

上海电视大学物理系试用教材

无 綫 电 基 础

下 册

华东师范大学物理系陈涵奎、万嘉若、馬幼源編著

上 海 电 视 大 学

有些人說工作忙、沒有時間學習。我認為問題不在工作忙，而在于你愿不愿意學習，会不会挤時間。

要學習的時間是有的，問題是我們善不善于挤，愿不愿意钻。

一块好好的木板，上面一个眼也沒有，但釘子为什么能釘进去呢？这就是靠压力硬挤进去的，硬钻进去的。

由此看來，釘子有两个长处：一个是挤勁，一个是钻勁。我們在学习上，也要提倡这种“釘子”精神，善于挤和善于钻。

——摘自雷鋒日記——

分类 U3/284

编号

无锡市教师进修学院

江南大学图书馆



91249677

目 录

第五章 电子管整流器及滤波电路	1
5.1 半波整流器与全波整流器	1
5.2 桥式整流器	5
5.3 倍压整流器	6
5.4 电容滤波	7
5.5 L-形滤波	11
5.6 Π -形滤波	14
5.7 稳压器	15
第六章 电声仪器与扩音机	23
6.1 电声仪器	23
6.2 扩音机的线路分析	29
6.3 扬声器阻抗匹配	35
第七章 振荡器和脉冲电路	39
7.1 电子管振荡器	39
7.2 电子管振荡器的各种线路	43
7.3 电子耦合式振荡器	48
7.4 晶体振荡器	50
7.5 超高频振荡器	52
7.6 音频振荡器	53
7.7 锯齿形波发生器	57
7.8 多谐振荡器	60
7.9 触发电路	70
7.10 阻塞振荡器	75
7.11 限幅器	77
7.12 微分电路和积分电路	82

第八章 调制与檢波	90
8.1 調幅原理	90
8.2 弱訊号調幅	92
8.3 强訊号調幅	95
8.4 平衡調幅器	100
8.5 調頻和調相	101
8.6 調頻波的頻譜	104
8.7 調頻波的产生	108
8.8 弱訊号檢波	113
8.9 强訊号檢波	117
8.10 多极管檢波	123
8.11 調頻檢波	125
8.12 調頻波与調幅波的抗干扰性	129
第九章 接收机	135
9.1 广播接收机的类型	135
9.2 接收机的特性	140
9.3 超外差式接收机的綫路分析	143
9.4 超外差接收机的优缺点	156

第五章 电子管整流器及滤波电路

一切以交流供电的无线电设备和电子仪器，必具有一个将交流变为直流的所谓整流器，因为其中的电子管的板极、帘栅极和栅极均需要直流电压来进行工作。整流器有很多种，本章主要讨论的是利用电子管的单向导电性来进行整流的各种整流器，并着重研究平稳脉动直流的滤波电路特性。此外还论述了电子管稳压器等。

5.1 半波整流器与全波整流器

半波整流器的线路如图 5-1 所示，它是用了一只两极管 D 来进行整流，图中 R 是负载电阻。当变压器 T 的次级线圈的 a 端处于交流正半周时，两极管导电，负载 R 中便有电流通过，如图中箭头所示。反之，当 a 端处于交流负半周，两极管截止，负载中无电流。可见半波整流器的负载 R 中的电流是流一阵停一阵的脉动直流，如图 5-2 中的曲线所示，图中假设被整流的交流电压为正弦电压。

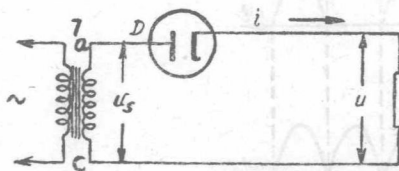


图 5-1 半波整流器的线路

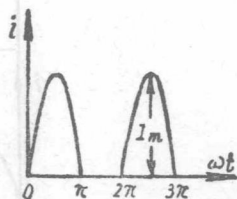


图 5-2 半波整流器负载电阻中的电流波形

半波整流器由于整流后的直流是断续的,脉动性太强,须用优良的滤波器加以平滑,所以不常采用。目前最常用的是全波整流器,如图 5-3 所示,它相当于两只半波整流器的组合,所以其中有两只两极管 D_1 和 D_2 ,实际中使用的是一只双两极管。当变压器次级线圈的 a 端为交流正半周时,两极管 D_1 导电而 D_2 截止。反之当 a 端为负半周时,即 b 端为正半周,此时 D_2 导电而 D_1 截止。 D_1 导电时的电流 i_1 和 D_2 导电时的电流 i_2 均沿同一方向在不同时间流经负载 R ,如图 5-4 中的曲线所示。

