

基波激励和次谐波激励参量 放大器特性的分析*

沈光銘 高天明 茅經怀

提 要

本文主要結果有三:第一,推导出基波激励和次谐波激励参量放大器的优值、功率增益、和通带等主要特性,并就此些特性对基波激励源的和次谐波激励源的参量放大器进行比较;第二,通过半导体二极管非线性电容的谐波分量的分析,在激励电压、偏压和放大器的特性間得出定量关系,并且对给定放大器特性求出激励源幅度和频率的稳定要求;第三,推导出放大器的有效噪声,并给出最低有效噪声的设计条件。

以上特性的探讨和二极管损耗、信号回路和镜像回路通带比、匹配等因子結合在一起进行,使所得結果更具有实际意义。最后举出一数字例子,说明应用本文結果来设计参量放大器的一种可能步骤。

一、导 言

本文的中心问题是研究基波和次谐波激励源的半导体二极管参量放大器的特性和它們間的比較,以及从接收系統角度来分析这类放大器的有效噪声和获得最低有效噪声的条件。

一般参量放大器需要一个激励源,它的频率是信号频率和镜像频率之和,今称这种参量放大器为基波激励参量放大器。若激励频率等于以某正整数 n 去除信号和镜像频率之和的商,则称这种参量放大器为第 n 次次谐波激励参量放大器。这类参量放大器的激励频率可能低于信号频率,因此具有特别重要的意义。白露姆和张^[1,2] 提出这个概念,并在实验中获得放大现象。毛德生^[3,4] 分析了这一类放大器,其中有“谐波电容仅和某偏压下二极管结电容及激励幅度和该偏压之比有关”等結果;这个結論显然和实验不相符合。本文用不同方法对次谐波和基波激励参量放大器的特性进行比较全面的研究,指出了谐波电容不但和结电容及激励电压和偏压的比值有关,而且和偏压的绝对值有关。文中首先推导了基波和次谐波激励参量放大器的增益、通带和优值等特性;然后分解半导体二极管非线性电容的谐波分量,使放大器特性和激励幅度及偏压关联起来;最后比較了次谐波和基波激励参量放大器的特性,包括激励幅度和频率稳定度的要求。总的說来,若要获得相等的放大特性,次谐波激励参量放大器較之基波激励参量放大器要求激励源有較大的功率输出和較好的稳定性,并且要求二极管有較好的非线性度和反向特性。

噪声是参量放大器的另一个重要的特性,如何获得最低有效噪声更具有实际意义。

* 1962年10月22日收到。

毛德生^[4]、可茲伯^[5]和格里南^[6]等人對這個問題都有所研究;他們的結果或者是限於二極管接近於截止頻率運用情況,或者是忽略了鏡象迴路損耗或負載的影響。西和威斯本^[7]對採用一個直接耦合式參量放大器的接收系統的噪聲進行過探討,得出當參量放大器增益增大時,噪聲有一個最小值。這個最小值和參量放大器參數的定量關係在本文中推导出,並且求出滿足最小有效噪聲的設計條件。這裡所謂有效噪聲不是單獨地來考慮參量放大器本身的噪聲,而是指接收系統中參量放大器以下整個系統對高頻信號源所呈現的噪聲。

本文所採用的電路模型是一個直接耦合非簡并式的半導體二極管參量放大器;但是所得結果可以很容易推廣到迴旋器耦合式或其他類型參量放大器。本文各式用歸一化參量來表示,所以曲線和表式等都適用於同一類型的任何參量放大器的設計。

二、放大器的增益、通帶及優值

1) 電路模型

本文所採用的參量放大器的電路模型表於圖1中。圖中 g_s 和 g_l 各表示信號源內電導和負載電導; Y_s 和 Y_l 各表示信號和鏡象迴路的調諧導納; F_s 和 F_l 是理想濾波器,前

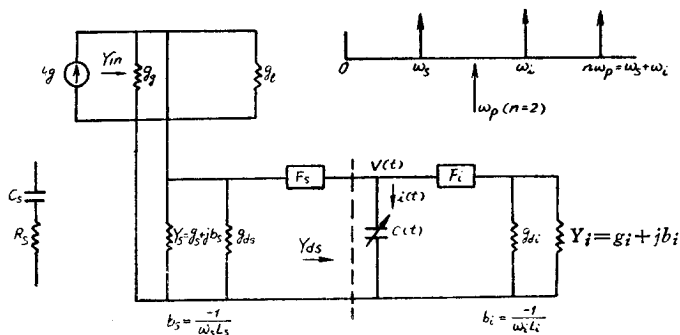


圖1 負電導參量放大器等效電路和頻率分布

者對信號源頻率是短路而對其他頻率是開路,後者對鏡象頻率是短路而對其他頻率則是開路。電容器 $C(t)$ 和激勵電壓及直流偏壓有關。在一般運用情況下,激勵電壓遠大於信號和鏡象電壓,因此可以認為 $C(t)$ 是以激勵頻率為基波的傅利葉展開式:

$$C(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_p t}. \quad (1)$$

因 $C(t)$ 是實數,所以 C_{-n} 是 C_n 的共軛複數,即 $C_{-n} = C_n^*$ 。若以 ω_p 、 ω_s 和 ω_i 分別表示激勵的、信號的和鏡象的角頻率,則它們三者的關係是

$$n\omega_p = \omega_s + \omega_i \quad (2)$$

這裡若 $n=1$,表示基波激勵參量放大器的頻率關係,若 $n=2$,代表二次次諧波激勵參量放大器,余類同。圖1中 g_d 代表以二極管 Q 值和串聯電阻來表示的二極管耗損。因為 Q_d 、二極管的 Q 值,是頻率的函數,所以對信號和鏡象頻率來說, g_d 不是相等的,各令 g_{ds} 和 g_{di} 來表示,則

$$g_{ds} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + Q_d^2}, \quad (3)$$

$$g_{di} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + Q_{di}^2}, \quad (4)$$

这里

$$Q_{ds} = \frac{1}{\omega_s C_s R_s}, \quad (5)$$

$$Q_{di} = \frac{1}{\omega_i C_i R_s}, \quad (6)$$

C_s 和 R_s 是惯用的二极管等效串联电容和串联电阻.

