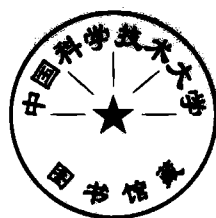


73.4555
111

无綫电发射机的寄生振蕩

王文鸞 俞天麟 編著



人民邮电出版社

内 容 提 要

本书介绍无线电发射机中的各种寄生振荡的产生原因、线路分析及消除方法。

首先说明产生振荡的原因，分析各种自激振荡的线路，讨论放大器的中和等问题，以便了解一些理论知识。

然后提出了中和、稳定试验的方法和处理各种不稳定现象的实际例子，用来说明上述原理如何应用于实践。

本书可供无线电发射台的技术维护人员作为参考。

无线电发射机的寄生振荡

編著者：王 文 鸞 俞 天 麟

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

經售者：各 地 新 华 书 店

开本 787×1092 1/32

1965 年 9 月北京第一版

印张 5 18 32 页数 89

1965 年 9 月北京第一次印刷

印刷字数 128,000 字

印数 1 4,000 册

統一书号:15045·总1443—无412

定价：(科 4) 0.60 元

目 录

前言

第一章 自激振荡的基本理论	1
第一节 振荡的反馈理论	1
第二节 振荡的负阻理论	21
第二章 功率放大器的中和及其稳定性	24
第一节 放大器的基本线路及其分析	24
第二节 中和线路	29
第三节 中和线路的稳定性	89
第三章 功率放大器的不稳定现象	51
第一节 自激振荡和寄生振荡	51
第二节 振荡的分类	53
第三节 几种主要典型线路的分析	57
第四章 中和及稳定的方法和步骤	71
第一节 中和的调整方法	71
第二节 稳定试验的方法和注意事项	85
第三节 工具和仪器	98
第五章 不稳定现象的处理	107
第一节 处理的一般原则和注意事项	107
第二节 分析和处理不稳定现象的一些经验和方法	114
第三节 不稳定现象的处理实例	135
附录 I 电感及电容的计算方法	159
附录 II 常用电子管的一些参考数据	163
附录 III 几种发射机中常用的稳定试验条件	167
附录 IV 发射机不稳定时发射的信号波形 (表现为寄生调制和寄生发射)	168
附录 V 各种中小型四、五极管的帘栅旁路电容的最小容量表	170
参考文献	171

第一章 自激振蕩的基本理論

功率放大器的一切不穩定現象，就其本质來說，都是产生了各种各样的自激振蕩，使得电子管放大器（有些書籍中称为电子管他激振蕩器或发生器）变成了自激振蕩器。振蕩的頻率根据綫路、元件的特征，可以自甚低頻段一直延伸至超高頻段。这种振蕩器的等效綫路几乎包括了絕大部分自激振蕩器的典型的及特殊的綫路。为了清楚地了解激发振蕩的原因和条件，以便消除这些振蕩，有必要扼要地回顾一下自激振蕩器的基本理論。

解释电子管自激振蕩器产生自激的理論，主要有两种体系：就是反饋（或称回授）的理論和負阻的理論。对絕大多數的振蕩器來說，这两种体系都能滿意地說明激发振蕩的理由，并能据以进行必要的計算与分析。但对某些情况而言，則采用其中的某一体系来解释振蕩要比另一体系更方便和直观些。例如对于打拿振蕩來說，負阻的理論就比較方便，而对中和振蕩而言，用反饋的理論就更为清楚。

实际上这两种体系只是从不同的角度来解释振蕩現象，而并无本质上的区别。因而在下面除了扼要地介紹这两种体系的自激理論外，对于激发寄生振蕩的原因，将根据解释上的方便来进行探討。

