

半导体器件及其应用

論文集

V

科学出版社

5

半导体器件及其应用
論文集
V

Я. А. 費多托夫 編
李 錦 林 等 譯
成 众 志 校 訂

科 学 出 版 社

1 9 6 4

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

СБОРНИК СТАТЕЙ

под редакцией

Я. А. ФЕДОТОВА

(Выпуск V)

Издательство "Советское радио"

Москва 1960

內 容 簡 介

本論文集由十二篇文章組成。其中有两篇介紹半导体二极管用于参量放大状态的問題，五篇討論晶体管的重要参数的特性以及它們的測量方法，另五篇叙述晶体管在电子綫路內的应用。

本书可供科学工作者、工程技术人員、高等院校师生閱讀参考之用。

半 导 体 器 件 及 其 应 用

論 文 集

V

Я. А. 費多托夫 編

李 錦 林 等 譯

成 众 志 校 訂

*

科 学 出 版 社 出 版 (北京朝陽門大街 117 号)

北京市书刊出版业营业許可証出字第 061 号

中国科学院印刷厂印刷 新华书店总經售

*

1964 年 3 月第 一 版

书号: 2894 字数: 186,000

1964 年 3 月第一次印刷

开本: 850×1168 1/32

(京) 0001—6,000

印张: 7 插頁: 2

定价: [科六] 1.10 元

目 录

半导体二极管的参量放大器.....	C. B. 佩尔佐夫 (1)
作为参量放大器的元件的半导体二极管非线性电容.....	
.....	B. Л. 阿罗諾夫 (32)
具有較高发射极击穿电压的高頻漂移晶体管.....	B. Я.
华克辛布尔格, M. A. 帕斯凱維奇, Ю. C. 齐哈捷也夫 (48)	
漂移晶体管某些頻率参数的温度关系.....	
.....	M. M. 沙蒙赫瓦洛夫, Ю. C. 齐哈捷也夫 (67)
在脉冲过荷状态下半导体器件的最大允許脉冲功率的計算	
.....	И. А. 肖斯塔可夫 (76)
晶体管的噪声.....	
.....	B. Ф. 帕特拉沙依, A. C. 里約夫, B. Я. 苏恰京 (87)
晶体管超短波参数的測量.....	
.....	Ю. A. 卡梅涅茨基, A. П. 什巴諾夫 (129)
在电机激励調整綫路中半导体三极管的并联工作.....	
.....	A. Г. 茲德罗克 (146)
晶体管的单边直流电压变换器.....	Ю. K. 查哈罗夫 (167)
快速开关綫路.....	B. И. 列別捷夫 (190)
面結合型半导体三极管的分頻器.....	
.....	H. Я. 依里明斯基, E. Г. 洛伊捷尔 (208)
灌溉系統用的半导体三极管的遙測設備.....	
.....	A. A. 卡薩茨凱尔 (216)

半导体二极管的参量放大器

С. В. 佩尔佐夫 (Перцов)

本文研究参量放大器的工作原理及其能量关系。提出参量放大器的分类方法并研究它的噪声性能，简述对用于参量放大器的二极管的要求。讨论参量放大器作为超高频放大器的前景。

本文根据国外的文献资料 [6—25] 提供了参量放大器的具体线路实例及其实验研究的结果。本文为希望更详细地了解参量放大器的工作原理的读者列出了参考书目^[1-5]。

近年以来，由于需要制在超高频区域工作的低噪声放大器，开始研究新型放大设备。属于这种设备的有量子或分子放大器（国外文献通常称为“Maser”）以及参量放大器。参量放大器之得名是因为，描述它的工作的微分方程式在电抗项里含有一个或多个可变系数（参量），这种放大器的增益是使回路的电抗参量之一作强迫变化而得。这种放大器有很低的噪声电平，因而对分米波、厘米波和毫米波技术具有很大的意义。

分子放大器相当庞大而且结构复杂，此外，由于工作上的特点，它要求用人工冷却至液体氮的温度，以及在接收脉冲信号之后具有很大的恢复时间。这就限制了应用这种放大器的可能性。

参量放大器是非常简单而有发展前途的设备。在电学系统内利用参量作用来获得无线电信号的放大和振荡的首创思想，是在三十年代由学者 Л. И. 曼杰尔希达姆 (Мандельштам) 和 Н. Д. 帕帕列克西 (Папалекси) 提出的。这种工作是属于普通频段的，在当时对噪声系数的要求还不高，因而参量放大器在这些年代没有广泛应用。