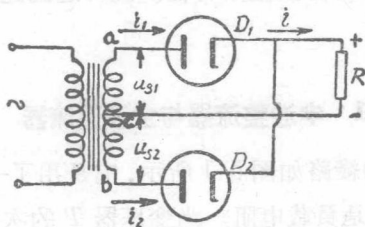


图 5-3 全波整流器线路

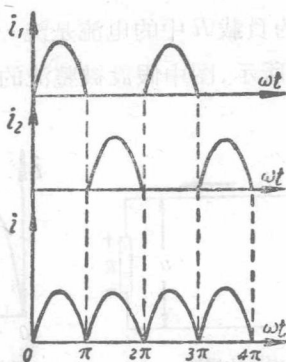


图 5-4 二极管 D_1 、 D_2 及电阻 R 中的电流波形

設变压器的輸出交流电压为:

$$\left. \begin{aligned} u_{s1} &= U_s \sin \omega t \\ u_{s2} &= -u_{s1} = U_s \sin (\omega t + \pi) \end{aligned} \right\} \quad (5-1)$$

两极管 D_1 、 D_2 及負載 R 中的电流 i_1 、 i_2 及 i 可用富里哀級数表示:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_m \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi} \cos 4\omega t - \dots \right) \\ i_2 &= i_1(\omega t + \pi) \\ &= I_m \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi} \cos 4\omega t \dots \right) \end{aligned} \right\} \quad (5-2)$$

$$i = i_1 + i_2 = I_m \left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega t \dots \right) \quad (5-3)$$

公式(5-2)中的第一項表示半波整流所得脉动电流中的直流成分,第二項則为其中的交流基波成分。可見交流基波的振幅比直流还强。同理式(5-3)的第一項則为全波整流所得脉动电流中的直流成分,第二項則为交流二次諧波成分,而交流基波成分不出現。由此可見全波整流的輸出直流比之半波整流要平稳得多。

电流 i_1 和 i_2 在負載 R 中是同向相加而构成电流 i , 可是在变压器的次級綫圈中則是反向相减,所以次級圈綫中的电流应为:

$$i_{\text{次}} = i_1 - i_2 = I_m \sin \omega t, \quad (5-4)$$

如果是理想变压器,因而在它的初級綫圈中的电流应为:

$$i_{\text{初}} = \frac{N_2}{N_1} i_{\text{次}} = \frac{N_2}{N_1} I_m \sin \omega t. \quad (5-5)$$

式中 N_1 与 N_2 表示初級綫圈与次級綫圈的匝数。所以全波整流时变压器次級及初級两綫圈中的电流均为正弦波形。可是在半波整流器的变压器中則不是这样,在次級綫圈中除了有各种頻率的交流成分以外还有直流成分,这直流成分易使鉄心磁化达到饱和。在初級綫圈中虽无直流成分,但交流的波形則非正弦形。为了避

免直流饱和，半波整流器中所用的电源变压器的铁芯截面往往比全波整流的大些。

整流器输出直流的脉动特性常用所谓波纹因数来表征。波纹因数的定义是：

$$\begin{aligned} \text{波纹因数 } r &= \frac{\text{负载中电流(或电压)的交流成分的有效值}}{\text{负载中电流(或电压)的直流成分}} = \\ &= \frac{I'_e}{I_0} = \frac{U'_e}{U_0} \end{aligned}$$

根据(5-2)式或(5-3)式，负载中的电流总是包括直流成分 I_0 和交流成分 i' 两部分。因此有：

$$i' = i - I_0$$

交流成分总和 i' 的有效值 I'_e 根据有效值定义应为：

$$I'_e = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i - I_0)^2 d\theta} = \sqrt{I_e^2 - 2I_0^2 + I_0^2} = \sqrt{I_e^2 - I_0^2} \quad (5-6)$$

因此波纹因数的表式应为：

$$r = \frac{\sqrt{I_e^2 - I_0^2}}{I_0} = \sqrt{\left(\frac{I_e}{I_0}\right)^2 - 1} \quad (5-7)$$

