

[美] J.L. 希尔本 D.E. 约翰逊 著

内容摘要

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

本书介绍了一种用图表法设计有源滤波器的方法，既简单又实用，不必作任何计算，只要根据技术要求选择适当的图表便可查出电路的元件数值。这种滤波器可以采用运算放大器及标准系列元件构成。

本书共分六章，分别介绍：1. 低通滤波器；2. 高通滤波器；3. 带通滤波器；4. 带阻滤波器；5. 相移及延迟滤波器。每种设计都有实例说明过程，并附有照片显示电路特性。

本书简明扼要，易于易做。对电子线路设计人员、实验工作者及大专院校师生都有实用价值。

Manual of Active Filter Design

John L. Hilburn David E. Johnson

McGraw Hill, Inc., 1973

有源滤波器设计手册

(美) J. L. 希尔本 D. E. 约翰逊 著

徐锦云 沈勃文 译

凌成枝 校

地质部书刊编辑室编辑

地质出版社出版

(北京西四)

地质印刷厂印刷

(北京安德路 47 号)

新华书店北京发行所发行·各地新华书店经售

开本：850×1168¹/₃₂·印张：5¹/₂·字数：146,000

1980年11月北京第一版·1980年11月北京第一次印刷

印数1—4,500册·定价1.10元

统一书号：15038·新600

使用集成电路运算放大器和少量元件来构成各种有源滤波器的历史并不长，尤其在我国的只是近几年的事。这种有源滤波器具有许多优点：滤波性能优良，便于调整，特别适合频率较低的情况，价格低，体积小。在国外已广泛地应用于各种电子仪器中。在我国随着集成电路运算放大器的大量生产，这种滤波器的应用也必将日益广泛。

本《手册》介绍了用查阅图表来设计有源滤波器的实用而简单的方法。一般有源滤波器的理论与制作都较复杂，必须进行繁琐的计算，使应用受到了一定的限制。而本书所提供的则是一种不必进行任何计算，只要根据技术要求查阅图表便可进行设计的高效方法。本书共六章，各种滤波器分章讨论，用实例来说明设计步骤并附有照片显示电路的特性。各章结尾都有设计步骤概要及大量图表。由于它们都很完整，有独立性，所以在设计某种滤波器时，不需要通读全文。本书对电子线路设计人员、实验工作者及大专院校师生都有实用价值。

希望本书的出版能对推广使用新技术有所裨益。

目 录

第一章 绪论	1
1.1 有源滤波器.....	1
1.2 运算放大器.....	1
1.3 电阻与电容.....	2
第二章 低通滤波器	4
2.1 基本电路和方程.....	4
2.2 低通勃脱华斯滤波器.....	6
2.3 二阶低通勃脱华斯滤波器.....	7
2.4 低通契比雪夫滤波器.....	9
2.5 二阶低通契比雪夫滤波器.....	9
2.6 四阶低通勃脱华斯和契比雪夫滤波器.....	11
二阶低通滤波器的设计步骤提要.....	12
四阶低通滤波器的设计步骤提要.....	33
第三章 高通滤波器	49
3.1 基本电路和方程.....	49
3.2 二阶高通滤波器.....	50
3.3 四阶高通滤波器.....	51
二阶高通滤波器的设计步骤提要.....	52
四阶高通滤波器的设计步骤提要.....	74
第四章 带通滤波器	90
4.1 二阶带通滤波器的基本电路和方程.....	90
4.2 二阶 VCVS 带通滤波器.....	90
4.3 二阶多路反馈带通滤波器.....	92
4.4 二阶正反馈带通滤波器.....	93

4.5 高阶带通滤波器	95
二阶VCVS带通滤波器的设计步骤提要($Q \leq 4$)	97
二阶多路反馈带通滤波器的设计步骤提要($Q \leq 10$)	104
二阶正反馈带通滤波器的设计步骤提要($Q \leq 40$)	122
高阶带通滤波器的设计步骤提要	131
第五章 带阻滤波器	132
5.1 基本电路和方程	132
带阻滤波器的设计步骤提要	134
第六章 相移和时间延迟滤波器	148
6.1 全通滤波器	148
6.2 恒定时间延迟滤波器或贝塞尔滤波器	151
全通(相移)滤波器的设计步骤提要	153
贝塞尔滤波器(恒定时间延迟滤波器)的设计步骤提要	166
参考文献	173

设计图表目录

图表

2.10(a)	K (参数) $\sim f$ (频率) 曲线	($f_c=1\sim 10^2$ 赫)
2.10(b)	" "	($f_c=10^2\sim 10^4$ 赫)
2.10(c)	" "	($f_c=10^4\sim 10^6$ 赫)
2.11	二阶低通勃脱华斯滤波器	(增益=2)
2.12	" "	(增益=4)
2.13	" "	(增益=6)
2.14	" "	(增益=8)
2.15	" "	(增益=10)
2.16	二阶低通契比雪夫滤波器	(1/2 分贝, 增益=2)
2.17	" "	(1/2 分贝, 增益=6)
2.18	" "	(1/2 分贝, 增益=10)
2.19	" "	(1 分贝, 增益=2)
2.20	" "	(1 分贝, 增益=6)
2.21	" "	(1 分贝, 增益=10)
2.22	" "	(2 分贝, 增益=2)
2.23	" "	(2 分贝, 增益=6)
2.24	" "	(2 分贝, 增益=10)
2.25	" "	(3 分贝, 增益=2)
2.26	" "	(3 分贝, 增益=6)
2.27	" "	(3 分贝, 增益=10)
2.28	四阶低通勃脱华斯滤波器	(增益=4)
2.29	" "	(增益=36)
2.30	" "	(增益=100)

2.31	四阶低通契比雪夫滤波器	(1/2分贝, 增益=4)
2.32	" "	(1/2分贝, 增益=36)
2.33	" "	(1/2分贝, 增益=100)
2.34	" "	(1分贝, 增益=4)
2.35	" "	(1分贝, 增益=36)
2.36	" "	(1分贝, 增益=100)
2.37	" "	(2分贝, 增益=4)
2.38	" "	(2分贝, 增益=36)
2.39	" "	(2分贝, 增益=100)
2.40	" "	(3分贝, 增益=4)
2.41	" "	(3分贝, 增益=36)
2.42	" "	(3分贝, 增益=100)
3.6(a)	K (参数) $\sim f$ (频率)曲线	($f_c=1\sim 10^2$ 赫)
3.6(b)	" "	($f_c=10^2\sim 10^4$ 赫)
3.6(c)	" "	($f_c=10^4\sim 10^6$ 赫)
3.7	二阶高通勃脱华斯滤波器	(增益=1)
3.8	" "	(增益=2)
3.9	" "	(增益=4)
3.10	" "	(增益=6)
3.11	" "	(增益=8)
3.12	" "	(增益=10)
3.13	二阶高通契比雪夫滤波器	(1/2分贝, 增益=2)
3.14	" "	(1/2分贝, 增益=6)
3.15	" "	(1/2分贝, 增益=10)
3.16	" "	(1分贝, 增益=2)
3.17	" "	(1分贝, 增益=6)
3.18	" "	(1分贝, 增益=10)
3.19	" "	(2分贝, 增益=2)
3.20	" "	(2分贝, 增益=6)

3.21	二阶高通契比雪夫滤波器	(2分贝, 增益=10)
3.22	" "	(3分贝, 增益=2)
3.23	" "	(3分贝, 增益=6)
3.24	" "	(3分贝, 增益=10)
3.25	四阶高通勃脱华斯滤波器	(增益=4)
3.26	" "	(增益=36)
3.27	" "	(增益=100)
3.28	四阶高通契比雪夫滤波器	(1/2分贝, 增益=4)
3.29	" "	(1/2分贝, 增益=36)
3.30	" "	(1/2分贝, 增益=100)
3.31	" "	(1分贝, 增益=4)
3.32	" "	(1分贝, 增益=36)
3.33	" "	(1分贝, 增益=100)
3.34	" "	(2分贝, 增益=4)
3.35	" "	(2分贝, 增益=36)
3.36	" "	(2分贝, 增益=100)
3.37	" "	(3分贝, 增益=4)
3.38	" "	(3分贝, 增益=36)
3.39	" "	(3分贝, 增益=100)
4.11(a)	K (参数) $\sim f$ (频率)曲线	($f_0=1\sim 10^2$ 赫)
4.11(b)	" "	($f_0=10^2\sim 10^4$ 赫)
4.11(c)	" "	($f_0=10^4\sim 10^6$ 赫)
4.12	VCVS 带通滤波器	($Q=2\sim 4.6$)
4.13	" "	($Q=3\sim 6.9$)
4.14	" "	($Q=4\sim 9.2$)
4.15	多路反馈带通滤波器	($Q=2$, 增益=2)
4.16	" "	($Q=3$, 增益=2)
4.17	" "	($Q=4$, 增益=2)
4.18	" "	($Q=5$, 增益=2)

4.19	多路反馈带通滤波器	($Q=6$, 增益=2)
4.20	" "	($Q=7$, 增益=2)
4.21	" "	($Q=8$, 增益=2)
4.22	" "	($Q=10$, 增益=2)
4.23	" "	($Q=2$, 增益=6)
4.24	" "	($Q=4$, 增益=6)
4.25	" "	($Q=6$, 增益=6)
4.26	" "	($Q=8$, 增益=6)
4.27	" "	($Q=10$, 增益=6)
4.28	" "	($Q=4$, 增益=10)
4.29	" "	($Q=6$, 增益=10)
4.30	" "	($Q=8$, 增益=10)
4.31	" "	($Q=10$, 增益=10)
4.32	正反馈带通滤波器	($Q=15$, 增益=4)
4.33	" "	($Q=20$, 增益=4)
4.34	" "	($Q=30$, 增益=4)
4.35	" "	($Q=40$, 增益=4)
4.36	" "	($Q=15$, 增益=10)
4.37	" "	($Q=20$, 增益=10)
4.38	" "	($Q=30$, 增益=10)
4.39	" "	($Q=40$, 增益=10)
5.4(a)	K (参数) $\sim f$ (频率)曲线	($f_0=1\sim 10^2$ 赫)
5.4(b)	" "	($f_0=10^2\sim 10^4$ 赫)
5.4(c)	" "	($f_0=10^4\sim 10^6$ 赫)
5.5	带阻滤波器	($Q=2$)
5.6	" "	($Q=3$)
5.7	" "	($Q=4$)
5.8	" "	($Q=5$)
5.9	" "	($Q=6$)

5.10	带阻滤波器	($Q=7$)
5.11	" "	($Q=8$)
5.12	" "	($Q=10$)
5.13	" "	($Q=15$)
6.7(a)	K (参数) $\sim f$ (频率)曲线	($f_0=1\sim 10^2$ 赫)
6.7(b)	" "	($f_0=10^2\sim 10^4$ 赫)
6.7(c)	" "	($f_0=10^4\sim 10^6$ 赫)
6.8	全通(相移)滤波器	($\phi=\pm 10^\circ$)
6.9	" "	($\phi=\pm 20^\circ$)
6.10	" "	($\phi=\pm 30^\circ$)
6.11	" "	($\phi=\pm 40^\circ$)
6.12	" "	($\phi=\pm 50^\circ$)
6.13	" "	($\phi=\pm 60^\circ$)
6.14	" "	($\phi=\pm 70^\circ$)
6.15	" "	($\phi=\pm 80^\circ$)
6.16	" "	($\phi=\pm 90^\circ$)
6.17(a)	T_d (延迟时间) $\sim f$ (频率)曲线	($f_0=1\sim 10^2$ 赫)
6.17(b)	" "	($f_0=10^2\sim 10^4$ 赫)
6.17(c)	" "	($f_0=10^4\sim 10^6$ 赫)
6.18	贝塞尔(恒定时间延迟)滤波器	(增益=2)
6.19	" "	(增益=6)
6.20	" "	(增益=10)

第一章 绪 论

1.1 有源滤波器

滤波器是一种能够通过某些频率信号，抑制或衰减另一些频率信号的装置。无源滤波器是由电感、电容及电阻构成的。但是，由于受到尺寸和实际性能的限制，电感在某些频率范围是不适用的。因此，近几年来有一种趋向，即用能模拟电感效应的有源器件来代替电感。随着有源器件的小型化，它在价格上已与电感不相上下，甚至在许多情况下比电感更为便宜。所以，这种趋向正在不断加快。

本手册介绍了用标称系列元件构成各种有源滤波器的简便方法。这些滤波器具有规定的滤波特性。这里所用的有源器件是集成电路运算放大器，我们将在下一节作简单的介绍。每种类型的滤波器都附有设计图表，设计人员可以根据技术要求简便地选择合适的图表，然后查出电路的各元件值。本书对每种滤波器都提供了大量的参考资料，可供对理论细节感兴趣的设计人员查阅。使用本手册时，仅需参阅各章末尾所附图表前的设计步骤提要即可。

1.2 运算放大器

构成有源滤波器的基本元件是运算放大器，它的符号如图 1.1 所示。图上只表示出三个端：反相输入端(-)、同相输入端(+)

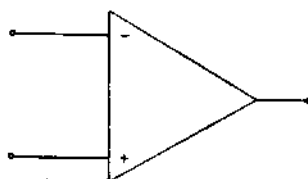


图 1.1 差分运算放大器

与输出端。然而，实际的运算放大器是一种多端器件。其他各端，一般说来包括电源连接端、频率补偿端和失调调整端，是由制造厂规定的。

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

们所举的各例都使用了误差为5%的炭合成电阻,因为这种电阻最经济实用。如果滤波性能要求很高,或者温度特性很重要,那么可以采用金属膜电阻或线绕电阻。

关于电容,陶瓷圆片电容是很普通而又便宜的一种,多应用在对要求不高的滤波器上。常用而又合适的是聚酯薄膜电容。我们所举的各例中,大多采用这种电容。对性能要求很高的滤波器,最好选用聚苯乙烯电容和聚四氟乙烯电容。

对电阻电容的深入讨论,读者可参考文献[2]的317—319页。

第二章 低通滤波器

2.1 基本电路和方程

低通滤波器是一种能通过低频信号，抑制或衰减高频信号的装置。它的特性可以用振幅响应曲线来表示，这就是传递函数 $H(s)$ 的振幅 $|H(j\omega)|$ 对频率 ω (弧度/秒) 或 f (赫) 的变化曲线。这里 $\omega = 2\pi f$ 。在任何情况下，我们都令 $H(s) = V_2(s)/V_1(s)$ ，式中 V_2 是输出电压， V_1 是输入电压。举例如图 2.1 所示，图中虚线所表示的响应曲线是理想情况，而实线所表示的则是接近理想的实际情况。 ω_c 为截止频率(或用赫为单位，则 $f_c = \omega_c/2\pi$)，它的定义是该点所对应的振幅 $|H(j\omega)|$ 为最大值的 $1/\sqrt{2}$ ($=0.707$) 倍，图中最大值以 A 表示。通带范围为 $0 \leq \omega \leq \omega_c$ ，阻带范围为 $\omega > \omega_c$ 。

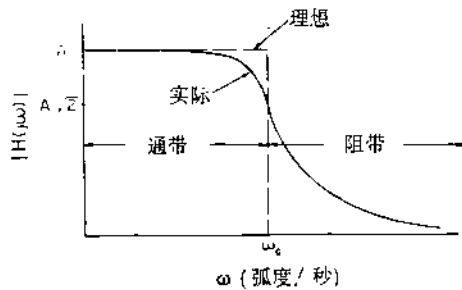


图 2.1 低通振幅响应

另外，振幅响应也可以绘成用分贝(dB)表示的振幅(以 α 表示)对频率 ω (或 f) 或对 $\log \omega$ (或 $\log f$) 的变化曲线。如图 2.2 所示，截止频率所对应的 α 为 -3 分贝。

近似于理想的二阶低通滤波器可用下述传递函数来表示：

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{K}{s^2 + \alpha s + \bar{b}} \quad (2.1)$$

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

图 2.3 的分析表明,要得到(2.1)式,必须:

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{\mu}{R_1 R_2 C C_1} \\
 a &= \frac{1}{R_2 C_1} (1 - \mu) + \frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C} \\
 b &= \frac{1}{R_1 R_2 C C_1}
 \end{aligned} \quad (2.2)$$

式中 $\mu = 1 - \frac{R_1}{R_3}$, μ 值是这个 VCVS 网络的增益,而且因为 $K/b = \mu$,所以它也是滤波器的增益。

低通滤波器的类型有很多,最常用的两种是勃脱华斯(Butterworth)和契比雪夫(Chebyshev)型。下面几节中我们将对这两类滤波器予以简要说明,并提出简单的设计方法。

2.2 低通勃脱华斯滤波器

低通勃脱华斯滤波器是接近理想的低通滤波器,具有较平坦的通带特性[16],[17]。它的振幅响应是:

$$|H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}} \quad (2.3)$$

式中 n 是滤波器阶数。从图 2.4 的曲线中可以看出,滤波器的特性随着 n 的增加而改善。我们将在 2.3 节和 2.6 节中分别研究 $n=2$ 和 $n=4$ 的情况。