无线电技术新领域(无线电定位、射电天文学、无线电中继通

信等等)的蓬勃发展以及与此有关的向超高频的过渡,对接收极微弱的信号的可能性方面提出了日益增长的要求。参量放大器的研究与拟制证明:这种甚为简单和运用可靠的放大器,在无需采用人工冷却获得低噪声电平方面是大有可为的。这就说明了为什么在近年来对参量放大的问题有极浓厚兴趣的原因。

参量放大器的工作原理

超高频电子管放大器应用的是电子束,在电子束里自由电子的直流动能或位能变换成被放大信号的交变能量。这种方法使接收设备的灵敏度受到限制。电子是由炽热的阴极发射出的;电子的高温决定了噪声的颇高的电平。

参量放大器的主要元件是积聚能量的设备(半导体二极管,磁膜),设备的电抗可作周期性的变化。以下将证明,这种借助本地发生器来实现的电抗的周期变化,在一定的条件下可以将能量转移至谐振回路。此时假设,回路与积累能量的元件发生耦合,这种现象可作为信号的放大或振荡。

这种用半导体或铁氧体作为工作元件的放大器的工作与高温不发生关系,高温是产生噪声的主要原因。这就说明了参量放大器的噪声系数远比电子管放大器为低的原因。如果对工作元件采用人工冷却,参量放大器的噪声还可以再降低。

让我们研究电容可以周期地变化的振荡回路(图1)。假设迴

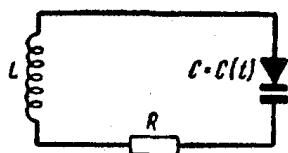


图1 具有电容随时间作周期变化的振荡回路

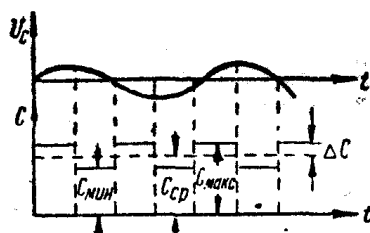


图2 在电容器上的电压以及它的电容量的变化图解

路的振荡已经建立,因而在电容器上存在有交变电压。在电压为最大的瞬间我们把电容器的极板拉开,而在电压等于零的时间把

极板移近。电压和电容量的变化图解如图 2 所示。在极板拉开时需要作一定的功，因为充有电荷的电容器极板之间有电场力的作用。电容器极板的移近是在无电场 ($U_c = 0$) 的时刻进行的。因而极板回复至初始状态与系统的做功和能量的变化无关。当极板拉开时电容器上的电压增大(因为电容器的电荷 Q 维持不变,而电容量减少)。因此,消耗在使极板拉开的机械能经由系统转换成电能,这样一来即可实现能量流自外部的注入。

如果用 Q_m 表示电容器上的最大电荷,并且假定 $\Delta C \ll C_{op}$ (ΔC ——由于使极板拉开的电容变化量,而 C_{op} ——电容器的电容平均值),则在极板的每一次拉开时回路将引入,等于 $Q_m^2 \Delta C / C_{op}^2$ 的能量,令电容调制度为

$$\frac{\Delta C}{C_{op}} = m. \quad (1)$$

故在每周期内引入的能量等于

$$W_{BH} = \frac{4Q_m^2 \cdot m}{2C_{op}} = 4mW_c, \quad (2)$$

式中 W_c ——电容器的最大能量。

从图解(图2)的研究可知,电容调制的频率应该比振荡回路的谐振频率高一倍。如果用正弦的电容变化规律代替方形波的规律,可以发现能量转移入回路内的相类似的过程。假设电容正弦变化的频率

$$\omega_H = 2\omega_K, \quad (3)$$

式中 ω_K ——回路的谐振频率。

因而

$$W_{BH} = \pi m W_H. \quad (4)$$

在每周期内回路的损耗

$$W_{\text{пот}} = W_R - W_{BH}, \quad (5)$$

式中 W_R ——在回路电阻上的损耗。

$$W_{\text{пот}} = \frac{\omega_K^2 Q_m^2}{2f_K} R - \frac{Q_m^2 \pi m}{2C_{op}} = \frac{\omega_K^2 Q_m^2}{2f_K} \left(R - \frac{\pi m f_K}{C_{op} \omega_K^2} \right). \quad (6)$$

