

阻 容 正 弦 波 振 蕩 器

苏联 B. Г. 克里克苏諾夫著

赵 信 禎 等 译

陈 良 生 校

人 民 邮 电 出 版 社

В. Г. КРИКСУНОВ
РЕОСТАТНО-ЕМКОСТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ
СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ
ГОСТЕХИЗДАТ УССР 1958

内 容 提 要

本书系统地介绍了阻容正弦波振荡器的理论分析和计算方法，对频率调制作了详尽分析。书中列出许多计算数据和实验数据，并有振荡器的计算实例。

本书适合振荡器的设计人员以及高等院校教学“电子电路”课程的师生阅读。

阻 容 正 弦 波 振 荡 器

著 者：苏联 В. Г. 克里克苏诺夫
译 者：赵 信 禎 等
校 者：陈 良 生
出版者：人 民 邮 电 出 版 社

北京东四 6 条 13 号

(北京市书刊出版业营业许可证出字第〇四八号)

印刷者：北 京 市 印 刷 一 厂
发行者：新 华 书 店 北 京 发 行 所
经售者：各 地 新 华 书 店

开本 850×1168 1/32 1965 年 5 月北京第一版
印张 6 4/32 页数 98 1965 年 5 月北京第一次印刷
印刷字数 162,000 字 印数 1—4,850 册

统一书号：15045·总1470—无425

定价：(科6) 0.95 元

目 录

序

符号意义一览表

第一章 RC 振荡器概述	1
§ 1 RC 振荡器著作的简介	1
§ 2 RC 振荡器的分析方法	5
§ 3 振荡幅度的外加限幅器	7
第二章 多管振荡器	9
§ 1 一般概念	9
§ 2 三管振荡器的振荡频率和自激条件	12
§ 3 不对称的三管振荡器	14
§ 4 稳定振荡的幅度	17
§ 5 振荡频率的稳定度	18
§ 6 振荡器中的负反馈	20
§ 7 用两管振荡器获得正弦振荡	21
§ 8 五管和七管振荡器	23
第三章 链形网络振荡器	24
§ 1 各种链形网络的衰减系数	26
§ 2 振荡频率与自激条件	30
§ 3 单管链形网络振荡器	32
§ 4 两管链形网络振荡器	34
§ 5 两管振荡器的自激条件	35
§ 6 振荡频率的稳定度	37
§ 7 稳定振荡的幅度	40
§ 8 振荡幅度的稳定度	42
§ 9 具有不同 R 、 C 值的链形网络的应用	44
§ 10 具有仿真线的振荡器	49
§ 11 输出电压的波形失真	52
§ 12 振荡幅度的建立	61
§ 13 RC 链形网络振荡器的调频	67
§ 14 振荡器中的负反馈	85
§ 15 一些技术数据	99
第四章 Γ 形和双 Γ 形四端网络振荡器	105
§ 1 Γ 形四端网络的特性	105

§ 2 自激条件与振荡频率	108
§ 3 振荡频率的稳定性	110
§ 4 稳定振荡的幅度	114
§ 5 振荡幅度的稳定性	117
§ 6 输出电压的波形失真	122
§ 7 频率调制	124
§ 8 一些技术数据	130
§ 9 双 T 形四端网络振荡器	133
第五章 T 形四端网络振荡器	136
§ 1 T 形四端网络的特性	137
§ 2 自激条件与振荡频率	139
§ 3 振荡频率的稳定性	141
§ 4 稳定振荡的幅度	143
§ 5 振荡幅度的稳定性	144
§ 6 信号波形的失真	146
§ 7 频率调制	147
第六章 双 T 形四端网络振荡器	150
§ 1 双 T 形四端网络的特性	151
§ 2 自激条件和振荡频率	152
§ 3 振荡频率的稳定性	153
§ 4 稳定振荡的幅度 幅度稳定性	153
§ 5 信号波形的失真	154
§ 6 频率调制	155
第七章 各类振荡器的比较, 电路的选择与计算	156
§ 1 各类振荡器的比较及关于电路选择的建议	156
§ 2 RC 振荡器的计算	161
§ 3 计算举例	165
附录	183
附录 1	183
附录 2	184
附录 3	185
附录 4	186
附录 5	187
参考文献	188