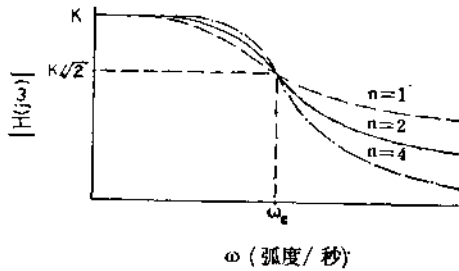


图 2.4 勃脱华斯振幅响应

勃脱华斯滤波器的优点是在通带中具有所谓最大的平坦单调

响应。但是,它的截止特性次于在 2.4 节中要研究的契比雪夫滤波器。例如图 2.4 中,对于较高的频率,振幅大约以 $-20n$ 分贝/十倍频程的速率衰减[16],这与契比雪夫滤波器相比是较差的(十倍频程是指一个频率为另一个频率的 10 倍时,它们之间的间隔)。

2.3 二阶低通勃脱华斯滤波器

我们用图 2.3 设计一个二阶低通勃脱华斯滤波器,并对给定的截止频率 f_c 求出电容 C 和 C_1 , 电阻 R_1, R_2, R_3, R_4 的实际数值,以满足(2.2)式。

为了简化设计,我们制成了一些图表,按下述的方法可以用来查得电容和电阻值。我们可以在图 2.10a、b 或 c 中找出给定的 f_c 。当 f_c 在 1 赫与 10^2 赫之间,选用图 2.10a; 在 10^2 赫与 10^4 赫之间,用图 2.10b; 在 10^4 赫与 10^6 赫之间,用图 2.10c。一旦确定了 f_c 的位置后,我们可以在图上的各标称电容值中选择一个电容 C , 然后就能从图上求得一个 K 参数的值。现在我们来求电容 C_1 和各电阻的值。图 2.11 至 2.15 就是用来求二阶低通勃脱华斯滤波器的这些值的。如果要使滤波器的增益为 2, 就用图 2.11。从图中可以查得与已知的 K 参数相对应的各电阻值和电容 C_1 的值; 该图中 C_1 等于 C 。当增益为 4、6、8、10 时,可用图 2.12 至图 2.15, 以同样的方法求得电阻和 C_1 ; 如图所示, C_1 一般等于 C , 而在增益较高时则 C_1 又等于 $2C$ (我们没有把增益大于 10 包括在内, 因为在这种情况下元件数值范围很大, 且灵敏度很高[2])。最后, 我们选择尽可能接近图表指示值的标称系列电阻来制作电路。

概括说来, 在这些曲线中我们可以在 1 赫至 10^6 赫范围内选择 f_c , 选择一个标称系列的电容 C , 选择一个数值为 2、4、6、8、10 的增益, 并用标称系列的 C_1 与实用的电阻值构成图 2.3 所示的二阶低通勃脱华斯滤波器。再补充一点, 假如要把截止频率从一个值变到另一个值, 只要简单地在图 2.10a、b 或 c 中选择新截止频率的电容值来改变电路中的电容, 而不必改变 K 参数值。

举例来说, 假定我们需要 f_c 为 1000 赫, 从图 2.10b 中可以看

出,选择 C 的范围可以从0.001微法到0.1微法。如果我们把一个可以利用的0.01微法的电容器作为 C ,从图中就可以定出 K 参数为10。再假定我们要求滤波器网络的增益为6,那末可以用图2.13,对于 K 参数为10时,求得 $R_1=6.2$ 千欧, $R_2=20.7$ 千欧, $R_3=32$ 千欧, $R_4=160$ 千欧,以及 $C_1=2C=0.02$ 微法。6.2千欧,20千欧,33千欧和160千欧是非常接近计算值的标称系列电阻的。用误差为5%的标称系列元件和运算放大器 $\mu A741$ 构成的滤波器,其响应特性如图2.5所示。实际结果是 $f_c=976$ 赫,增益为5.9。图中,振幅响应是从0赫开始的,每格代表500赫。

有关电路元件的具体建议将在本章后面的二阶滤波器的设计步骤提要中提出。

最后应当注意,图中的曲线是用对数坐标绘制的,所以在读数时应该特别当心这一点。例如,如果在前面的例子中我们选 $C=0.002$ 微法,从图2.10b中可得到 $K=50$ 。在10和 10^2 之间的小字5是代表50。如果选 $C=0.03$ 微法,则 $K=3.35$ 。如用 $f_c=2000$

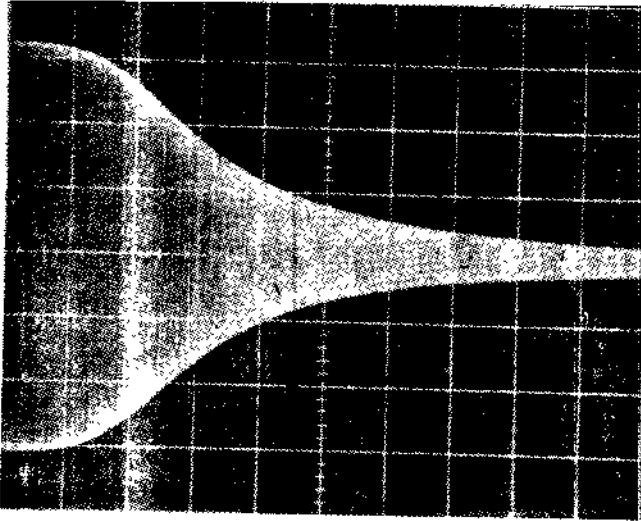


图 2.5 一个二阶低通勃脱华斯响应

http://www.elecfans.com 电子发烧友 http://bbs.elecfans.com 电子技术论坛
 赫代替 1000 赫, 则 2000 赫位于横轴 10^3 和 10^4 之间的小字 2 上,
 于是 $C = 0.003$ 微法时得 $K = 16.3$ 。

2.4 低通契比雪夫滤波器

低通契比雪夫滤波器具有振幅响应[17]:

$$|H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_c)}} \quad (2.4)$$

式中 ϵ 是常数, C_n 是 n 阶第一类契比雪夫多项式。响应曲线在通带中呈现波动, 它的数目取决于 n , 如图 2.6 所示。

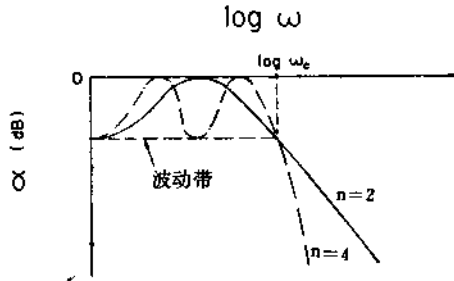


图 2.6 契比雪夫滤波器响应

波动的幅度由 ϵ 来决定, 并可用来表征滤波器。例如一个 1/2 分贝的低通契比雪夫滤波器, 它的响应的波动幅度就是 1/2 分贝。图中 ω_c (或 f_c) 也可称为截止频率, 不过这里截止频率的意义是指波动带的终端频率。对于 3 分贝的契比雪夫滤波器, ω_c 才是惯常意义上的截止点。一般说来, 截止点与这里所说的 ω_c 有一定关系, 这种关系我们将在 2.5 节和 2.6 节分别介绍二阶和四阶滤波器时予以具体说明。

与勃脱华斯滤波器相比较, 契比雪夫滤波器的缺点是在通带中有波动产生。但是从截止特性来看, 这种滤波器是由 (2.1) 式定义的各种类型滤波器中最好的一种[18]。例如在通带外, 契比雪夫滤波器 α 比勃脱华斯滤波器低约 $3(n-1) + 20\text{tg}\epsilon$ 分贝[16]。

2.5 二阶低通契比雪夫滤波器

由于契比雪夫和勃脱华斯二阶滤波器的传递函数的区别仅仅

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

率(指波动带的终端频率)是 2841 赫,增益是 2,波动幅度 1.16 分贝。图中标度为 500 赫/格。

2.6 四阶低通勃脱华斯和契比雪夫滤波器

如图 2.8 所示,把两个图 2.3 那样的网络串联起来就能得到四阶低通勃脱华斯或契比雪夫滤波器。求实际电阻和电容数值的步骤是与 2.3 节叙述的求二阶勃脱华斯滤波器的步骤相同的,当然,参数要多一些。

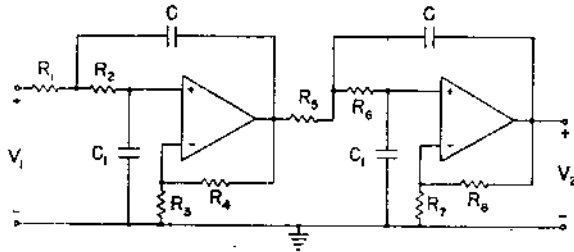


图 2.8 四阶低通滤波器

我们来求一个 $f_c = 1000$ 赫,增益为 36 的四阶 3 分贝的低通

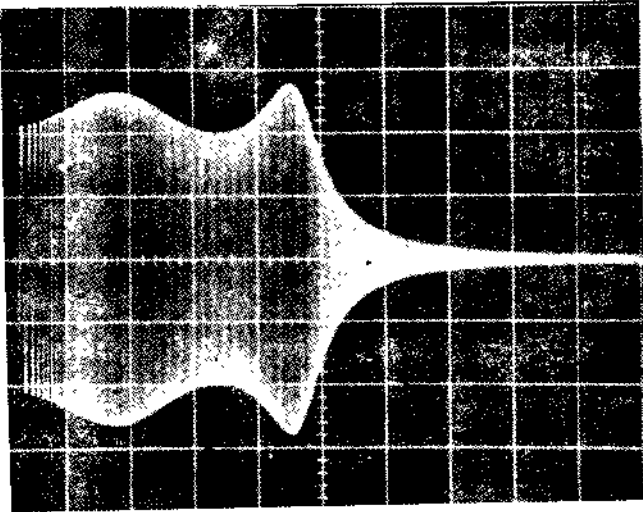


图 2.9 一个四阶低通契比雪夫响应

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

止频率 f_c 便要乘以 k , 那末电阻仍可保持不变。这种变化电容的方法可以在 f (频率) $\sim K$ (参数) 图表中用插入法来完成。

如所用的运算放大器输入电阻很低(小于 250 千欧), K 值取 1 到 10 时效果最好; 对于较高的输入电阻(如 1 兆欧), K 值可以达到 25; 对于很高的输入电阻, 例如场效应管运算放大器, 在大多数情况下 K 值可高达 100。

图表上 R_3 和 R_4 的值是根据运算放大器的直流失调减至最小来决定的。 R_3 和 R_4 也可取其它的数值, 只要比率 R_4/R_3 与图表给出的数值的比率相同。采用误差为 5% 的标称元件能满足一般