式(5-6)和(5-7)中的 I_e 为负载中总电流 i 的有效值，对全波整流来说，从有效值定义可得 I_e 之值为：

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i^2 d\theta} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_m \quad (5-8)$$

而从式(5-3)中的第一项可得 I_0 之值为：

$$I_0 = \frac{2}{\pi} I_m \quad (5-9)$$

将以上所得 I_e 与 I_0 之值代入(5-7)式中可算得全波整流器的波纹因数为 0.48。而照同法亦可算得半波整流器的波纹因数为 1.21。

由此亦可見全波整流输出的直流比半波整流要平稳得多。

上述全波或半波整流器在弱功率或小电流供电情况下总是采用真空二极管，但在输出强功率或大电流情况下常采用充气二极管，有的充以惰性气体氩，氖等，有的充汞蒸汽。当用充气二极管作半波或全波整流时，其线路和工作原理与真空二极管一样，并无区别。但是由于充气两极管的板流、板压特性与真空两极管不同，所以整流性能也不同。充气两极管不象真空两极管在正半周期内都能导电，必须外加电压超过它的着火电压时才能开始导电，当外加电压低于它的维持电压时导电便停止，气体两极管的导电时间是小于半个周期的，即板流的流通角小于 180° ，如图 5-5 所示。

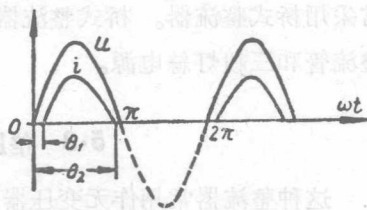


图 5-5 充气两极管半波整流器的输出电流波形

5.2 桥式整流器

桥式整流器的线路如图 5-6 所示，它可以不用次级线圈具有

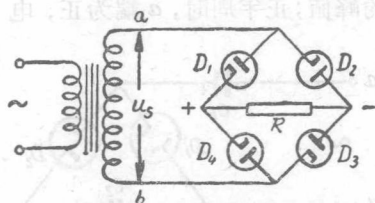


图 5-6 桥式整流器线路

中心抽头的电源变压器而改用四只两极管获得全波整流。通过负载 R 中的电流波形相同于图 5-4 中的曲线所示。桥式整流器的工作过程是这样的：当交流电压 U_s 为正半周时， D_1

及 D_3 导电，电流从电源变压器的 a 端流入 D_1 经过负载 R 再流入 D_3 回至 b 端；当 U_s 为负半周时， D_2 及 D_4 导电，而 D_1 及 D_3 则不

导电, 电流由 b 端流入 D_4 经过 R 再流入 D_2 回至 a 端。因此不论在正半周或负半周, 流经负载电阻 R 中的电流, 其方向总不变, 从 R 两端便可得到直流脉动的电压。

桥式整流器的效率及波紋因数均相同于前节全波整流的情形。但加在整流管两极间的反峰电压却比前述全波整流器要小一倍, 因此在同一反峰电压下, 采用桥式整流比采用全波整流线路可以获得约高一倍的直流电压输出, 所以一些强功率的发射机电源常采用桥式整流器。桥式整流器的缺点是结构较复杂, 需要四只整流管和三组灯丝电源。

5.3 倍压整流器

这种整流器常用作无变压器的接收机、电子射线示波管及偷射射线管的直流电源。它的特点是不用变压器可将較低的交流电压整流而得很高的直流电压。倍压整流器有双倍压、三倍压、四倍压等线路, 它们的输出直流电压近似地等于输入交流电压峰值的两倍、三倍、四倍等。

图 5-7 表示双倍压整流器的线路。当负半周时, b 端为正, 电流流经 D_1 使 C_1 充电至电源电压的峰值; 正半周时, a 端为正, 电

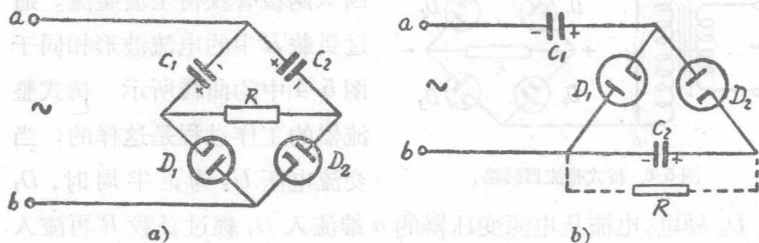


图 5-7 双倍压整流器线路

流经 D_2 使 C_2 充电, C_2 上的电压仍为交流电源电压的峰值, 由于 C_1 与 C_2 串联, 因而在 R 的两端得到近两倍交流峰值的直流电压输出。在图 5-7b 中, C_2 充电后亦可获得两倍交流峰值的电压, 这是因为电源电压与 C_1 的电压顺向串联加在 D_2 上的缘故。