第一章 RC振蕩器^① 概述

§ 1 RC 振蕩器著作的簡介

RC 振蕩器是以某些由电容和电阻組成的电路所呈現的选择性为基础的。从原理上說，在具有負电阻的（負电阻导管，負阻管的）电路中均能产生接近正弦波的振蕩，但 RC 振蕩器大多是在放大器的正反饋或負反饋电路中接有选择性 RC 回路的放大器的总和。由于能量从系統輸出端經過 RC 回路加到系統輸入端，因此，放大器可看作能源，而 RC 四端网络可看作振蕩回路。在不同頻率上，从輸出端加到放大器輸入端的能量是不同的，而在 RC 回路的調諧頻率上則为最大（或者最小）。在一定条件下，此能量变得足以补偿振蕩回路中的損耗，系統便自激。反饋深度亦可作这样的选择，即使得系統不能自激，而是一个潜在振蕩系統。这种电路用作选择性放大器来放大或抑制某一頻帶。

M. A. 邦奇-布魯耶維奇在研究多諧振蕩器所产生的断續振蕩时发现了用具有电阻——电容回路的装置得到正弦振蕩的可能。早在 1927 到 1930 年間，在 C. Э. 哈依金的著作中^[20]已証明了在多諧振蕩器电路中从断續自激振蕩平稳地过渡到連續自激振蕩的可能性。以后，K. Ф. 捷阿多尔契克^[19]对多諧振蕩器中所产生的連續振蕩作了深入的分析，并且証明了振蕩是由电路的寄生电容引起的，而不是象以前认为的那样由寄生电感引起的。然而，多諧振蕩器（即具有正反饋的两級 RC 放大器）产生正弦振蕩的过程是很不稳定的，工作状态极为临界和不适合作技术应用。

凡得堡在上述設備中又加了一个电子管（图 1），首次得到了足够稳定的、波形接近正弦的振蕩^[38]。在这种有正反饋的三級 RC 放

① RC 振蕩器就是阻容振蕩器。以后均用 RC 振蕩器——譯者注。

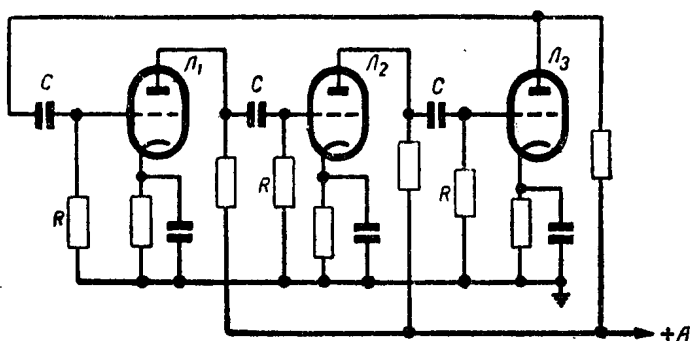


图 1 多相振荡器电路

大器中，仅能对一个频率满足稳定自激过程的条件。每一级与 RC 耦合电路一起在自激频率上产生等于 120° 的相移，因此，总相移等于 360° 而满足了相位条件。适当选择增益还能满足幅度条件并得到实际上是正弦波形的输出电压。当按一定的方法选择元件时（如果电子管数目是 5、7、9 等），类似的装置也能产生接近正弦的振荡。这些称为多相的或多管的振荡器可以同时得到 n 个相位差为 $\frac{2\pi}{n}$ 的电压（ n ——级数）。