在諧振时 $\left(f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{ep}}}} \right)$ 此表达式变为

$$W_{\text{not}} = \frac{I_m^2}{2f_k} \left(R - \frac{m}{2} x_c \right), \quad (7)$$

式中

$$x_c = \frac{1}{\omega_k \cdot C_{\text{ep}}}.$$

这样，在迴路频率与电容调制频率之間有一定的频率和相位关系时，电容的正弦变化相当对迴路引入一个負电阻

$$R_- = \frac{m}{2} x_c. \quad (8)$$

在参量放大器里通常用取自本地发生器(称为“注入发生器”)的电压加在电容器上来实现电容调制，电容器的电容量随外加的电压值而变化。这种电容就是反向偏置的半导体二极管的 $p-n$ 结电容。

这样导致迴路衰耗的降低以及諧振频率的电压振幅的增大。这种系统称为参量再生系统。

如果引入迴路的能量大于迴路内的能量損耗(此时 $|R_-| > |R|$)，則甚至在沒有外部激励电压的情况时迴路内的振蕩亦增长。这种现象称为参量激励。这种激励在一定的临界电容调制度 $m_{\text{кр}}$ 的情况下出现，参量激励必須满足下列条件

$$m = m_{\text{кр}} > 2d$$

式中 d ——迴路的衰耗。

当数值 m 小于 $2d$ 时，在迴路内呈现將輸入的振蕩进行放大的作用。

必須指出，在迴路频率和调制频率之間遵循一定的相位关系是参量放大的必須条件。例如，如果在电容器的电荷为最大时沒有出现电容的减少，而出现电容的增加，則电容调制导致振蕩的衰耗。此时能量将从迴路内取出，相当于迴路引入一个正电阻。

如果改变具有两个自由度的系统的参数，例如改变两个迴路

之間的耦合，則上述引入迴路的电阻數值和符號隨信號與注入發生器的振蕩之間的相位差而變化的關係，是可以避免的。這種雙迴路參量放大器的更詳細的工作分析，將在下文描述。

計算與實驗表明，不但可以在精確地滿足下列條件時實現參量放大

$$\omega_n = 2\omega_0, \quad (9)$$

式中 ω_n ——注入頻率，

ω_0 ——信號頻率，

而且可以在此頻率附近的某一頻段內實現參量放大；但是在此條件下系統的增益會降低。

參量放大可以在滿足下列關係式的注入頻率下產生

$$n\omega_n = 2\omega_0, \quad n = 2, 3, 4 \dots \quad (10)$$

當 $n \neq 1$ 時參量放大是按參量調制的規律由諧波引起的。

參量放大的數學分析可歸結為，對具有周期性系數的綫性微分方程式的探討問題。讓我們回顧圖 1 的綫路。此綫路的電壓方程式可寫成

$$LQ'' + RQ' + \frac{1}{C(t)}Q = 0. \quad (11)$$

如果電容圍繞平均值 C_{ep} 而按 $C(t) = C_{ep}[1 + mf(t)]$ 的規律變化，則考慮到 $m \ll 1$ ，式 (11) 可改寫成下列形式

$$\frac{d^2Q}{dt^2} + 2\alpha \frac{dQ}{dt} + \omega_0^2[1 + mf(t)]Q = 0, \quad (12)$$

式中

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_{ep}}.$$

在電容正弦調制的情況下 $f(t) = \cos \omega_n t$ ，方程式 (12) 變成

$$Q'' + 2\alpha Q' + \omega_0^2(1 + m \cos \omega_n t)Q = 0, \quad (12')$$

式中 ω_n ——電容的調制頻率，

$$Q'' = \frac{d^2Q}{dt^2}; \quad Q' = \frac{dQ}{dt}.$$

以式 (12') 形式出現的方程式稱為馬齊耶-希爾方程式。方程式的解是馬齊耶函數。在迴路的損耗和調制度 m 都比 1 小得多的

情況下,可用近似法求出這個方程式的解。近似法的分析結果如圖3所示。圖中的虛綫區域是不穩定區域,此區域相當於參量激勵。

當 $m < m_{kp}$ 時在系統內將出現參量放大。參量激勵的區域處於 $\frac{2\omega_0}{\omega_H} = n$ 值的附近,其中 $n = 1, 2, 3 \dots$ 。