第一节 振蕩的反饋理論

分析一个自激振蕩器，可以从振蕩器电子管屏柵极迴路中存在着一一定的反饋这一点出发，来研究产生及維持自激振蕩的条件。当这些条件被滿足时，則任何微小的扰动电压均将通过

这个反馈作用而被放大，在振幅平衡条件下，并能将振荡继续维持下去。当一个放大器具备了振荡器的一切条件，因而在不需外加激励即有输出电压时，我们说放大器产生了自激。

可以用下面的分析来研究产生自激的条件。

任何一个自激振荡器的等效线路最后总能绘成图 1-1 的形式，由此可以得到的有关回路方程式是：

$$U_a = I_a Z_a - I_g Z_m, \quad (1-1)$$

$$-U_g = I_g Z_g - I_a Z_m. \quad (1-2)$$

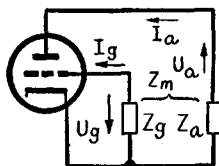


图 1-1

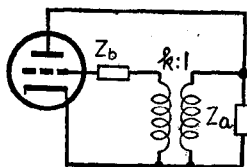


图 1-2

在许多情况下，采用图 1-2 的等效线路（包括理想变压器的回路）来代替图 1-1 是更便于分析和计算的。式中引用了变换比例 k 和短路阻抗 Z_b （屏极回路短路时的栅路阻抗）来代替 Z_m 和 Z_g 。

于是
$$k = \frac{Z_m}{Z_a}, \quad (1-3)$$

$$Z_b = Z_g - \frac{Z_m^2}{Z_a}. \quad (1-4)$$

将其代入 (1-1)、(1-2) 两式则得：

$$U_a = (I_a - k I_g) Z_a, \quad (1-5)$$

$$U_g = k U_a - I_g Z_b. \quad (1-6)$$

在自激振荡器中，反馈耦合系数 K 的意义是指栅极电压和屏极电压的比值，它是一个复数，

$$K = \frac{U_g}{U_a},$$

故
$$K = k - \frac{I_g}{I_a - kI_g} \cdot \frac{Z_b}{Z_a}.$$

在一般情况下 $Z_b \ll Z_a$, $I_g \ll I_a$, 故 $K \approx k$, 而为一实数量。同时, 在此情况下, 迴路方程式可简化为

$$U_a = I_a Z_a, \quad (1-5')$$

$$U_g = kU_a. \quad (1-6')$$

在一般放大器的分析中, 常常引用所谓“控制电压 U_y ”, 而 $U_y = U_g - DU_a$, 将其代入 (1-6') 式后则得

$$U_y = U_a(k - D),$$

再代入 (1-5') 得到 $U_y = [(k - D)Z_a] I_a. \quad (1-7)$

(1-7) 式表示了控制电压与屏流的关系。方括号中的量具有阻抗量纲, 而且一般是一个复数, 常称为复控制阻抗 $[Z = (k - D)Z_a]$ 。

因而
$$U_y = Z I_a. \quad (1-8)$$

这个公式对所有的各次谐波都是适用的, 如果只考虑其基波分量则

$$U_{y1} = Z_1 I_{a1},$$

而
$$Z_1 = (k_1 - D) Z_{a1}.$$

在满足振荡条件时, 根据折合跨导的定义则

$$S_1 = \frac{I_{a1}}{U_{y1}},$$

故
$$S_1 Z_1 = 1, \quad (1-9)$$

或
$$S_1 Z_{a1} (k_1 - D) = 1. \quad (1-10)$$

公式 (1-10) 是一个决定产生自激振荡的相位和振幅平衡条件的很重要的公式。

(1-10) 式中的各量都是复数量，因而可以将它們按相位及振幅分別写成两个公式，因为

$$S_1 = |S_1| e^{i\phi_{s_1}}, \quad Z_{a1} = |Z_{a1}| e^{i\phi_{Z_{a1}}},$$

$$k_1 - D = |k_1 - D| e^{i\phi_{(k-D)}},$$

故 $|S_1| |Z_{a1}| |k - D| = 1, \quad (1-10a)$

$$\phi_{s_1} + \phi_{(k-D)} + \phi_{Z_{a1}} = \pm 2n\pi, \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (1-10b)$$

这些量是复数的原因可以简单地叙述如下。折合跨导 S_1 是复数的原因，是由于有高次谐波的存在而造成了屏流脉冲的不对称，因而使屏压和屏流間产生相移。在超高频段中由于电子渡越时间效应而使电流更加滞后。但是由此而产生的相移终究是不大的，在一般情况下可以忽略不计。