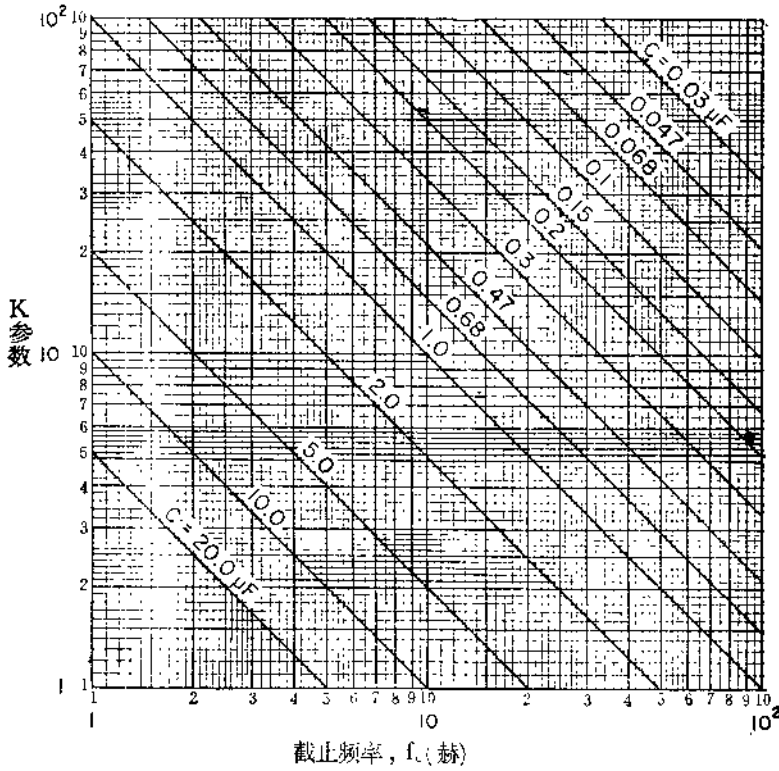


图 2.10a K (参数) $\sim f$ (频率) 曲线

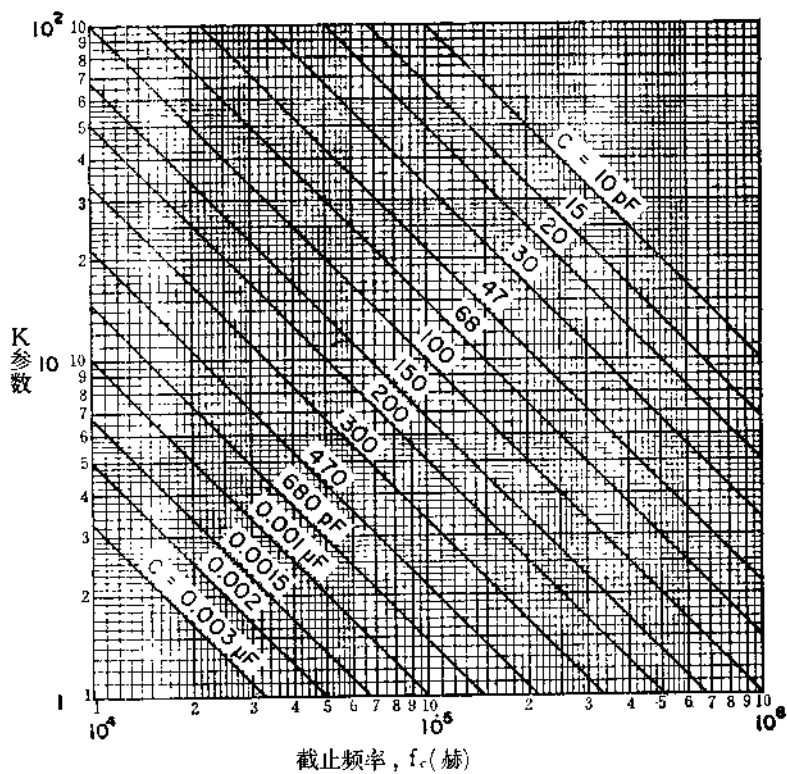


图 2.10c K(参数)~f(频率)曲线

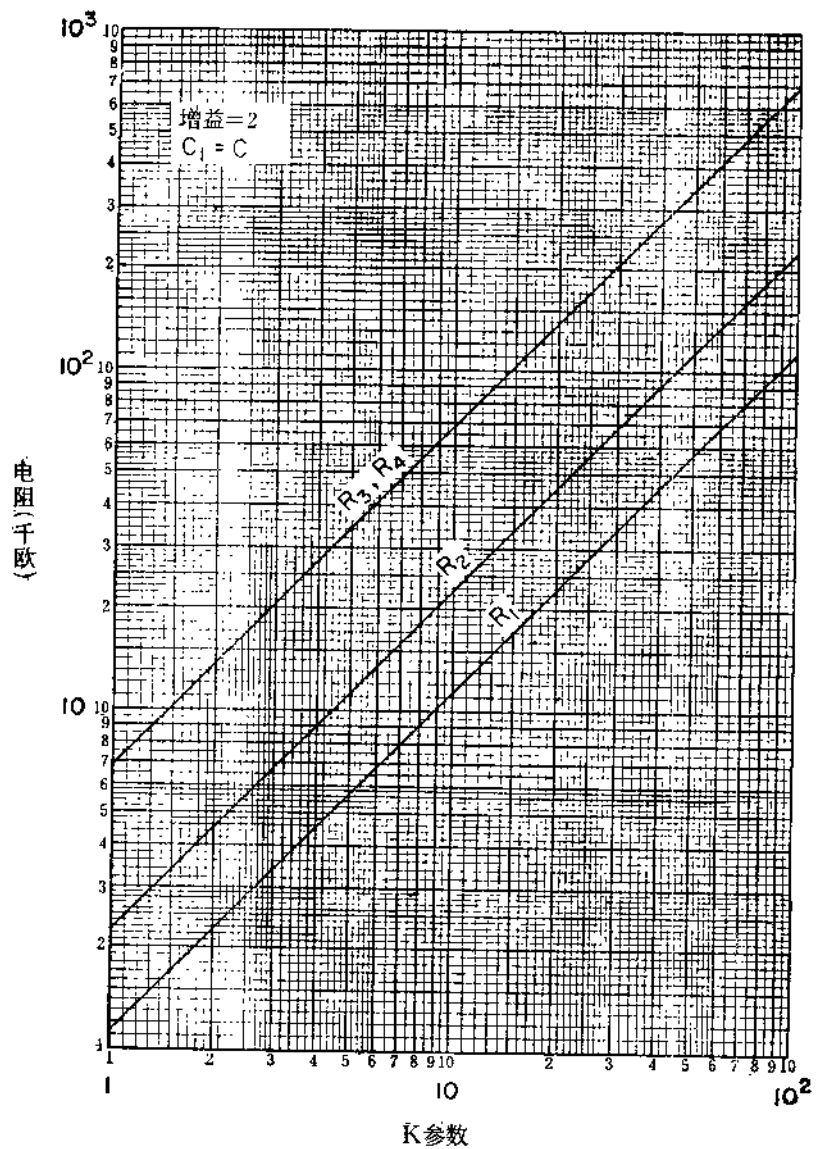


图 2.11 二阶低通勃脱华斯滤波器

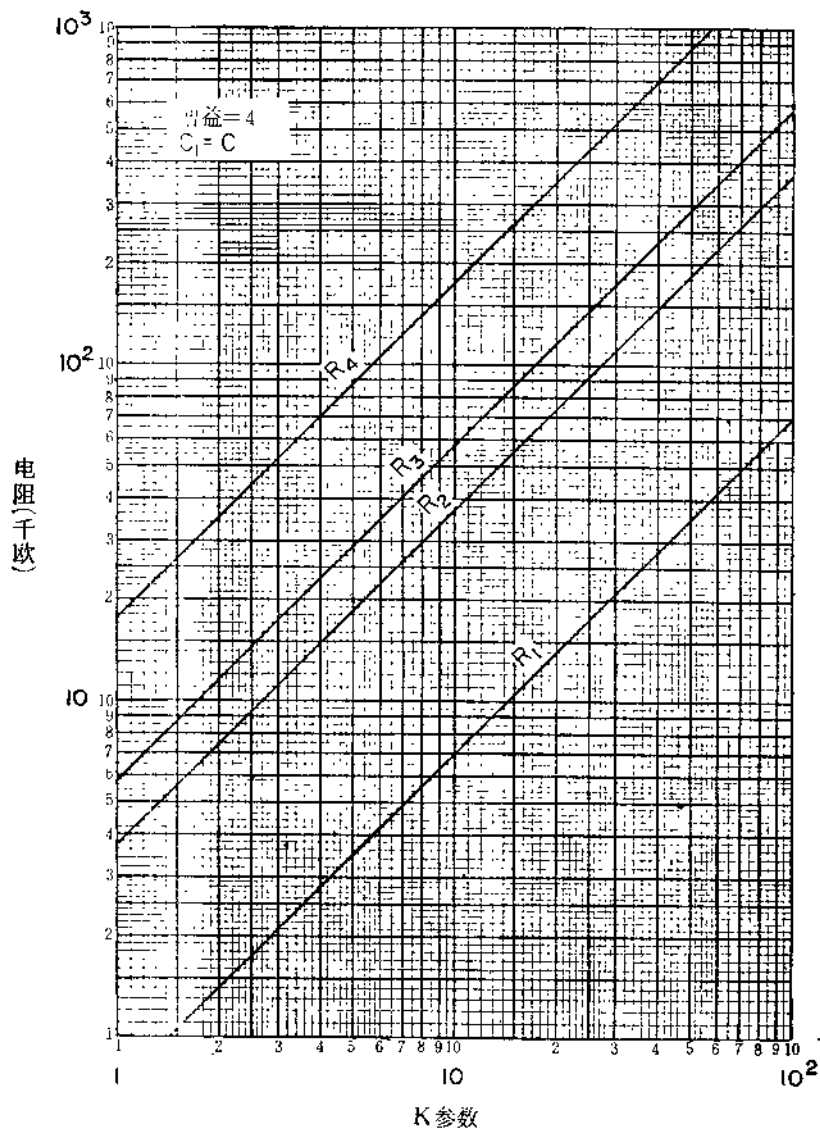


图 2.12 二阶低通勃脱华斯滤波器

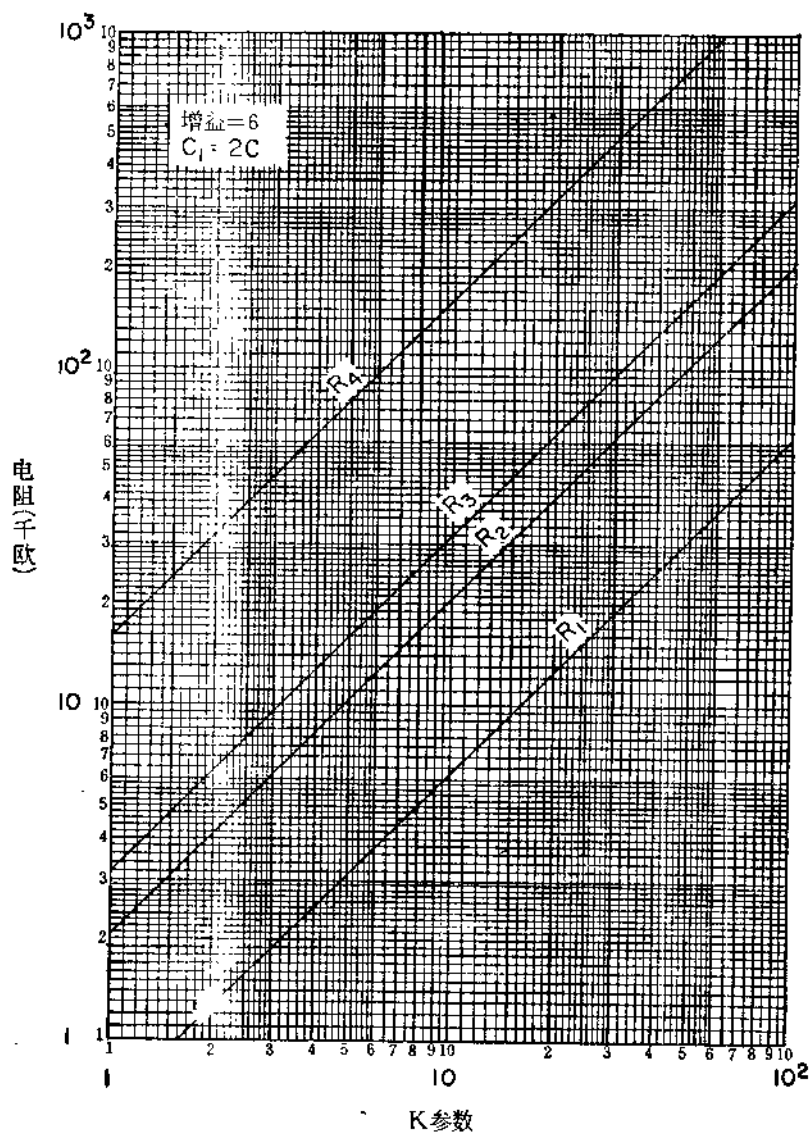


图 2.13 二阶低通勃脱华斯滤波器

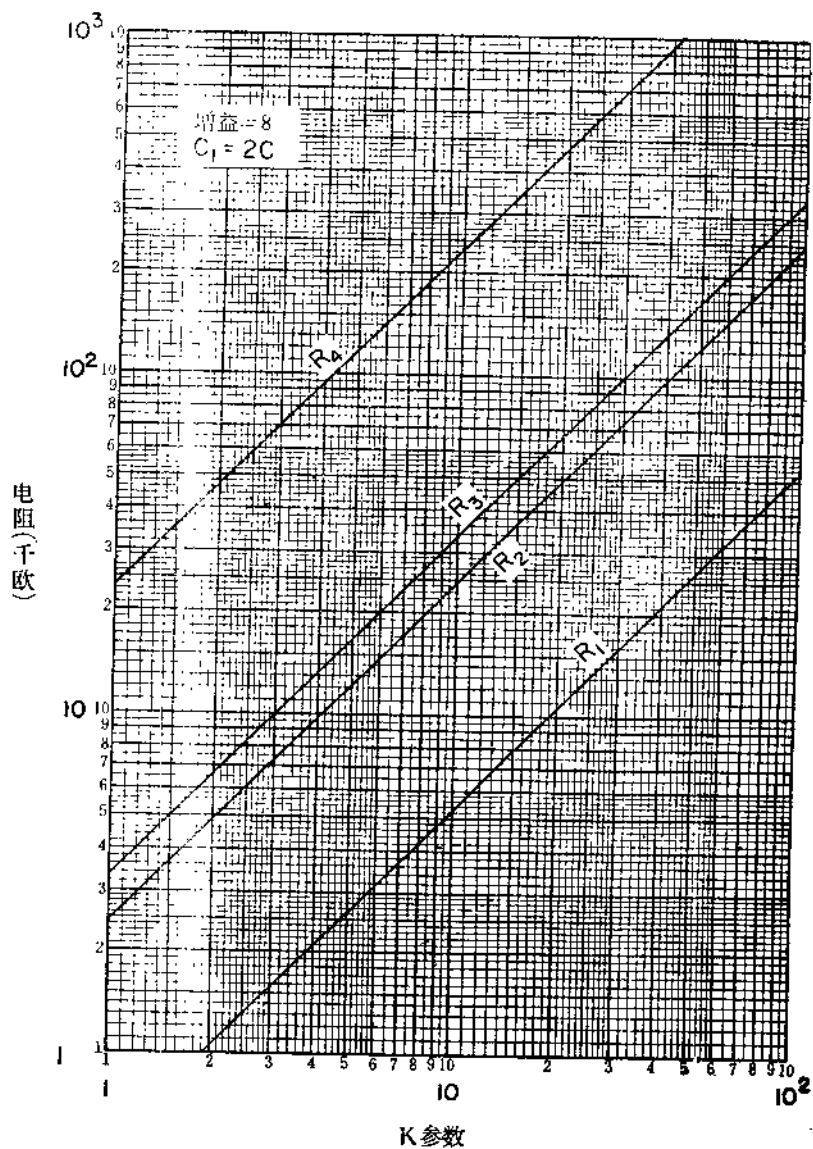


图 2.14 二阶低通勃脱华斯滤波器

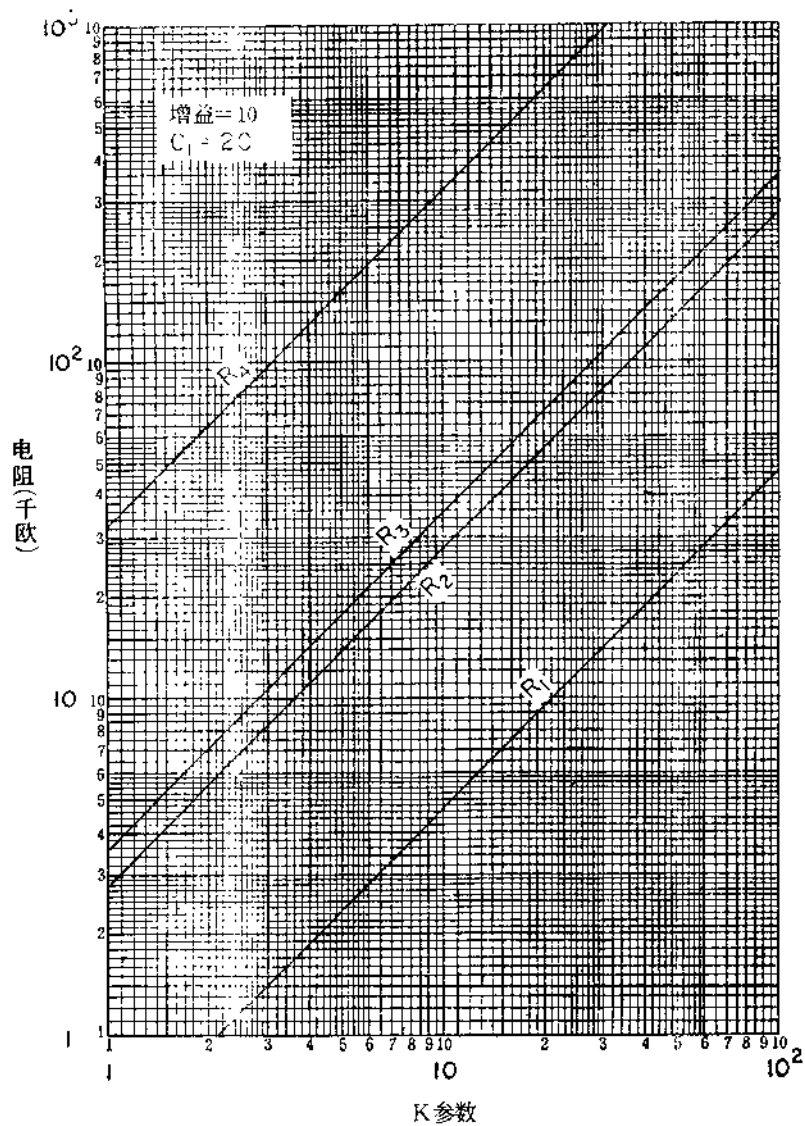


图 2.15 二阶低通勃脱华斯滤波器

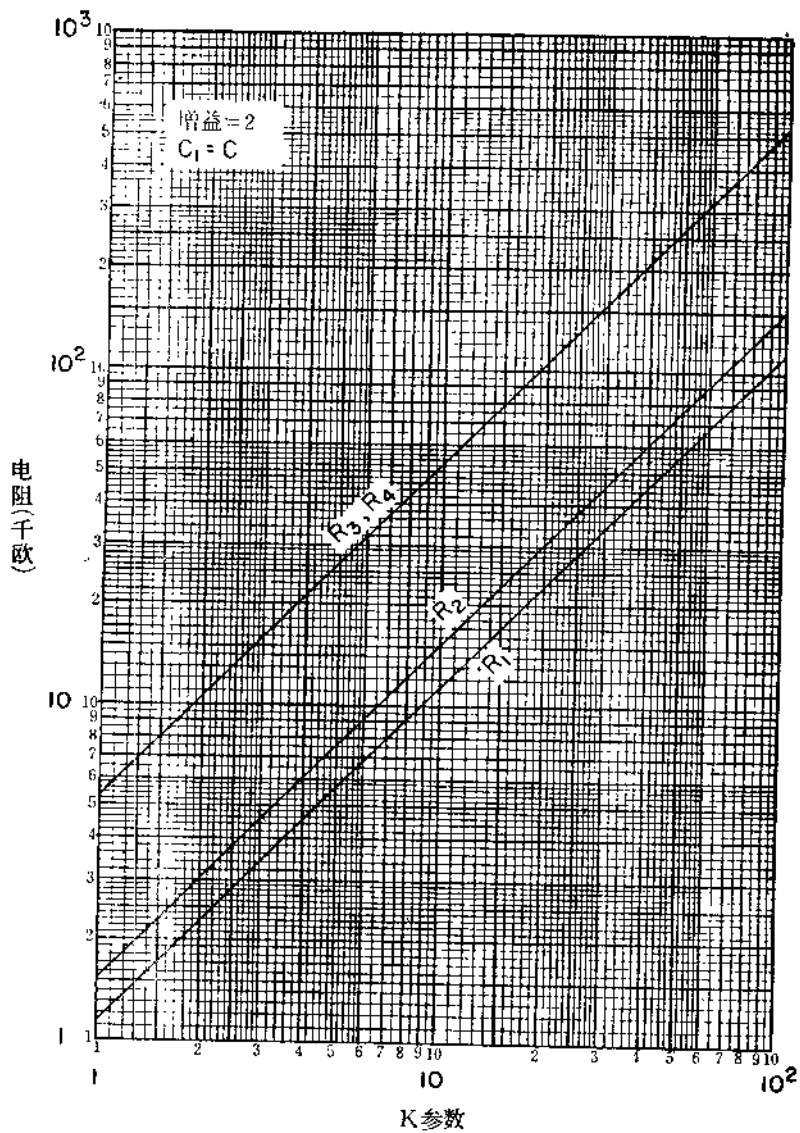


图 2.16 二阶低通契比雪夫滤波器(1/2 分贝)

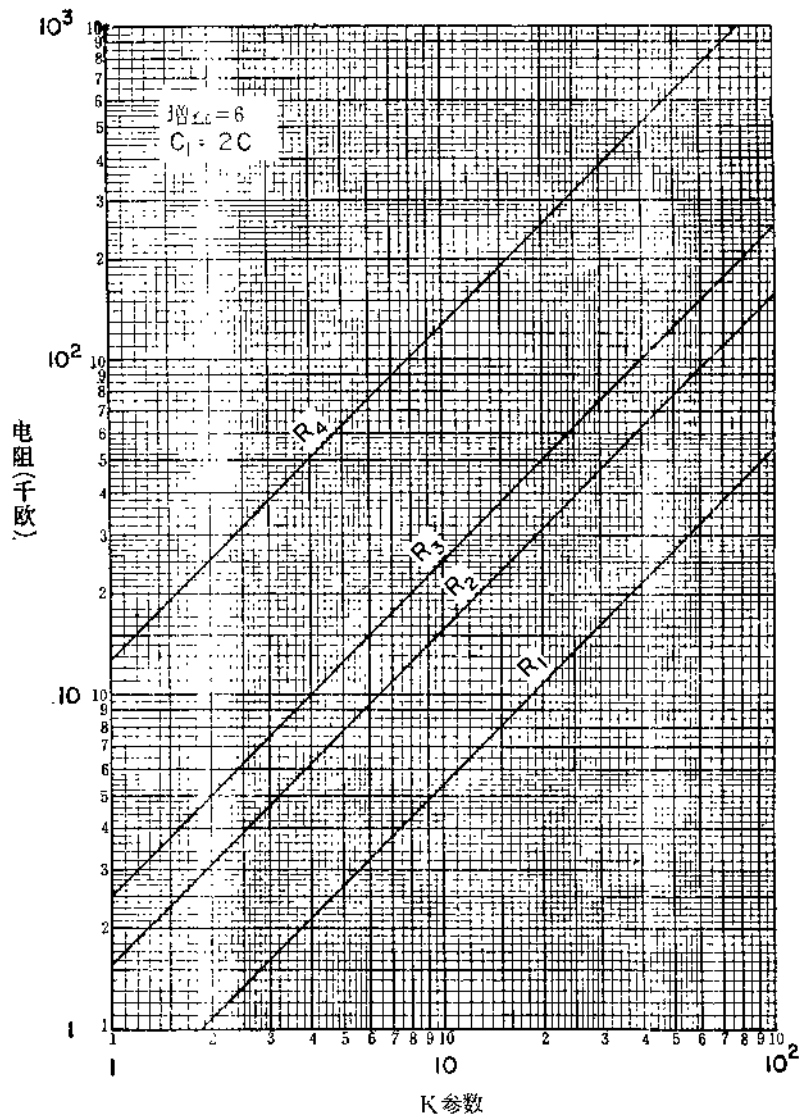


图 2.17 二阶低通契比雪夫滤波器(1/2 分贝)

