

# 双回路频带放大器电路的 通用设计理论

王 昔 编著

国防工业出版社

## 内 容 简 介

本书论述了无线电接收设备中双回路频带放大器的通用设计理论。在晶体管出现以后，人们对此电路的分析研究，除了电子管频带放大器常用的 P-P 型电路外，还有 S-P 型、P-S 型和 S-S 型电路。本书是对四种不同型式的电路进行分析和综合，从而得出其通用的设计公式和曲线；另外，还分析了四种型式电路要获得“最佳选择性”的设计问题，并得出了这一设计所用的通用公式和曲线。书中对通用设计曲线的应用，举有实例。

本书可供设计、生产和使用电子设备的技术人员、工人及有关院校师生参考。

## 双回路频带放大器电路的通用设计理论

王 肯 编著

\*

国防工业出版社 出版

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

\*

787×1092  $1/32$  印张  $2\frac{3}{8}$  47千字

1980年3月第一版 1980年3月第一次印刷 印数：0,001—9,700册

统一书号：15034·1911 定价：0.28元

## 前 言

本书专题研究一种双回路频带放大器的通用设计理论。对于双回路频带放大器来说，由于历史发展的原因，过去研究得最多的，教科书中经常应用的，大都是电子管频带放大器中常用的P-P型电路。本书考虑了在晶体管出现以后，还可能应用的其它各种型式的双回路频带放大器，寻找它们可以进行统一研究的基础，在这个基础上，分析了各种不同型式的电路，从而获得它们的通用设计公式，并用它制成通用设计曲线。这些曲线直接用给定通频带作为变量，因为在频带放大器的设计中，总是要求满足一定的通频带的，所以用给定通频带作为变量，对于实际设计是最为方便的。

本书所述通用设计理论，对于电子管频带放大器和晶体管频带放大器都是适用的。频带放大器的主要指标，是满足一定的通频带和选择性。因为实际的频带放大器都不是理想的，它对通频带内信号频谱的传输并不是完全相同的，它对通频带外信号频谱的抑制也不是完全干净的（即选择性不理想）。对一个电路的设计来说，不同的设计方法，即使设计得使通频带内的不均匀度相同（常以三分贝不均匀度作为标准），也还会有不同的选择性。通常把通频带内的不均匀度是三分贝时，使电路获得最好的选择性而设计出来的电路，称为最佳选择性电路。苏联学者B. И. 西福罗夫在他所著的《无线电接收设备》一书中，曾介绍了最佳选择性电路的设

计方法，但它只对初级、次级完全相同的 P-P 型双回路频带放大器适用，这也是由历史原因造成的，因为在电子管频带放大器中，这种型式的双回路频带放大器，是实际上最常应用的。在晶体管使用以后，只研究 P-P 型初、次级完全相同的双回路频带放大器的最佳选择性，就有点显得不足了。本书在通用设计理论的基础上，在更一般的情况下，研究了最佳选择性电路的通用设计方法，作出了最佳选择性通用设计曲线。它不仅适用于初级和次级完全相同的 P-P 型电路，而且对初级和次级任意参数的 P-P 型电路，以及其它各种型式的双回路都能适用。

本书最后部分，还简单讨论了一下这些通用设计曲线的扩展应用问题，分析表明，它也可以在单回路放大器和参差调谐放大器等电路的设计中得到应用，这就更进一步扩展了它的通用性。

作 者

## 目 录

|                      |    |
|----------------------|----|
| 一、概述 .....           | 1  |
| 二、电路统一研究的基础 .....    | 8  |
| 三、P-P型电路的分析 .....    | 12 |
| 四、S-P型电路的分析 .....    | 16 |
| 五、P-S型电路的分析 .....    | 20 |
| 六、S-S型电路的分析 .....    | 22 |
| 七、通用设计曲线 .....       | 24 |
| 八、电路的滤波特性 .....      | 34 |
| 九、最佳选择性的通用设计曲线 ..... | 38 |
| 十、临界耦合和过渡耦合 .....    | 46 |
| 十一、设计曲线的扩展应用 .....   | 56 |

## 一、概 述

在无线电接收设备中，为了完满地接收所需信号和滤除不需要的信号和干扰，广泛地应用了频率选择性的原理。所谓频率选择性，就是只接收所需信号的频谱而排除其它频谱分量的滤波特性。