Z_a 是复数的原因是，在屏极回路中通常接入的是調諧槽路，在失諧时就存在电抗成分，但 ϕ_a 通常不会超过 $\pm \frac{\pi}{2}$ 。

k_1 成为复数的原因則是在反饋回路中总是存在着一定的相位移。

通常令 (1-10 b) 式中的系数 $n=0$ ，于是

$$\phi_{s_1} + \phi_{(k-D)} + \phi_{Z_{a1}} = 0. \quad (1-10b')$$

公式 (1-10 a) 及 (1-10 b) 代表一个振荡器产生振荡的条件，所以也是一个放大器激发自激的充分的和必要的条件。

但是电子管是一个非线性的元件，因而折合跨导 S_1 的幅度和相位和电子管选定的工作状态有关。 Z_a 及 k 值也随着調諧情况而改变。因此要計算和分析一个放大器是否会产生自激振荡，是否会維持这个振荡而成为稳定的自激振荡，还必需深入研究在建立振荡的开始状态以至过渡到稳定状态过程中，这些因素的变化規律和需要給定的条件。

在某些情况下， S 、 k 与 Z_a 都是实数，而頻率則与屏极上的調諧槽路的諧振頻率相同，此时 (1-10 a) 变为，

$$SR_{oe}(k-D)=1. \quad (1-11)$$

式中 R_{oe} 是屏极迴路的等效負載阻抗, $R_{oe}=\rho Q$, 而控制阻抗

$$R_y=R_{oe}(k-D),$$

故

$$SR_y=1. \quad (1-12)$$

在另一些情況下, 它們不是實數, 因此電子管是在解諧的情況下工作, 這時候必需要用公式 (1-10) 來確定其平衡條件。

要深入研究自激振盪器的理論, 可以參看任何一本無線電發送設備教科書 (如參考文獻[1]、[2]), 或者專門講述自激振盪的論文。為了便於以後的討論, 只將有關激發自激振盪的一些結論性的觀點引述如下。

1) 如果電子管的跨導不夠高, 或是在外柵偏狀態下工作, 則自激振盪往往很難自發地建立, 必須有足夠的外來刺激才有可能激發它而產生持續的或間歇的振盪, 這種情況稱之為硬自激。在這種放大器中一般不會自發地產生振盪, 只有在受到足夠強的激勵時, 或是外界條件有劇烈的改變時, 才可能產生自激。但是只要激勵起振盪, 其強度往往是很劇烈的。

2) 不需較大激發即能產生持續自激振盪的情況稱為軟自激。這種振盪在自偏壓線路中最易產生, 因而常在自激振盪器的線路中採用。這是放大器在作穩定試驗時需要降低外偏壓或採用零偏壓的原因之一。

3) 在繪制與分析電子管及線路元件來決定其等效線路圖時, 必須考慮到它們在所需要研究的頻率上的特性與參數 (相位的與振幅的)。不能簡單的把一些集總元件理想化, 而應該根據上述原則來考慮及制定線路圖。例如在研究超高频的振盪時, 需要畫出元件的引線電感, 也需要考慮介質的損耗等等。

4) 利用解剖圖來研究自激振盪的建立狀態是很方便的。

5) 栅流对激发自激振荡的影响, 只有在研究振荡器的谐波影响及频率稳定度时才要考虑。在分析及研究放大器激发生振荡的情况下, 可以忽略不计。

下面将应用上述基本原理及结论, 对一些有代表性的和特殊的线路进行一些基本的分析。

三点式线路

在进一步研究根据反馈理论组成的自激振荡器的自激条件之前, 应该先研究一下图 1-3 所示的线路。

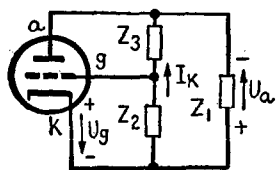


图 1-3

由于图 1-3 中的线路中的外回路在屏(a)、栅(g)、阴(K)三点(三个电极)上和电子管相连接, 这种线路统称之为三点式线路。

首先注意图中各值 U_a 、 U_g 、 I_K 等的方向的表示, 和 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 的标示方法, 并且假设 $Z_m=0$ 。以后将沿用这些符号及标示方法来分析线路。

于是

$$U_g = -I_K Z_2, \quad (1-13)$$

$$U_a = I_K (Z_2 + Z_3), \quad (1-14)$$

式中的负号表示 U_g 的方向与 I_K 相反。

屏路负载

$$Z_a = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}. \quad (1-15)$$

由此得变换系数

$$k = \frac{U_g}{U_a} = -\frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}, \quad (1-16)$$