以下讨论就以上述电路模型为基础.

2) 换能器增益和插入增益

根据上面介绍的电路模型, 可以认为作用于时变电容 $C(t)$ 上的电流和电压只包括有信号频率和镜像频率份量, 因此写作

$$x(t) = X_s e^{j\omega_s t} + X_s^* e^{-j\omega_s t} + X_i e^{j\omega_i t} + X_i^* e^{-j\omega_i t}, \quad (7)$$

式中 $x(t)$ 代表瞬间电流 $i(t)$ 或电压 $v(t)$. 将式(1)和式(7)代入: $i = \frac{d(vC)}{dt}$, 可以得出二极管端电压和电流的关系式:

$$\begin{vmatrix} I_s \\ I_i^* \end{vmatrix} = \|Y\| \cdot \begin{vmatrix} V_s \\ V_i^* \end{vmatrix}, \quad (8)$$

这里,

$$\|Y\| = \begin{vmatrix} j\omega_s C_0 & j\omega_s C_n \\ -j\omega_i C_n & -j\omega_i C_0 \end{vmatrix}. \quad (9)$$

由此可以推导出从信号回路看向二极管端的(参见图1)具有负电导特性的等效导纳 Y_{ds} .

$$Y_{ds} = -G_{ds} + jB_{ds}. \quad (10)$$

在条件: $\frac{\Delta\omega}{\omega_{s0}} \ll 1$, $\frac{\Delta\omega}{\omega_{i0}} \ll 1$ 的情况下, 式(10)中 G_{ds} 和 B_{ds} 各为

$$G_{ds} = \frac{G}{1 + q_i^2}, \quad (11)$$

和

$$B_{ds} = \omega_s C_0 \left[1 + \frac{q_i Q_{i0} m_n^2}{1 + q_i^2} \right], \quad (12)$$

这里:

$$G = g_{st} \alpha_n, \quad (13)$$

$$\alpha_n = Q_{s0} \cdot Q_{i0} \cdot m_n^2, \quad (14)$$

$$m_n = C_n / C_0, \quad (15)$$

$$Q_{s0} = \omega_{s0} C_0 / g_{st}, \quad (16)$$

$$Q_{i0} = \omega_{i0} C_0 / g_{it}, \quad (17)$$

$$g_{st} = g_g + g_l + g_s + g_{ds}, \quad (18)$$

$$g_{it} = g_i + g_{di}, \quad (19)$$

$$q_i = \frac{2(\Delta\omega)C_0}{g_{it}} = 2(Q_{i0} - Q_i), \quad (20)$$

$$q_s = \frac{2(\Delta\omega)C_0}{g_{st}} = 2(Q_s - Q_{s0}), \quad (21)$$

上述各式均有它们明确的物理意义. 首先, ω_{s0} 和 ω_{i0} 是信号回路和镜像回路各和二

极管平均电容 C_0 相調的諧振頻率。若进来的信号頻率 ω_s 和 ω_{s0} 有一偏差 $\Delta\omega$ (以下簡称頻偏): $\Delta\omega = \omega_s - \omega_{s0}$, 則 ω_i 和 ω_{i0} 也产生一絕對值相等而相位相反的偏差, $-\Delta\omega = \omega_i - \omega_{i0}$ 。又 g_{st} 和 g_{it} 各代表信号迴路和鏡象迴路的总損耗电导, 包括二极管損耗, Q_{s0} 和 Q_{i0} 各代表上述二迴路的有載 Q 值, q_s 和 q_i 各代表因頻偏而导致的 Q 值的偏差 (以下簡称为 Q 偏); Q 偏和頻偏成正比, 中心頻率时 Q 偏等于零。 m_n 是第 n 次諧波电容和平均电容的比值, 或称第 n 次調制度; 这个参数主要决定于激勵压、偏压和半导体二极管的特性。 G_{ds} 是因參量作用而获得的負电导, 中心頻率时这个負电导值由 G 来表示。 α_n 是負电导和信号迴路总正电导值之比, 或称归一化負电导; 它和信号和鏡象二个迴路的有載 Q 值成正比, 又和調制度的二次方成正比, 它是參量放大器最重要的基本參量。

根据图 1 模型, 这个參量放大器的換能器增益为 $G_t = 4g_l g_g / |Y_{in}|^2$, 这里 $Y_{in} = g_l + g_g + g_{ds} + Y_s + Y_{ds}$ 。运用式(10)到式(21) 各关系可以推导出在条件 $\Delta\omega/\omega_{s0} \ll 1$ 情况下換能器增益为

$$G_t = \frac{G_{t0}}{\left[1 - \frac{\alpha_n}{1 + q_i^2}\right]^2 + q_s^2 \left[1 + \frac{k\alpha_n}{1 + q_i^2}\right]^2}. \quad (22)$$

若 $q_i^2 \ll 1$, 則

$$\frac{G_t}{G_{t0}} = \frac{1}{(1 - \alpha_n)^2} \frac{1}{1 + q_s^2 \left(\frac{1 + k\alpha_n}{1 - \alpha_n}\right)^2}, \quad (23)$$