由于这种电路的振荡波形和幅度与电源电压和电子管参数的变化有很大的关系，以及电子管的数目多和制作波段振荡器时结构上的困难，因而，这种电路的应用颇受限制。

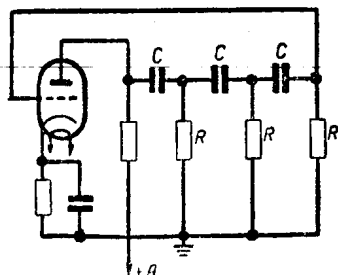


图 2 具有相移网络的振荡器电路图

1936 年 B. И. 西福罗夫提出了具有由电阻和电容所组成的移相网络单管振荡器（图 2）^[15]。这种链形网络对某一频率的输入和输出电压之间产生 180° 的相移，当把它接入放大器的正反馈电路中时，对于这个频率来说，

可满足自激条件。

B. И. 西福罗夫的鏈形网络振荡器实际使用非常方便，且技术指标高。鏈形网络振荡器工作的深入理论研究是由 K. Ф. 捷阿多尔契克进行的，他最先详细地探讨了关于使用惯性非线性元件的阻容自激振荡装置的问题^[20-25]。其它许多作者^[33, 37, 5, 8, 18]也分析了鏈形网络 RC 振荡器的工作。惯性非线性元件从根本上克服了振荡器的主要缺点——工作状态的临界性（临界性的后果是振荡幅度不稳定和容易产生输出信号的波形失真）。在放大级和鏈形网络之间接入阴极输出器可以大大地改善振荡器的质量指标。

RC 鏈形网络振荡器极便于获得宽频带频率调制^{[33], [11]}。

1939 年 Ф. 捷尔敏等发表了采用 Γ 型阻容四端网络的振荡器电路^[40]。这种四端网络具有选择性且仅在一个频率（由 RC 元件的参数决定）上建立输入和输出电压之间的零相移。振荡器则是以该四端网络作正反馈的两级 RC 放大器。由于在此装置中，相位平衡条件仅能在一个频率上满足（该频率是取决于四端网络的 R 和 C 的值），因此，当满足幅度平衡条件时，电路中就会产生波形接近于正弦的振荡。

在具有 Γ 型四端网络的振荡器中，信号波形在很大程度上取决于正反馈量，并且当正反馈量增大时，波形急剧地恶化，频率稳定度也极低。若在电路中引入负反馈并且采用惯性非线性元件，那么振荡器工作状态的临界性大为减弱，而信号波形也得以改善。

振荡器的方框图如图 3 所示。B. И. 西福罗夫^[16]最先在线性自激理论的基础上完整地分析了这种电路，而稍后，K. Ф. 捷阿多尔契克^{[20], [25]}研究了这种自激系统的准线性理论。

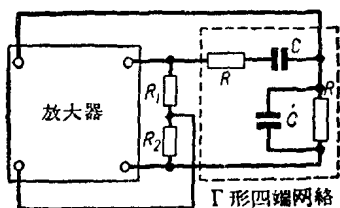


图 3 具有 Γ 形四端网络振荡器的方框图

1938 年斯谷脱^[39]发表了以阻容双 T 型四端网络的平衡特性为

基础的自激振荡装置的电路(图4)。这种四端网络在输入输出电压间建立零相移,并且在平衡频率范围内具有并联谐振特性。双T型四端网络接在放大装置的负反馈电路中(β 电路)。因此负反馈量通常与频率有关,并且在平衡频率上为最小。若放大器同时还有正反馈(γ 电路),那么当满足幅度条件时,电路中便产生波形接近正弦的振荡。在具有双T型四端网络的振荡器中,再生量应稍微高于自激振荡阈,否则由于双T型四端网络所呈现的选择性不强,信号波形会发生畸变。

