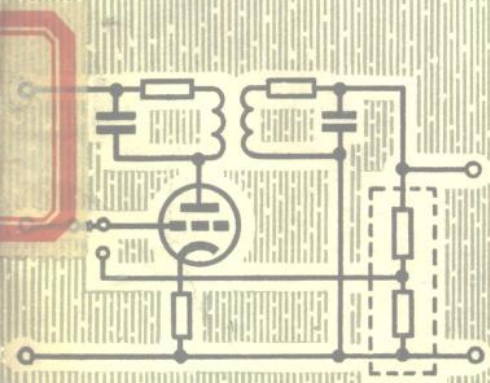


自激式 测量电路

苏联 B. A. 德文斯基赫著

于冠生译

东生校



人民邮电出版社

72.452
780

自 激 式 测 量 电 路

苏联 B. A. 德文斯基赫 著

于 冠 生 译

东 生 校

人 民 电 子 出 版 社

В. А. ДВИНСКИХ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ 1962

内 容 提 要

这本小册子介绍不使用信号发生器，而在放大器的输出和输入之间接入适当的反馈网络使放大器产生自激振荡，再根据反馈网络的参数算出放大系数的自激式测量电路。这种电路可以用来测量电子管和晶体管的参数，无线电元件的数值，并进行自动分拣。书中叙述了它的工作原理、各种应用和测量误差。

本小册子适合无线电测量人员、无线电元件检验人员、大专院校教学无线电测量的师生以及无线电爱好者阅读。

自 激 式 测 量 电 路

著 者:	苏 联 В. А. 德 文 斯 基 赫
译 者:	于 冠 生
校 者:	东 生
出版者:	人 民 邮 电 出 版 社

北京东四6条19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 787×1092 1/32

1965 年 10 月北京第一版

印张 1 12/32 页数 22

1965 年 10 月北京第一次印刷

印刷字数 32,000 字

印数 1—5 700 册

统一书号: 15045 · 总1516—无440

定价: (料6) 0.20 元

前 言

目前广泛利用有标准信号发生器的测量电路来测量电路的参数。利用这种电路进行测量十分简单。仅在测量小信号时才显得有些复杂。然而在許多测量中可应用自激式测量电路[参考文献 1—6]。

当测量准綫性放大器参数时，应用自激式电路特別有效。在这种情况下，可以采用移相分压器作为附加电路。

测量象电容器和电感綫圈之类的电路元件的参数时，附加电路中必須包括放大器。这种用途的电路恰巧就是文献中熟知的自激振荡器电路。顾名思义，当电路的各个元件参数达到完全确定的量值时，自激式电路中即激励振荡，这对自动电路来說是很有价值的。

对上述电路的测量誤差所进行的估計表明，它們可以用在相当精密的装置中。

除了直接用于測量外，自激式电路的构成原理尚可用来校准測量放大器，用来鑑定自动調整系統的质量[参考文献 7]以及研究順磁共振的頻譜[参考文献 8]。

目 录

前 言

第一章	自激式测量电路	(1)
1.	自激式电路的实质	(1)
2.	基本关系式	(2)
3.	稳定自激振荡区域	(2)
第二章	准线性放大器参数的测量	(4)
4.	电子管准线性放大器	(4)
5.	行波管准线性放大器	(10)
第三章	元件和电路参数的测量	(15)
6.	将电路接入自激振荡器而测量该电路的参数的电路	(15)
7.	桥式电路	(16)
8.	变频式电路	(19)
第四章	自动测量电路	(22)
9.	使用交流的废品自动剔出电路	(22)
10.	自动桥式电路	(24)
11.	测量电子管参数的自动电路	(26)
12.	测量晶体管参数的自动电路	(30)
第五章	测量误差	(31)
13.	测量误差的组成	(31)
14.	由于附加四端网络的元件制造不精确以及测量仪器不完善所形成的误差	(32)
15.	由于输入信号的非正弦性所引起的误差	(34)
16.	由于有效振荡的不稳定性所造成的误差	(36)
参考文献		(39)