这里

$$G_{t0} = \frac{4g_g g_l}{g_{st}^2} = \frac{4\eta}{(1 + \eta + \zeta)^2}, \quad (24)$$

$$\eta = g_l / g_g, \quad (25)$$

$$\zeta = \frac{(g_s + g_{ds})}{g_g}, \quad (26)$$

$$k = \frac{g_{st}}{g_{it}} = \frac{q_i}{q_s} = \frac{Q_{i0}}{Q_{s0}} \cdot \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}} = \frac{\Delta\omega_s|_{3db}}{\Delta\omega_i|_{3db}}. \quad (27)$$

由式(23), 中心頻率的換能器增益为

$$\frac{G_t|_{res}}{G_{t0}} = \frac{1}{(1 - \alpha_n)^2} \quad (28)$$

假定由于某种原因, 例如关闭了激勵源, 二极管失去时变特性 $m_n = 0$, 或者由于鏡象迴路的短路 $Q_{i0} = 0$, 則 $\alpha_n = 0$, 即电路失去參量放大作用。則由式(28)可見, G_{t0} 为沒有參量放大作用时电路的中心頻率換能器增益; 观察 (24) 也可获得同样結論。因此比值 G_t/G_{t0} 代表參量放大器的插入增益; 这是对參量放大器实验很有用的結論。

式 (27) 中的 k 值代表信号迴路和鏡象迴路总耗損电导的比值, 也代表此二迴路三分貝通帶的比值。 η 代表負載电导和信号源內电导之比, ζ 代表信号腔和二极管損耗电导的和与信号源內电导之比; 这两参数与匹配有关, 匹配时 $\eta = 1 + \zeta$ 。

由式(23)和式(28), 得

$$\frac{G_t}{G_t|_{res}} = \frac{1}{1 + q_s^2 \left(\frac{1 + k\alpha_n}{1 - \alpha_n}\right)^2}, \quad (29)$$

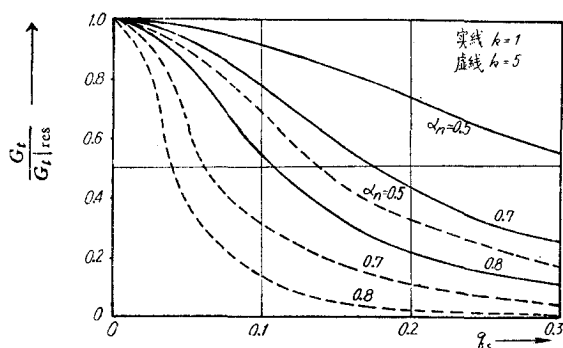


图2 参量放大器增益频率特性

三分贝通带值为

$$B_n \equiv \frac{2\Delta\omega|_{3\text{db}}}{\omega_{s0}} = \frac{q_s|_{3\text{db}}}{Q_{s0}} = B_0\phi_n, \quad (31)$$

这里 $B_0 = 1/Q_{s0}$ 为静态通带, 代表没有参量放大作用时 ($\alpha_n = 0$) 信号迴路的三分贝通带值; $\phi_n = q_s|_{3\text{db}}$, 为参量放大器的通带系数。由式(30)可见, 通带系数不但和 α_n 有关, 还和 k 值有关, 这个关系式表于图3中。

定义放大器的优值为

$$M \equiv B \cdot \sqrt{G_s|_{\text{res}}},$$

则由式(28), (30)和(31)导出

$$M_n = M_0\phi_n, \quad (32)$$

这里 $M_0 = B_0\sqrt{G_{s0}}$ 为静态优值, 代表没有参量放大作用时电路系统的优值, ϕ_n 则被称作参量放大器的优值系数,

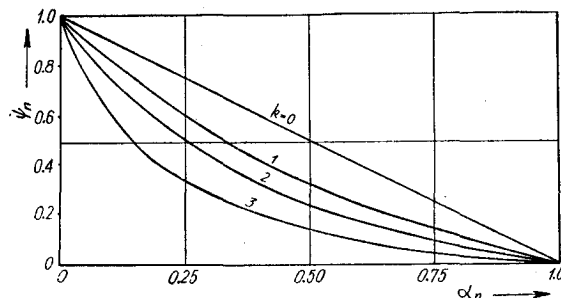


图3 参量放大器通带特性

$$\phi_n = \frac{1}{1 + k\alpha_n}. \quad (33)$$

这个关系表于图4中。

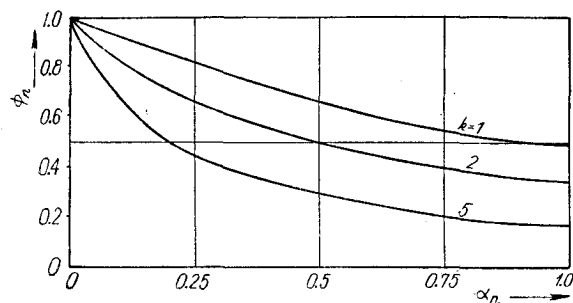


图4 参量放大器优值特性

这是放大器增益的频率效应, 它表于图2中; 这里有二组曲线 $k=1$ 和 $k=5$, 前者镜象迴路的有载 Q 值较小, 而后者较大。

3) 通带和优值

在三分贝通带边缘上式(29)的比值应等于 $1/2$, 显然,

$$q_s|_{3\text{db}} = \frac{1 - \alpha_n}{1 + k\alpha_n}. \quad (30)$$

由式(16)、(21)和(30)可以导出归一化

三、二極管諧波電容和激勵壓、偏壓的定量關係

當一個偏壓和一個交變電壓加於一個已知特性變容二極管上時，二極管電容即隨時間而變化如圖 5 所示。這個時變電容的諧波分量可以用圖解法來分解也可以用分析方法^[8,9]來求得。本文也用分析方法得出一實用結果，使激勵壓和偏壓和參量二極管特性間

