 \sin \theta_0. \quad (25)$$

根据(25)式采用不同的 ξ 值给出 θ_0 - θ 曲线族（相当于 ω - β 曲线族，其中 $\theta_0 = \omega T_0$ ， $\theta = \beta l$ ），如图 4 所示，所以此即以纯电容为周期性并联负载传输线的频率-相位通用特性曲

綫。图 3 所画曲线是当确定 Z_0, C_0, l 值, 即确定 ξ 的某一值时, ω - β 曲线。

2. 通带-阻带

由图 3 和图 4 可见, 沿传输綫不能通导任意频率的电磁波。而只对某些频率是通带, 对另外一些频率是阻带, 且对任何频率总有 $\theta_0 \leq \theta$ 的关系, 当 $\xi > 0$ 时,

$$0 < \theta_0 < \theta_{01}, \quad 0 < \theta < \pi,$$

或

$$0 < \omega < \omega_{c1}, \quad 0 < \beta < \frac{\pi}{l},$$

为第一个通带;

$$\theta_{01} < \theta_0 < \pi, \quad \theta = \pi,$$

或

$$\omega_{c1} < \omega < \frac{\pi}{l} v_0 = (\omega_{c1})_h, \quad \beta = \frac{\pi}{l},$$

为第一个阻带;

$$\pi < \theta_0 < \theta_{02}, \quad \pi < \theta < 2\pi,$$

或

$$\frac{\pi}{l} v_0 < \omega < \omega_{c2}, \quad \frac{\pi}{l} < \beta < \frac{2\pi}{l},$$

为第二个通带;

$$\theta_{02} < \theta_0 < 2\pi, \quad \theta = 2\pi$$

或

$$\omega_{c2} < \omega < \frac{2\pi}{l} v_0 = (\omega_{c2})_h, \quad \beta = \frac{2\pi}{l}$$

为第二个阻带; 依此类推, 通带和阻带相互交替, 其中 $\omega_{cm} (m = 1, 2, 3, \dots)$ 为与相位常数, $\theta = m\pi (m = 1, 2, 3, \dots)$ 对应的第 m 个通频带的截止角频率, $\theta_{0m} = \frac{\omega_{cm}}{v_0} l$ ($m = 1, 2, 3, \dots$), 而 $(\omega_{cm})_h$ 为与 $\theta_0 = m\pi (m = 1, 2, 3, \dots)$ 对应的角频率, 它是截止角频率 ω_{cm} 的上限。

$$\omega_{cm} \leq (\omega_{cm})_h \quad (m = 1, 2, 3, \dots).$$

由图 3, 4 中可见, 随频率增加, 高次通带带宽减小, 而高次阻带的带宽增大, 当传输綫之特性阻抗 Z_0 已确定, 若 C_0 或 l 改变时, 相应的通带及阻带的带宽亦随之改变, 这种性能, 可以设计适当的可調微波滤波器。

3. 相速-羣速

当角频率为 ω 的电磁波(在通带内), 沿此传输綫行进时速度(相速 v_p , 羣速 v_g)改变, 由于相速 v_p 和羣速 v_g 与角频率 ω 及相位常数 β 的关系为

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\theta_0/T_0}{\theta/l} = \frac{\theta_0}{\theta} v_0 = (\tan \delta) \cdot v_0, \quad (26)$$

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} = \frac{\partial(\theta_0/T_0)}{\partial(\theta/l)} = \frac{\partial \theta_0}{\partial \theta} v_0 = (\tan \phi) \cdot v_0, \quad (27)$$

式中

$$\tan \delta = \frac{\theta_0}{\theta},$$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{\theta_0}{\theta} \right),$$

或 $\tan \phi = \frac{\partial \theta_0}{\partial \theta},$

或 $\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\partial \theta_0}{\partial \theta} \right),$

δ, ϕ 的关系如图 5 所示, 当 $\xi > 0$ 时, δ 和 ϕ 小于 45° , 故 $\tan \delta, \tan \phi$ 小于 1, 且 δ, ϕ 均为 θ_0 的函数, 亦即 v_p, v_g 为频率的函数.

相同角频率的电磁波相速 v_p , 群速 v_g 与 v_0 均不相等, 而不同角频率的电磁波相速 v_p , 群速 v_g 亦不相同, 存在色散现象, 对具有以纯电容为周期性并联负载的传输线, 得

$$v_0 \geq v_p \geq v_g.$$

根据(27)式, 得

$$\begin{aligned} \tan \phi &= \frac{v_g}{v_0} = \frac{1}{\partial \theta / \partial \theta_0} = \frac{\sin \theta}{[(1 + \xi) \sin \theta_0 + \xi \theta_0 \cos \theta_0]} = \\ &= \frac{\sqrt{1 - [\cos \theta_0 - \xi \theta_0 \sin \theta_0]^2}}{[(1 + \xi) \sin \theta_0 + \xi \theta_0 \cos \theta_0]}, \end{aligned} \quad (30)$$