栅极短路阻抗

$$Z_b = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}, \quad (1-17)$$

$$\text{根据(1-16), (1-17)式 } Z_b = (1+k)Z_2. \quad (1-18)$$

在一般情况下, Z_1, Z_2, Z_3 可以是一个单独的电阻元件, 也可以是调谐槽路, 实际上往往同时还包含着一定的电阻分量, 因而这些数量都是复数。

虽然如此, 但在绝大多数情况下, 上述三个阻抗的无功分量的电抗值要比有功分量大得很多, 因此在取用第一次近似时可将它们看做纯电抗, 这就简化了分析条件, 而也不致有较大的误差。在这时 k 将为实数值, Z_a 将为纯电阻, $\phi(k-D)$ 及 ϕ_{Z_a} 均为零。

因为在振荡产生时必须满足条件(1-10a), (1-10b), 而根据上面的近似又有: $Z_1 \approx iX_1$, $Z_2 \approx iX_2$, $Z_3 \approx iX_3$ 的关系,

$$\text{故} \quad X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (1-19)$$

$$\text{且} \quad Z_a S_1 |k-D| = 1, \quad (1-20)$$

$$\text{式中} \quad Z_a = R_{oe} = \frac{X_1^2}{r},$$

r 表示三个电抗的总损耗,

$$k = \frac{X_2}{X_1},$$

而 $Z_b = iX(1+k)$ 成为一纯电抗, 且远小于 R_{oe} 。

由于在振荡建立状态时必须满足 $k > 0$ 的条件 (即回授是正的), 故 X_1, X_2 必需是同号的电抗, 而 X_3 必需是异号的电抗才能产生振荡。因此在三点式线路中只有在下列两种条件下才能产生自激振荡,

1) $X_1 > 0, X_2 > 0, X_3 < 0$; 此时 X_1 及 X_2 为电感性的 (X_3 为电容性的), 这叫做电感式三点线路;

2) $X_1 < 0, X_2 < 0, X_3 > 0$; 此时 X_1 及 X_2 为电容性的 (X_3 为电感性的), 这叫做电容式三点线路。

如果各电抗元件的有功分量不可忽略时, 则式 (1-13) 至 (1-18) 各公式中的 Z_a 及 b 均应为复数, 但这时仍需满足上述 1), 2) 两点才能产生振荡。因此根据 (1-19) 式仍可估计出自激振荡的频率应该位于那一个区域。

下面将分别对三点式振荡的一些特殊情况进一步加以说明。

单回路的振荡线路

单回路的三点式线路就是电子管的外部电抗元件只组成一个单一的振荡槽路, 这是最简单的三点式线路。

这种线路可以由电感式三点线路构成, 此时两个电感 L_1 及 L_2 常接成自耦变压器的形式, 而 Z_3 则是一个纯电容 C (有时可能是电子管的极间电容), 如图 1-4 所示, 这种线路常称为哈特莱线路。

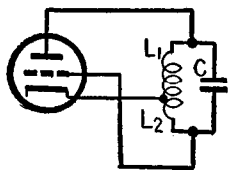


图 1-4

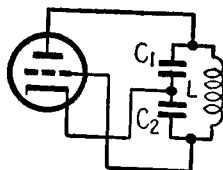


图 1-5

也可以构成电容式三点线路, 此时 Z_3 是一个电感 L , 它跨接在屏栅二极之间 (有时还并联一个电容 C_3 来调整频率), 而利用二个电容构成 Z_1, Z_2 , 如图 1-5 所示。这种线路常被称为考毕子线路。

单回路振荡线路也可以由两管接成推挽式的线路所组成,

图 1-6 所示就是这种线路的一个例子。

所有这些振荡线路的频率均接近于外回路的自然谐振频率（此时应将 Z_1 、 Z_2 及 Z_3 合并计算），因而是在谐振

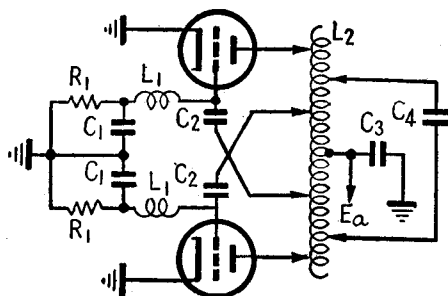


图 1-6

状态下工作，此时回授系数 K 和屏极负载阻抗 R_{oe} 都是实数。

在这种线路中，不论电子管的那一个极对高频是接地的，对振荡性质来说都没有本质上的变化。

双回路的振荡线路

比较复杂一些的三点式线路在外回路中常常接入两个谐振槽路，这两个谐振槽路的自然谐振频率往往是不同的。从下面的分析中将会知道，这种线路中的振荡常常在和这两个槽路的自然谐振频率相差甚远的频率上产生。通常有两个可能的振荡频率，较低的一个称为下耦合频率 (ω_L)，较高的一个称为上耦合频率 (ω_H)。