为了达到频率选择的目的，一般都采用了各种谐振系统。它们对某一“中心频率”具有最大的传输能力；对中心频率二边的一段频率范围（即所谓通频带）内的信号频谱，具有接近中心频率的传输能力；而对离开中心频率比较远的通频带以外的信号频谱，则具有抑制通过的能力。通常应用谐振系统的振幅频率特性曲线来表示它们的频率选择作用。图 1 (a) 表示单回路谐振系统的振幅频率特性曲线；而图 1 (b) 则表示双回路谐振系统的振幅频率特性曲线。

图 1 所示频率特性曲线的中心频率  $f_0$  称为谐振频率。设谐振频率上的传输为零分贝，通常定义负三分贝传输点之间的频率间隔  $\Delta f_3$  为电路的通频带宽度。由图 1 可知，单回路滤波器的通频带内，各频率分量的传输是很不均匀的。而在通频带以外的频谱分量，也不是完全被阻止的。

从频率选择性的观点来看，如果利用图 2 所示的矩形滤波特性，那就可以获得最好的信息传输效果，因为它能使通频带内所有的频率分量，得到同样的传输而不改变它们的相对大小，同时，又能将通频带以外的频率分量全部滤除。因

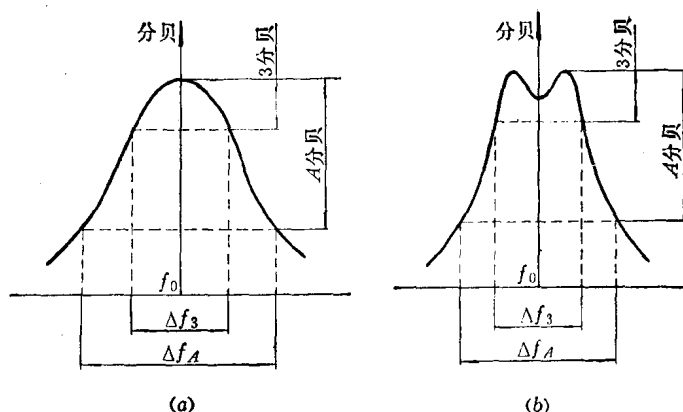


图1 谐振系统的典型选择性曲线

(a) 单回路的振幅频率特性曲线；(b) 双回路的振幅频率特性曲线。

此，被称为“理想选择性曲线”。

实际上，这种理想选择性是不存在的，它只是作为一个比较标准而存在。

为了描述实际应用的谐振系统滤波特性的好坏，通常引进所谓矩形系数  $k_{nA}$  来说明电路滤波特性和理想选择性之间的差异。 $k_{nA}$  定义为负  $A$  分贝传输点之间的频率间隔  $\Delta f_A$  与通频带  $\Delta f_3$  的比值（参看图1），即

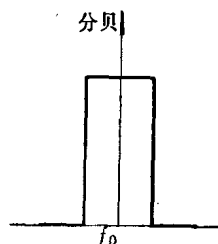


图2 理想选择性曲线

$$k_{nA} = \frac{\Delta f_A}{\Delta f_3} \quad (1)$$

矩形系数越小，说明电路滤波特性越接近于理想选择性。

和单回路的滤波特性相比较，二个互相耦合的双回路滤波器具有较小的矩形系数〔参看图1(b)〕，因而在无线电接收设备的高质量频带放大器中，广泛地应用着双回路滤波器。

双回路滤波器应用到放大器中时，前级输出电阻作为双回路初级的负荷电阻，后级输入电阻则作为双回路次级的负荷电阻。由于每边回路和负荷的关系，有串联和并联二种，所以共有四种不同型式的双回路频带放大器电路。