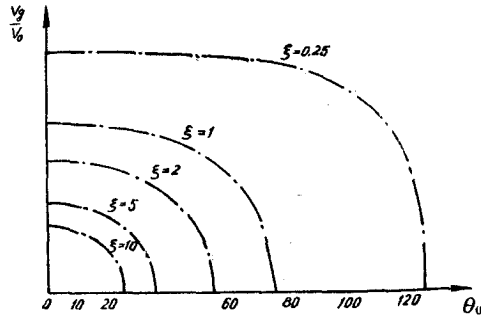


图 6 $\frac{v_g}{v_0}$ (或 $\tan \phi$) 与 θ_0 的关系曲线

其中利用了(25)式. 由(30)式可见, $\frac{v_g}{v_0}$ 与 θ_0 ,

ξ 相关, 计算不同 ξ 值时 $\frac{v_g}{v_0}$ 与 θ_0 之关系给出

如图 6 所示曲线族. 它表示以纯电容为周期性并联负载的行波放大器的群速与频率

($\theta_0 = \omega \frac{l}{v_0}$) 相关的通用曲线. 由图 6 可见, 不

同 ξ 值, $\frac{v_g}{v_0}$ 与 θ_0 曲线族的线性区域有所不同,

当 ξ 增大时线性区域减小. 群速 v_g 与相速 v_p

之关系由(26), (27)式得

$$v_g = v_p \left(1 - \frac{\omega}{v_p} \frac{\partial v_p}{\partial \omega} \right)^{-1}. \quad (31)$$

若 $\frac{\partial v_p}{\partial \omega} = 0$, 则 $v_g = v_p$, 此即对应图 6 中曲线的线性区域, 故在设计行波放大器时,

为了得到所要求的频宽和相位同步特性, 应选用较小 ξ 值及较低的 θ_0 部分.

4. 增益-衰减特性

根据(17)式,

$$a_l = \frac{Z_0 G_T}{2} \cdot \frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \quad (17)$$

或

$$= \frac{G_T}{2 Y_0} \cdot \frac{\sin \theta_0}{\sin \theta}. \quad (17')$$

令 $g_T = \frac{G_T}{Y_0}$ 为周期性并联负载的归一化导纳, 则(17)式可改写为

$$\frac{2al}{g_T} = \frac{\sin \theta_0}{\sin \theta} = \frac{\sin \theta_0}{\sqrt{1 - [\cos \theta_0 - \xi \theta_0 \sin \theta_0]^2}}, \quad (32)$$

因而增益方程与 g_T , θ_0 , ξ 相关, 计算 ξ 不同值时, $\frac{2al}{g_T}$ 与 θ_0 之关系曲线如图 7 所示, 它是计算有周期性并联负载传输线的增益或衰减的通用曲线。

根据对偶原理, 上述各种讨论, 和图 3, 4, 5, 6 均适用于周期性串联电感 L_0 的情形, 对周期性串联电容 C_0 及周期性并联电感 L_0 , 或者它们的组合, 及更复杂的情形也可以根据公式 (16)、(17)、(18)、(19) 作出具体分析。

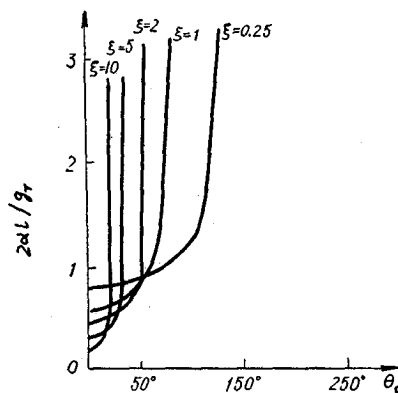


图 7 $\frac{2al}{g_T}$ 与 θ_0 的关系曲线

四、理想变容管行波式放大器的特性分析

1. 增益方程

当用理想变容管作为传输线的周期性负载, 即把变容管当作纯电容器, 工作点电容为 C_0 , 此时在传输线上加入注入功率, 因为变容管为非线性电容, 受到注入功率激励后其两端出现负电导 G_- (图 8), 在小信号条件下, 可以证明^[11,14]每个变容管上之电流—电压关系能用下列矩阵表示:

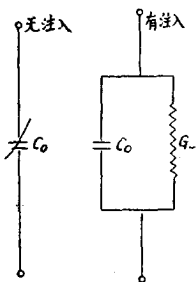


图 8 理想变容二极管等效线路

$$\begin{pmatrix} i_{\omega_s} \\ i_{\omega_i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega_s C_0 & j\omega_s \frac{\Delta C}{2} \\ -j\omega_i \frac{\Delta C}{2} & -j\omega_i C_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_s \\ V_i^* \end{pmatrix}, \quad (33)$$

并且当

$$\omega_s + \omega_i = \omega_p, \quad (34)$$

及

$$(\beta I)_s + (\beta I)_i = (\beta I)_p + 2n\pi, \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (35)$$

时, 负电导极大, 根据分析得其最大值为

$$(G_-)_s = -\frac{\Delta C}{2} \frac{V_i}{V_s} \omega_s, \quad (36)$$

$$(G_-)_i = -\frac{\Delta C}{2} \frac{V_s}{V_i} \omega_i. \quad (37)$$

式中

ω_s = 信号角频率;

ω_i = 空闲角频率;