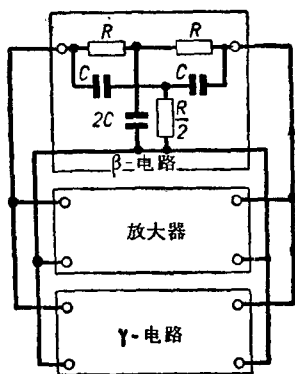


图4 双T形四端网络振荡器的方框图

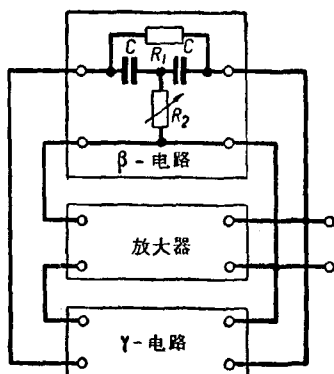


图5 T形四端网络振荡器的方框图

应该指出,上述四端网络广泛用在再生式RC滤波器中,这种滤波器在低频部分较LC滤波器具有重大的优点^{[18],[31],[32]}。

近来,具有桥T型网络的RC振荡器(T型四端网络振荡器)^[35](图5)也得到广泛的应用。后者具有并联谐振的选择性并仅在某一个由R和C决定的频率上产生零相移。振荡器的方框图与前面的一样。

除了以上讨论的电路之外,在RC系统中利用负阻管或负跨导管也可以得到近似正弦的振荡。

负阻管RC振荡器(图6)是C. И. 捷捷里巴姆在1939年提出

的^[26]。由于 J_2 兼有电容和自感的作用，所以 J_2 构成一个振荡回路，而电子管 J_1 则是负阻管。在适当地选择电阻和电容数值时，这种电路可在较宽的频段中产生近似正弦的振荡。

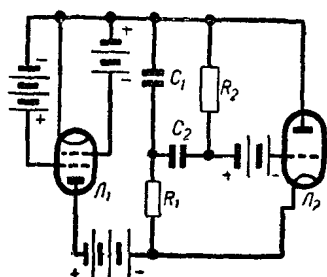


图 6 负阻管 RC 振荡器电路

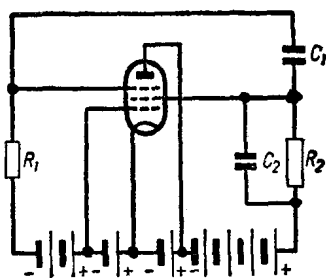


图 7 负跨导管振荡器电路

使用负跨导管的 RC 振荡器的原理图如图 7 所示。B. И. 西福罗夫对该装置的工作进行了分析^[17]。

在 RC 系统的理论发展和实际使用方面，A. A. 李兹金^{[13][14]}、И. М. 卡普钦斯基^[5]、Л. Г. 古特金^[4]等人的著作也起了重大的作用。特别值得指出的是 Э. О. 萨可夫的著作^[18]，其中论述了振荡和潜伏振荡的 RC 系统的分析、分类和计算方法。

§ 2 RC 振荡器的分析方法

用于 RC 振荡器中的选择性电路其选择性表现得较弱。因此，为了在这些系统中得到正弦振荡，正反馈量应当选得较小，以便尽可能不用电子管特性曲线的非线性段来工作。在这种情况下，振荡器将变成软自激简谐系统，且可用小参数法进行分析。但是，这些系统的非线性理论往往使我们必须求解高阶非线性微分方程，这是很困难的。

为了确定振荡频率及自激条件，最简单的方法是利用线性理论人为地把振荡器的电路分成放大部分和选择性部分。反馈是通过选

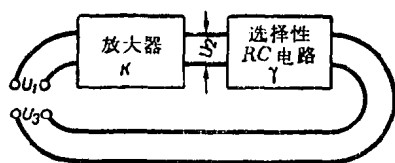


图 8 振荡器电路有条件地分为放大部分和选择部分

择性部分加上的(图 8),而放大部分在工作波段中假定与频率无关。对于稳定的自激振荡过程,应该满足以下四个条件:相位条件 $\sum \varphi = 0$; 幅度条件 $\Pi K \geq 1$; 频率稳定条件 $\left. \frac{\partial \sum \varphi}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} < 0$; 幅度稳

$$\text{定条件 } \left. \frac{\partial \Pi K}{\partial U_2} \right|_{U_2=A} < 0,$$

式中 $\sum \varphi$ ——电压 U_1 与 U_3 间的相移, $\Pi K = \frac{U_3}{U_1}$ ——计及选择性 RC 电路的电压衰减时, 整个电路的电压传输系数; A ——输出电压的幅度。