图 5-8 所示的线路为能同时分别获得两倍压, 三倍压, 四倍压的整流器。它的工作原理是图 5-7b 线路的推广。二倍压由 C_2 输出, 三倍压由 C_1C_3 串联输出, 四倍压则由 C_2C_4 串联输出。如需获得五倍压, 六倍压等仍可对称地增加电容器和两极管。

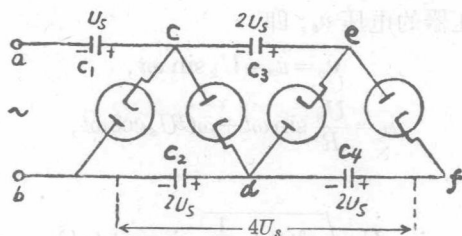


图 5-8 能同时获得二倍压, 三倍压, 四倍压的整流器

5.4 电容滤波

图 5-9 所示为一具有电容滤波的半波整流器线路, 即在图 5-1 的负载 R 上并联有一电容器。通过整流元件 D 的电流现应为:

$$i_D = i_o + i$$

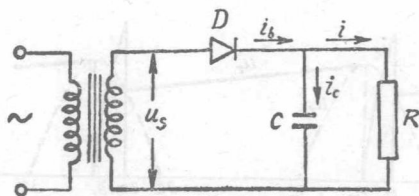


图 5-9 具有电容滤波的半波整流器线路

通过电容 C 及电阻 R 的电流分别为:

$$i_c = \frac{dq_c}{dt} = C \frac{du_c}{dt}, \quad (5-10)$$

$$i = \frac{u_c}{R}, \quad (5-11)$$

式中 u_c 和 q_c 为电容器上的瞬时电压和电荷。所以

$$i_b = i_c + i = \frac{U_c}{R} + C \frac{du_c}{dt}, \quad (5-12)$$

在整流器件导电的一段时间内,假如不考虑 D 上电压降的话,电压 u_c 便等于变压器的电压 u_s , 即

$$u_c = u_s = U_s \sin \omega t, \quad (5-13)$$

因而

$$i_b = \frac{U_s}{R} \sin \omega t + \omega C U_s \cos \omega t,$$

或写成:

$$i_b = U_s \sqrt{\omega^2 C^2 + \frac{1}{R^2}} \sin(\omega t + \psi). \quad (5-14)$$

其中:

$$\psi = \tan^{-1}(\omega CR), \quad (5-15)$$

公式(5-14)表示使用很大的电容器以增进滤波作用时,伴随着产生了通过 D 的强大脉冲电流,图 5-10 示出了电流 i_b 的波形及流通时间。如果 D 是一只真空二极管,由于它的内阻大以及电

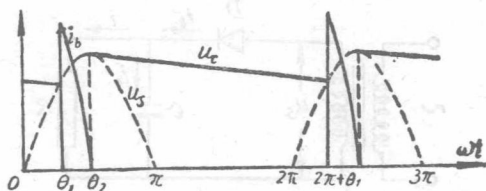


图 5-10 图 5-9 中的电压 u_s 和 u_c 以及电流 i_b 的波形

流受阴极温度的限制，这个强大脉冲电流还不致过大而引起整流器件的损坏。如果 D 是一只充气两极管，由于管的内阻小，管内导电电流有正离子参加，这样强大的电流就可能使电子管阴极遭到破坏，所以气体二极管整流不宜于使用电容输入滤波器。

当 D 停止导电时，即 $i_b = 0$ ，因而从 (5-12) 式可得：

$$C \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R} = 0$$

上式之解为：

$$u_c = A e^{-\frac{t}{RC}} \quad (5-16)$$

式 (5-16) 说明电容器在电子管截止期间将通过电阻 R 指数式放电。根据边界条件可以求得系数 A 和电子管流通角 θ_1 及 θ_2 的表式*：

$$A = U_s \sin \theta_2 e^{\frac{\theta_2}{\omega CR}} \quad (5-17)$$

$$\theta_2 = \pi - \psi = \pi - \operatorname{tg}^{-1} \omega CR \quad (5-18)$$

$$\theta_1 = \sin(\pi - \psi) e^{-\frac{\pi + \theta_1 + \psi}{\omega CR}} \quad (5-19)$$