第一章 自激式测量电路

1. 自激式电路的实质

許多测量电路在进行测量时都需要在被测对象的輸入端加入信号。例如，当测量放大器的放大系数时，必須在它的輸入端加上振荡器的信号，并测量輸出信号的大小。

所采用的、必須有輸入信号振荡器的测量电路的例子是很多的，而在电子技术和无綫电技术中占压倒优势的正是这种电路。

由于有振荡器而使测量装置稍为复杂的缺点，却因用它进行测量很簡單而得到弥补。在实验室条件下应用有振荡器的电路特别合适，因为这时被测对象的特性通常是不知道的。

在大批生产某种元件时，元件的特性应滿足預先提出的要求，为此需测量元件的参数。在此情况下，宜用专门电路来测试給定型号的元件。由此可見，自激式测量电路是上述方向的具体解决方案之一。

研究图 1 所示方框图，就很容易明了自激式测量电路的实质。在这电路中，为了在无外加振荡器条件下激励出給定频率和幅度的自激振荡（自振），为被测电路（在个别情况下可能是放大器）选配了附加的反饋电路。产生自振的直接原因是电路中各个元件經常产生的噪声。

可以用两种方法測量此电路中的放大器的放大系数，第一种是直接測量輸入与輸出信号，而第二种則是根据已知的或預

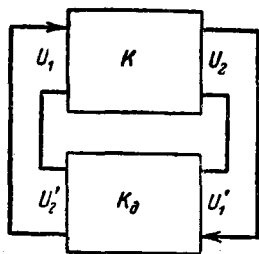


图 1 測量所研究的四端网络的传输系数的方框图

先測出的附加反饋電路的衰減利用相應的公式來計算放大系數。

與起類似作用的現用其他電路相比，採用第二種方法能夠大大簡化測量裝置。

除了測量裝置簡化外，應用自激式電路尚可研製出很有價值的高靈敏度橋式電路。

2. 基本關係式

利用振蕩器進行測量時，被測電路的傳輸系數 K_n 的值（在放大器情況下則為放大系數）可按下列式計算：

$$K_n = \frac{U_2}{U_1}. \quad (1)$$

利用自激式電路進行測量時，對於幅度和頻率恒定的自振狀態來說，傳輸系數 K_n 的值可按下列式計算：

$$K_n = \frac{1}{K_n}, \quad (2)$$

式中， K_n ——附加反饋電路的傳輸系數，它等於：

$$K_n = \frac{U'_2}{U'_1}, \quad (3)$$

而且 $U_1 = U'_2$ 和 $U_2 = U'_1$ 。

3. 穩定自激振蕩區域

自激式測量電路的特點在於，僅在與穩定自振相應的幅度和頻率條件下，才能進行測量。根據運動穩定性的一般理論可知，對自振穩定性的分析歸結為研究具有周期性系數的微分方程。這時，很多有實際價值的課題的解將十分煩瑣。因此，為了解決有關自振穩定性的問題，廣泛採用圖解法。

選配能得到給定頻率的穩定自激振蕩的附加四端網絡並不難。

要建立能提供給定幅度的穩定振盪的自激式測量電路則是比較複雜的課題，需要專門研究。

如果由於被研究的或附加的四端網路的非線性作用而使傳輸系數隨着振盪幅度的增大而減小，則可實現自振的幅度穩定性條件。

如果已知傳輸系數表示式對幅度的導數的符號，那麼當測出輸入信號幅度時，含有非線性元件的被測電路傳輸系數的變化特徵也就可以知道了。若輸入信號幅度增大時四端網路傳輸系數減小，則與此對應的導數為負。因之，如果對於幅度為 $A=A_1$ 的振盪來說其中一個四端網路的傳輸系數表示式的導數為負，而另外一個為負或等於零時，則幅度為 A_1 的自振是穩定的。

為了說明，我們來研究被測試電路的傳輸系數與輸入信號幅度之間的特徵關係，並且確定含有這類四端網路的閉合系統的穩定自振區域。

實際上遇到的很多種被測電路，當幅度接近於零時的傳輸系數最大。隨着幅度的增大，傳輸系數減小。圖 2, a 繪出了被研究四端網路的傳輸系數與輸入信號幅度的關係曲線。導數與幅度的關係曲線以虛線畫出，全部都是負值。