在系统的总电压传输系数中, $\left| \frac{\bar{K}}{\bar{\gamma}} \right|$ 可分成实部和虚部, $\left| \frac{\bar{K}}{\bar{\gamma}} \right| = M + jN$ 。

由传输系数虚部等于零 ($N=0$) 的条件 (由它满足相位平衡条件) 确定振荡频率。由传输系数实部等于一 ($M=1$) 的条件 (满足振荡器的振荡幅度平衡条件) 确定自激条件。振荡频率不稳定性主要决定于振荡电路中出现的附加相移, 这是由于放大器的参数变化和组成 RC 四端网络的元件参数变化而引起的。

振荡频率的稳定度由相位特性 $\varphi(\omega) = \arctg \frac{N}{M}$ 在振荡频率上的导数的绝对值来表征。

借助准线性理论, 利用等式 $M=1$ 可简单地确定振荡幅度。限制振荡幅度增长的电子管特性可以方便地用三阶多项式来近似地表示。

在 RC 振荡器中, 既可用放大器的电子管的非线性又可以用接入放大器反馈电路的外加限幅器来保证振荡幅度的稳定。当使用外加限幅器时, 放大器可以工作在电子管特性的直线部分, 振荡幅度

的稳定性可用导数 $\left. \frac{\partial \frac{K}{\gamma}}{\partial U^2} \right|_{U_0=A}$ 的大小或外加限幅器的参数来估计。

采用其中一种小参数法，可用非线性理论来确定振荡器的波形失真或振荡幅度。

§ 3 振荡幅度的外加限幅器

正如已经指出的，外加限幅器在 RC 振荡器中用得很广泛。惯性非线性元件或自动增益控制电路可用作这种限幅器。用于 RC 振荡器中的惯性非线性元件通常是小白炽灯和热敏电阻——具有负温度系数的半导体器件。小白炽灯的电阻随着流过灯丝的电流的增大而增大，而热敏电阻的阻值却随着电流的增加而降低。某些小白炽灯和热敏电阻的静特性示于图 45 和图 47。

惯性非线性元件 R_{nn} 通常接在放大器的负反馈电路中（图 9 和图 10）。它的电阻由于热惯性来不及随电流瞬时值变化，所以决定于电流的有效值，仅当振荡幅度缓慢变化时电阻才变化。可以认为，振荡幅度的限幅取决于电子管等效跨导的变化。因此，惯性非线性元件

不致使波形失真，它有效地稳定了振荡幅度，并且能使放大器在线性放大状态下工作。

在波段振荡器或调频振荡器中这种情况特别重要。为了正常工作，振荡器中非线性元件的惯性应选得足够大，必须满足条件 $\tau_{nn} \geq 5T$ 。式中 τ_{nn} ——惯性元件的时间常数，而 T ——振荡器的振荡周期。

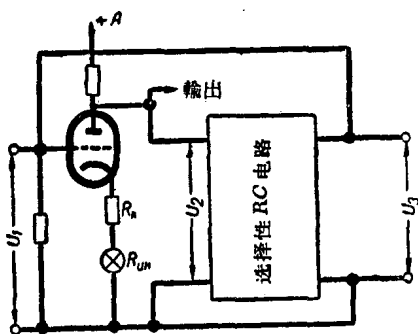


图 9 白炽灯接入振荡器的可能方案之一

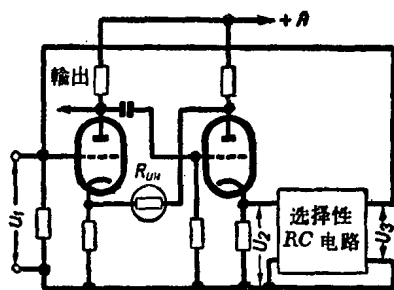


图 10 热敏电阻接入振荡器

此外, τ_{TH} 也不应太大, 以便使惯性非线性元件的电阻能跟上振荡幅度的缓慢变化。因此, 对于振荡器的基波来说, 可以认为整个系统是线性的, 而振荡幅度缓慢变化时 (与 τ_{TH} 相比) 是非线性的。惯性元件的时间常数决定了在它的状态变化时非线性元件的温度变化的速度。通常认为, τ_{TH} 等于以秒为单位的这样一段时间, 在此时间内非线性电阻的温度降低到它与周围环境的温差的 37%。