ω_p = 注入角频率;

i_{ω_s} = 变容管两端与信号频率对应电流;

i_{ω_i} = 变容管两端与空闲频率对应电流；

V_s = 变容管两端与信号频率对应电压；

V_i = 变容管两端与空闲频率对应电压；

$(G_-)_s$ = 与信号频率对应负电导；

$(G_-)_i$ = 与空闲频率对应负电导；

ΔC = 变容管受注入功率激励时电容振幅。

“*”号表示某物理量的复数共轭；註脚“s”“i”表示该参量是分别对应 ω_s 和 ω_i 的。

因为变容管无损耗，故 $(G_T)_s = (G_-)_s$ ， $(G_T)_i = (G_-)_i$ ，将 $(G_-)_s$ ， $(G_-)_i$ 分别代入(17)或(17')式中，得到

$$(al)_s = -\frac{\Delta C}{4} \frac{V_i}{V_s} \omega_s Z_0 \left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_s \quad (38)$$

$$= -\frac{\Delta C}{4} \frac{V_i}{V_s} \omega_s \frac{1}{Y_0} \left(\frac{\sin \theta_0}{\sin \theta} \right)_s, \quad (38')$$

$$(al)_i = -\frac{\Delta C}{4} \frac{V_s}{V_i} \omega_i Z_0 \left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_i \quad (39)$$

$$= -\frac{\Delta C}{4} \frac{V_s}{V_i} \omega_i \frac{1}{Y_0} \left(\frac{\sin \theta_0}{\sin \theta} \right)_i. \quad (39')$$

已经证明^[11]，对应 ω_s 和 ω_i 的增益是相等的，故取平均电压增益系数 $\overline{al}$ ，从而消除了 V_i ， V_s 项得

$$\overline{al} = -|\sqrt{(al)_s(al)_i}| = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{2} (\omega_s \omega_i)^{1/2} (Z_\pi)_s^{1/2} \cdot (Z_\pi)_i^{1/2} \text{ 奈贝}, \quad (40)$$

其中

$$Z_\pi = Z_0 \frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} = Z \frac{\sin \theta_0}{\sin \theta}, \quad (41)$$

以分贝表示，则有

$$\overline{al} = -13.65 \Delta C (f_s \cdot f_i)^{1/2} \cdot (Z_\pi)_s^{1/2} \cdot (Z_\pi)_i^{1/2} \text{ 分贝}, \quad (40')$$

式中

f_s = 信号频率；

f_i = 空闲频率。

当简化时，信号频率 f_s 和空闲频率 f_i 相等 $f_s = f_i$ ，则得

$$\overline{al} = -13.65 \Delta C Z_{0f_s} \left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_s \text{ 分贝} \quad (42)$$

最大功率增益系数 $\overline{G}_A$ 为

$$\overline{G}_A = |\overline{al}| = 27.3 \Delta C (f_s \cdot f_i)^{1/2} (Z_\pi)_s^{1/2} \cdot (Z_\pi)_i^{1/2} \text{ 分贝}. \quad (43)$$

2. 设计条件

在理想变容管行波式放大器的最佳设计中，除了小信号条件外，还应满足下列条件^[11]：

a) 为了得到极大负电导 G_- ，信号，空闲，注入频率，相位之间关系必须满足

$$\omega_s + \omega_i = \omega_p, \quad (34)$$

及

$$(\beta l)_s + (\beta l)_i = (\beta l)_p + 2n\pi, \quad (n = 0, 1, 2, 3 \cdots) \quad (35)$$

或

$$\theta_s + \theta_i = \theta_p + 2n\pi, \quad (n = 0, 1, 2, 3 \cdots). \quad (35')$$

b) 在所設計的頻寬內應滿足

$$(\nu_g)_s = \left(\frac{\partial \omega}{\partial \beta} \right)_s = \left(\frac{\partial \omega}{\partial \beta} \right)_i = (\nu_g)_i \quad (44)$$

及

$$\frac{\partial \nu_p}{\partial \omega} = 0. \quad (45)$$

c) 為了保證行波放大器是單向放大器, 注入頻率的相位常數

$$(\beta l)_p = \theta_p \approx J\pi \quad (J = 1, 2 \cdots), \quad (46)$$

故注入頻率不能與 $(\beta l) = \theta = \pi$ 對應的頻率相等。

d) 為了抑止高次諧波, 必須在設計中使得角頻率 $\omega_{p+s} = \omega_p + \omega_s$, $\omega_{p+i} = \omega_p + \omega_i$ 均在阻帶中。因此當注入頻率 f_p 及訊號頻率 f_s 確定後, 選擇 ξ 的值, 或確定 Z_0 , C_0 , l 的值, 就是設計的關鍵。

3. 第一通帶與各參量的關係

根據式(23)、(25)用圖解方法, 可研究 ω_{c1} 與上述各參量的關係, 特舉實例如下。

a) ω_{c1} 與 Z_0 的關係

假設 $l = 2$ 厘米, $C_0 = 1$ 微微法, Z_0 為可變量, 求出 ω_{c1} 與 Z_0 關係如圖 9 所示。由圖中可見, 當 Z_0 增大 ω_{c1} 減小, 故在行波放大器的設計中, 選用 Z_0 愈大, 能由第一個通帶內選擇之信號頻率愈低, 通帶也愈窄。此與圖 4 所示結果一致, 因 Z_0 與 ξ 成正比, Z_0 增大與 ξ 增大相應。