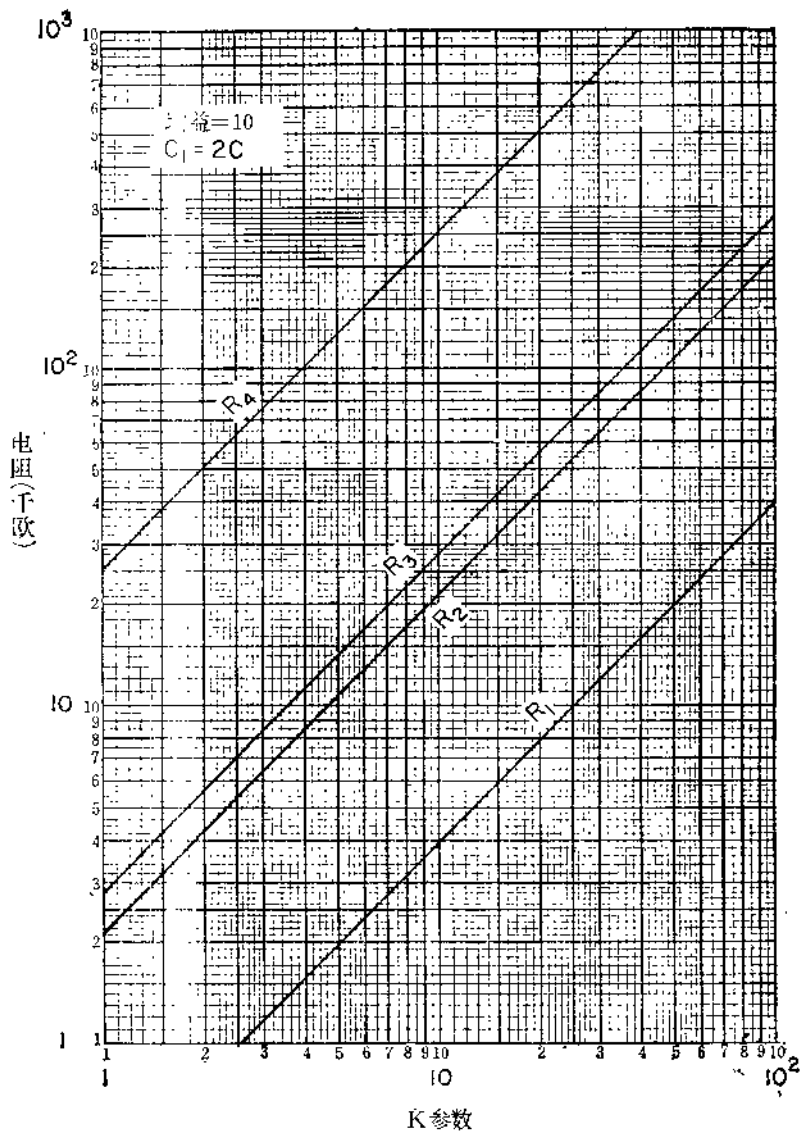


图 2.18 二阶低通契比雪夫滤波器(1/2 分贝)

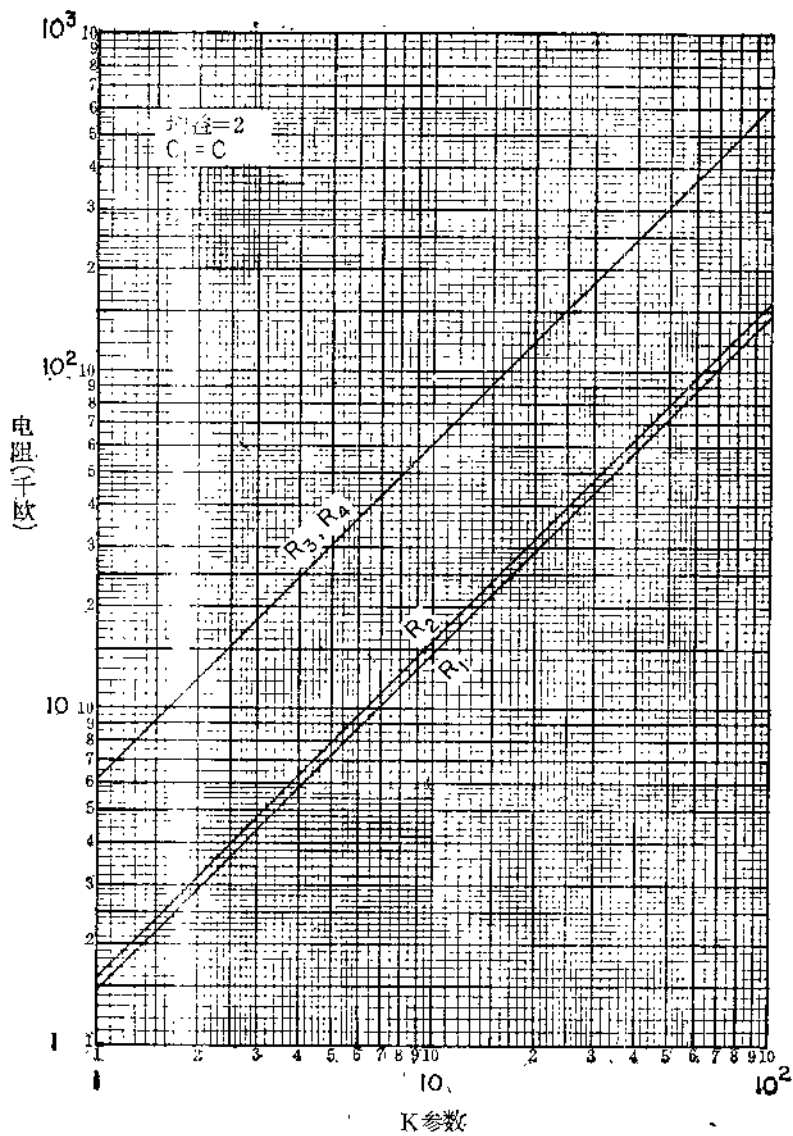


图 2.19 二阶低通契比雪夫滤波器(1分贝)

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

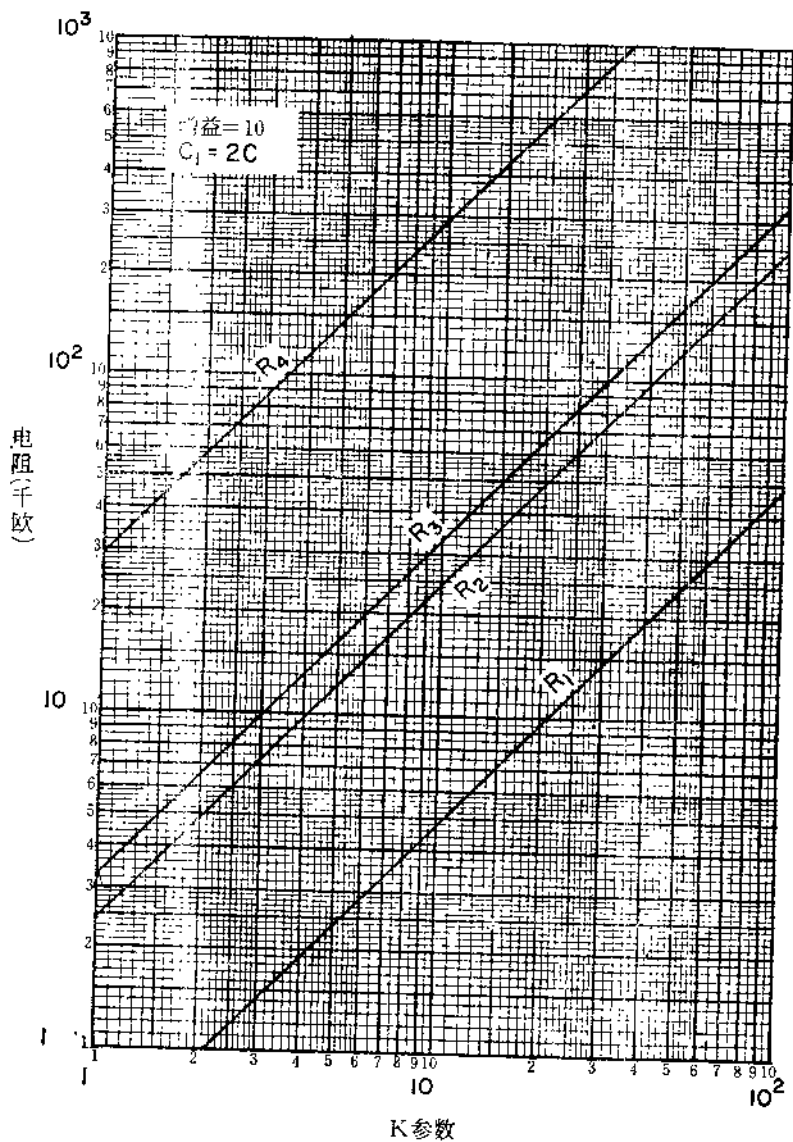


图 2.21 二阶低通契比雪夫滤波器(1分贝)

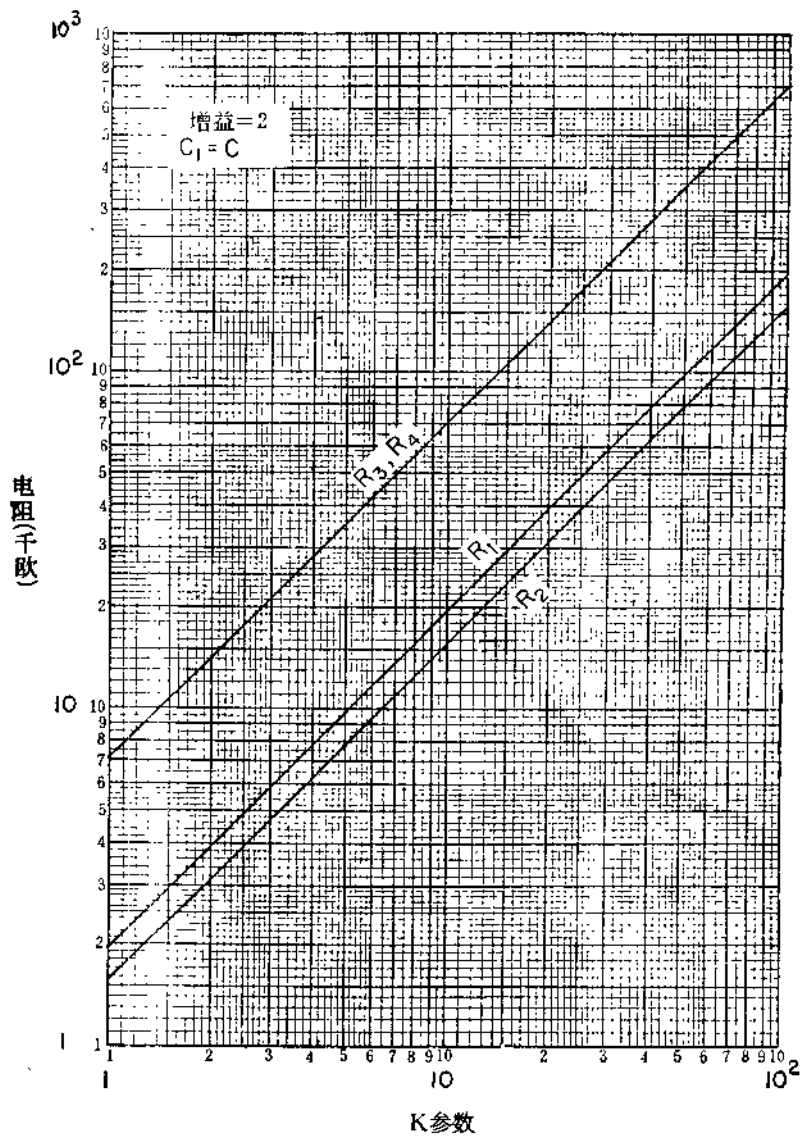


图 2.22 二阶低通契比雪夫滤波器(2分贝)

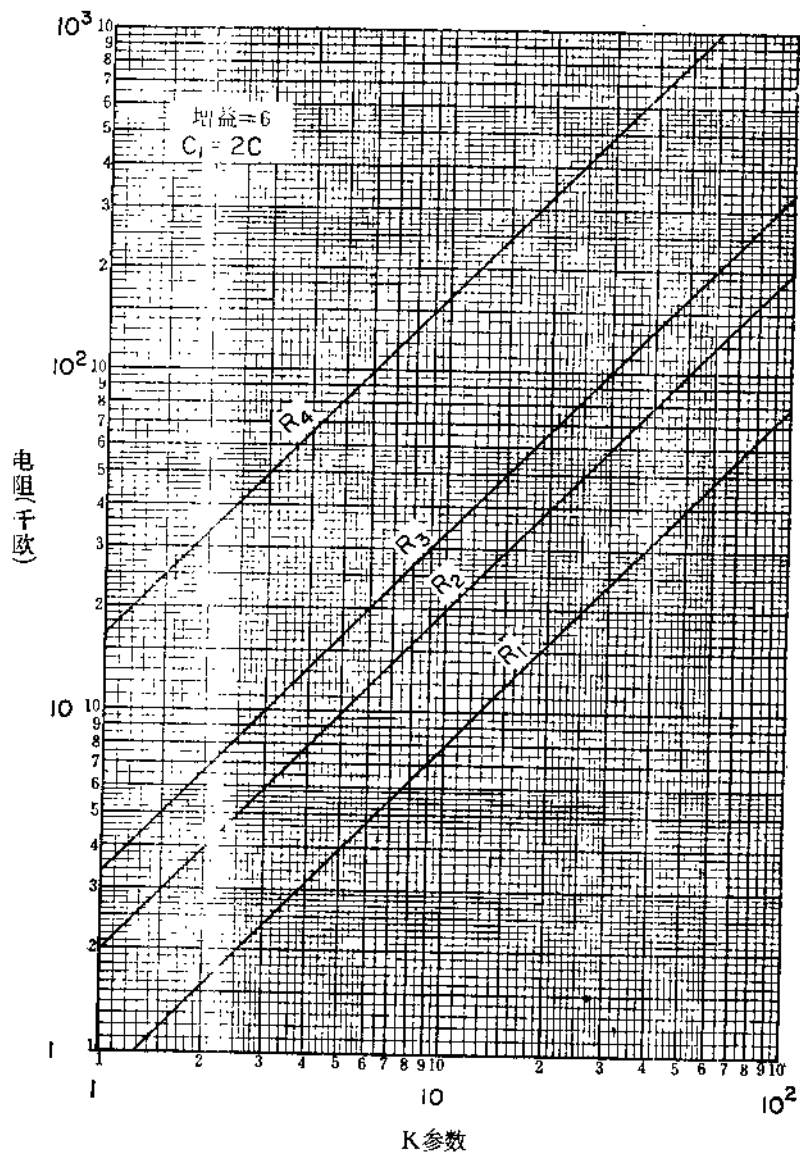


图 2.23 二阶低通契比雪夫滤波器(2分贝)