图 3 表示常用于广播接收机中的一级中频放大器电路及其等效电路图。

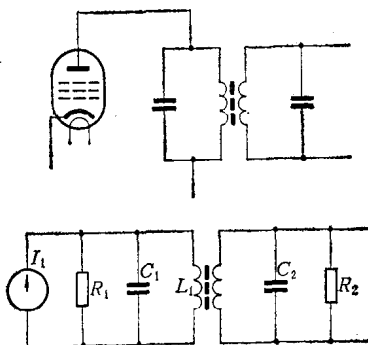


图 3 P-P 型电路

图中  $R_1$  是初级电阻，它包括前级输出电阻和线路损耗电阻。 $C_1$  是初级电容，它包括前级输出电容、回路外加电容以及线路分布电容。 $L_1$  是初级电感。 $I_1$  是输入端等效电流源（在电子管放大器中， $I_1 = S \cdot u_g$ ，式中的  $s$  为电子管跨导， $u_g$  为栅极电压）。 $R_2$  是次级电阻，包括下级输入电阻和线路损耗电阻。 $C_2$  是次级电容，它包括下级输入电容、回路外加电容以及线路分布电容。

在这种电路中，初级回路的负荷电阻  $R_1$  是并联于初级回路的，而次级回路的负荷电阻  $R_2$  也是并联于次级回路的。换句话说，回路二边的负荷与其回路的关系都是并联的，因此，称为 P-P 型电路。这种双回路型式，在电子管频带放大器电路中应用最多。

在电子管频带放大器中，有时还可能碰到初级回路和板极之间应用电感耦合的电路，如图 4 所示，这种电路可以减少电子管置换对回路的影响。



图中对虚线左方应用等效发电机定理, 可得出等效电路中的电势源  $E_1$  和内阻  $R_1$ , 由于高频五极管的内阻  $R_i$  很大, 故可近似地认为电子管电流源  $Su_g = I_a$  全部流过板极电感  $L_a$ 。虚线处向左看的开路电压, 即等效电势  $E_1$  为

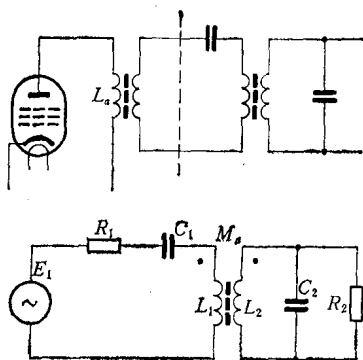


图 4 S-P 型电路

$$E_1 = j\omega M_a I_a$$

这里的  $M_a$  是板极电感  $L_a$  和它的次级之间的互感。

虚线处向左看的等效内阻为  $\frac{\omega^2 M_a^2}{R_i}$ , 将线圈  $L_1$  的损耗电阻  $r_1$  加在一起, 就构成了初级回路的串联总阻  $R_1$ , 即

$$R_1 = r_1 + \frac{\omega^2 M_a^2}{R_i}$$

显然, 这个初级回路的串联总阻  $R_1$  是个低阻抗。电路的次级回路和 P-P 型电路的次级回路完全一样, 我们把这种初级串联而次级并联的电路, 称为 S-P 型电路。

在厘米波雷达接收机中, 为了降低噪声系数, 通常将前置中频放大器放置于接近波导系统的地方, 而将前置中频放大器的输出用电缆传送到主中频放大器上。众所周知, 电缆是个低阻抗负荷, 因而在以往的设计中, 前置中放输出级对通频带的影响是忽略不计的, 换句话说, 这一级是被认为没有滤波性能的。但是, 如果采用图 5 所示, 即次级回路和电缆

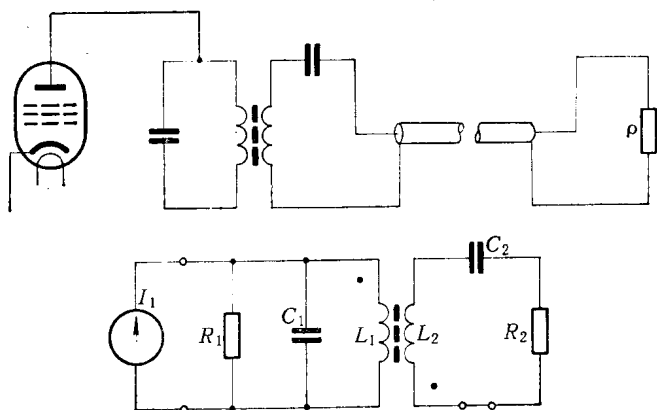


图 5 P-S 型电路

串联相接的电路，则仍然可以使这一级具有滤波特性。图中电阻  $\rho$  是电缆的终端匹配电阻，它能消除脉冲信号在电缆上来回反射所造成的假信号。这种初级并联、次级串联的双回路，称为 P-S 型电路。