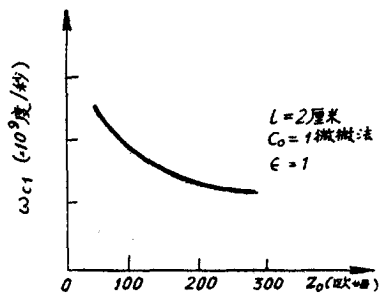


圖 9 ω_{c1} 與 Z_0 的關係曲線

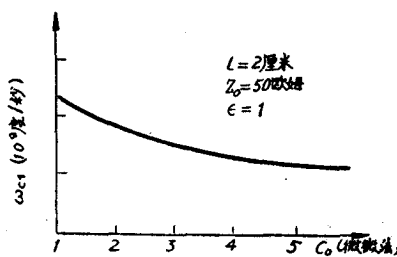


圖 10 ω_{c1} 與 C_0 的關係曲線

b) ω_{c1} 與 C_0 的關係

假設 $l = 2$ 厘米, $Z_0 = 50$ 歐姆, C_0 為可變量, 求出 ω_{c1} 與 C_0 的關係如圖 10 所示, 由圖中可見, 當 C_0 增大時, ω_{c1} 減小, 即 C_0 愈大通帶愈窄, 信號頻率較低, 此與圖 4 所示結果一致, 因 C_0 也與 ξ 成正比。

為了增寬第一通帶, 宜選用較小 C_0 之變容管。式(23)、(25)中可見, 如果 $C_0 Z_0$ 乘積是常數, 則固定 C_0 改變 Z_0 , 或固定 Z_0 改變 C_0 對 ω_{c1} 值的改變所產生影響趨勢相同。然而在实际設計中 Z_0 的選擇應考慮輸出及輸入端的匹配問題, 若選擇不適當, 將引起在

放大器输入及输出端宽频带阻抗变换器的设计问题,使得系统更复杂。

c) ω_{c1} 与 l 的关系

假设 $z_0 = 50$ 欧姆, $C_0 = 1$ 微微法, l 为可变量, 求出 ω_{c1} 与 l 的关系如图 11 所示, 由图中可见当 l 增大时, ω_{c1} 减小, 即 l 愈小 ω_{c1} 愈高, 在实际设计时, l 之值取决于变容管之体积, 减小体积, 可以减小所用的二极管间距离 l , 使 ω_s 能选择较高的频率。

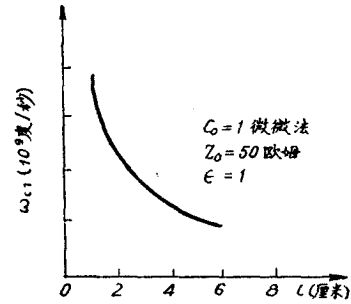


图 11 ω_{c1} 与 l 的关系曲线

4. 功率增益与频率关系

根据式(43)功率增益方程, 可求出功率增益与频率的关系, 用实例表明, 当设计中已确定 l , C_0 , z_0 , ΔC 值后, 根据不同注入频率 ω_p 的选择, 可求此功率增益与信号频率的关系。

a) 当注入角频率 ω_p 在第一个通带内, 即

$$0 < \omega_p < \omega_{c1} < (\omega_{c1})_h,$$

若选择 $0 < (\beta l)_p = \theta_p < 90^\circ$, 则

$$0 < \left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_s^{1/2} < 1, \quad 0 < \left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_i^{1/2} < 1.$$

根据(43)式, 可求出 $|\bar{G}_A|$ 与 ω_s 的关系, 如图 12 所示, 为一典型实例。

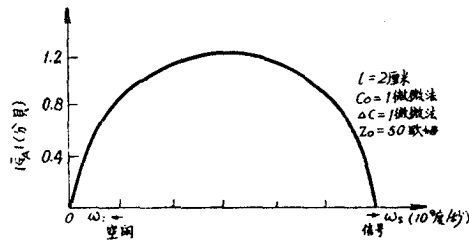


图 12 行波式负阻放大器增益 $|\bar{G}_A|$ 和通带关系曲线

$z_0 = 50$ 欧姆, $l = 2$ 厘米, $C_0 = 1$ 微微

法, $\Delta C = 1$ 微微法, 当 $\omega_s = \omega_i = \frac{\omega_p}{2}$ 时 $\bar{G}_A$ 最大。

若选择 $90^\circ < (\beta l)_p = \theta_p < 180^\circ$, 则当

$$0 < (\beta l)_s = \theta_s < 90^\circ,$$

$$90^\circ < (\beta l)_i = \theta_i < 180^\circ$$

或

$$90^\circ < (\beta l)_s = \theta_s < 180^\circ,$$

$$0 < (\beta l)_i = \theta_i < 90^\circ$$

时, 乘积 $\left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_s^{1/2} \cdot \left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_i^{1/2}$ 可能大于 1, 而且由于注入频率的增大, 可使 $\bar{G}_A$ 增大, 频宽亦变宽。

b) 当注入角频率 ω_p 在某一个阻带内, 即

$$\omega_{c1} < \omega_p < (\omega_{c1})_h,$$

若 ω_s 和 ω_i 均在第一个通带内, 则对频带边, 可能有

$$\left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_s^{1/2} \cdot \left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_i^{1/2} \gg 1,$$