已指出過，對含有這類特徵的被測電路的閉合系統來說，穩定的振盪將由無窮小的幅度延伸到飽和幅度。在此情況下，普通測量電路與自激式電路的应用範圍相同。

對於傳輸系數與輸入信號幅度的關係跟圖 2 相似的被測電路來說，隨着幅度

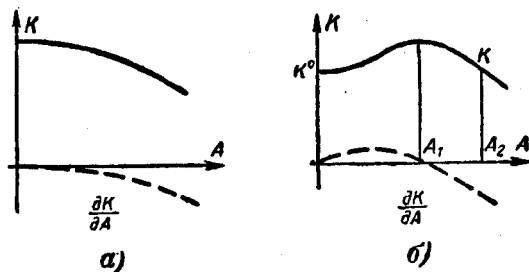


圖 2 四端網路傳輸系數與輸入信號幅度的關係

的加大而由 $A=0$ 时的 K° 值增长到 $A=A_1$ 时的最大值。然后，随着输入信号幅度的加大，传输系数单调地减小，并且当 $A=A_2 \neq 0$ 时通过 K° 值。图 2,6 上的虚线曲线表示导数与输入信号幅度的关系。仅仅在 $A > A_1$ 时导数为负值。由此可见，从 0 到 A_1 的区域对应于非稳定振荡。

应该特别研究幅度由 A_1 到 A_2 的振荡。如果当 $K_n \cdot K_n > 1$ 时由平衡状态产生自振，则随着幅度的增大传输系数也增长，这将促使振荡更急剧地增长。最后，当 $A > A_1$ 时其中一个电路的传输系数开始减小并进入稳定振荡状态。（如果在幅度为 $A > A_2$ 的稳定振荡时传输系数的值减小，则会得到另外一种结果。）在此情况下，在幅度由 A_1 到 A_2 的区域内将产生稳定的自振。由此可见，当 $A=A_1 \neq 0$ 时传输系数为最大值，它的稳定自振的幅度区域位于由 A_1 到 A_{1max} 的范围内。而且，要在由 A_1 到 A_2 的幅度区域内获得稳定自振，只有在 $A > A_2$ 时激励振荡后让附加电路的传输系数平滑地减小的条件下才行。

由此可见，自激式测量电路的应用范围比普通电路的要窄一些，因为在由 0 到 A_1 的幅度区域内不可能得到稳定的自振。要想在由 0 到 A_1 的幅度区域内得到稳定的振荡，必须将附加的非线性元件加进自激闭合系统中去。

第二章 准线性放大器参数的测量

4. 电子管准线性放大器

a) 谐振放大器

谐振放大器的放大系数在信号频率为 f_0 时最大，信号频率 $f \neq f_0$ 时放大系数较小。

频率为 f_0 的谐振放大器所引起的相移 ψ_y 的数值等于:

$$\psi_y = n_1 \pi (n_1 = 0, 1, 2 \dots) \quad (4)$$

最有实际价值的是测量谐振放大器放大系数的最大值。因此应该用下面这样的四端网络作为附加的电路元件, 它对频率为 f_0 的信号所引入的相移等于:

$$\psi_\beta = 2 n_2 \pi - \psi_y (n_2 = 0, 1, 2 \dots) \quad (5)$$

在特殊情况下, 当 $n_1 = 2$ 时, 可以采用由同类元件组成的分压器作为附加的四端网络。例如, 对于电压谐振放大器来说, 应当采用电阻分压器。当 $n_1 = 1$ 时, 除了分压器外, 还必须加装变压器, 使频率为 f_0 的信号相位旋转 180° 。

作为具体例子, 我们研究电子管单级放大器放大系数的测量。放大器电路和附加反馈电路示于图 3。附加电路包括高频变压器次级线圈和衰减系数可调的电阻分压器, 在图 3 中, 它们被虚线围绕 (在以后的电路中, 附加的反馈电路也都画在虚线内)。

测量放大系数的步骤如下。将电键 $K_{\text{н}}$ 转至位置 2。改变附加电路分压器的衰减系数使达到幅度为 A_1 的自振激励。自振幅度的大小可以利用电子管伏特计测得。在此情况下, 谐振放大器的放大系数等于:

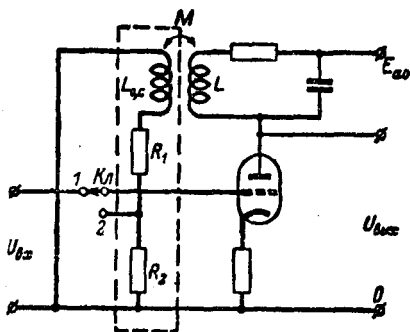


图 3 测量单级谐振放大器放大系数的电路

$$K_{ye} = \frac{L}{M} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (6)$$

式中 $\frac{L}{M}$ —— 变压器的变换系数; $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$ —— 分压器的衰减。设量值

$\frac{L}{M}$ 和 $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$ 是已知的。自振频率接近 f_0 ，因而可以不必测量它。但同时应注意到附加电路中寄生电容和电感的影响，它们可能引起相移并使自振频率显著偏离 f_0 。当频率较高时，最好在反馈电路中接入去耦阴极输出器，以减小电阻 R_1 和 R_2 的绝对值。

b) 频带放大器

技术上应用的频带放大器，在由 f_1 至 f_2 的频率范围内（即对应于通带的范围内）具有固定的放大系数。在通带范围以外，放大系数急剧地减小。

在一般情况下，应当选择下面这样的四端网络作为附加元件，它的通带最好小于放大器的通带，而自振频率则取决于附加四端网络的频率特性。然而在某些个别情况下，可以采用宽频带四端网络。在后一种情况下，自振频率等于通带内的一个频率值。

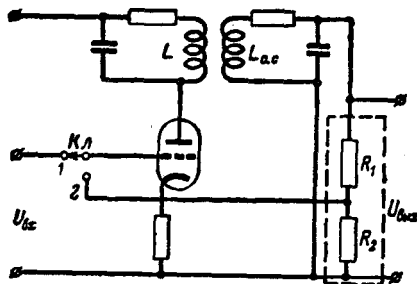


图 4 测量单级频带放大器放大系数的电路

为了更具体起见，我们来研究下面这种电子管型单级频带放大器的放大系数的测量，在这种电子管的板极电路中接有两个电感耦合谐振回路（图 4）。

在叙述测量过程之前，我们先研究双电感耦合谐振回路的放大器的幅-频特性和相-频特性（图 5）。

根据对这些曲线的分析可以得出结论：当放大器系统中采用宽带反馈的情况下，附加电路可以引起某一频率（例如 f_2 ）的自振。对于频率 f_1 来说，反馈是负的，所以不产生自振。当耦合系数的符号改变后（对调任意一个线圈的两端）将产生频率为 f_1 的自振。

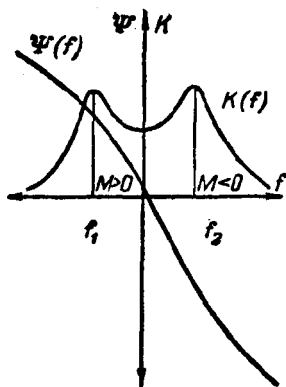


图 5 负载为双耦合谐振迴路的放大器的幅-频与相-频特性

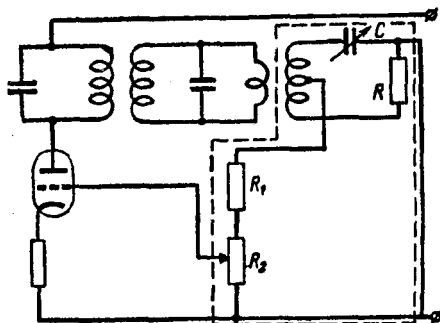


图 6 估计频带放大器放大系数与频率之间的关系的不均匀性所用的电路

图 4 所示电路的测量前面已讨论过。

放大系数的值等于：

$$K_{yc} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (7)$$

自振频率靠近 f_1 或 f_2 。由于频带放大器的放大系数对于频率为 f_1 和 f_2 的信号来说是相近的，所以自振频率的数值是无关紧要的。

在某些情况下我们对不同于 f_1 和 f_2 的频率 f 时的放大系数感到兴趣。在附加电路中接入移相器的条件下，可以利用自激式电路进行这样的测量。图 6 示出放大器电路和具有移相器的附加 RC 电路。用此电路即可测量频率为 f_1 和 f_2 之间时频带放大器的放大系数。移相器的传输系数等于 1:2。放大系数的值等于：