在振荡频率很低时, 热敏电阻或小白炽灯的惯性可能显得不够, 不能满足条件 $\tau_{TH} \geq 5T$ 。在振荡周期内非线性元件的阻值发生变化, 同时引起波形失真。分析这过程是相当困难的。在这种情况下, 惯性非线性元件的静特性已不适用, 应该用惯性非线性元件的

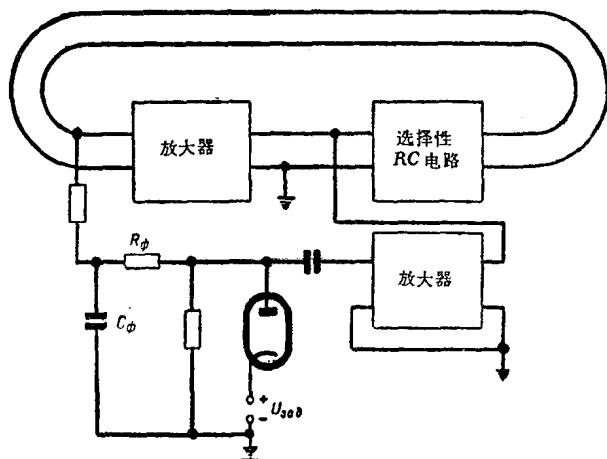


图 11 具有自动增益控制的振荡器的可能方案之一

动特性来计算。此特性具有与倾斜的椭圆相似的复杂的闭合曲线的形状，其倾斜度和宽度与频率有关。随着频率增高，宽度减小并且形状变为一条线——静特性。

具有自动增益控制的电路（图 11），与具有热敏电阻或小白炽灯的电路相比用得较少，因为它较复杂，而其效率也较低。

第二章 多管振荡器

§ 1 一般概念

图 12 是多管 RC 振荡器的原理图。这里， n 是联成闭环的电子管 RC 放大器的级数。如果在这种设备中，放大器的级数和 R 、 C 元件的数值选择得能满足相位条件，那么，当适当地选择增益使之也满足振荡幅度条件时，电路便自激。由于相位条件仅对一个频率满足，所以此时产生的振荡差不多是正弦的。

在环路的所有部分中振荡的波形大致相同，因为每一级是相同的，因而可从振荡器任何一级的板极负载电阻上取出振荡电压。当增益增大时强烈地引起电子管特性的非线性表现得更强，使波形失真。

为了确定自激条件和振荡频率，我们断开反馈环，并且把振荡器的每一节表示成两个四端网络串联的形式，然后求出如图 13 所示的 n 级串联网络的参数 A_{11} （见附录 1）。

第一个四端网络参数的矩阵^[6]等于：

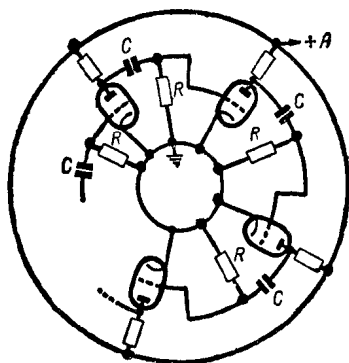


图 12 多管 RC 振荡器的原理图

$$|a'| = \begin{vmatrix} -\frac{1}{S} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} \right) & -\frac{1}{S} \\ 0 & 0 \end{vmatrix},$$