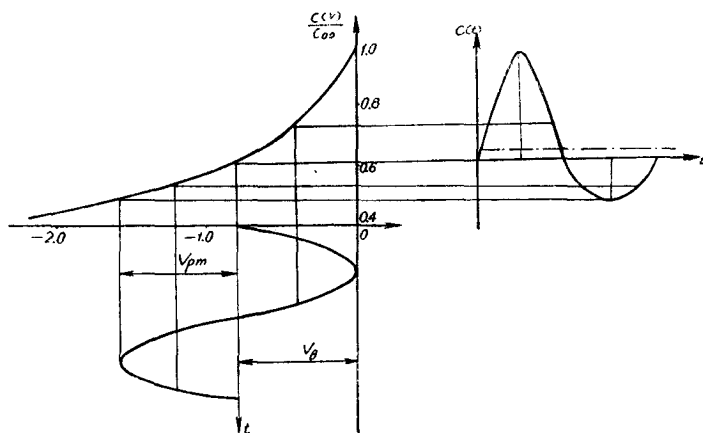


圖 5 二極管 $C-V$ 曲線和時變電容

建立起一定量關係。假定二極管 $C-V$ 特性可以近似地用一 l 次多項式來代表：

$$\frac{C(v)}{C_0} = f(v) = 1 + \sum_{l=1,2,3}^l a_l v^l, \quad (34)$$

這裡 C_0 表示零偏壓時靜態電容。若令偏壓為 V_B ，激勵壓為 $V_{pm} \cos \omega_p t$ ，則可推导出(參見附錄一)第 n 次諧波電容的表式：

$$\frac{C_n}{C_0} = \sum_{l=n, n+2}^L \lambda_l \left(\frac{l}{l-n} \right) \left(\frac{V_{pm}}{2} \right)^l, \quad (35)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, l$$

這裡 $L = l$ 或 $(l-1)$ 視 $(l+n)$ 為偶數或奇數來決定。又

$$\lambda_0 = f(V_B) = 1 + \sum_{l=1,2,3}^l a_l V_B^l, \quad (36)$$

$$\lambda_l = \frac{f^{(l)}(V_B)}{l!}, \quad l = 1, 2, 3, \dots, l. \quad (37)$$

由(34)、(36)和(37)可見， λ_0 是歸一化二極管靜態曲線上的工作點， λ_l 是此工作點附近曲線的一次微商， $(\lambda_l \times l!)$ 是第 l 次微商。由式(35)可見奇(偶)次項諧波電容僅和二極管 $C-V$ 曲線的奇(偶)次微商有關。若式(35)中第一項數值遠大於其他各項之和，則第 n 次諧波電容和 λ_n 成正比；這就是說，平均電容 C_0 主要決定於工作點電容；一次諧波電容 C_1 (或基波電容) 主要決定於工作點上曲線的斜率；二次諧波電容 C_2 主要決定於曲線的曲度；三次諧波電容 C_3 主要決定於 $C-V$ 曲線的三次微商；余可類推。

因此可見調制度 m_n 的表式為

$$m_n = \frac{C_n}{C_0} = \frac{\sum_{l=n, n+2}^L \lambda_l \left(\frac{l}{l-n} \right) \left(\frac{V_{pm}}{2} \right)^l}{\lambda_0 + \sum_{l=2, 4, 6}^{L'} \lambda_l \left(\frac{l}{l} \right) \left(\frac{V_{pm}}{2} \right)^l}, \quad (38)$$

这里 $L' = l$ 或 $(l-1)$ 视最高 l 值为偶数或奇数来决定。上式或可近似地表示为

$$m_n \approx \sum_{l=n, n+2}^L \left(\frac{\lambda_l}{\lambda_0} \right) \left(\frac{l}{l-n} \right) \left(\frac{V_{pm}}{2} \right)^l. \quad (39)$$

图 6、7 和 8 分别表示图 5 中 $C-V$ 曲线的平均电容、基波电容和二次谐波电容对激励压和偏压的定量关系。调制度 m_1 和 m_2 则表示于图 9 中。这些曲线是在 $l=5$, $V_B < 1.5$ 伏和 $V_{pm} < V_B$ 的情况下获得的。

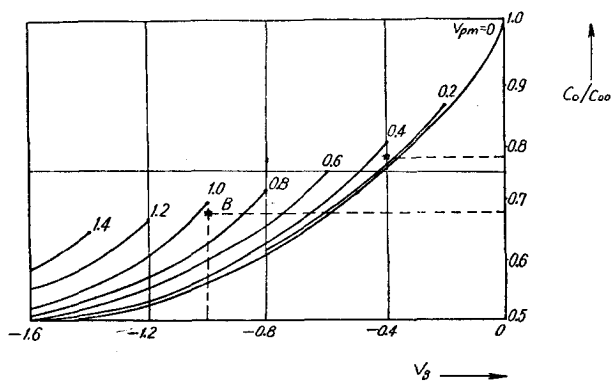


图 6 归一化平均电容和激励电压及偏压的关系

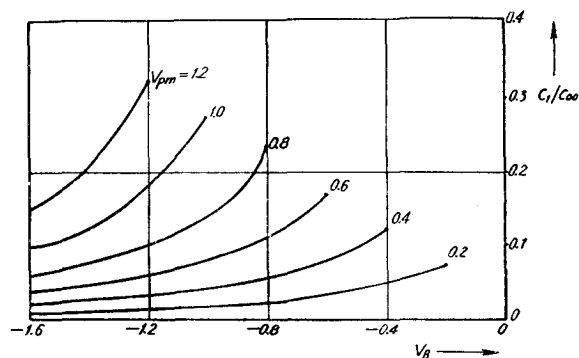


图 7 基波电容和激励电压及偏压的关系

由图 6 可见动态平均电容 ($V_p \neq 0$) 比静态平均电容 ($V_p = 0$) 大。若令这个差距为 ΔC_0 , 则

$$\frac{\Delta C_0}{C_{00}} = \sum_{l=2, 4, 6}^{L'} \lambda_l \left(\frac{l}{l} \right) \left(\frac{V_{pm}}{2} \right)^l, \quad (40)$$