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

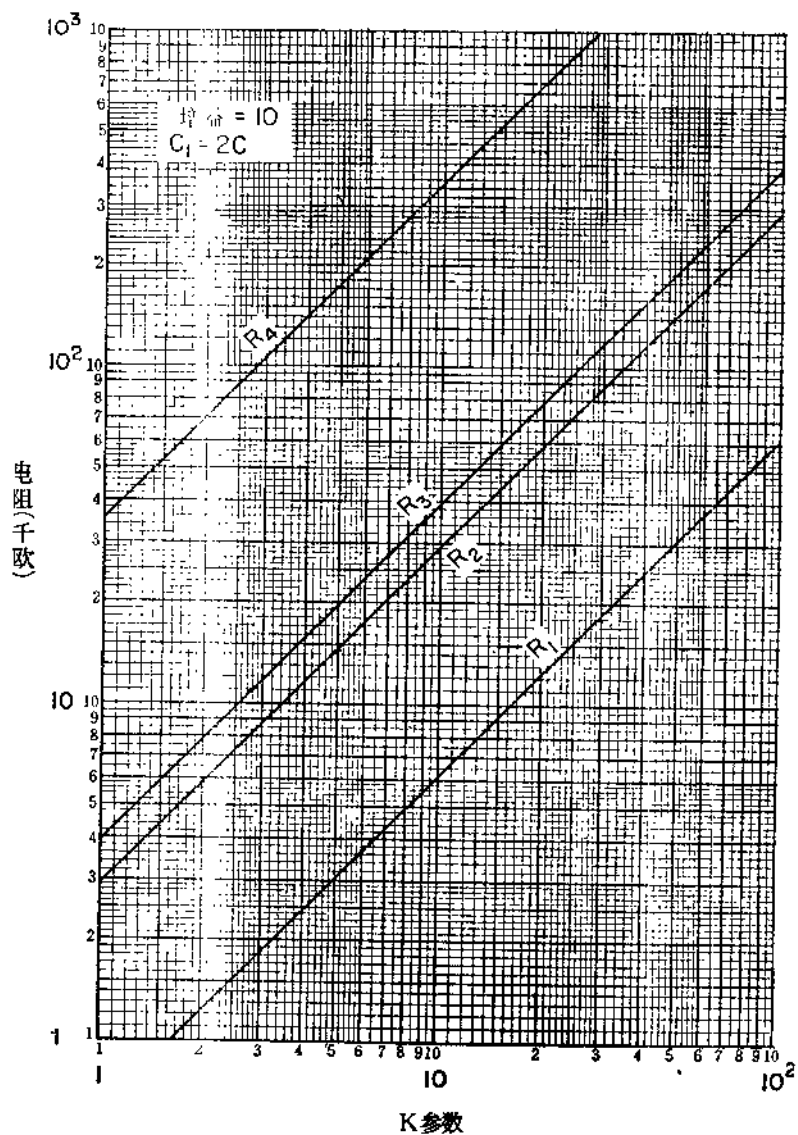


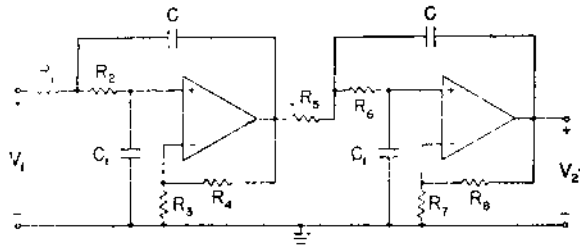
图 2.27 二阶低通契比雪夫滤波器(3 分贝)

的设计要求。如采用很接近图表指示值的较高精度元件，那末滤波器就能达到最佳性能；对增益较高的情况来说尤其是这样，它的元件值要求更为严格。

最后，滤波器的输入端必须要有直流到地的通路，运算放大器的开环增益至少应为滤波器在 f_c 点的增益的 50 倍，而且在 f_c 点的峰-峰电压不能超过运算放大器转换速率的 $10^6/\pi f_c$ 倍。

二阶滤波器设计的具体例子见 2.3 节。

四阶低通滤波器的设计步骤提要



基本电路

设计步骤:

已知 f_c (赫)，增益，滤波器的类型(勃脱华斯或契比雪夫型)，完成下列步骤:

1. 与二阶低通滤波器的设计步骤相同，从图 2.10a、b 或 c 中选择合适的电容 C 的值，并求出相应的 K 参数。
2. 使用所得的 K 值，对勃脱华斯滤波器，根据增益要求可从图 2.28 到 2.30 中一个合适的图表上找出线路的其它元件值；对契比雪夫滤波器，根据增益与波动幅度的要求从图 2.31 到 2.42 中一个合适的图表上找出线路的其它元件值。
3. 选择尽可能接近图表指示值的标称系列元件来构成电路。

说明和建议:

除了运算放大器的开环增益至少应当为滤波器增益的平方根值的 50 倍这一点之外，有关二阶低通滤波器的建议在此都可适用，其中对 R_2 和 R_4 的说明也可应用于 R_7 和 R_8 。

具体例子见 2.6 节。

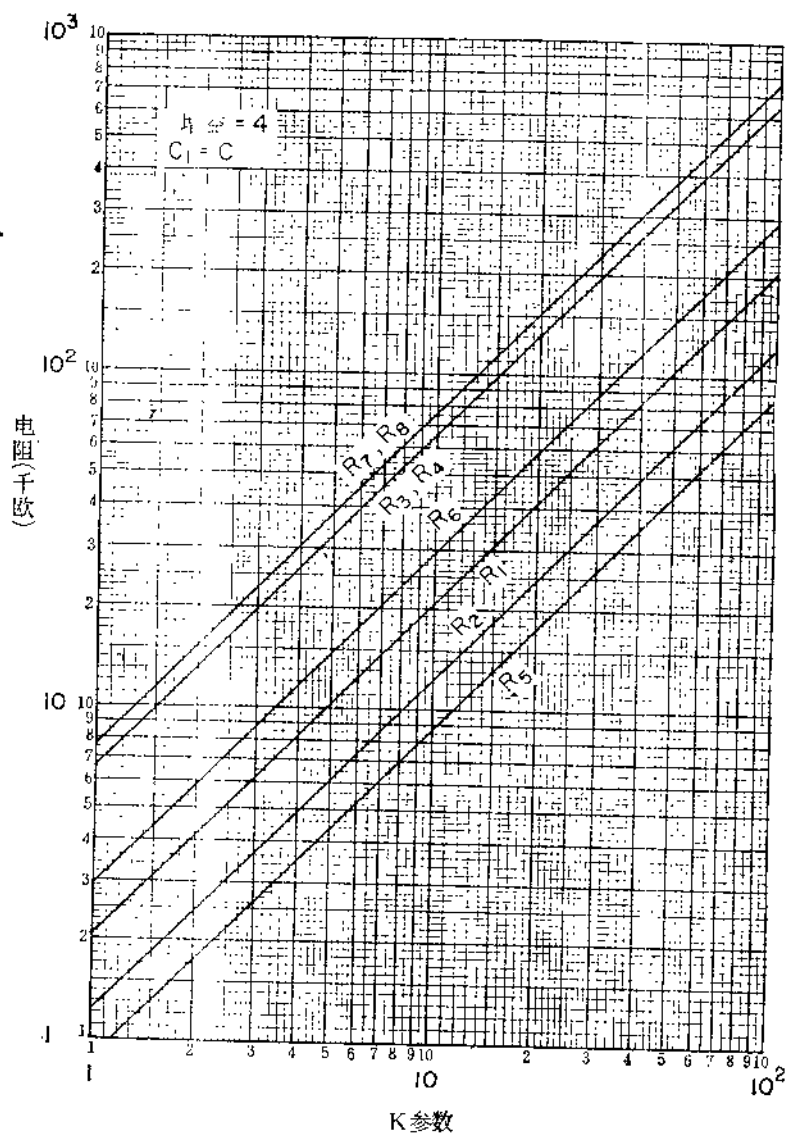


图 2.28 四阶低通勃脱华斯滤波器

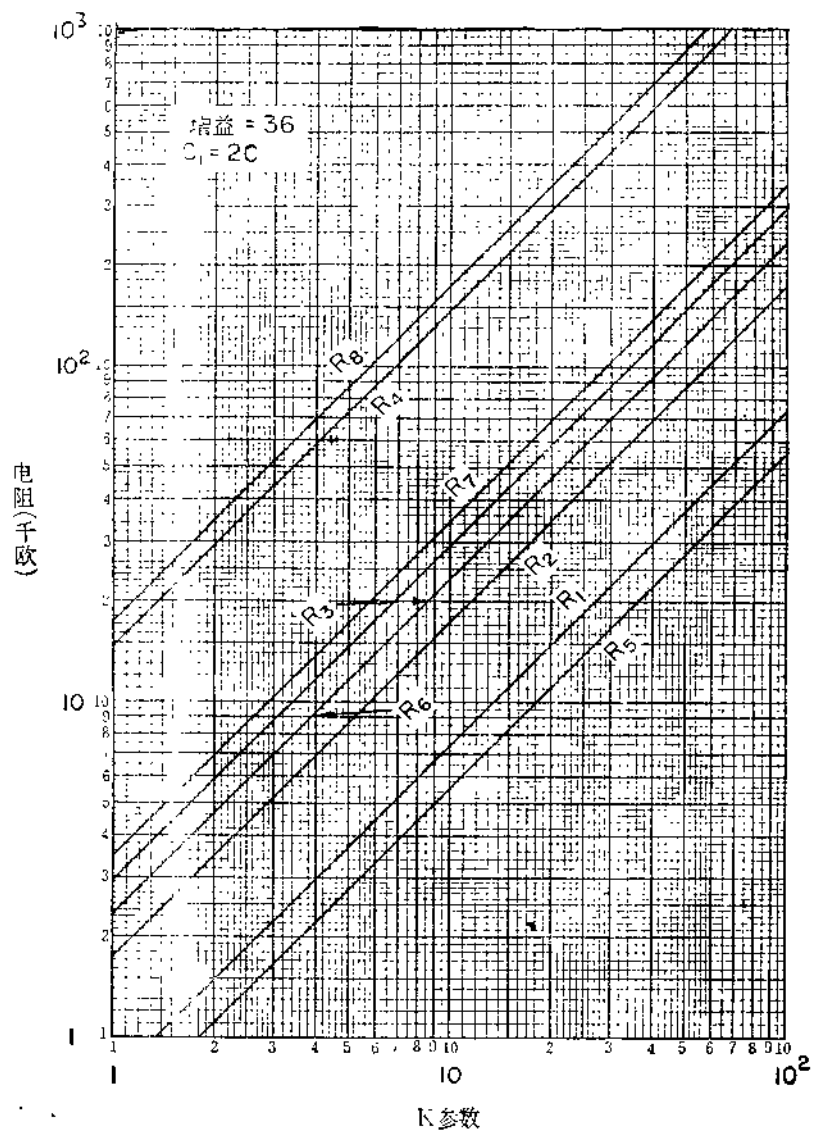


图 2.29 四阶低通勃脱华斯滤波器

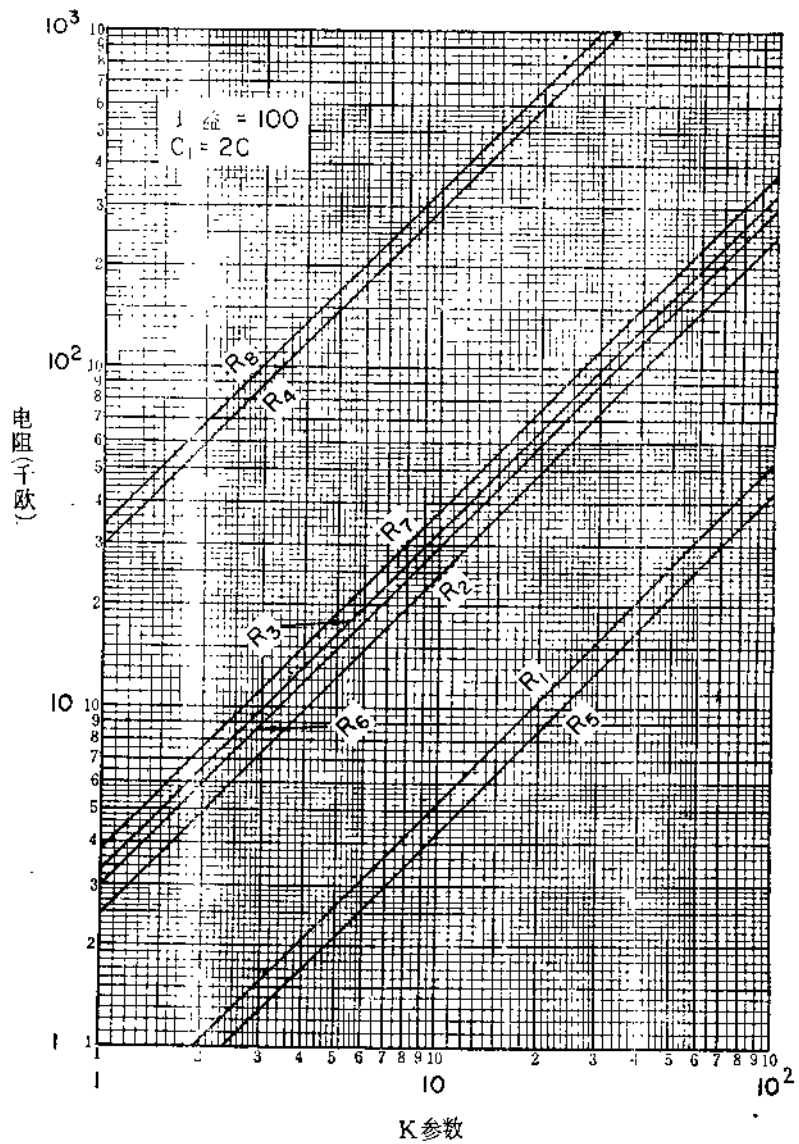


图 2.30 四阶低通勃脱华斯滤波器

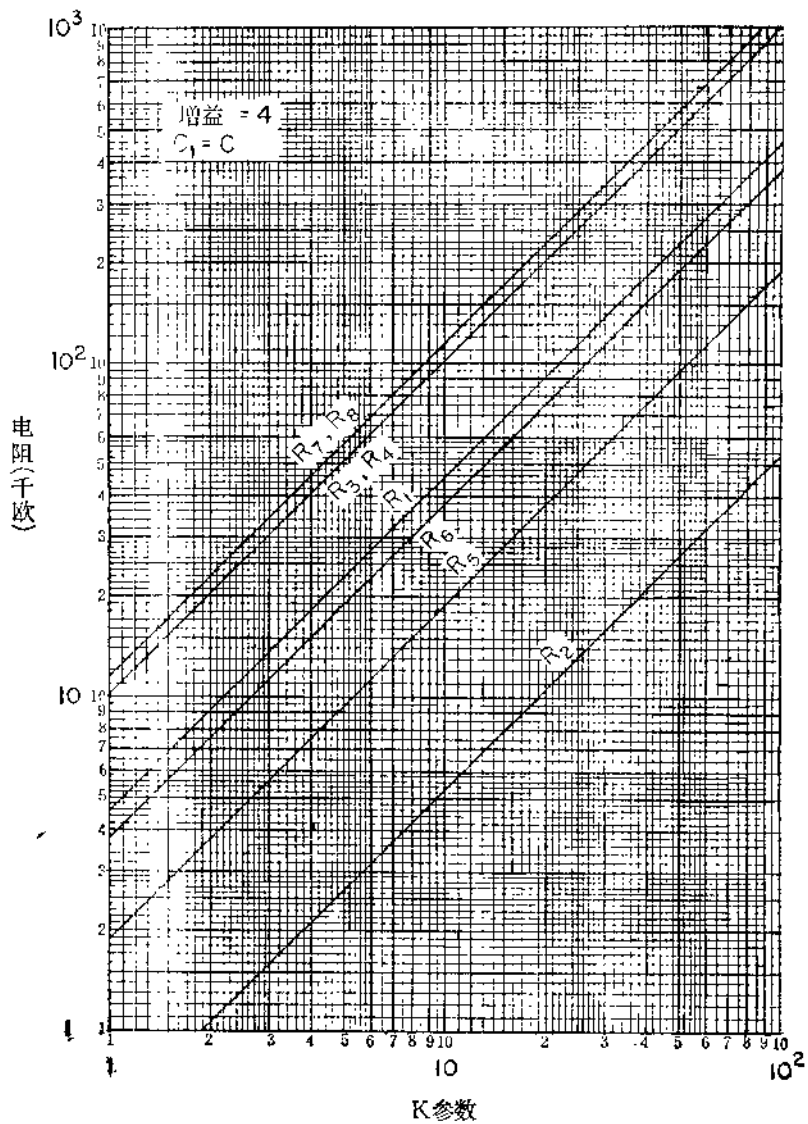


图 2.31 四阶低通契比雪夫滤波器(1/2 分贝)