式中 S 是跨导; R_i 是电子管的内阻。

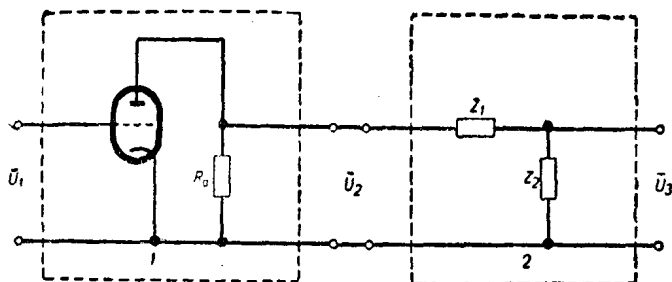


图 13 多管振荡器可看作由两个四端网络串联的形式

第二个四端网络 (图 13) 参数的矩阵等于:

$$|a''| = \begin{vmatrix} a''_{11} & a''_{12} \\ a''_{21} & a''_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{vmatrix} \quad ①$$

因而, 整个电路参数的矩阵等于:

$$|a| = |a'| |a''| = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{1}{S} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} \right) \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) - \frac{1}{S Z_2} & -\frac{Z_1}{S} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} \right) - \frac{1}{S} \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \quad ②$$

① 原书误为 $\begin{vmatrix} 1 \\ Z_1 \end{vmatrix}$ ——校者注。

② 原书误为 $\begin{vmatrix} -\frac{1}{S} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} \right) \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) + \frac{1}{S Z_2} & \dots \\ \dots & \dots \end{vmatrix}$ ——校者注。

把矩陣自乘 n 次后得到未知参数 A_{11} (見附录 2)

$$|a|^n = \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix}.$$

用下式来求 A_{11}

$$A_{11} = \frac{1}{1 - \frac{\lambda_2 - a_{22}}{\lambda_1 - a_{22}}} \left(\lambda_1^n + \lambda_2^n \frac{\lambda_2 - a_{22}}{a_{22} - \lambda_1} \right).$$

用公式 (3) 与 (4) (參閱附录 2) 可求出 λ_1 和 λ_2 。在这种情况下, 行列式 $|a| = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = 0$, 并且矩陣的特征值为:

$$\lambda_1 = a_{11} + a_{22}; \quad \lambda_2 = 0.$$

因而

$$A_{11} = \frac{\lambda_1^n (\lambda_1 - a_{22})}{\lambda_1},$$

因为 $a_{22} = 0$, 那么 $A_{11} = \lambda_1^n = a_{11}^n$ 。代入 a_{11} 的值后, 我們求得总的电

压传输系数 $\bar{K} = \frac{\bar{U}_2}{\bar{U}_1} = \frac{1}{\bar{A}_{11}}$ 和

$$\bar{K}^n = \left[\frac{1}{\bar{A}_{11}} \right]^n = \left[- \frac{S}{\left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i} \right) \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) + \frac{1}{Z_2}} \right]^n = M + jN, \quad (2.1)$$

式中: M 是 $\bar{K}^n$ 的实部, N 是 $\bar{K}^n$ 的虚部。由条件 $N=0$ 来确定振荡频率, 由等式 $M=1$ 确定自激条件与振荡幅度。把 $Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$ (即

隔直流电容 C 的阻抗) 和 $Z_2 = \frac{R}{1 + j\omega C_0 R}$ [即栅漏电阻与寄生电容 C_0 (C_0 是由本級的輸出电容、下一級的輸入电容和接綫电容組成的) 的并联阻抗] 代入方程式 (2.1), 进行相应的換算并考虑到 $C_0 \ll C$, 得:

$$\bar{K}^n = \left[-\frac{K_0}{1 + \frac{R_x}{R} + j\left(\omega\tau_a - \frac{1}{\omega\tau_c}\right)} \right]^n \textcircled{1} = M + jN, \quad (2.2)$$

式中: $K_0 = SR_x$, 而总电阻 $R_x = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i}$; $\tau_a = C_0 R_x$ 是板极电路的时间常数; $\tau_c = CR$ 是栅极电路的时间常数。

为了简化方程式 (2.2), 我們略去分母中比值 $\frac{R_x}{R}$, 因为通常 $\frac{R_x}{R} \ll 1$ 。

n 級串联设备的总相移等于:

$$\sum \varphi(\omega) = [\psi(\omega) + \pi]^n, \quad (2.3)$$

式中 $\psi(\omega) = -\text{tg}^{-1}\left(\omega\tau_a - \frac{1}{\omega\tau_c}\right)$ 是在不考虑电子管的倒相时由一級电路的元件所引起的相移。