在給定的衰耗下激勵區域的邊界與參量的調制度 m 有關。從圖中可見,振蕩最容易在等於注入頻率的一半的頻率下激勵。

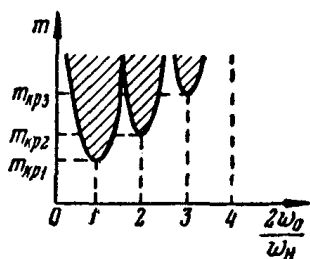


圖3 帶有調制電容的迴路的不穩定區域

為了在其它的頻率關係下產生振蕩的激勵,必須有更大的調制度。

採用反向偏置的半導體二極管作為可變電容的放大器稱為半導體參量放大器。

參量放大不但可在電容調制的情況下實現,在迴路自感作周期變化的情況下亦呈現類似的現象,已經制成

電抗元件是磁膜(鐵氧體放大器)的參量放大器^[23]。最後,還可以採用調制的電子束作為可變電抗,這種放大器稱為電子束參量放大器。由於結構簡單,注入功率不大,體積小,重量輕及其它一系列的優點,最有發展前途的是半導體參量放大器。以上列舉的設備在實現放大的物理根據方面是相似的,然而結構是不同的,應用非線性元件的方式也不同。

必須注意,在任何情況下,當某一參量作強迫調制時伴隨著增加系統能量的做功,就有參量放大的可能。

可以看出,迴路電阻值的調制不可能導致參量放大,因為在電阻的電路內不可能產生任何能量的積累,因而,電阻的變化與系統的能量狀態的變化毫不相關。

參量放大器的能量關係

無損耗非線性電抗的基本能量關係由門雷-羅威(Manley-

Rowe) 的理論描述。推导此理論时假設非綫性电抗的特性是单值的;这一点在解释参量放大器及其分类有极为重要的意义。

迴路的非綫性电抗在频率为 f_H 的本地注入发生器和频率为 f_0 的訊号作用下产生 $lf_H + nf_0$ 形式的組合頻率, 其中 l 和 n 是任意整数。非綫性电容可表示为联接于图 4 的电容, 綫路內每一频率的信号各流經单独的外迴路。

每一迴路含有串联接入的相应频率的电压发生器、負載电阻、对相应频率为短路而对其它频率为开路的理想滤波器。对所研究的情况來說, 非綫性电容只联接有两个频率为 f_H 及 f_0 的发生器, 假設在等效綫路內其它发生器的电压等于零。

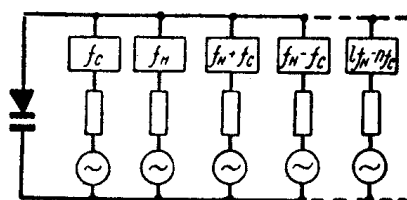


图 4 在基頻和組合頻率作用下的非綫性电容的綫路

綫路內的方框表示仅让一个频率通过的理想滤波器 (频率由方框內的符号示出)

我們假定, 只有四个频率的功率可以加于可变电抗: 信号频率 f_0 , 較高的注入发生器的频率 f_H , 以及与注入频率相对应的旁頻

$$\begin{aligned} f_+ &= f_H + f_0, \\ f_- &= f_H - f_0. \end{aligned} \quad (13)$$

这意味着, 假設所有其它频率被无能量損耗的理想滤波器所抑制。門雷和罗威表明, 下列表达式是正确的:

$$\frac{W_H}{f_H} + \frac{W_+}{f_0} + \frac{W_-}{f_-} = 0, \quad (14)$$

$$\frac{W_0}{f_0} + \frac{W_+}{f_+} - \frac{W_-}{f_-} = 0, \quad (15)$$

式中 W_H ——注入频率的功率,

W_0 ——信号频率的功率,

W_+ ——和频率的功率,

W_- ——差频率的功率。

这些方程式提供了, 在不同频率下加于非綫性电容的各功率之間的两个独立关系式。它們对非綫性电感同样适用。上述关系

是普遍性的,唯一的限制是,要求非綫性电容器或者自感綫圈特性具有单值,而与特性曲綫的形状和功率电平无关。

表达式(14)和(15)的研究可說明,在非綫性电抗內的能量变换的原理。式(14)和(15)逐項相加,求得

$$\frac{W_{\pi}}{f_{\pi}} + \frac{W_0}{f_0} + 2\frac{W_+}{f_+} = 0. \quad (16)$$

既然沒有滞后損失,非綫性电抗不会吸收功率,流經此电抗的各个頻率的总功率应该等于零。如果在表达式(16)里假設,以信号和注入頻率的正功率加于非綫性电路,則式(16)的最后一項应为負值,这表示电抗把和頻率 f_+ 的功率送給外迴路。