如图 13 所示, 为 G_A 与频率关系的又一典型实例。由于注入角频率 ω_p 的增大, G_A 较情形 a 显著增加。

根据式(45), 用图介方法可分析 $\bar{G}_A$ 与 Z_0 , C_0 , l 及 f_p 的关系, 如图 14, 15, 16, 17

所示,从图上可见, $\bar{G}_A$ 随 Z_0 增加而增大, $\bar{G}_A$ 与 C_0 的关系较复杂,起初 C_0 增大 $\bar{G}_A$ 变小,以后又随 C_0 增加而增大, $\bar{G}_A$ 随 l , f_p 增加而增大,这些参量对行波放大器的增益,频宽的影响,在设计时应作具体计算。

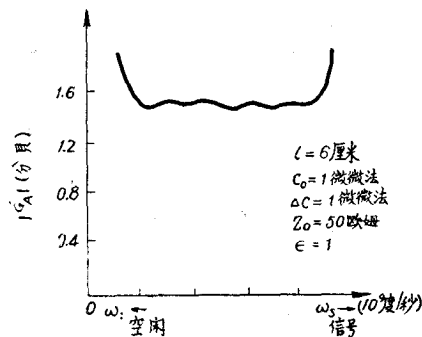


图 13 行波式负阻放大器增益与通带关系曲线

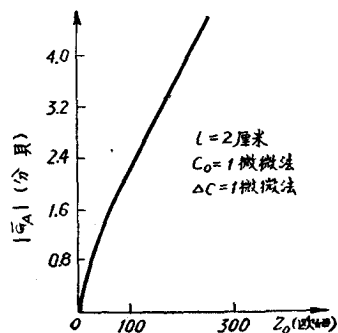


图 14 $|\bar{G}_A|$ 与 z_0 的关系曲线

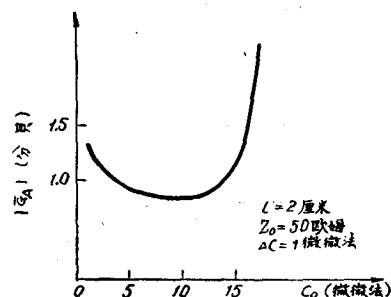


图 15 $|\bar{G}_A|$ 与 C_0 的关系曲线

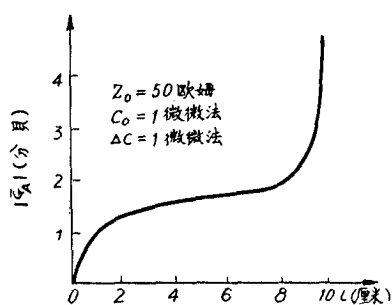


图 16 $|\bar{G}_A|$ 与 l 的关系曲线

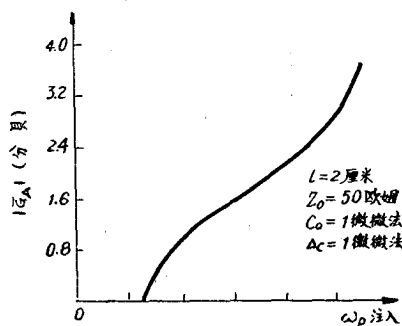


图 17 $|\bar{G}_A|$ 与 ω_p 的关系曲线

五、变容管等效电路其它参量与行波放大器相位, 增益方程的关系

在实际应用中,变容管除了可变电容的作用外,其它参量也产生一定的作用,因而使行波放大器的性能产生极显著的改变^[15,16],故分析设计时必须考虑这些因素。

在一定频率范围内,可近似用图 18 所示等效电路表示变容管,其中 r_b = 半导体小块

的体积电阻; L = 二极管触丝的引线电感; C' = 二极管管壳的分布电容; $G = p - n$ 结势垒区非线性电导; $C_0 = p - n$ 结势垒区非线性电容。

体积电阻 r_b 的存在, 增加了放大器的损耗, 降低负电导和功率增益, 并使噪声增加。

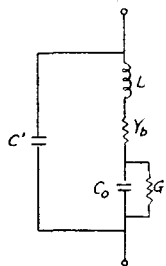


图 18 变容管等效线路

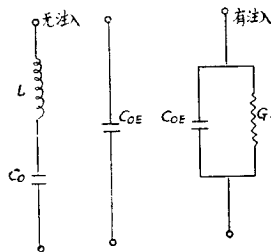


图 19 变容二极管计入引线电感的等效线路

寄生参量 L , C' 的存在, 使得每个通带又可能分裂成几个通带-阻带区域, 使频率-相位, 通带-阻带, 羣速-相速的关系发生变化, 并影响增益和频宽。

当工作频率较高, 这些参量的阻抗作用与 C_0 的作用相比较而不可忽略时, 必须认真考虑各参量的作用。例如, 当变容管运用时除计入电容 C_0 作用外, 若引线电感 L 的作用不可忽略, 其它参量的作用尚可忽略时 (见图 19), 在无注入情形, 变容管导纳 Y_T 为

$$Y_T = \frac{1}{j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_0}\right)} = j \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)} C_0 \omega = j \frac{1}{(1 - K^2)} C_0 \omega, \quad (45)$$

其中

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_0}, \quad K^2 = \frac{\omega^2}{\omega_0^2}$$

与理想变容管相较, 可用 $C_{0E} = \left(\frac{1}{1 - K^2}\right) C_0$ 代替 C_0 , 若当

$$\omega \ll \omega_0, \quad K \ll 1,$$

则

$$C_{0E} \approx C_0,$$

但当所选用的工作频率与二极管的谐振频率 $\left(\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}\right)$ 相接近时, 必须计入 L 之作用。