$$K_{yc} = 2 \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (8)$$

自振频率可以由波长表测出。当缓缓地重调移相器时，容易确定放大系数在 f_1 到 f_2 频带内的最小值。除了具有双电感耦合谐振回路

的放大器之外，還可用實驗方法研究具有三個或四個電感耦合諧振回路的放大器。

圖 7 示出上述放大器的幅-頻特性。在同一圖上還標出自振頻率，該自振是在線圈間耦合系數的符號不同時用寬帶電路將放

大器輸入端與輸出端連接起來而得到的。由圖 7, a 所示曲線可見，對於頻率為 f_1 、 f_2 和 f_3 的信號來說，放大系

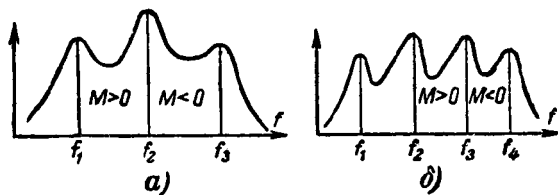


圖 7 負載為三個和四個耦合諧振回路的放大器的幅-頻特性

數增大。

在 $M > 0$ 條件下接通反饋時，激勵出頻率為 f_1 的自振，因為對於頻率為 f_3 的信號來說，放大系數較小，而當 $M < 0$ 時，則激勵出頻率為 f_2 的自振。

由圖 7, b 所示曲線可見，對於頻率為 f_1 、 f_2 、 f_3 和 f_4 的信號來說，放大系數增大。在 $M > 0$ 條件下接通反饋時，激勵出頻率為 f_2 的自振，而當 $M < 0$ 時，則激勵出頻率為 f_3 的自振。

即使在更多數目的電感耦合諧振迴路情況下，亦可得到類似的曲線。

c) 寬帶放大器

寬帶放大器在很寬的頻帶內具有與中心頻率相同的放大系數。通常對這樣的放大器，僅限於測量其頻帶中心部分，即 f_{cp} 頻率上的放大系數。

頻率為 f_{cp} 的輸入與輸出信號間的相移是不同的，這要看放大器中的級數（每級引起 180° 的相移）而定。

在測量級數為偶數和奇數的寬帶放大器的放大系數時，需用電路不同的附加四端網絡。

測量級數為偶數的寬帶放大器的放大系數所採用的附加四端網絡，應使頻率為 f_{cp} 的信號在通過時無相位改變，而頻率 $f \neq f_{cp}$ 的信號通過時則有相移。考慮到上述要求，附加四端網絡應與以前見到的不同，除了電阻外，還應包含電抗（電容器，電感線圈）。

作為例子，我們研究兩級電子管非周期性放大器的放大系數的測量，且設它的附加電路（圖 8）包括兩節 RC 電路和衰減系數可調的分壓器。

放大系數的測量過程與上面討論的類似。

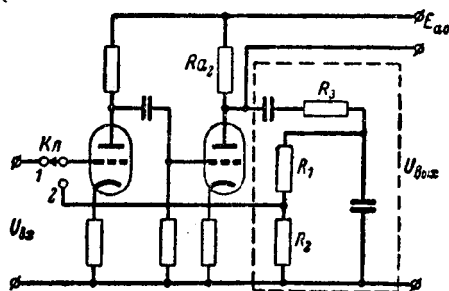


圖 8 測量兩級非周期性放大器的放大系數的電路

放大器的放大系數按下式計算

$$K_{sc} = 3 \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \quad (9)$$

這時假定， $R_1 + R_2 = R_3$ 和 $R_{a2} \ll R_3$ 。

在放大器具有奇數個倒相級的情況下，附加四端網絡應使頻率為 f_{cp} 的信號在通過時改變相位 180° ，而頻率 $f \neq f_{cp}$ 的信號在通過時產生的相移不等於 180° 。