根据这两个谐振槽路和电子管电极相连的方式不同，双槽路振荡器又分为下列三种。两个谐振槽路的公共点通常是接地的，因此如果这一点接到电子管的阴极上就称之为阴极接地线路；如果接到栅极上就称之为栅极接地线路；如果接到屏极上就称之为屏极接地线路。同理也有可能按照推挽方式组成各极接地或不接地的双槽路振荡线路。这些线路的线路图见第二章图 2-2 及 2-14。

如果在接入电子管后只存在这两个谐振槽路而缺乏其他反馈元件，则振荡条件可能变成不稳定的，就是说这个振荡既可能在 ω_L 处产生，也可能在 ω_H 处产生，甚至一会是 ω_H 、一会是 ω_L 地跳来跳去（拖曳效应）。但是在大多数的情况下，都有第三个反馈元件，此时反馈耦合系数对两个谐振频率是不相同的，它对一个自然谐振频率是正值，则对另一个自然谐振频率就是负值，从而使振荡只能根据线路的反馈条件而在某一个耦合频率上产生。这就是需要研究的主要情况。

同时还要注意到反馈的强弱程度，因为这对于计算和分析振荡条件是很重要的。反馈电容的大小与槽路电容相比较是在同一数量级时就称为强耦合，而在反馈电容远小于槽路电容时就称为弱耦合。

在强耦合情况下，自振的频率对两个谐振槽路而言是强烈解谐的，因而这些回路的阻抗都可近似地看做纯电抗，这就简化了分析工作。在弱耦合时，自振频率将与其中某一个槽路的频率相去不远，因而在谐振曲线的顶部附近工作，就必需考虑其实数分量引入的衰耗问题，这就使分析工作复杂化了。下面将仅介绍强耦合情况下得出的一些结论。关于弱耦合的情况，可以将屏极上有调谐槽路的晶体振荡器作为一个典型的参考例子。

在研究分析振荡的性质时，利用电抗—频率图的方法是很方便的。

将双槽路线路的外回路绘成图 1-7 a 所示的样子，则总电抗 X 对频率的变化图形将如图 1-7 b 所示。

在强耦合情况下，回路解谐地工作，可以将各臂阻抗视为纯电抗，所以 (1-19) 式仍有效，振荡当在 $X = 0$ 时产生，亦即在下耦合频率 ω_L 及上耦合频率 ω_H 处产生。

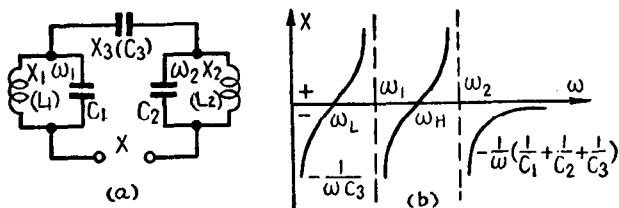


图 1-7

但产生振荡还有一个必要条件，就是耦合系数 k 应该是正值，根据这个条件可以知道，

在阴极接地线路中只有在 $\omega < \omega_1$, $\omega < \omega_2$ 时耦合系数才是正的，亦即必需在低于两个自然谐振频率的下耦合频率上才能产生按电感式三点线路组成的自激振荡；

在屏极接地及栅极接地线路中则只有在 $\omega > \omega_1$, $\omega < \omega_2$ 时，即必须在位于两个自然谐振频率之间的上耦合频率上才能产生按电容式三点线路组成的自激振荡。

在弱耦合时，这个结论本质上还是成立的，但是由于 k 及 Z_a 是复数的缘故，频率将不再是 ω_L 或 ω_H ，而分别在其区域内向外槽路的自然谐振频率靠近。

由于在分析放大器的寄生振荡时有许多参数都是只能估计其数量级的，因而频率的计算也只可能是近似的，如果能够近似地判别其振荡的频率区域——例如是低于工作频段的，高于工作频段的，虽然在工作频段内而与谐振槽路的位置不相符合或和调谐根本无关，以及振荡发生在某一特定的频率范围内等等——，这往往已经是极为有用的了。因此如何详细计算这频率的公式就不再介绍了。