图中的初级电路元件  $I_1$ 、 $R_1$ 、 $C_1$  和  $L_1$  的含义，完全和 P-P 型电路的初级电路相同。次级电路中的  $R_2$ ，就是电缆匹配电阻  $\rho$ 。

显然，在图 5 中，如果初级回路和板极之间也像图 4 一样采取电感耦合的形式，那么，就可以获得初次级负荷和回路都是串联的 S-S 型电路，如图 6 所示。它的初级电路和图 4 相同，它的次级则和图 5 相同。

从上面的分析中可以看出，双回路频带放大器

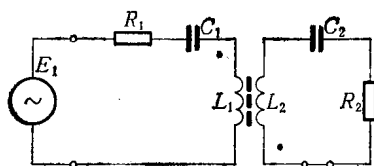


图 6 S-S 型电路

从它的负荷与其回路的关系来分类，共有P-P型、P-S型、S-P型和S-S型四种电路型式。它们都有应用，但用得最多的是P-P型电路，这是由于电子管的内阻及输入阻抗都是高阻抗的缘故。由于电子管的历史比较早，所以P-P型电路就研究得最多。

从原理上看，只要将上述各种电路中的电子管换成晶体管，就可以构成各种型式的晶体管频带放大器。作为例子，在图7中画出了晶体管接收机常用的双回路频带放大器的等效电路。这个电路仍属于P-P型电路，因为晶体管的低输入阻抗，已被次级回路的抽头提升为次级回路二端的高阻抗了。这种电路被广泛应用于晶体管频带放大器中，显然也是和电子管频带放大器中习惯应用这种电路的这个历史原因有关系的。

通常的共基极或共发射极接法的晶体管，其输入阻抗只有几十或几百欧姆，但是输出阻抗可能有几百万欧姆。所以，从原理上看，晶体管频带放大器应用P-S型电路是最为合适的。图8表示的是P-S型晶体管频带放大器的交流等效电路。

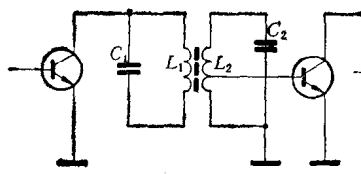


图7 P-P型晶体管双回路放大器

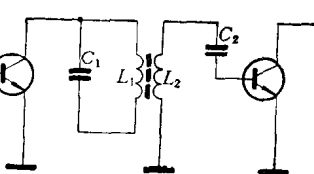


图8 P-S型晶体管双回路放大器

在晶体管出现以前，双回路放大器曾经有过很多研究，但是大部分的研究都是属于 P-P 型电路的。而且应用得最多的还是初、次级完全相同的 P-P 型电路。

但是，即使只是 P-P 型电路的分析，仍然是非常繁琐的，不便于工程设计，因而就出现了设计曲线的必要。

常见的用耦合系数  $k$  为参变数的选择性曲线族，只能用于定性的分析研究，对于指定通频带的电路设计，应用这种曲线族是很不方便的。

晶体管放大器应用以来，仍然只是应用着 P-P 型电路，这显然是和以前的历史有关，因为，这种型式已为大家所熟知。但从基本理论的观点着眼，只研究 P-P 型一种电路型式，显然已变得不太合理了。

本书将用简明的方法，将上述四种型式的电路作为一个系统进行统一的研究，目的是为了找出它们的通用设计公式，从而构成通用设计曲线。本书并将发展该曲线，用以制成最佳选择性设计曲线。关于最佳选择性电路的概念，是由苏联学者 B. И. 西福罗夫提出来的（参看西福罗夫所著无线电接收设备），但他只讨论了初、次级完全相同的 P-P 型电路的设计问题，在更一般的情况下，对于初、次级不完全相同的 P-P 型电路，对于 P-P 型电路以外的几种电路型式，它们的最佳选择性设计问题，并没有加以讨论。对于本书所提出的最佳选择性通用设计曲线来说，B. И. 西福罗夫在无线电接收设备中所介绍的初、次级完全相同的最佳选择性电路的设计，只相当于该设计曲线上的一个设计点。