在忽略寄生电容的作用的情况下, 为了满足相位条件 ($\sum \varphi = \nu \cdot 360^\circ$, 其中 $\nu = 0, 1, 2, 3, \dots$) 多管振荡器的級数应当等于或大于 3

$$n = 3, 5, 7, 9 \dots$$

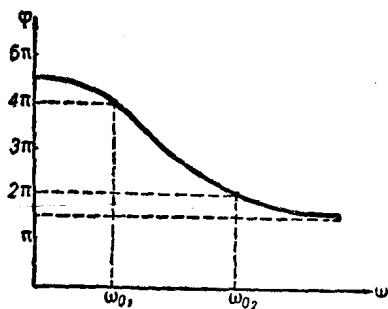


图 14 三管振荡器的相位特性

§ 2 三管振荡器的振荡频率和自激条件

在三管振荡器中, 相位特性曲线 $\varphi(\omega) = 3[\psi(\omega) + \pi]$ 具有图14所示的形式。

从图上可以看出, 相位条件在下面两种情况原则上可以满足。

① 原书漏指数 n ——譯者注。

1) 当 $\varphi(\omega) = 4\pi$, 而 $\psi(\omega) = +60^\circ$ 时;

2) 当 $\varphi(\omega) = 2\pi$, 而 $\psi(\omega) = -60^\circ$ 时。

当 $\psi(\omega) = 60^\circ$ 时, 对于低频 ω_{01} , C 的作用可以忽略, 因此不等式 $\omega_{01}\tau_a \ll \frac{1}{\omega_{01}\tau_c}$ 成立, 并且公式(2.2)有如下形式:

$$\bar{K}^3 = \left(\frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega_{01}\tau_c}} \right)^3 = M + jN. \quad (2.4)$$

經变换后得

$$M = \frac{K_0^3 \omega_{01}^3 \tau_c^3 (3\omega_{01}\tau_c - \omega_{01}^3 \tau_c^3)}{(1 - 3\omega_{01}^2 \tau_c^2)^2 + (3\omega_{01}\tau_c - \omega_{01}^3 \tau_c^3)^2} \quad (2.5)$$

和

$$N = \frac{K_0^3 \omega_{01}^3 \tau_c^3 (1 - 3\omega_{01}^2 \tau_c^2)}{(1 - 3\omega_{01}^2 \tau_c^2)^2 + (3\omega_{01}\tau_c - \omega_{01}^3 \tau_c^3)^2}. \quad (2.6)$$

从满足相位平衡的等式 $N=0$ 中, 我們求得頻率

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{3}\tau_c}. \quad (2.7)$$

从满足幅度条件的等式 $M \geq 1$ 中, 得出:

$$K_0 \geq \sqrt{\frac{(1 - 3\omega_{01}^2 \tau_c^2)^2 + (3\omega_{01}\tau_c - \omega_{01}^3 \tau_c^3)^2}{\omega_{01}^3 \tau_c^3 (3\omega_{01}\tau_c - \omega_{01}^3 \tau_c^3)}}. \quad (2.8)$$

将公式(2.7)代入(2.8), 就可得到保証能振荡的每段一級的增益, 即得到自激条件:

$$K_0 \geq 2. \quad (2.9)$$

在所研究的电路中, 当 $\psi = -60^\circ$ 时, 在頻率 ω_{02} 上同样满足自激条件。当满足不等式 $\omega_{02}\tau_a \gg \frac{1}{\omega_{02}\tau_c}$, C 的作用可以忽略时, 公式(2.2)有如下的形式:

$$\bar{K}^3 = \left(\frac{K_0}{1 + j\omega_{02}\tau_a} \right)^3 = M + jN. \quad (2.10)$$

在这种情况下, 由于寄生电容的作用而能产生振荡。我們来求寄生