当加入注入功率后, 变容管两端出现负电导 (见图 19):

$$(G_-)_s = -\frac{\Delta C}{2} \cdot \frac{1}{(1 - K^2)_s} \cdot \frac{V_i}{V_s} \omega_s, \quad (46)$$

$$(G_-)_i = -\frac{\Delta C}{2} \cdot \frac{1}{(1 - K^2)_i} \cdot \frac{V_s}{V_i} \omega_i. \quad (47)$$

因为无其它损耗 $G_D = 0$, $(G_T)_s = (G_-)_s$, $(G_T)_i = (G_-)_i$, 将 (45), (46), (47) 分别代入公式 (16), (17) 中, 得到

$$\cos \beta l = \cos \beta_0 l - \frac{Z_0}{2} \left(\frac{1}{1 - K^2}\right) C_0 \omega \sin \beta_0 l \quad (48)$$

或

$$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi \frac{1}{1 - (\mathcal{L} \theta_0)^2} \theta_0 \sin \theta_0, \quad (49)$$

及

$$(al)_s = -\frac{\Delta C}{4} \cdot \frac{1}{(1 - K^2)_s} \frac{V_i}{V_s} \omega_s \cdot Z_0 \left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_s, \quad (50)$$

$$(al)_i = -\frac{\Delta C}{4} \frac{1}{(1 - K^2)_i} \frac{V_s}{V_i} \omega_i Z_0 \left(\frac{\sin \beta_0 l}{\sin \beta l} \right)_i. \quad (51)$$

取 $(al)_s, (al)_i$ 之平均值为 $\overline{al}$, 则有

$$\begin{aligned} \overline{al} &= -|\sqrt{(al)_s(al)_i}| = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{2} \frac{(\omega_s \cdot \omega_i)^{1/2}}{(1 - K^2)_s^{1/2} \cdot (1 - K^2)_i^{1/2}} (Z_s)_s^{1/2} \cdot (Z_s)_i^{1/2} = \\ &= -\frac{1}{2} \bar{G}_- (Z_s)_s^{1/2} \cdot (Z_s)_i^{1/2} \text{ 奈貝}, \end{aligned} \quad (52)$$

式中

$$\mathcal{L} \theta_0 = K = \frac{\omega}{\omega_0};$$

$$\mathcal{L} = \frac{V_0}{l} \sqrt{LC_0};$$

$$\bar{G}_- = -|\sqrt{(G_-)_s \cdot (G_-)_i}| = -\frac{\Delta C}{2} \frac{1}{(1 - K^2)_s^{1/2} \cdot (1 - K^2)_i^{1/2}} \cdot (\omega_s \cdot \omega_i)^{1/2},$$

即信号和空閑頻率負电导的平均值。

用分貝表示 $\overline{al}$, 得

$$\overline{al} = -13.65 \Delta C \frac{1}{(1 - K^2)_s^{1/2} \cdot (1 - K^2)_i^{1/2}} (f_s \cdot f_i)^{1/2} \cdot (Z_s)_s^{1/2} \cdot (Z_s)_i^{1/2} \text{ 分貝}, \quad (53)$$

而功率增益系数 $\bar{G}_A$ 为

$$\bar{G}_A = \frac{27.3 \Delta C (f_s \cdot f_i)^{1/2} (Z_s)_s^{1/2} \cdot (Z_s)_i^{1/2}}{(1 - K^2)_s^{1/2} \cdot (1 - K^2)_i^{1/2}}. \quad (54)$$

公式(48)至(54)給出計入引綫电感作用, 行波放大器的相位, 增益方程, 根据这些公式可求出相应的通带-阻带, 相速-羣速等重要关系。

由于二极管的各种特性, 以及选用頻率的不同, 在不同情形下需要考虑某些参量的作用, 因而求得各种不同的近似等效电路。

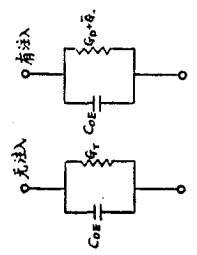
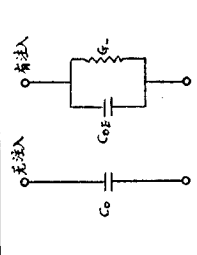
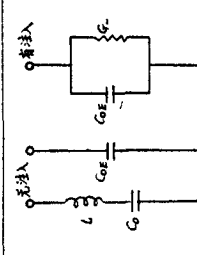
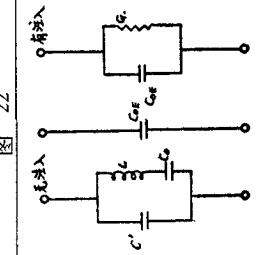
根据类似上述分析, 可以計算分析变容管有各种等效电路时的相位和增益方程。現将分析結果列于表 1, 其中功率增益系数 G_A , 負电导 G_- 均取信号, 空閑頻率的功率增益系数的平均值 $\bar{G}_A$, 以及負电导的平均值 $\bar{G}_-$, 并由表 1 列出的公式可以計算相应的通带-阻带, 和相速-羣速等关系。