本书将对临界耦合和过渡耦合设计曲线加以比较，因为放大器必须满足通频带的要求，在宽通带的情况下，应用过

渡耦合可以获得最大的增益通带乘积。临界耦合虽为匹配状态，但在下面可以看到，这种情况的设计，只能应用较小品质因数的回路，即附加的电阻损耗比较大，因而不适用于宽带放大器中。本书最后还讨论了设计曲线的扩展应用问题。

## 二、电路统一研究的基础

在这一节里，主要研究用怎样的分析方法，才能使四种不同型式的电路具有形式上相似的分析式，找到一个统一研究的基础，然后才有可能找到通用设计的方法。对于工程设计者来说，不同型式的电路，能够采用相同的设计方法是最为方便的。

任何线性无源四端网络，输入端和输出端的电压、电流，均具有下列线性关系：

$$\begin{Bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{Bmatrix} = \|C\| \begin{Bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{Bmatrix} \quad (2)$$

式中  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $B_1$  和  $B_2$  各量，都可以是电压或电流。下标“1”属于输入端，下标“2”则为输出端。网络矩阵  $\|C\|$  中的每一元素，决定于网络的参量。可以用测量的方法，求出各元素如下：

$$\left. \begin{aligned} C_{11} &= \frac{A_1}{B_1} (B_2 = 0) \\ C_{12} &= \frac{A_1}{B_2} (B_1 = 0) \\ C_{21} &= \frac{A_2}{B_1} (B_2 = 0) \\ C_{22} &= \frac{A_2}{B_2} (B_1 = 0) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

1518011

这里，分母  $B_1$ 、 $B_2$  是测量时外加的电源；而分子  $A_1$ 、 $A_2$  则为被测量；括号中的  $B_i = 0$  是测量条件，它有二种可能的含义，当  $B$  是电压时，条件  $B_i = 0$  表示第  $i$  端短路；当  $B$  是电流时，条件  $B_i = 0$  表示第  $i$  端开路。例如，在  $C_{21}$  的表示式中，令  $B_1$  是电流，即用一个电流源  $B_1$  接到输入端，此时若测量输出端的电压，则  $A_2$  为电压，条件  $B_2 = 0$  即 2 端开路（电流为 0）的意思，这时  $C_{21}$  的单位是欧姆，故称开路传输阻抗。反过来，如果  $B_1$  是电压， $A_2$  是电流，条件  $B_2 = 0$  就变为 2 端短路的含义了（电压为 0），这时  $C_{21}$  的单位将是姆欧，测量结果为短路传输导纳。

从测量的观点上看，对于高阻抗的 P 型端，测量其短路电流比较正确，因为低内阻的电流表并联到高阻抗上，可以得到比较完善的短路，这种情况下，如果要测量开路电压是不合适的，因为电压表并联到高阻抗上，其内阻将使总阻抗降低，所测得的电压就不是真正的开路电压了。

相似的理由，对于低阻抗的 S 型端，则测量其开路电压比较准确，因为此时高内阻的电压表并联于低阻抗上，可以看作是真正的“开路”情况。反之，此时测量短路电流就不准确了，因为此时电流表和低阻抗串联将增大电路的总阻抗，因而得不到真正的短路情况。

例如，前述  $C_{21}$  可以是“1”端加电源时的“2”端的开路电压，也可以是短路电流。当“2”端是 P 型电路时，以测量短路电流为宜，即应用短路传输导纳。反之，当“2”端是 S 型电路时，则以测量开路电压为宜，即应用开路传输阻抗。

所以，P 型边电路应以电流作为被测量，而 S 型边电路

1108121

则应以电压作为被测量。这样，四种不同型式的电路，选用以下四种不同的矩阵表示是合理的（左边的列矩阵就是被测量）：

$$\text{P-P 型电路} \quad \begin{Bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{Bmatrix} = \|y\| \begin{Bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} \quad (4)$$

$$\text{S-P 型电路} \quad \begin{Bmatrix} u_1 \\ I_2 \end{Bmatrix} = \|h\| \begin{Bmatrix} I_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} \quad (5)$$

$$\text{P-S 型电路} \quad \begin{Bmatrix} I_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} = \|g\| \begin{Bmatrix} u_1 \\ I_2 \end{Bmatrix} \quad (6)$$

$$\text{S-S 型电路} \quad \begin{Bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} = \|Z\| \begin{Bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{Bmatrix} \quad (7)$$