在一定条件下此功率可能大大超过信号功率。

从等式(14)減去等式(15),求得

$$\frac{W_{\pi}}{f_{\pi}} - \frac{W_0}{f_0} - 2\frac{W_-}{f_-} = 0. \quad (17)$$

由此可見,如果以頻率 f_{π} 的注入頻率的能量加于非綫性电容,則經過变换后能量将以 f_0 和 f_- 的頻率輸出。如果系統的能量損耗比輸入能量小得多,則产生頻率 f_0 和 f_- 的振蕩;反之則出現有再生放大。

参量放大器的各种类型

按照以上討論的能量关系可以对参量放大器进行分类。在这种情况下,送至放大器輸出負載的已放大信号的頻率具有决定性的意义。在負阻的单迴路和双迴路参量放大器里,已放大电压送至帶有調諧于信号頻率的迴路的負載上。在上变频器(up-converter)里,輸出迴路調諧于和頻率 f_+ 或差頻率 f_- 。在这种設備里,由于上述的非綫性电抗的特性,在产生放大的同时,出現信号电压变换成頻率 f_+ 或 f_- 的电压的作用。在第一种情况下放大器称为稳定的上变频器,而在第二种情况下放大器称为再生的或不稳定的上变频器。所用命名的实质在以下討論中闡述。

还有一种行波参量放大器,然而由于本文的篇幅所限不可能

对这种放大器作详细的讨论。

负阻的单回路和双回路参量放大器

上文曾讨论这种放大器的物理过程。可以证明,由于二极管电容受频率 $\omega_H = 2\omega_0$ 的调制对回路引入了负电阻,负电阻使损耗降低,而且在一定的条件下引起振荡。在这种放大器里线路通常只调谐于频率 f_0 及 $f_H - f_0$, 亦即上组合频率的振荡被抑制。在这种情况下表达式 (15) 变为

$$\frac{W_0}{f_0} - \frac{W_-}{f_-} = 0. \quad (18)$$

这个表达式表明,在此线路内注入发生器的能量转移为下旁频 f_- 的以及信号频率 f_0 的能量。因而,这里有可能实现在一般意义下的放大,此时频率为 f_0 的输入功率引起在输出端呈现同一频率的已放大功率。此时还有输出频率为 f_- 的功率。在 $f_H = 2f_0$ 的特例下有

$$f_- = f_H - f_0 = 2f_0 - f_0 = f_0.$$

这里有信号频率的已放大功率输出。这种增益可看成是在系统内引入负电阻或负电导的结果。不难证明,随着注入功率的增大引入信号回路的负电阻值亦增大。

双回路参量放大器的等效线路如图 5 所示,放大器所必须的信号相角与注入相角之间的相位关系是自动建立的^[6]。在这里随频率 $\omega_H = \omega_0 + \omega_-$ 正弦变化的可变电容 C_{0H} 作为回路间的耦合元件,第一回路调谐于信号频率,称为“空闲回路”的第二回路调谐于频率 $\omega_- = \omega_H - \omega_0$ 。当第一回路作用有信号频率的电压以及耦合电容为正弦调制的情况下,按照等式 (18),在第二回路内将出现与回路的调谐频率相同的交变电压。此时在空闲回路内自动建立这样的电压

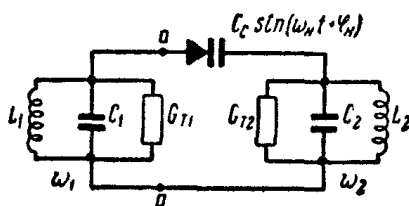


图 5 双回路参量放大器的等效线路
 $L_1 C_1$ ——信号回路; $L_2 C_2$ ——空闲回路

相位，使得注入发生器的能量可以借助电容器 $C_{\text{об}}$ 并根据非线性元件的一般能量关系而转移给两个谐振系统。引入第一回路的负

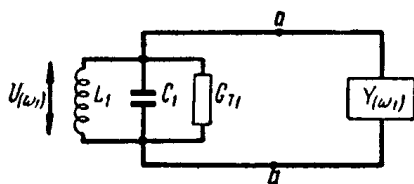


图6 双回路参量放大器线路
可变电容和空回路的导纳由
等效导纳 $Y(\omega_1)$ 替换

电阻数值与信号和注入的相位差无关。

让第一回路与信号源和负载耦合。假设两个回路都有高的品质因数，因此对组合频率的信号来说实际上是短路的。

令第一回路内的电压

$$U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) = \text{Re}(-jU_1 e^{j\varphi_1} e^{j\omega_1 t}), \quad (19)$$