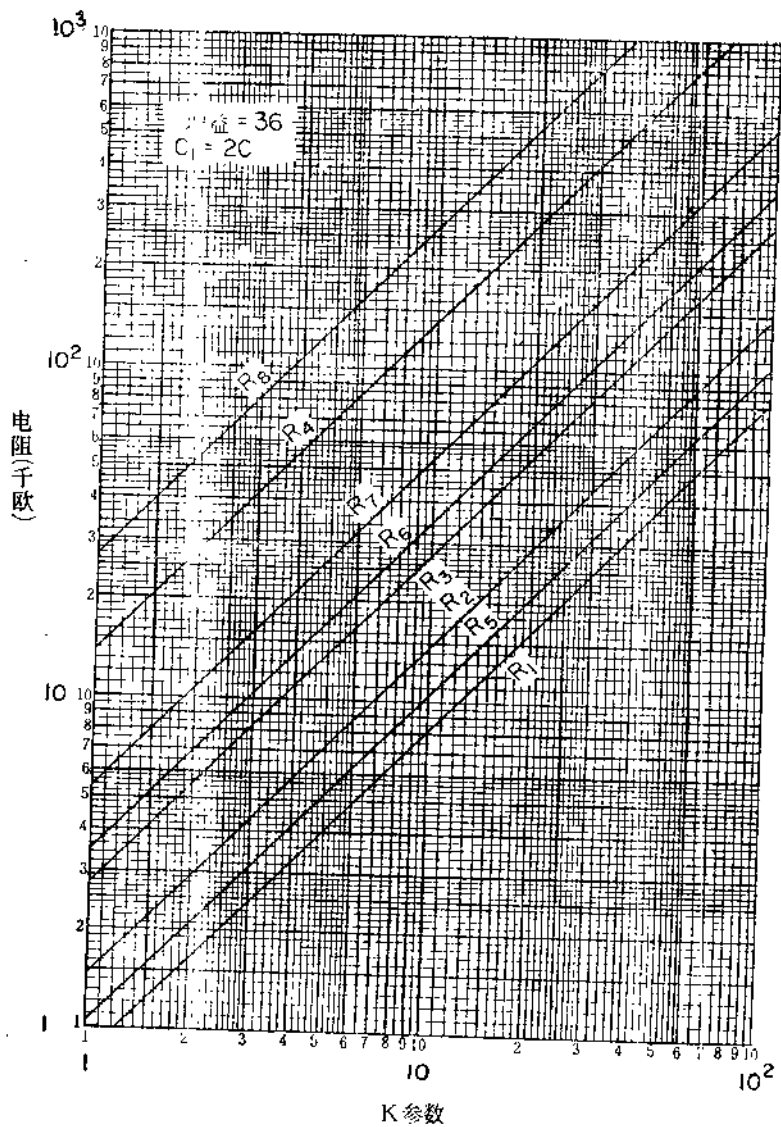


图 2.32 四阶低通契比雪夫滤波器(1/2 分贝)

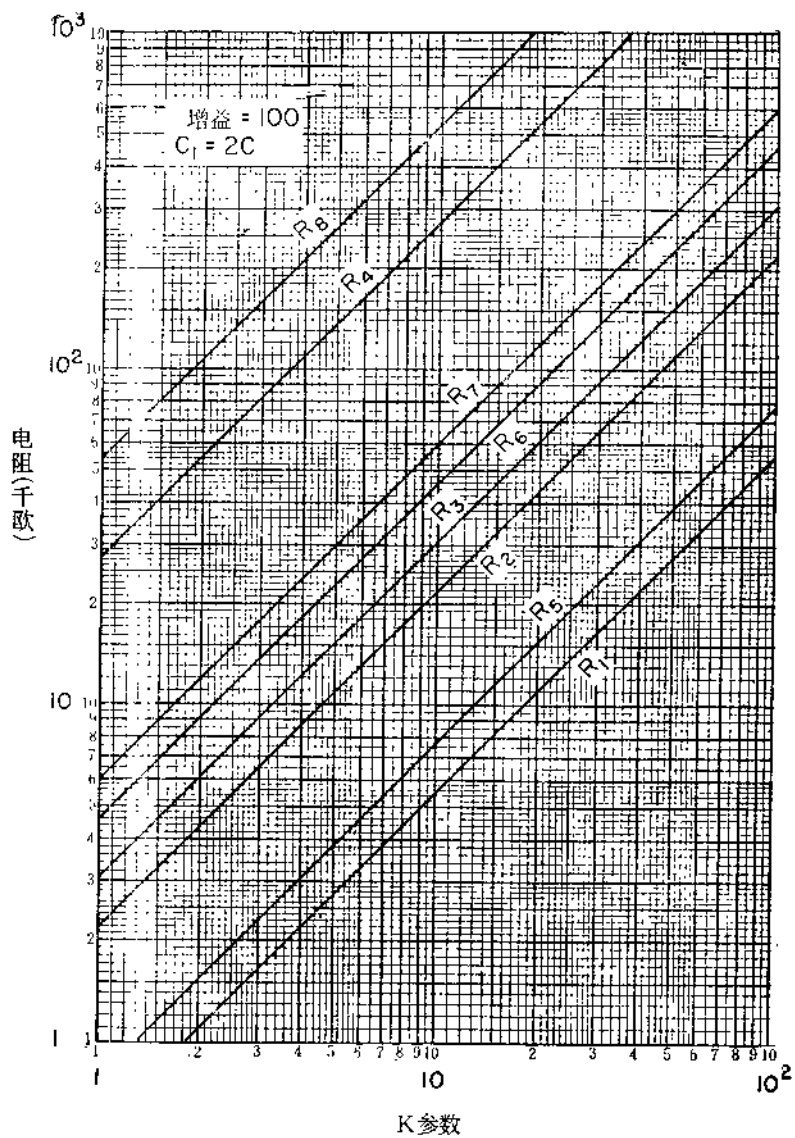


图 2.33 四阶低通契比雪夫滤波器(1/2分贝)

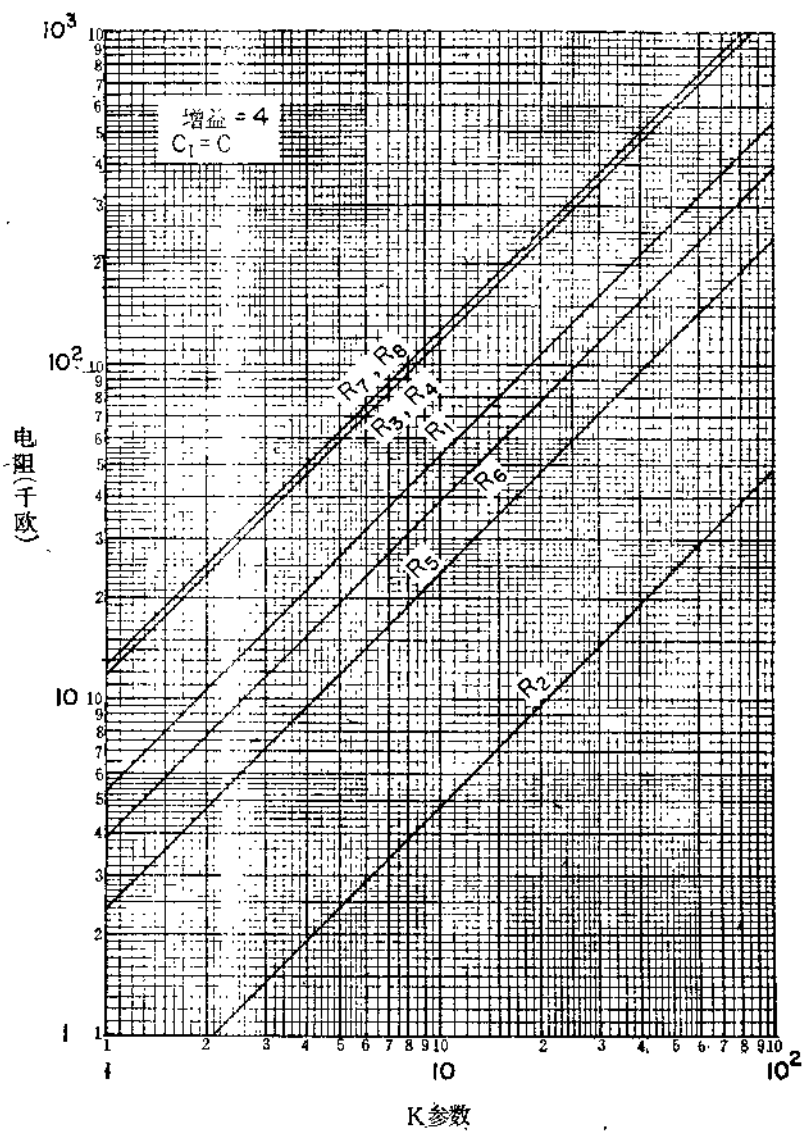


图 2.34 四阶低通契比雪夫滤波器(1分贝)

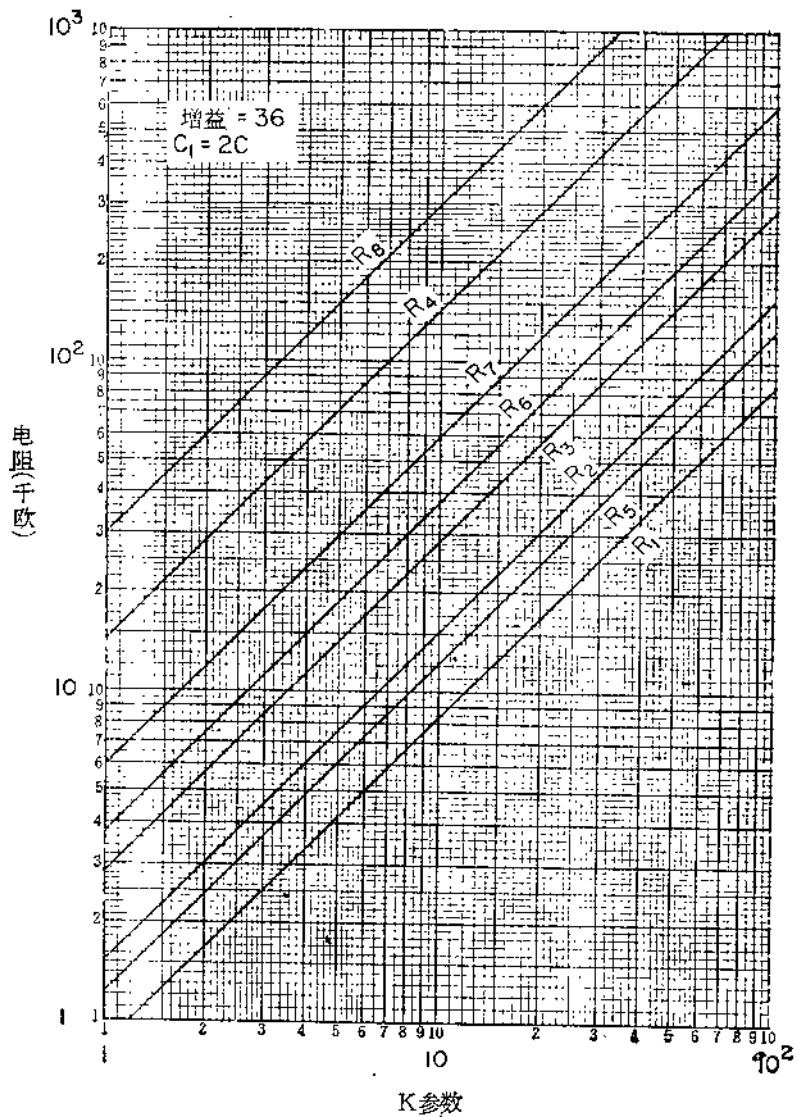


图 2.35 四阶低通契比雪夫滤波器(1分贝)

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

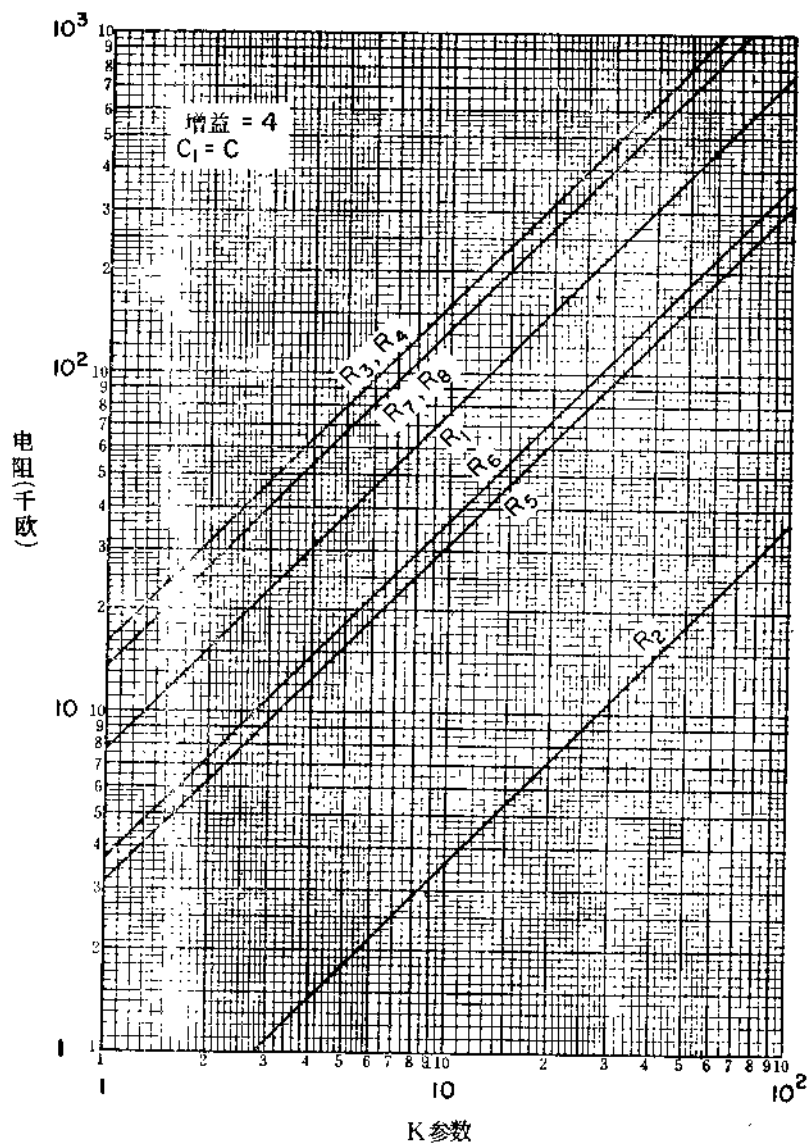


图 2.37 四阶低通契比雪夫滤波器(2分贝)

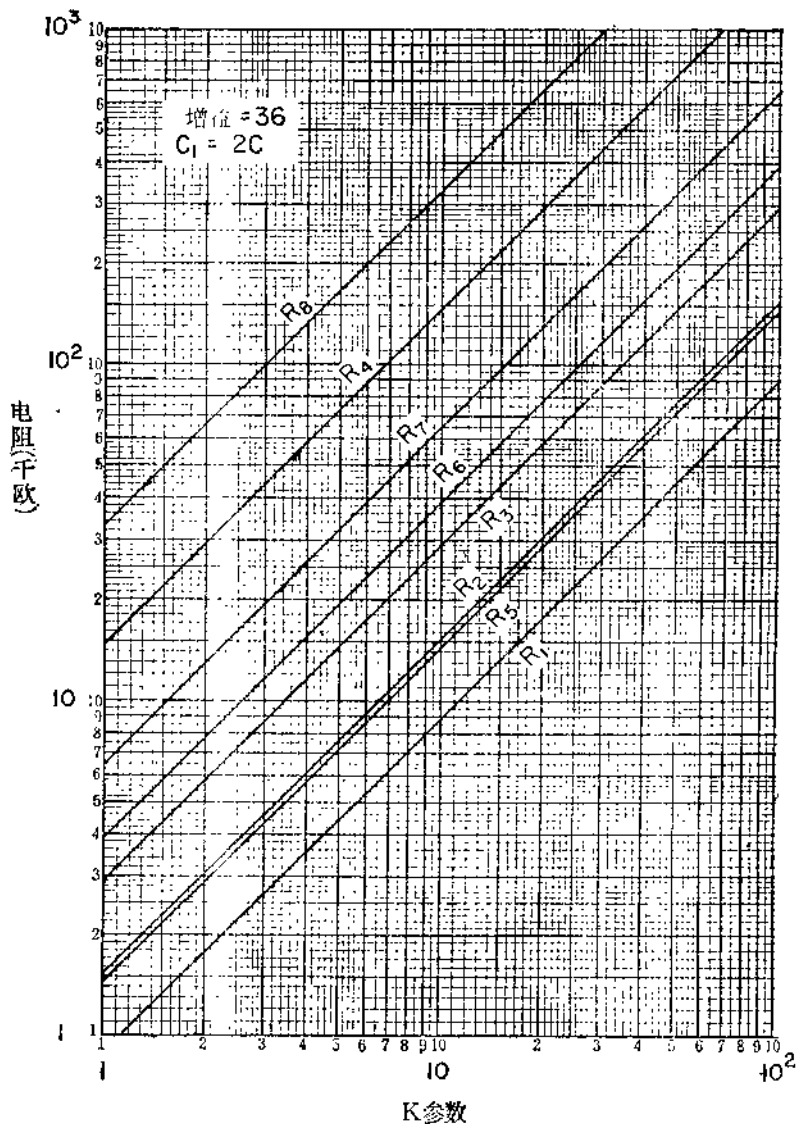


图 2.38 四阶低通契比雪夫滤波器(2分贝)