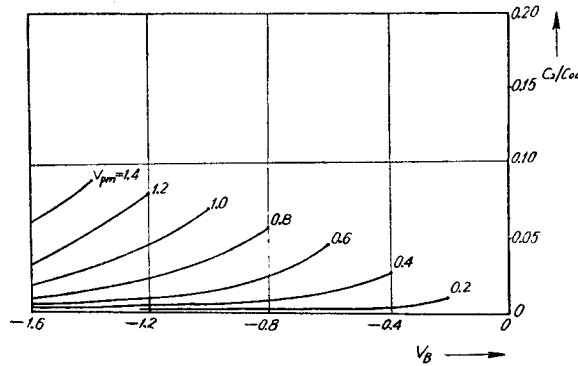


图 8 二次諧波电容和激勵电压及偏压的关系

因此一个参量放大器的中心频率，不但在偏压变时而且当激励电压变化时都有重新調諧的必要。

以上分析方法不一定限于用多項式(34)来表示二极管的 $C-V$ 曲綫，也可以推广到用其他表式来代表 $C-V$ 曲綫的情况。例如，

$$\frac{C(v)}{C_0} = f(v) = \frac{1}{(1 - rv)^\beta}, \quad (41)$$

这里 β 和 r 都是常数，决定于半导体二极管的物理特性。根据式(37)不难求得

$$\lambda_l = \frac{r^l}{l!(1 - rv)^{(\beta+l)}} \prod_{p=0,1,2}^{(l-1)} (\beta + p), \quad (42)$$

而諧波电容及其他有关各式仍然适用。

四、基波激勵和次諧波激勵參量放大器特性的比較

在这一节中将上面所获得的结果就基波激勵($n=1$)和次諧波激勵($n=2, 3, 4 \cdots$)参量放大器进行比較。首先将本节中所采用的符号略作說明：符号右下角的“ n ”表示該符号属于第 n 次次諧波激勵参量放大器的参量，若符号右下角已有其他注角字母，則將“ n ”放到符号的右上角。

根据(28)、(31)和(32)第 n 次次諧波激勵参量放大器的增益，通带和优值若和基波激勵参量放大器作比較，則得

$$\frac{G_n^n}{G_1^1} \Big|_{\text{res}} = \left(\frac{1 - a_1}{1 - a_n} \right)^2, \quad (43)$$

$$\frac{B_n}{B_1} = \left(\frac{1 - a_n}{1 - a_1} \right) \left(\frac{1 + k a_1}{1 + k a_n} \right), \quad (44)$$

$$\frac{M_n}{M_1} = \frac{1 + k a_1}{1 + k a_n}. \quad (45)$$

对于一个給定特性要求的参量放大器來說，归一化負电导有一特定設計值，称此值为 α_{req} 。不論采用基波激勵还是第 n 次次諧波激勵的設計方案，必須滿足

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \cdots = \alpha_n = \alpha_{\text{req}},$$

或者当 Q_{s0} 和 Q_{i0} 保持不变情况下

$$m_1 = m_2 = m_3 = \cdots = m_n = m_{\text{req}}, \quad (46)$$

例如如图 9(a) 说明对一给定二极管和某一特性要求的参量放大器采用基波激励的设计是可能的, 图 9(b) 说明在同一情况下采用二次谐波激励设计也是可能的; 不过前者情况 $V_B > 0.3$ 伏左右即能满足要求, 而后者却要求 $V_B > 1$ 伏左右, 而且激励幅度和偏压的比值要接近于 1.0, 这说明二次谐波激励设计要求二极管有较好的反向特性, 允许激励有较大的摆幅。

参量放大器增益对激励幅度和频率的灵敏度, 由附录二的推导各为

$$S_{V_p} \equiv \frac{dG_t/G_t}{dV_p/V_p} = \frac{4n\alpha_n}{1 - \alpha_n}, \quad (47)$$

$$S_{\omega_p} \equiv \frac{dG_t/G_t}{d\omega_p/\omega_p} = -4nq_s Q_{i0} \alpha_n (1 + k\alpha_n) \left(1 + \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}}\right) \frac{G_t}{G_{i0}}. \quad (48)$$

由上二式可见次谐波激励参量放大器对激励幅度和频率的灵敏度与基波激励参量放大器

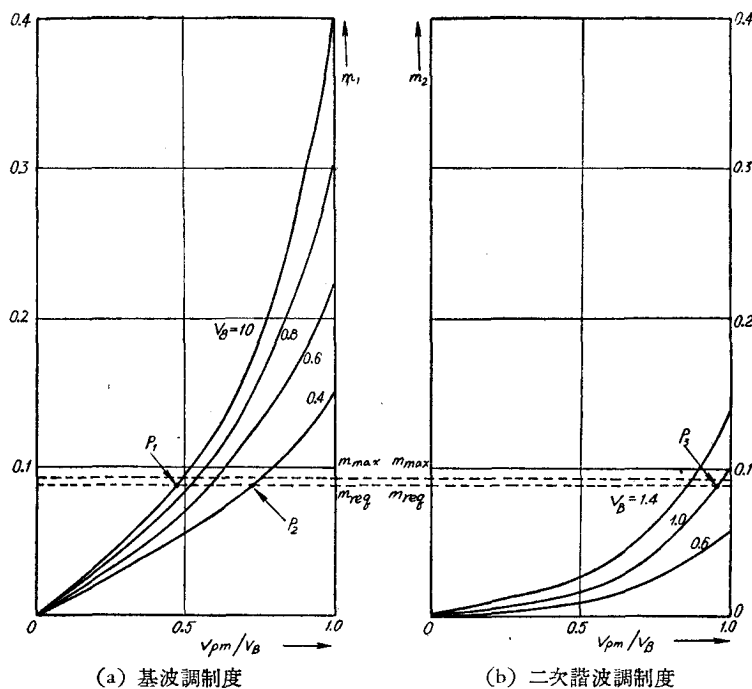


图 9 调制度和激励电压及偏压的关系

灵敏度的比值在其他参量相等的情况下为

$$\frac{S_{V_p}^n}{S_{V_p}^1} = \frac{S_{\omega_p}^n}{S_{\omega_p}^1} = n, \quad (49)$$