第二回路的电压

$$U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) = \text{Re}(-jU_2 e^{j\varphi_2} e^{j\omega_2 t}). \quad (20)$$

因而耦合电容 $C_{\text{об}}$ 的电压等于

$$U = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2). \quad (21)$$

我们规定，如果右边极板的电压比左边极板的电压高（图5），则耦合电容上的电压作为正电压。从电容器 $C_{\text{об}}$ 流向右方的电流等于

$$i = -\frac{d}{dt}(C_{\text{об}}U). \quad (22)$$

此电流含有各种组合的分量，但由于回路具有高的品质因数，可以认为，每一回路上的电压只由该回路的谐振频率的分量组成。这些分量等于

$$\begin{aligned} i(\omega_1) &= \frac{\omega_1 C_{\text{об}}}{2} U_2 \sin(\omega_1 t + \varphi_2 - \varphi_1) = \\ &= \text{Re}\left(-j \frac{\omega_1 C_{\text{об}}}{2} U_2 e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} e^{j\omega_1 t}\right), \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} i(\omega_2) &= \frac{\omega_2 C_{\text{об}}}{2} U_1 \sin(\omega_2 t + \varphi_1 - \varphi_2) = \\ &= \text{Re}\left(-j \frac{\omega_2 C_{\text{об}}}{2} U_1 e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} e^{j\omega_2 t}\right). \end{aligned} \quad (24)$$

现在从 $a-a$ 点上断开图5所示的电路，将移去的部分用导纳

$Y(\omega_1)$ 替換，它是第一迴路的輸出導納。導納由可變電容和第二（空閑）迴路組成（圖 6）。

$$Y(\omega_1) = \frac{i(\omega_1)}{-U(\omega_1)} = \frac{-j \frac{\omega_1 C_{CB}}{2} U_2 e^{j(\varphi_H - \varphi_2)}}{j U_1 e^{j\varphi_0}} = -\frac{\omega_1 C_{CB}}{2} \frac{U_2}{U_1} e^{j(\varphi_H - \varphi_2 - \varphi_1)}. \quad (25)$$

從式 (25) 可見，為了求得導納 $Y(\omega_1)$ 必須確定第二迴路的交變電壓 U_2 。空閑迴路的輸入導納等於

$$Y_2 = G_{T2} + j \left(\omega_2 C_2 - \frac{1}{\omega_2 L_2} \right) = \frac{i(\omega_2)}{U(\omega_2)}. \quad (26)$$

由此計及式 (20) 和 (24) 求得

$$U_2 = \frac{\frac{\omega_2 C_{CB}}{2} U_1 e^{j(\varphi_H - \varphi_2 - \varphi_1)}}{Y_2}. \quad (27)$$

把這個表達式的共扼複數代入公式 (25)，求得

$$Y(\omega_1) = -\frac{\omega_1 \omega_2 C_{CB}^2}{4 Y_2^*}. \quad (28)$$

所獲得的關係式表明，由於作用在被研究系統的物理過程之故，在振蕩迴路內引入了負電導。當滿足 $Y(\omega_1) = G_{T1}$ 的條件時此系統產生振蕩。可以證明，這種關係對第二迴路同樣適用。上述過程與表達式 (17) 有良好的符合。

在此線路內諧振頻率的功率增益係數具有下列形式

$$K_P = \frac{4 G_r G_H}{(G_{T1} - G)^2}, \quad (29)$$

式中 G_r ——信號發生器的電導，

G_H ——負載電導，

$G = -Y(\omega_1) = -\frac{\omega_1 \omega_2 C_{CB}^2}{4 G_{T2}}$ ——在諧振時引入第一迴路的

負電導。

為了獲得大的增益必須滿足 $G \approx G_{T1}$ 的條件，如果

$$C_{en} \approx 2 \sqrt{\frac{G_{T1} \cdot G_{T2}}{\omega_1 \cdot \omega_2}}, \quad (30)$$