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

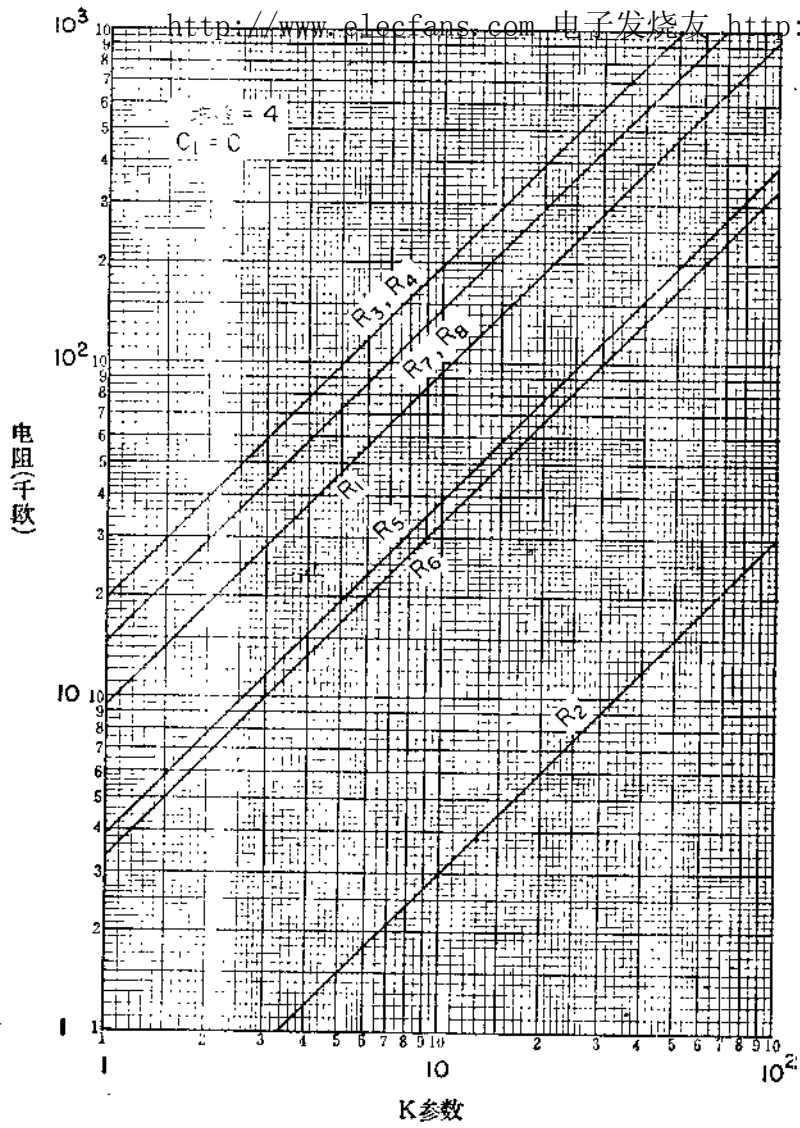


图 2.40 四阶低通契比雪夫滤波器(3分贝)

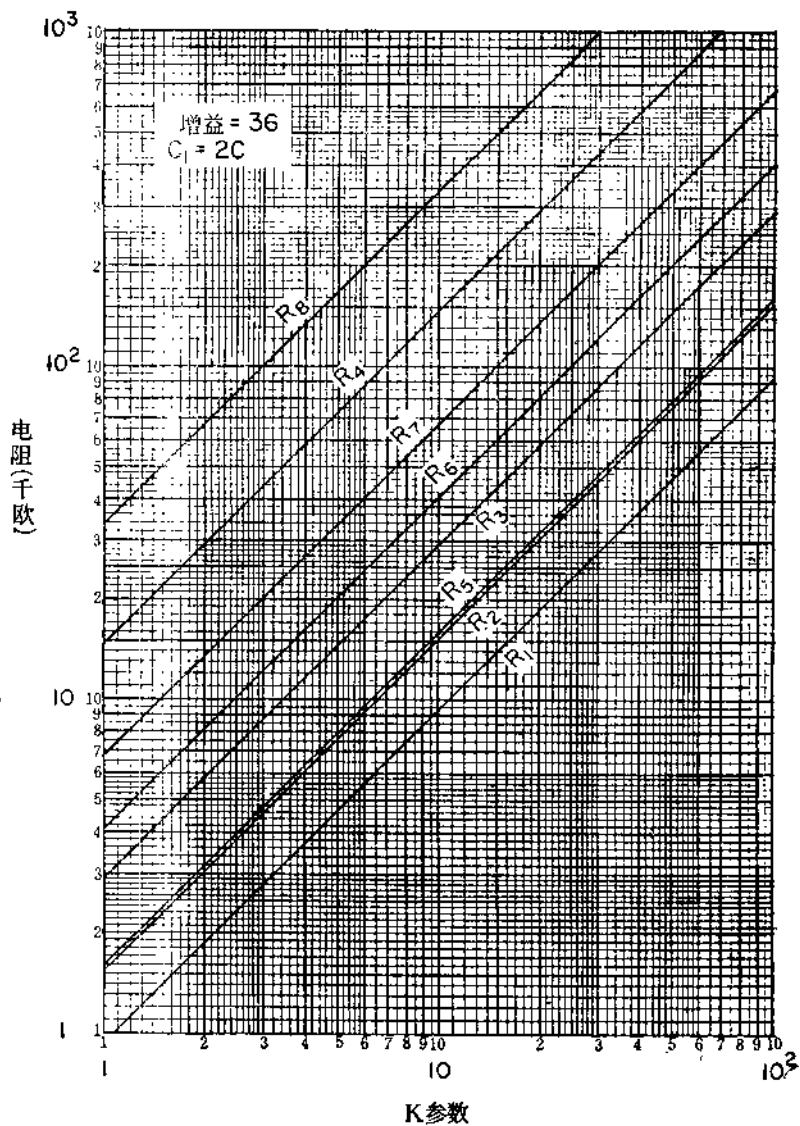


图 2.41 四阶低通契比雪夫滤波器(3分贝)

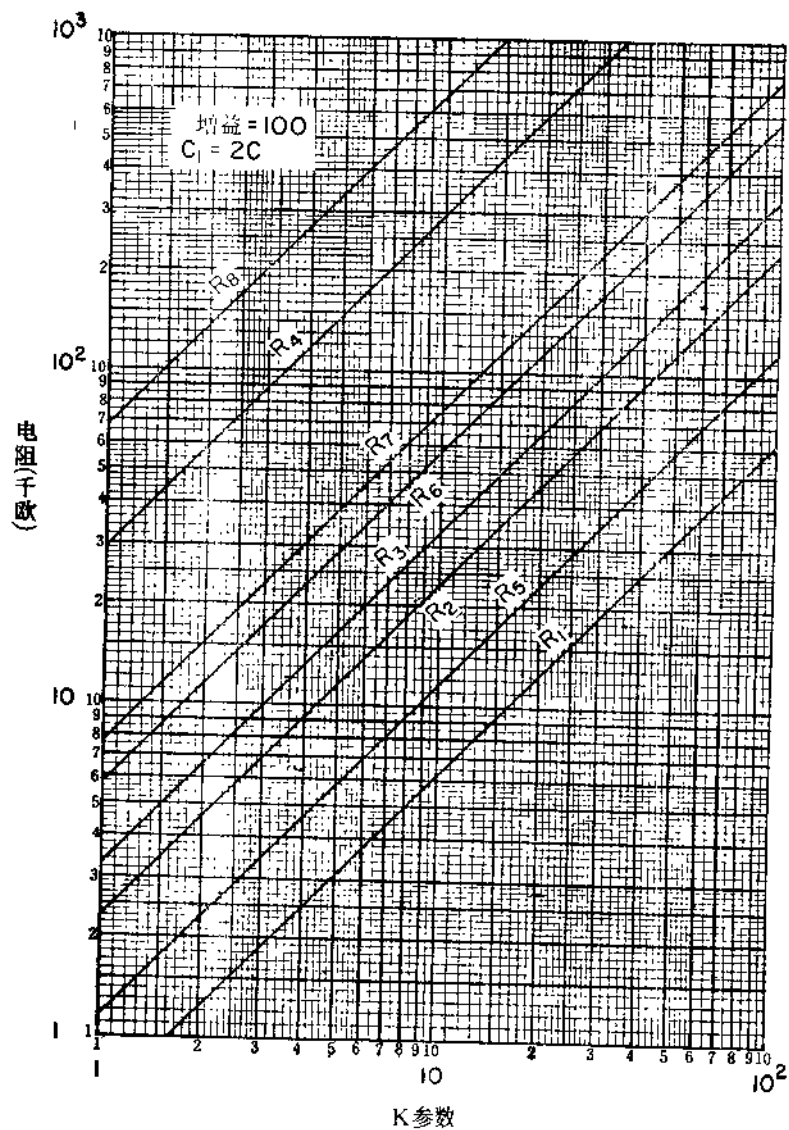


图 2.42 四阶低通契比雪夫滤波器(3分贝)

第三章 高通滤波器

3.1 基本电路和方程

高通滤波器能通过高频, 衰减低频. 如图 3.1 的振幅响应曲线所示. 虚线所表示的响应曲线为理想情况, 实线所表示的则是接近理想的实际情况.

取 a 与 b 为适当值, 接近理想的二阶滤波器可由传递函数 (3.1) 表示:

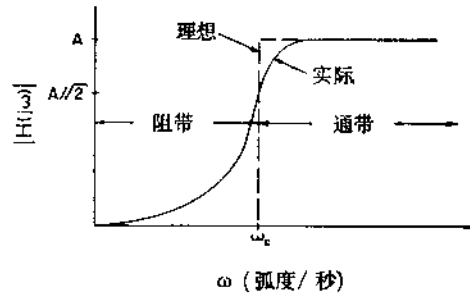


图 3.1 高通滤波器响应

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{Ks^2}{s^2 + as + b} \quad (3.1)$$

一个 n 阶传递函数, 其分子是 Ks^n , 分母是 n 次多项式. 例如, 四阶函数是两个如 (3.1) 式所示的二阶函数的乘积.

截止频率是以弧度/秒为单位的 ω_c , 或以赫为单位的 f_c ($f_c = \omega_c/2\pi$) 滤波器的增益是当 s 为无限大时 $H(s)$ 的值, 即 K . 高通勃脱华斯滤波器的振幅响应在阻带和通带上都是单调的, 而高通契比雪夫滤波器的振幅响应则在通带上有波动. 这两种响应都可从低通滤波器的振幅函数求得, 只要用 $\frac{1}{\omega}$ 代替 ω [19]. 象低通情况一样, 契比雪夫滤波器显示出较好的截止特性, 而勃脱华斯滤波器则有一个较平坦的通带特性.

就勃脱华斯滤波器来说, f_c 表示惯常所指的截止频率, 但在契

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

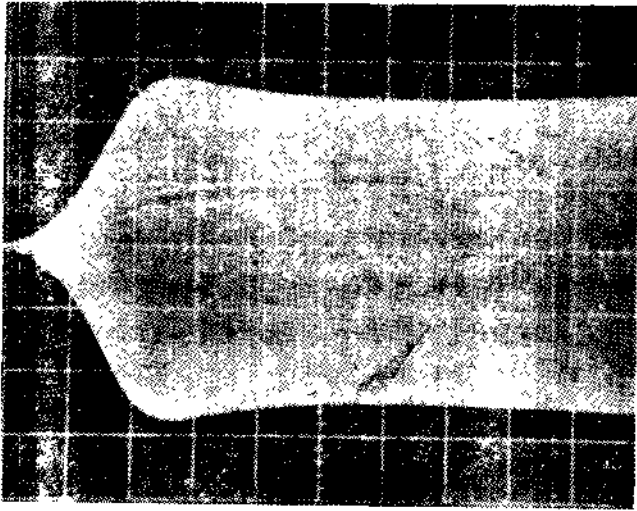


图 3.3 一个二阶高通契比雪夫响应

所示的响应曲线。实际结果为： $f_c = 98,400$ 赫，增益为 2，波动幅度为 1 分贝。该响应曲线所用的标度是 50,000 赫/格。

3.3 四阶高通滤波器

无论四阶高通勃脱华斯滤波器还是四阶高通契比雪夫滤波器，我们都采用图 3.4 的电路。该电路是用两只图 3.2 的电路串联而成的。在 f_c 和 C 已经给定的情况下，可以按照本章末的设计步骤提要来设计实用电路。

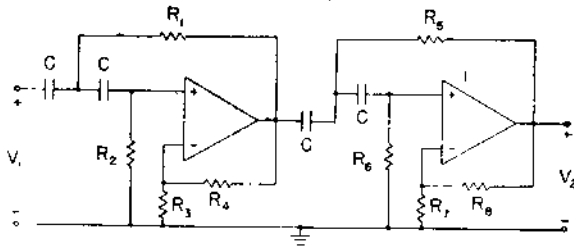


图 3.4 四阶高通滤波器

正如二阶情况一样，对勃脱华斯滤波器来说， f_c 是截止频率；

但对契比雪夫滤波器来说, f_c 是波动带的起始端。在四阶高通契比雪夫滤波器中, 对 $\frac{1}{2}$ 分贝的滤波器, 截止频率是 $0.917f_c$, 对 1 分贝的是 $0.952f_c$, 对 2 分贝的是 $0.980f_c$, 对 3 分贝的是 f_c 。

例如, 要求一个 $f_c=10,000$ 赫, $C=200$ 微微法, 增益为 4 的四阶高通勃脱华斯滤波器, 从图 3.6c 中可以得到 K 参数为 50; 从图 3.25 中可以查到 $R_1=73$ 千欧, $R_2=87$ 千欧, $R_3=R_4=174$ 千欧, $R_5=104$ 千欧, $R_6=62$ 千欧, $R_7=R_8=123$ 千欧。用标称值为 72 千欧、87 千欧、180 千欧、100 千欧、62 千欧和 120 千欧的电阻来制作滤波器, 它的响应曲线如图 3.5 所示。用两只运算放大器 $\mu A709$, 并按 3.2 节的例子那样进行补偿。图中的标度从 0 赫开始, 每一格代表 5000 赫。实际结果为 $f_c=9595$ 赫, 增益为 4.5。

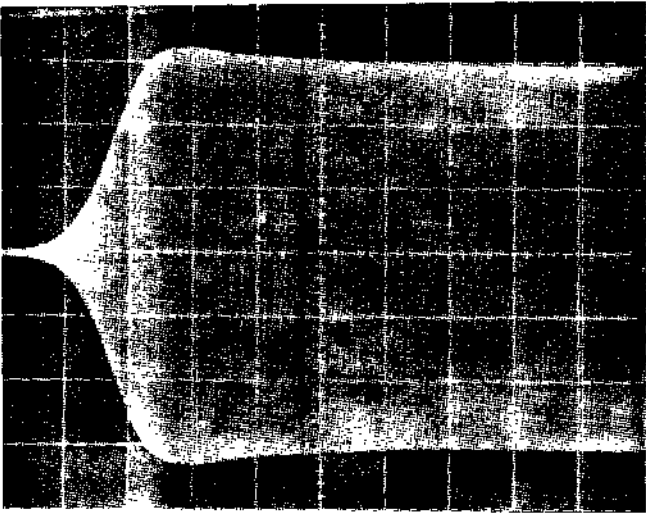


图 3.5 一个四阶高通勃脱华斯响应

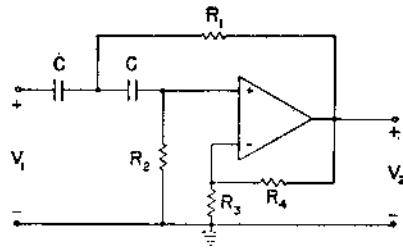
下面是设计高通滤波器的方法提要。二阶滤波器及图表放在前面, 然后是四阶滤波器及图表。

二阶高通滤波器的设计步骤提要

设计步骤:

已知 f_c (赫), 增益及滤波器的类型 (勃脱华斯或契比雪夫型), 完成下列步骤:

1. 如 f_c 在 1 赫与 10^2 赫之间, 选图 3.6a; f_c 在 10^2 赫与 10^4 赫之间, 选图 3.6b; f_c 在 10^4 赫与 10^6 赫之间, 选用图 3.6c; 然后在图中选择合适电容 C 值, 并求出相应的 K 参数。



基本电路

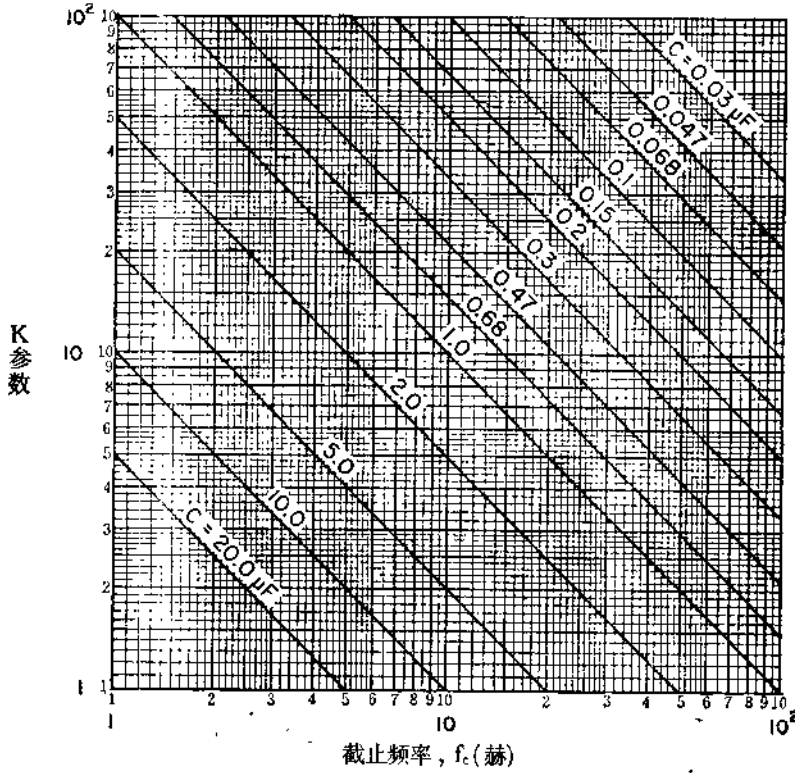


图 3.6a K (参数) $\sim f$ (频率) 曲线

2. 使用所得的 K 值, 对于勃脱华斯滤波器, 根据增益要求从图 3.7 到图 3.12 中一个合适的图表上查出电路的电阻值; 对契比雪夫滤波器, 根据增益与波动幅度的要求可从图 3.13 到图 3.24 中一个合适图表上查出电路的电阻值。