可见流通角 θ_1 、 θ_2 仅与 ω 、 C 、 R 之值有关。

用电容滤波的整流器，其输出电压波形应该是由一段正弦形（由 5-13 式决定）和一段指数形（由式 5-16 决定）联成，如图 5-10 中曲线所示。要对这种波形的电压求波纹因数将是很复杂的。实际上，可以用近似的方法来研究这些问题，因为根据示波器的观察，负载端的电压（即 u_c ）的波形，可以近似地当作是两直线 $\overline{ab}$ 和 $\overline{bc}$ 所组成的三角形波（图 5-11）。如电容器的放电电压降落以 U_r 表示，由图可得负载电压的平均值即直流电压应为：

* 见华东师范大学电子学教研组编“无线电电子学”第一册 230 页。

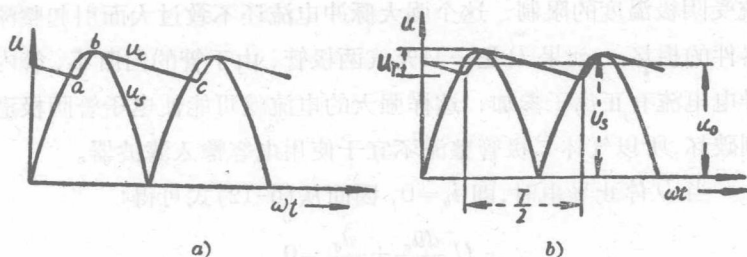


图 5-11 全波整流时电容滤波的输出电压波形

$$U_0 = U_s - \frac{U_r}{2} \quad (5-20)$$

而三角形脉动电压的有效值为：

$$U'_e = \frac{U_r}{2\sqrt{3}}, \quad (5-21)$$

电容器的放电电压降，根据电学公式 $Q = CV$ 可近似地写为：

$$U_r = \frac{\Delta Q}{C} \approx \frac{I_0 \frac{T}{2}}{C} = \frac{I_0}{2fC}, \quad (5-22)$$

式中 ΔQ 为对应于放电电压降 U_r 的电荷变量， T 为交流电源的周期， f 为交流电源的频率， I_0 为负载中电流的平均值（即直流），因此输出电压的波纹因数为：

$$r = \frac{U'_e}{U_0} = \frac{U_r}{2\sqrt{3}U_0} = \frac{I_0}{4\sqrt{3}fCU_0} = \frac{1}{4\sqrt{3}fCR} \quad (5-23)$$

上式指出，波纹因数随负载电阻及滤波电容成反比变化，当无负载时（ $R = \infty$ ），波纹因数为零。代(5-22)式入(5-20)式得输出直流电压为：

$$U_0 = U_s - \frac{I_0}{4fC} \quad (5-24)$$

上式指出輸出直流电压与电流是綫性关系而且說明电容 C 愈小电压調整率愈差。电压調整率是当負載由空載到滿載时輸出电压变化的百分数。

5.5 L-形滤波器

图 5-12 为一 L-形滤波器，它是由一电感 L 和电容 C 組成，图中 R 为負載。由于电感 L 与負載 R 串联，所以 L 的接入能削弱 R 中的交流成分。設全波整流器的輸出(如图 5-4 所示)电压加在滤波器的輸入端 ab 。这电压仿照(5-3)式应为：

$$u = U_s \left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega t - \dots \right) \quad (5-25)$$

它的交流成分(只取二項)在滤波器中产生的交流电流主要流过 LC 串联电路(設 $X_C \ll R$ 和 $X_L \gg R$)，而它的直流成分 U_0 (第一項)产生的直流电流只通过 LR 串联电路。因此 L, C 中交流电流的有效值近似地等于：

$$I'_e \approx \frac{4U_s}{3\sqrt{2}\pi} \cdot \frac{1}{X_L} = \frac{\sqrt{2}}{3} \left(\frac{2U_s}{\pi} \right) \frac{1}{X_L} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_0 \frac{1}{X_L}$$