也就是说, 第 n 次谐波激励参量放大器对激励幅度和频率稳定性的要求比基波激励参量放大器高 n 倍。对某些激励源来说, 幅度和频率的漂移又是相关的, 这个问题不在本文讨论的范围。

五、噪 聲

參量放大器在高頻接收中被重視的主要原因是它具有低噪聲的特性。不僅要知道參量放大器的噪聲表式,而且要知道最低噪聲和最低噪聲的設計條件;不僅要知道參量放大器本身的噪聲,而且要知道當它接裝在接收系統中的有效噪聲。下面就是根據這些要求對參量放大器的噪聲進行分析。

包括負載影響的參量放大器的噪聲系數可以推導為

$$F_1 = (1 + \eta + \zeta) \left(1 + \alpha \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}} \right), \quad (50)$$

令 F_2 為參量放大器後一級電路系統的噪聲系數, T_{2in} 為此系統輸入端的絕對溫度, F_e 表示級聯後參量放大器的有效噪聲, 則根據西和威斯本^[7] 的修正方法,

$$F_e = F_1 + \frac{F_2 - \left(1 + \frac{T_{2in}}{T_0} \right)}{G_{11}}, \quad (51)$$

這裡 G_{11} 是參量放大器的增益。

今令 $\epsilon = F_2 - \left(1 + \frac{T_{2in}}{T_0} \right)$, ϵ 僅和放大器

後面一級電路系統的特性有關; 在參量放大器的分析中 ϵ 被示作常數。因此式(51)可寫作為

$$F_e = \xi \left(1 + \alpha \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}} \right) + \frac{\epsilon}{4\eta} \xi^2 (1 - \alpha)^2, \quad (52)$$

這裡

$$\xi = 1 + \eta + \zeta. \quad (53)$$

將式(52)對 α 作微商, 即可得出最低有效噪聲和最低有效噪聲的條件:

$$F_{e \min} = \xi + \frac{\epsilon}{4\eta} \xi^2 (1 - \alpha_{des}^2). \quad (54)$$

$$\alpha_{des} = 1 - \frac{2\eta}{\xi\epsilon} \left(\frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}} \right), \quad (55)$$

圖 10 表示參量放大器的有效噪聲和增益的關係, 其中虛線表示最低有效噪聲的軌迹。顯然若 $\frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}} > \frac{\xi\epsilon}{2\eta}$, 則有效噪聲沒有最小值。

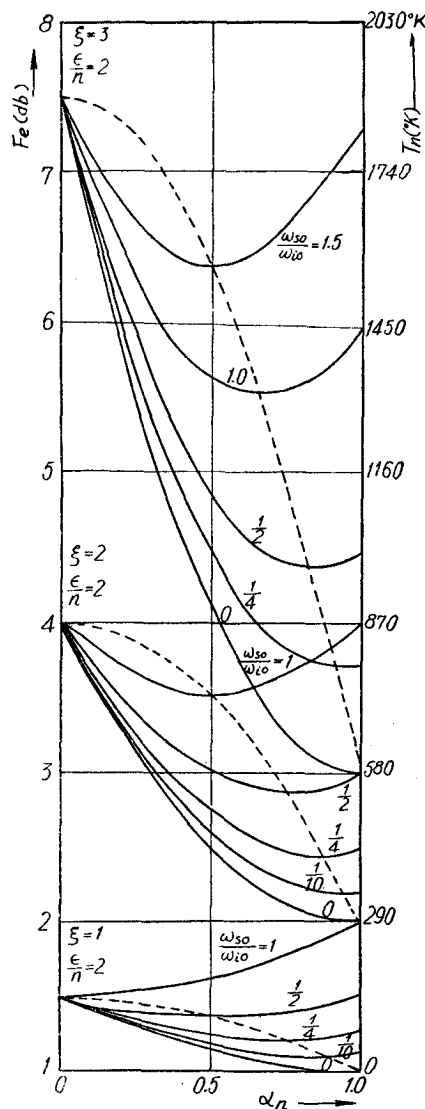


圖 10 有效噪聲與最低有效噪聲

六、設計示范

参量放大器的設計視具体条件来决定,沒有一定的設計程序. 今举一数字例子,說明应用本文分析結果来設計直接耦合式負电导参量放大器的可能步驟.

要求設計一通帶为每秒 20 兆周,增益为 20 分貝的 10 厘米波段微波参量放大器.

第一步: 求出 Q_{i0} . 根据要求,参量放大器优值, $M = 0.067$. 由图 4 若 $\alpha_n > 0.7$, 則 $\phi_n \approx 0.5$, 因此根据式(32), $M_0 = 0.134$. 若半导体二极管和信号腔 Q 值都很高, 所以 $\zeta \approx 0$; 又让放大器負載匹配, 則 $\eta = 1$. 由式(24), $G_{i0} = 1$. 因此, $Q_{i0} = 7.5$.

根据(31), $\psi_n = 0.05$. 让信号迴路和鏡象迴路的通帶比为 1, 即 $k = 1$. 則由图 3, 应使 $\alpha_n > 0.9$, 这和上面 $\alpha > 0.7$ 的假定沒有矛盾.