此外，从分析计算的简单清晰的观点着眼，P型电路一边短路时，对另外一边计算式的影响最为简单，因为P型边的电容和电阻被短路后不再起作用，只有一个短路电感对另一边起作用，这就有可能使分析公式简单清晰。同理，S型电路一边开路时，由于没有电流，对另一边就没有任何影响，分析式最为简单。所以，P型边电路应以电压作自变量，S型边电路则应以电流作自变量，其结果也得到上述四组矩阵。

选定了网络矩阵后，采用传输阻抗、传输导纳、电压增益或电流增益都可以表示四端网络的传输特性，究竟选用哪一个量作为网络的传输函数，也需加以讨论。

首先，考虑到电源端如果是P型的，则电源往往应用并联于P型边电路的电流源，如图3所示。如果是S型的，则电源往往应用串联于S型电路的电势源，如图4所示。

其次，考虑到负荷端如果是P型电路，且各元件都是并联的，则求输出电压比较方便。此时，应将负荷看作次级电路的一部分，而求其输出端的开路电压，即为真正的输出电压。如果负荷端是S型电路，则求输出电流比较方便。此时，应将串联的负荷当作次级串联电路的一部分，然后将次级电路剪开，这个剪开的二端作为网络输出端，计算这个输出端的短路电流，就是流入负荷的电流。

这样，对于不同的电路，采用下列不同的传输函数就比较方便：

P-P型电路，应当用开路传输阻抗，即

$$Z_{21} = \left( \frac{\dot{u}_2}{I_1} \right)_{I_2=0} = \frac{-y_{21}}{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}} \quad (8)$$

S-P型电路，应当用开路电压增益，即

$$A_u = \left( \frac{\dot{u}_2}{\dot{E}_1} \right)_{I_2=0} = \frac{-h_{21}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \quad (9)$$

P-S型电路，应当用短路电流增益，即

$$A_i = \left( \frac{\dot{i}_2}{\dot{I}_1} \right)_{u_2=0} = \frac{-g_{21}}{g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21}} \quad (10)$$

S-S型电路，应当用短路传输导纳，即

$$y_{21} = \left( \frac{\dot{i}_2}{\dot{E}_1} \right)_{u_2=0} = \frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}} \quad (11)$$

到此为止，我们对四种不同型式的电路，应用不同的网络矩阵和不同的传输函数来描述电路之后，很容易发现，这些传输函数的表达式具有相似的形式，这就为通用设计奠定了基础。以下几节将分析四种电路的传输特性，寻找出它们的通用设计公式。



### 三、P-P型电路的分析

电路分析的目的,是为了求出网络参量表示式,并用以表示电路的传输阻抗,找出传输特性和电路元件及频率之间的关系。

#### 1. 次级短路时的输入导纳 $Y_{11}$

当P-P型电路次级边短路时,次级边的电阻和电容都被短接而不起作用,所以次级边就只留下了一个短路电感  $L_2$ ,如图9所示。

众所周知,二个互感耦合的线圈  $L_1$  和  $L_2$ ,当  $L_2$  短路时,  $L_1$  端看进去的电感量降为  $(1 - k^2)L_1$  ( $k$  是初次级线圈间的耦合系数)。所以,很容易写出短路输入导纳  $y_{11}$  为:

$$y_{11} = \left( \frac{i_1}{u_1} \right)_{(u_2=0)}$$

$$= \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1(1 - k^2)} \quad (12)$$

这里  $u_1$  是初级端加入的电压;  $I_1$  是电压  $u_1$  输入电路的电流。

#### 2. 初级短路时的输出导纳 $y_{22}$

同理,初级短路时,初级边只留下一个短路电感  $L_1$ ,如图10所示。

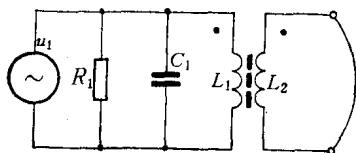


图9 P-P型电路的短路  
输入导纳计算电路

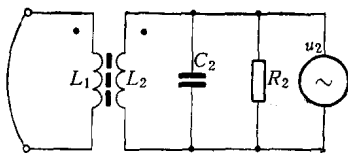


图10 P-P型电路的短  
路输出导纳计算电路