三迴路的振蕩綫路

如果連接到电子管各極的阻抗 Z_1 、 Z_2 及 Z_3 都是由諧振槽路組成(一般地它們具有各不相同的諧振頻率)，則称为三迴路的振蕩綫路。

在短波頻段的大功率級中，各元件要考慮到功率耗散和耐壓，因而體積比較龐大，彼此間需要相隔一定距離，所以必須考慮引綫電感和分布電容的影響。在超高頻段中由於頻率高，這些寄生因素也必需考慮。因而任何實際的綫路基本上都構成了三迴路的振蕩綫路。特別是在研究超高頻振蕩時，應該從三迴路的振蕩理論出發。

不論外迴路中的接法如何複雜，在經過適當的簡化及變換後(如 $Y-\Delta$ 變換)，總是可以把它們簡化成三個迴路來和电子管相連接。其他許多諧振頻率遠離所要研究的頻段的迴路，則可以用一個簡單的阻抗元件來代替，或者忽略不計。因而和所要研究對象有關的那些元件總是歸結到三迴路的振蕩綫路圖中去的。

現在來研究一個典型的推挽綫路怎樣來變換成典型的三迴路綫路。

圖 1-8 a 是一個典型的陰地式推挽綫路，在圖中已繪出了各極的引綫電感和極間電容。由於要研究綫路在超高頻段的振蕩特性，因而首先要研究一下輸入及輸出迴路的特性。在一般情況下，這兩個迴路系諧振於工作頻段，比現在研究的超高頻段要低得多，所以可以近似地看作是兩個純電容，其數量級接近於槽路電容的數量級。

其次研究一下 L_g 、 L_N 和 L_i 部分，這部分在研究推挽式的超高頻寄生振蕩和單端式的超高頻寄生振蕩時，兩者的等效綫

路是不相同的。在化成单端式的等效线路时，因为同名各极的电压电流的相位是相同的，可以看作彼此短接，因此 C_N , L_N 接到 g_1 或 g_2 是等效的，于是可以化成图 1-8 c 的样子。

将图 1-8 a 化成推挽式的超高频寄生振荡的等效线路时，因为同名各极的相位是相反的，因此可以把线路的中点看作同电位（地电位，但这种近似法只对所要研究的基频电压有效）。因而获得图 1-8 d 的线路。在图中需要注意到 L_N 及 C_N 阻抗符号的负值，因为这时通过它们反馈到栅极的电压相位与前相反，这样就可以化成两个相同的单端网路去研究它，除了数值上的区别外，线路的型式与图 1-8 c 是相似的。

图 1-8 c 或 1-8 d 可以进一步用 $Y-\Delta$ 变换来加以简化。因为大功率电子管都是外屏极结构而往往直接接到槽路线圈或电容上，故可令 $L_a=0$ 。经过对 $L_N C_N$ 、 L_g 和 $L_i C_g$ 迴路的第一次 $Y-\Delta$ 变换就能得到简化后的图 1-8 e。从图 1-8 e 出发，经过对 Z'_1 、 Z'_2 及 L_K 的第二次 $Y-\Delta$ 变换就可以得到图 1-8 f。然后将图 1-8 f 中的 Z_1 、 Z_2 及 Z_3 中的容抗次与电子管的极间电容相合併，就可以化成图 1-9 a 所示的典型的三迴路线路图。

图中 Z'_1 、 Z'_2 、 Z'_3 及 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 与原来各量间的关系，对于推挽式的等效线路说为：

$$Z_a = i\omega L_0 - \frac{1}{2i\omega C_a}, \quad Z_g = i\omega L_g, \quad Z_i = i\omega L_i - i\frac{1}{2\omega C_g},$$

$$Z_N = -i\omega L_N + i\frac{1}{\omega C_N}, \quad Z_K = i\omega L_K.$$

对于单端式的等效线路说则为：

$$Z_a = i\omega L_0 - \frac{1}{2i\omega C_a}, \quad Z_g = \frac{i\omega L_g}{2}, \quad Z_i = \frac{i\omega L_i}{2} - i\frac{1}{2\omega C_g},$$