因而电容两端(即 R 两端)的交流电压有效值

$$U'_e \cong \frac{\sqrt{2}}{3} U_0 \frac{X_C}{X_L},$$

所以輸出电压的波紋因数为：

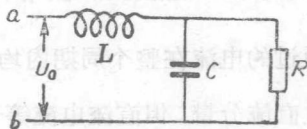


图 5-12 L-型滤波器綫路

$$r = \frac{U'_e}{U_0} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{X_c}{X_L} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{4\omega^2 LC}, \quad (5-26)$$

如电源频率为 50 赫, L 以亨利计, C 以微法计, 则

$$r = \frac{1.19}{LC}. \quad (5-27)$$

从上式可知: 电感 L 与电容 C 数值越大, 则输出电压的波紋因数越小。

上面的分析是假定在整个周期的任一時間均不发生电流 (电子管中) 被截止的情况, 可是当电感为零时或电感 L 不足时 (小于某一临界电感 L_c) 电流截止的情况就存在, 图 5-13 说明这种情形。

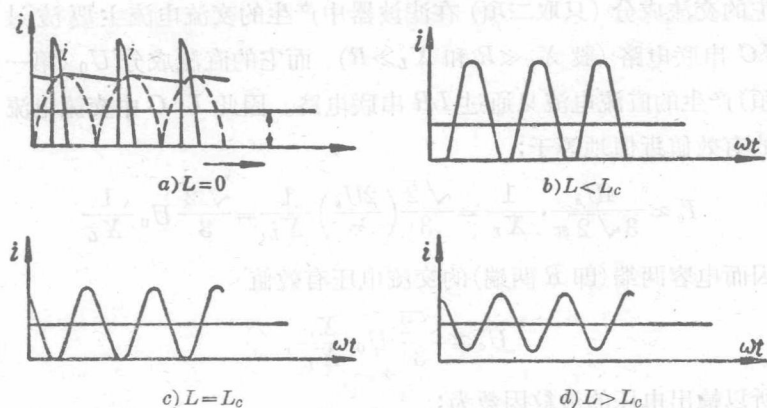


图 5-13 在全波整流用 L -型滤波时的电子管中电流的波形

假如整流管中通过的电流在整个周期內均不間断, 則交流电流的峰值将不会超过直流分量。但直流电流等于 $\frac{U_0}{R}$, 而交流电流的峰值仿照式 (5-25) 应为:

$$\frac{4U_s}{3\pi} \cdot \frac{1}{X_L} = \frac{2U_0}{3} \cdot \frac{1}{X_L}, \quad (5-28)$$

因此在整个周期内，当管中电流不中断时，必须有下列关系式成立：

$$\frac{U_0}{R} \geq \frac{2U_0}{3} \cdot \frac{1}{X_L}, \quad (5-29)$$

或

$$X_L \geq \frac{2R}{3}.$$

从上式可以很容易求得临界电感的数值：

$$L_c = \frac{2R}{3\omega}. \quad (5-30)$$

为了满足上式的关系，习惯上常用一所谓“泄放电阻”跨接在负载上。图 5-14 为 L 型滤波器输出直流电压 U'_0 与交流电源峰压 U_s 的比值，对线圈电感量 L 的关系曲线。从曲线可知，当 $L=0$ 时，有 $U'_0=U_s$ ，即电容滤波。当电感渐渐增大时，电压 U_0 逐渐减小，当 $L=L_c$ 时，有 $U'_0=\frac{2}{\pi}U_s=U_0$ ，当 $L>L_c$ 时，电压 U_0 并无多大变化，只是由于线圈直流电阻的加大而略有下降。

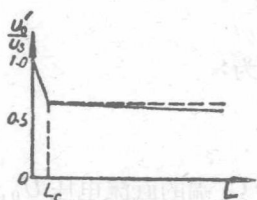


图 5-14 L-型滤波器 $\frac{U'_0}{U_s}$ 与 L 的关系

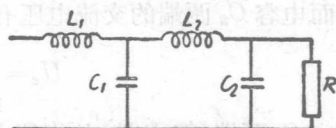


图 5-15 二級 L-型滤波器线路

下面就来研究一下多级滤波电路的问题，图 5-15 为一两级 L-型滤波器，它的波纹因数可仿照上面方法求出为：