六、結 論

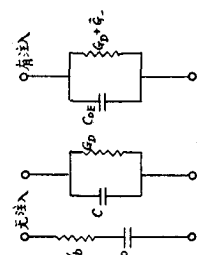
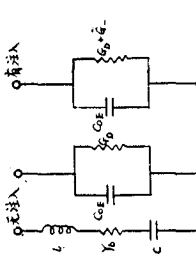
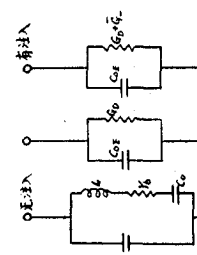
由于分布式微波放大器的发展日趋重要, 本文对于有周期性負載的傳輸綫的傳輸特性詳加分析, 并对变容管行波式放大器的重要特性进行研究, 所获結果可供有关微波分布式放大器及行波式参量放大器的研究設計工作参考。

根据傳輸方程(相位方程, 增益方程)的分析对放大器的相位-頻率, 通带-阻带, 相速-

表 1 变容管计入各种参量作用的等效电路和相应的行波式负阻放大器相位-增益方程

变容管等效电路	所计入参量的作用	变容管的等效导纳	相位方程	增益方程
 图 20	一般情形	$Y_T = G_T + jB_T$ $G_T = G_D + \bar{G}_-$ $B_T = C_{0E}\omega$	$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi f(\theta_0) \sin \theta_0$ $f(\theta_0) = \theta_0 \frac{B_T}{C_{0E}\omega}$ $\xi = \frac{V_0 C_{0E} Z_0}{2l}$	$\bar{G}_A = 8.686(G_T)^{1/2} \cdot (G_T)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot db$ $Z_\pi = Z_0 \frac{\sin \theta_0}{\sin \theta}$
 图 21	理想变容管	$Y_T = \bar{G}_- + jC_{0E}\omega$ $G_D = 0$ $\bar{G}_- = -\frac{\Delta C}{2} (\omega_s \cdot \omega_i)^{1/2}$	$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi \theta_0 \sin \theta_0$	$\bar{G}_A = 27.3 \Delta C (f_s \cdot f_i)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot db$
 图 22	计入引线电感	$Y_T = \bar{G}_- + jC_{0E}\omega$ $G_D = 0$ $\bar{G}_- = -\frac{\Delta C}{2} \frac{1}{(1-K^2)^{1/2}} \cdot \frac{1}{(1-K^2)^{1/2}} \cdot (1-K^2)^{1/2}$ $C_{0E} = \left(\frac{1}{1-K^2} \right) C_0$	$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi \frac{1}{1-(\mathcal{L}\theta_0)^2} \theta_0 \sin \theta_0$ $\mathcal{L}\theta_0 = K = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega \sqrt{LC_0}$ $\mathcal{L} = \frac{V_0 \sqrt{LC_0}}{l}$ $\omega_0^2 = \frac{1}{LC_0}$	$\bar{G}_A = 27.3 \Delta C \cdot (f_s \cdot f_i)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot db$
 图 23	计入引线电感和管壳电容	$Y_T = \bar{G}_- + jC_{0E}\omega$ $G_D = 0$ $\bar{G}_- = -\frac{\Delta C}{2} \left[v + \frac{1}{(1-K^2)} \right]^{1/2} \cdot \left[v + \frac{1}{(1-K^2)} \right]^{1/2} \cdot (1-K^2)^{1/2}$ $C_{0E} = \left[v + \frac{1}{(1-K^2)} \right] C_0$ $v = C'/C_0$	$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi \left[v + \frac{1}{1-(\mathcal{L}\theta_0)^2} \right] \times \theta_0 \sin \theta_0$	$\bar{G}_A = 27.3 \Delta C \times \left[v + \frac{1}{1-K^2} \right]^{1/2} \cdot \left(v + \frac{1}{1-K^2} \right)^{1/2} \cdot (f_s \cdot f_i)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot db$

(續)