作為例子，我們研究單級電子管非周期性放大器的放大系數的測量，且設它的附加電路（圖 9）包括四節 RC 電路和衰減系數可調的分壓器。應該指出，在附加電路中也可以採用三節 RC 電路。四節 RC 電路在 f_{cp} 頻率上造成的衰減比三節 RC 電路的衰減要小得多。

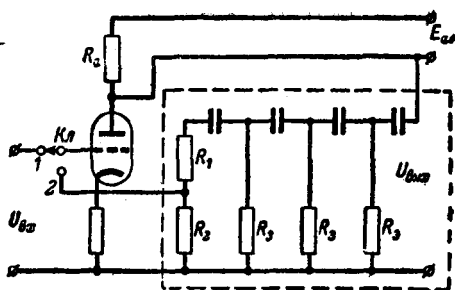


图 9 测量单级非周期性放大器放大系数的电路

放大器的放大系数按下式计算

$$K_{y0} = 18 \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (10)$$

这时假定, $R_1 + R_2 = R_3$ 和 $R_a \ll R_3$ 。

5. 行波管准线性放大器

由于行波管的广泛应用, 因此常提出要测量其放大系数的课题。

行波管是特高频管, 它利用电子流与电磁场不断相互作用而能在相当宽的频带内放大信号。行波管慢波系统的长度为 n 个波长 λ 。 $n\lambda$ 值称之为电气长度。在个别型号的行波管中, n 在 20 到 40 之间。

输入与输出信号间的相移是 $\psi_1 + 2n\pi$ 。由于有初始相移, 所以必需有移相器, 使能在整个频带内建立相位平衡。

由于行波管和附加电路的电气长度很长, 所以满足相位平衡条件的频率有 n 个。为了得到给定频率的自振, 在附加电路中应设置品质因数不小于 n 的谐振滤波器。当品质因数小于 n 时, 可能在邻近的某一个频率上自振。由于行波管放大系数与频率间的关系是不

30毫米，其縫隙尺寸为9毫米，膜片的厚度为1毫米，銷釘直径为3毫米。銷釘也穿过阻流式轉換器。为了消除寄生振蕩，波导內壁間的距离（沿着諧振器的寬壁）用黃銅墊块減至29毫米。当銷釘插入深度由0变至14毫米时，可均匀地覆盖 15×35 波导的全部波长范围。

測量就是对移相器引入的相移和衰减器的衰减作这样的挑选，使得放大器輸出端出現規定功率的信号。放大器放大系数的模等于附加电路的衰减，后者的大小主要取决于衰减器的衰减。

当已知附加电路和行波管引綫的电气长度时放大器放大系数的相角大小由計算方法确定。在大多数情况下，不測量相角，这时，裝置中可取消波长計。自振頻率按諧振滤波器的校准曲綫确定。此外，假如不需測量輸出功率，則裝置中可取消定向耦合器和功率測量器。

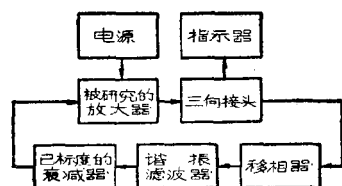


图 11 測量行波管放大系数的模的简化方框图

为了指示附加电路中的振蕩，应当接入三向接头。图 11 所示为測量行波管放大系数的模的这种简化裝置的方框图。

行波管寬頻带放大器放大系数与頻率的关系是不均匀的。逐点繪制这关系是十分費事的。扫頻振蕩器在頻率方面已扩展至 100 兆赫。感兴趣的常常不是上述关系本身，而是它的不均匀性。在这种情况下，附加四端网络应当包含可調的諧振滤波器。由于当改变頻率时放大器的相移可能变化，因之必須有一个可調的移相器。

图 12 示出用来測量放大器放大系数与頻率关系的不均匀性的裝置的方框图。电路是基于下列原理工作的。假设在 f_1 至 f_2 的頻带內被研究放大器的放大系数的最小值为 K_0 。利用衰减器使反饋电路