第二步, 选用激励源和决定 Q_{i0} . 让信号頻率为 3000 兆周, 选用 9000 兆周为基波激励, 則二次和三次次諧波激励源在 5 厘米和 10 厘米波段, 都是方便的. 由式(27)求得 $Q_{i0} = 15$.

第三步, 計算 α_n 和 m_n . 由式(28) $\alpha_n = 0.9$; 这和上面的要求沒有矛盾. 由式(14) $m_{req} = 0.09$.

第四步, 决定平均电容 C_0 . 若信号源內阻和負載都是 500 欧, 則有 $g_s = g_l = 0.002$ 姆, $g_{st} = g_{it} = 0.004$ 姆. 由式(16), 求得 $C_0 = 1.6 \times 10^{-12}$ 法.

第五步, 求激励压、偏压和另偏压电容. 在图 9 中做一条虛綫, $m_{req} = 0.09$; 可見若采用基波激励, 可选用 $V_B = 0.4$ 伏, $V_{pm}/V_B = 0.73$, 或 $V_{p(rms)} = 0.2$ 伏. 若选用二次次諧波激励設計, 可选用 $V_B = 1$ 伏, $V_{pm}/V_B = 0.96$ 或 $V_{p(rms)} = 0.68$ 伏.

图 6 中, A 点代表基波激励参量放大器归一化平均电容, $C_0/C_{00} = 0.775$; 由此可以算出 $C_{00} = 2.1 \times 10^{-12}$ 法. B 点代表二次次諧波激励参量放大器的归一化平均电容, $C_0/C_{00} = 0.68$; 由此可以算得二次次諧波激励設計的另偏压电容 $C_{00} = 2.36 \times 10^{-12}$ 法.

第六步, 确定激励幅度和激励頻率稳定度的要求. 由式(47) $S_{V_p} = 36n$. 若因激励幅度漂移而引起的放大器增益的变化不应超过百分之五, 則 $dV_p/V_p = 0.0014/n$. 对基波激励設計来說, 激励漂移不可超过 0.14% (或万分之十四); 对于二次次諧波激励設計来說, 激励幅度漂移不能超过 0.07% (或万分之七).

S_{ω_p} 是和頻偏(或 Q 偏)成正比的, 可以采用 3 分貝通帶边缘作为設計标准. 如此 $q_s|_{3db} = 0.05$, $G_i/G_{i0} = 50$, 則由式(48), $S_{\omega_p} = -390n$. 若因頻率漂移而引起增益变化不应大于百分之五, 則 $d\omega_p/\omega_p = 0.00013/n$. 所以對於基波激励和二次次諧波激励設計来說, 激励頻率的漂移各不能超过 130ppm 和 65ppm (这里 ppm 表示百万分之一).

第七步, 計算噪声.

若級联参量放大器的变頻器的噪声系数为 6db(1450°K), 又若 $T_{zin} = T_0$, 則由图 10 当 $\xi = 2$, $\frac{\epsilon}{\eta} = 2$, $\frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}} = \frac{1}{2}$, $\alpha = 0.9$, 时 $F_c = 2.9(550^\circ K)$. 此值和这条曲綫上的最低有效噪声, 2.87(540°K), 的差別沒有超过 2%; 所以以上設計从噪声角度来看是可取的. 对信号源所呈現的有效噪声温度从变頻器的 1450°K 降到参量放大系統的 550°K.

附 录

令 l 次多項式表示半导体二极管的 $C-V$ 曲綫,

$$\frac{C(v)}{C_{00}} = f(v) = 1 + \sum_{l=1,2,3}^l a_l v^l, \quad (\text{I-1})$$

令 $v = V_B + v_p$, 这里 V_B 表示直流偏压, v_p 表示交变电压, 令此 v 值代入 (I-1) 式中得

$$\frac{C(v_p)}{C_{00}} = \sum_{l=0,1,2}^l \lambda_l v_p^l, \quad (\text{I-2})$$

这里:

$$\lambda_0 = f(V_B) = 1 + \sum_{l=1,2,3}^l a_l V_B^l, \quad (\text{I-3})$$

$$\lambda_1 = \sum_{l=1,2,3}^l l a_l V_B^{(l-1)} = f'(V_B), \quad (\text{I-4})$$

$$\lambda_2 = \frac{1}{2} \sum_{l=2,3,4}^l l(l-1) a_l V_B^{(l-2)} = \frac{f^2(V_B)}{2}, \quad (\text{I-5})$$

$$\lambda_l = \frac{f^l(V_B)}{l!} = \frac{1}{l!} \cdot \frac{d^l}{dV_B^l} (\lambda_0). \quad (\text{I-6})$$

若令 $v_p = V_{pm} \cos \omega_p t$, 代入 (I-2), 得

$$\frac{C(t)}{C_{00}} = \sum_{l=0,1,2}^l \lambda_l V_{pm}^l \cos^l \omega_p t. \quad (\text{I-7})$$

三角函数給出,

$$\begin{aligned} \cos^l \omega_p t = & \frac{1}{2^{l-1}} \left[\binom{l}{0} \cos l \omega_p t + \binom{l}{1} \cos(l-2) \omega_p t + \right. \\ & + \binom{l}{2} \cos(l-4) \omega_p t + \cdots + \\ & + \left. \left(\frac{l-1}{2} \right) \cos \omega_p t, \text{ 若 } l \text{ 为奇数,} \right. \\ & + \left. \frac{1}{2} \binom{l}{\frac{l}{2}}, \text{ 若 } l \text{ 为偶数.} \right] \end{aligned} \quad (\text{I-8})$$

将 (I-8) 式代入 (I-7) 式, 整理以后, 获得

$$\frac{C(t)}{C_{00}} = \left[\sum_{l=0,2,4}^{L'} \lambda_l \left(\frac{l}{2} \right) \left(\frac{V_{pm}}{2} \right)^l \right] +$$

$$+ 2 \sum_{n=1,2,3}^l \left[\sum_{l=n, n+2}^L \lambda_l \left(\frac{l-n}{2} \right) \left(\frac{V_{pm}}{2} \right)^l \right] \cos n\omega_p t. \quad (\text{I-9})$$

将(I-9)式和式(1)作比较, 所以

$$\frac{C_n}{C_{00}} = \sum_{l=n, n+2}^L \lambda_l \left(\frac{l-n}{2} \right) \left(\frac{V_{pm}}{2} \right)^l, \quad (\text{I-10})$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, l$$

这里 $L = l$ 或 $(l-1)$ 视 $(l+n)$ 为偶数或奇数; $L' = l$ 或 $(l-1)$ 视 l 为偶数或奇数.