变容管等效线路图	所計入参量的作用	变容管的等效导纳	相位方程	增益方程
 图 24	計入体积电阻作用 r_b , C_0	$Y_T = G_D + \bar{G}_- + jC_{0E}$ $G_D = \frac{1}{r_b(1+Q^2)}$ $\bar{G}_- = -\frac{\Delta C}{2} \left(\frac{Q^2}{Q^2+1} \right)^{1/2} \cdot \left(\frac{Q^2}{Q^2+1} \right)^{1/2} \cdot (\omega_s \cdot \omega_i)^{1/2}$ $C_{0E} = \left(\frac{Q^2}{Q^2+1} \right) \cdot C_0$ $Q = \frac{1}{r_b C_{0E} \omega}$	$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi \times$ $\times \theta_0 \sin \theta_0$ $\eta \theta_0 = \frac{1}{Q}$ $\eta = \frac{V_0 C_{0E} r_b}{l}$	$\bar{G}_A = 8.686 \left\{ \frac{1}{r_b(1+Q^2)} - \bar{G}_- \right\}^{1/2} \times$ $\times \left\{ \frac{1}{r_b(1+Q^2)} - \bar{G}_- \right\}^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} (Z_\pi)^{1/2}$ db
 图 25	計入体积电阻, 引线电感作用, r_b , L , C_0	$Y_T = G_D + \bar{G}_- + jC_{0E} \omega$ $G_D = \frac{1}{r_b[1+(1-K^2)Q^2]}$ $\bar{G}_- = -\frac{\Delta C}{2} \left[\frac{(1-K^2)Q^2}{1+(1-K^2)Q^2} \right]^{1/2} \cdot \left[\frac{(1-K^2)Q^2}{1+(1-K^2)Q^2} \right]^{1/2} \cdot (\omega_s \omega_i)^{1/2}$ $C_{0E} = \left[\frac{(1-K^2)Q^2}{1+(1-K^2)Q^2} \right] C_0$	$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi \times$ $\times \left\{ \frac{1-(\xi/\theta_0)^2}{[1-(\xi/\theta_0)^2]^2 + (\eta\theta_0)^2} \right\} \times$ $\times \theta_0 \sin \theta_0$	$\bar{G}_A = 8.686 \left\{ \frac{1}{r_b[1+(1-K^2)Q^2]} - \bar{G}_- \right\}^{1/2} \cdot \left\{ \frac{1}{r_b[1+(1-K^2)Q^2]} - \bar{G}_- \right\}^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2}$ db
 图 26	計入体积电阻, 引线电感, 管壳电容作用, r_b , L , C' , C_0	$Y_T = G_D + \bar{G}_- + jC_{0E} \omega$ $G_D = \frac{1}{r_b[1+(1-K^2)Q^2]}$ $\bar{G}_- = -\frac{\Delta C}{2} \left[\nu + \frac{(1-K^2)Q^2}{1+(1-K^2)Q^2} \right]^{1/2} \cdot \left[\nu + \frac{(1-K^2)Q^2}{1+(1-K^2)Q^2} \right]^{1/2} \cdot (\omega_s \cdot \omega_i)^{1/2}$ $C_{0E} = \left[\nu + \frac{(1-K^2)Q^2}{1+(1-K^2)Q^2} \right] C_0$	$\cos \theta = \cos \theta_0 - \xi \times$ $\times \left\{ \nu + \frac{1-(\xi/\theta_0)^2}{[1-(\xi/\theta_0)^2]^2 + (\eta\theta_0)^2} \right\} \times$ $\times \theta_0 \sin \theta_0$	$\bar{G}_A = 8.686 \{ G_D - \bar{G}_- \}^{1/2} \{ G_D - \bar{G}_- \}^{1/2} \times$ $\times (Z_\pi)^{1/2} \cdot (Z_\pi)^{1/2}$ db

羣速,增益-衰減等关系予以討論,給出通用关系曲綫以及計入二极管的各参量后的相位,增益公式(見表 1)等有关資料,可供設計各种行波式負阻参量放大器时作有用参考。

参 考 文 献

- [1] Heffner, H. and Wade, G., *J. A.P.*, **29**, Sept. (1958), 1321—1331.
- [2] Uenohara, M., *P. I. R. E.*, **48**, Feb. (1960), 169—179.
- [3] Knechtli, R. C. and Waglein, R. D., *P. I. R. E.*, **48**, July (1960), 1218—1226.
- [4] Seidel, H. and Hermnn, G. F., *I. R. E. Wescon Convention Record*, pt. 2 (1959), 83—90.
- [5] Matthaei, G. L., *T. I. R. E.*, **MTT-9**, Jan. (1961), 23—38.
- [6] Johnson, K. M., *T. I. R. E.*, **MTT-9**, March (1961), 187—194.
- [7] Kuh, E. S., *P. I. R. E.*, **50**, Jan. (1962), 31—38.
- [8] Cullen, A. L., *Nature*, **181**, Feb. (1958), 332.
- [9] Tien, P. K., *J. A. P.*, **29**, Sept. (1958), 1347—1357.
- [10] Heilmeyer, B. H., *RCA Review*, **20**, Sept. (1959), 442—454.
- [11] Bell, C. V. and Wade, G., *I. R. E. Wescon Convention Record*, pt. 2 (1959), 75—82.
- [12] Bell, C. V. and Wade, G., *T. I. R. E.*, **CT-7**, March (1960).
- [13] Cullen, A. L., *P. I. E. E.*, **107**, pt. B, March (1960), 101—107.
- [14] Rowe, H. E., *P. I. R. E.*, **46**, May (1958), 850—860.
- [15] Fleri, D. and Sie, J., *P. I. R. E.*, **48**, July (1960), 1330—1331.
- [16] Boyet, H. and Fleri, D., *P. I. R. E.*, **48**, July (1960), 1331—1333.

ANALYSIS OF PHASE AND GAIN CHARACTERISTICS OF TRAVELLING-WAVE TYPE NEGATIVE-RESISTANCE AMPLIFIERS

CHENG CHUNG-CHIH, HWA JUNG-JENG

ABSTRACT

The advances of solid state negative-resistance devices, such as tunnel diodes, variable reactance semiconductor diodes used in parametric forms, lead to the interests of the study of periodically loaded travelling type distributed amplifiers. This paper gives a detailed analysis on the transmission characteristics of this type of microwave amplifier. The analysis includes the study of the phase equation, gain equation, the frequency-phase characteristics, the pass band vs stop band relationships and the phase velocity and group velocity characteristics. A detailed analysis on the travelling wave type semiconductor diode parametric amplifier is also given. Important universal curves and design conditions are also included for ready references.