条件是可以满足的。

如果信号频率不等于谐振频率,增益系数的表达式变成

$$K_p = \frac{4G_R G_H}{\left[G_{T1} - \frac{G}{1 + \left(2\delta Q_2 \frac{Q_1}{Q_2} \right)^2} \right]^2 + 4\delta^2 \left[G_{T1} Q_1 + \frac{G \frac{Q_1}{Q_2} Q_2}{1 + \left(2\delta Q_2 \frac{Q_1}{Q_2} \right)^2} \right]^2}, \quad (31)$$

式中 Q_1 ——第一回路有负载时的品质因数,

Q_2 ——第二回路的品质因数,

$$Q_1 = (\omega_1 - \Delta\omega); Q_2 = (\omega_2 - \Delta\omega); \delta = \frac{\Delta\omega}{Q_1}.$$

双回路放大器的相对通频带由下列表达式决定

$$2\delta = \frac{G_{T1} - G}{Q_1 \left(G_{T1} + G \frac{Q_1 Q_2}{Q_2 Q_1} \right)}. \quad (32)$$

因此

$$\sqrt{K_p} \cdot 2\delta = \frac{2Q_2 \sqrt{G_R G_H}}{Q_2 Q_1 G_{T1} + Q_1 Q_2 G}. \quad (33)$$

既然空回路的品质因数比有负载时的有功(第一)回路的品质因数大得多,则 $Q_1 Q_2 G \gg Q_2 Q_1 G_{T1}$ 是正确的。在这种情况下

$$\sqrt{K_p} \cdot 2\delta = \frac{1}{Q_2} \frac{Q_2}{Q_1} 2 \sqrt{\frac{G_R}{G} \frac{G_H}{G}} = \text{const.} \quad (33')$$

在大增益的情况下 ($G \approx G_{T1}$) 数值 $2 \sqrt{\frac{G_R}{G} \frac{G_H}{G}}$ 趋近于1。此

时增益系数与通频带的乘积小于 $\frac{Q_2}{Q_2 Q_1}$ 。例如,增益系数为20分

贝和空回路的品质因数 Q 等于1000的双回路参量放大器具有约0.01%的通频带^[6]。

为了增大通频带，必须增大空闲频率与被放大信号频率之比。

在上述线路内假设信号输入和负载是与第一回路耦合的。在许多实用线路里，为了隔离输入信号与输出信号并且为了获得与负载无关的大增益，采用了铁氧体环行器^[16,22]。此外，环行器防止发生于负载上的热噪声获得增益。

对于从不同臂上输入的能量具有一定的独立特性的设备称为环行器。例如，从环行器第1臂输入的能量经第2臂输出，从第2臂输入的经第3臂输出，从第3臂输入的经第4臂输出。在图7所示的环行器里负载的噪声从第3臂输入第4臂并由特殊的吸收器吸收掉。

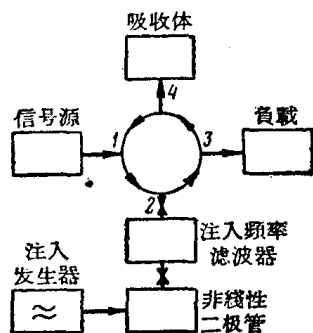


图7 带有环行器的参量放大器的方框图

与环行器一起工作的放大器如图7所示。该放大器工作于4千兆赫的频率而注入频率为8千兆赫。在通频带为15—25兆赫和噪声系数约4分贝时放大器提供15—20分贝的增益^[18]。

但是采用环行器却引起一些不便之处。由于附加了固有噪声，环行器增加了放大器噪声电平。除此之外，环行器是相当庞大的设备，使得线路复杂化。

对于输入和输出频率相同的放大器（详细描述如上）无须采用环行器，设计了借助级联线路使输入与输出隔离的放大器（图8）^[12]。

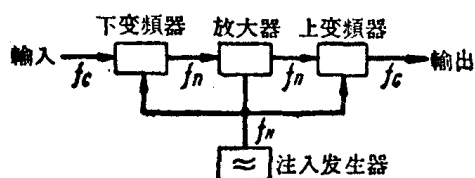


图8 参量放大器的级联线路

设备由下变频器以及它在后面的放大器组成。在上变频器的输出端把初始频率恢复。来自同一公共注入发生器的电压输入所有三个级内。在设备里建立起输入各级的注入功率之间的一定相互关系，