附 录 二

由式(28), 参量放大器增益对负电导的灵敏度为

$$S_a = \frac{2\alpha_n}{1 - \alpha_n}.$$

由式(14), 可以算出 $\frac{d\alpha_n/\alpha_n}{dm_n/m_n} = 2$. 所以

$$S_{m_n} = \frac{4\alpha_n}{1 - \alpha_n}. \quad (\text{II-1})$$

若 $V_{pm} < V_B \ll 1$, 则式(39)中第一项远大于其他各项之和, 如此近似地

$$m_n \approx \left(\frac{\lambda_n}{\lambda_0} \right) \left(\frac{V_{pm}}{2} \right)^n. \quad (\text{II-2})$$

由式(II-2)可以推导出 $\frac{dm_n/m_n}{dV_p/V_p} = n$, 将此式代入式(II-1)中得

$$S_{V_p} = \frac{4n\alpha_n}{1 - \alpha_n}, \quad (\text{II-3})$$

即式(47). 因为

$$\frac{G_t}{G_{t0}} = \frac{1}{[(1 - \alpha_n)^2 + (q_s + q_i \alpha_n)^2]},$$

可导出

$$\frac{dG_t/G_t}{dq_i/q_i} = -2q_i q_s \alpha_n (1 + k\alpha_n) \left(\frac{G_t}{G_{t0}} \right). \quad (\text{II-4})$$

又因 $q_i = 2\Delta\omega C_3/g_{it}$, 所以

$$\frac{dq_i}{q_i} = \frac{d(\Delta\omega)}{\Delta\omega}, \quad (\text{II-5})$$

这里 $\Delta\omega$ 是频偏, $d(\Delta\omega)$ 是频偏的漂移. 假若这个漂移完全是由于激励频率不稳定而导致的, 则

$$d(\Delta\omega) = n d\omega_p. \quad (\text{II-6})$$

由式(II-5)和式(II-6),

$$\frac{d\omega_p}{\omega_p} = \frac{\Delta\omega}{n(\omega_s + \omega_{i0})} \cdot \frac{dq_i}{q_i}, \quad (\text{II-7})$$

由式(II-4)和(II-7)可以推导出

$$S_{\omega_p} = -4nq_s Q_{i0} \alpha_n (1 + k\alpha_n) \left(1 + \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}}\right) \left(\frac{G_i}{G_{i0}}\right), \quad (\text{II-8})$$

此即式(48)。

参 考 文 献

- [1] Bloom, S. and Chang, K., "Parametric Amplifiers Using Low-frequency Pumping", *J. Appl. Phys.*, **29**, March (1958).
- [2] Chang, K. and Bloom, S., "A Parametric Amplifier Using Lower-frequency Pumping", *Proc. IRE.*, July (1958).
- [3] Mortenson, K., "An Analysis of Sub-harmonic Pumping of Parametric Amplifiers", International Solid State Circuits Conference, Feb. 1960. (Abstracts).
- [4] Mortenson, K., "Parametric Diode Figure of Merit and Optimazation", *J. Appl. Phys.*, July (1960).
- [5] Kotzebue, K., "Optimum Noise Performace of Parametric Amplifiers", *Proc. IRE.*, **48**, July (1960).
- [6] Greene, J., "Optimum Noise and Gain Bandwidth Performance for a Practical One-port Parametric Amplifier", *Proc. IRE.*, **48**, Sept. (1960).
- [7] Sie and Weisbaum, "Noise Figure of Receiver System Using Parametric Amplifiers", *IRE International Conv. Rec.*, pt. 3, March (1959).
- [8] Sensiper, S. and Weglein, R., "Capacitance and Charge Coefficients for Parametric Diode Devices", *Proc. IRE.*, **48**, August (1960).
- [9] Weglein, R. and Sensiper, S., "Capacitance Coefficients for Varactor Diodes", *Proc. IRE.*, **49**, April (1961).

AN ANALYSIS OF FUNDAMENTAL AND SUB-HARMONIC PUMPING PARAMETRIC AMPLIFIERS

SHEN GUANG-MING, GAO TIAN-MING, MAO JING-HUAI

ABSTRACT

The results presented in this paper may be classified into three categories. First, there is derived the characteristics of gain, bandwidth, and figure of merit of a non-degenerative parametric amplifier of both fundamental and sub-harmonic pumping; and the comparison between them is carried out in substantial detail. Second, there is devised an analytical method for determining the harmonic contents of the capacitance of a nonlinear semiconductor diode, which is negatively biased and is under the action of a strong high frequency pumping voltage. The magnitudes of bias and pumping voltage are thus found quantitatively. Also, the stability requirements for pumping amplitude and pumping frequency are discussed. Third, the noise figure of a parametric amplifier itself and the effective noise figure of the amplifier loaded with a noisy second stage, which may be a frequency converter, are derived. Factors such as diode loss, match, and the bandwidth ratio of the signal to the idler circuit are all considered in the derivations so as to make the results with greater importance for practical applications. Finally, a numerical example is given to show the utility of the results presented in this paper and to illustrate a possible design procedure of a non-degenerative parametric amplifier.