3. 选择尽可能接近图表指示值的标称系列电阻, 并构成电路。

说明和建议:

除了直流到地的回路是由 R_2 提供的这一点之外, 其余的同二阶低通滤波器的说明和建议一样。

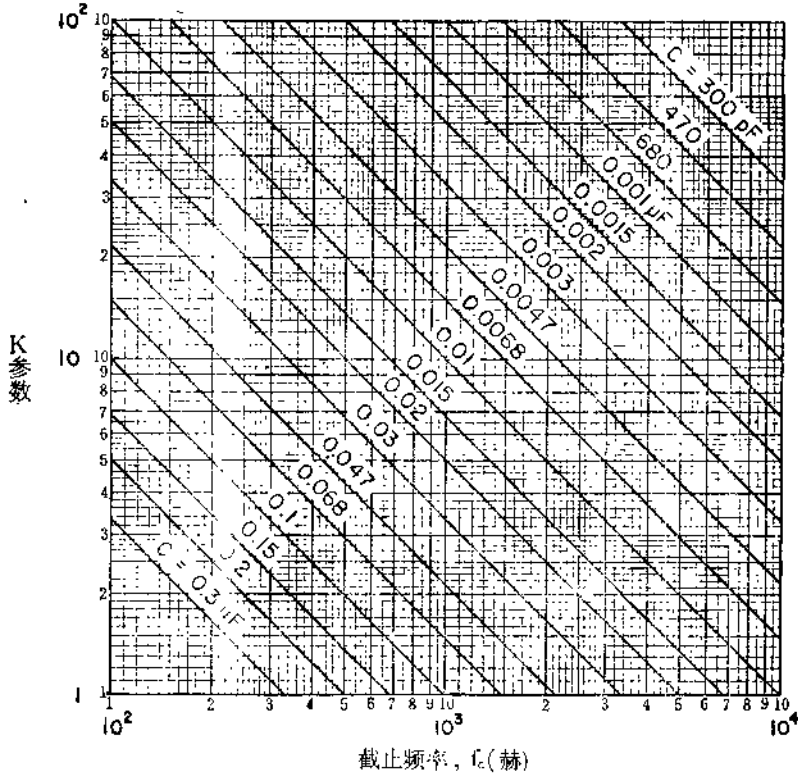


图 3.66 K (参数) $\sim f$ (频率) 曲线

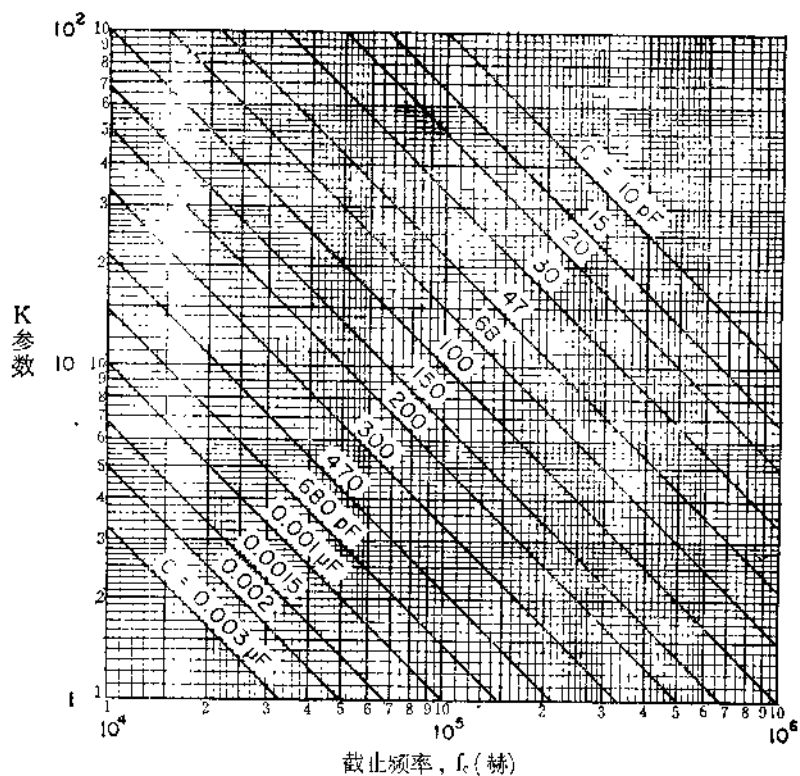


图 3.6c K (参数) $\sim f$ (频率) 曲线

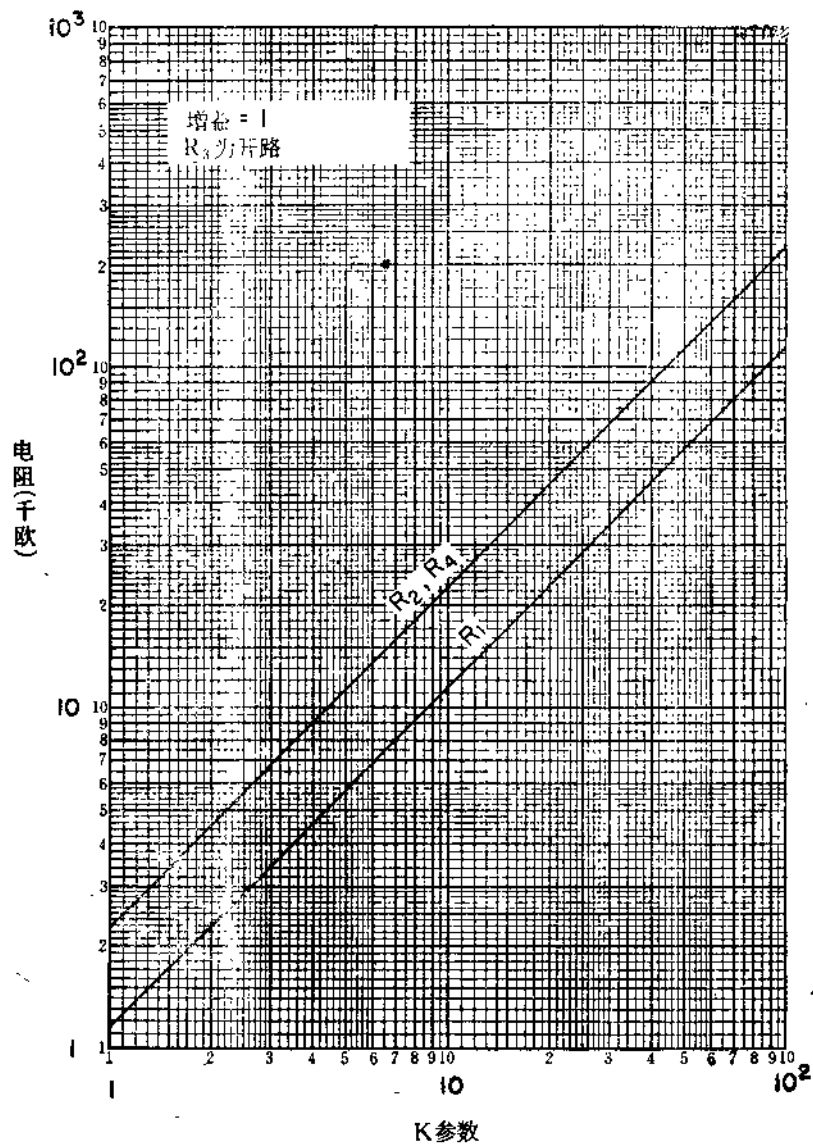


图 3.7 二阶高通勃脱华斯滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

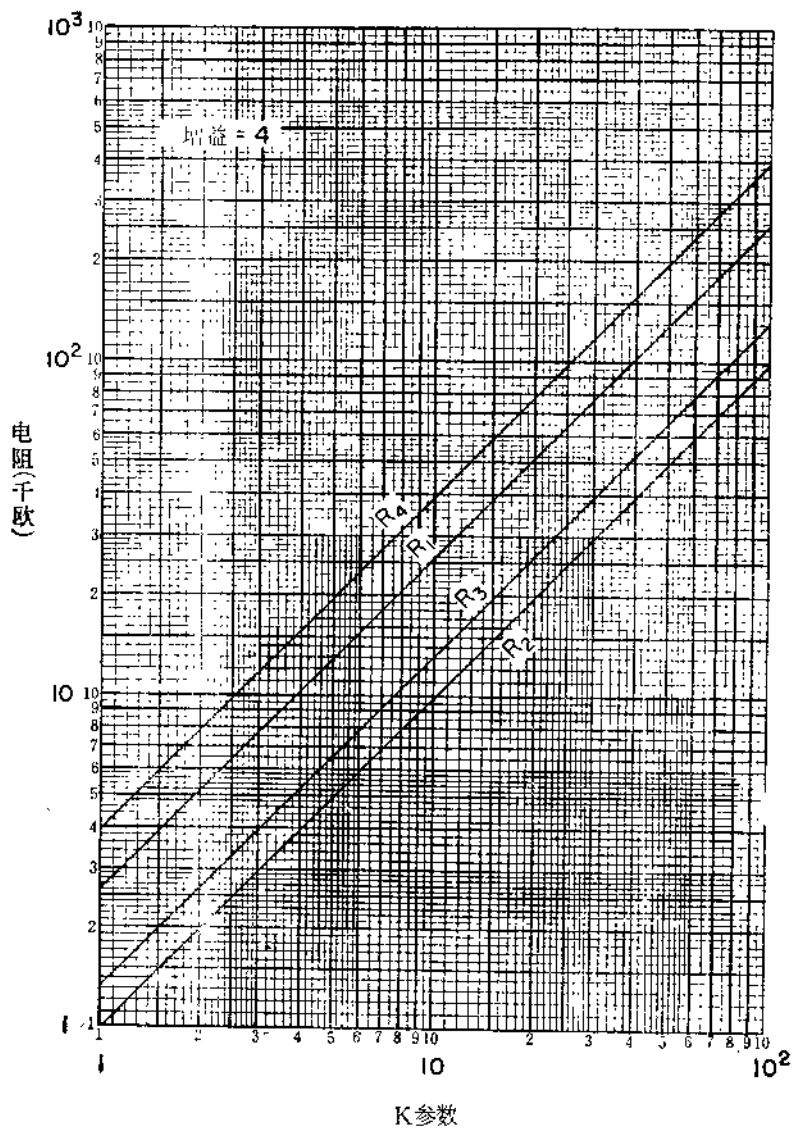


图 3.9 二阶高通勃脱华斯滤波器

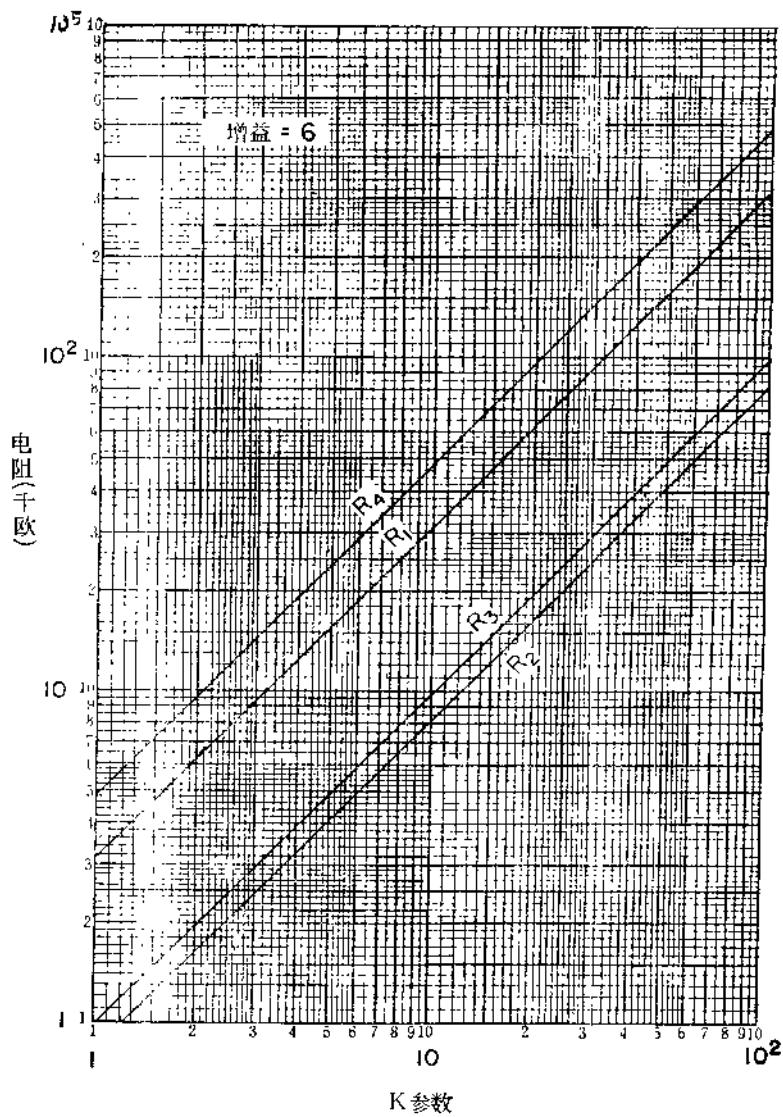


图 3.10 二阶高通勃脱华斯滤波器

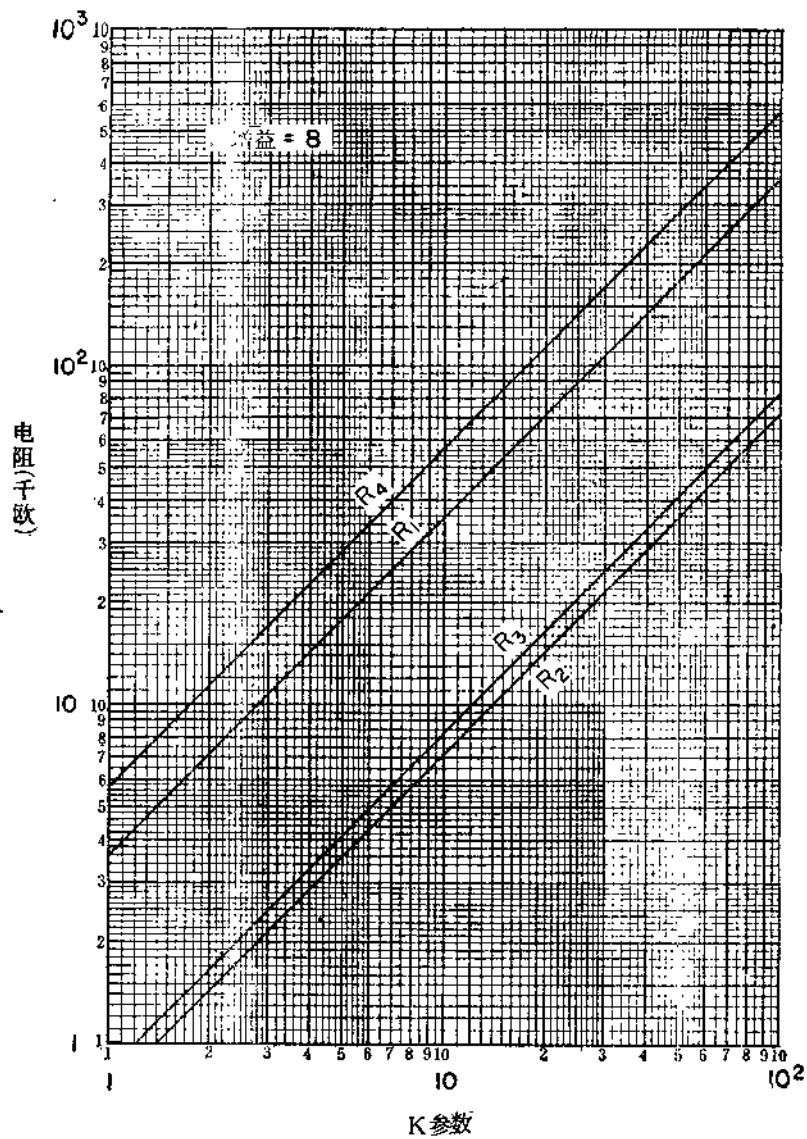


图 3.11 二阶高通勃脱华斯滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

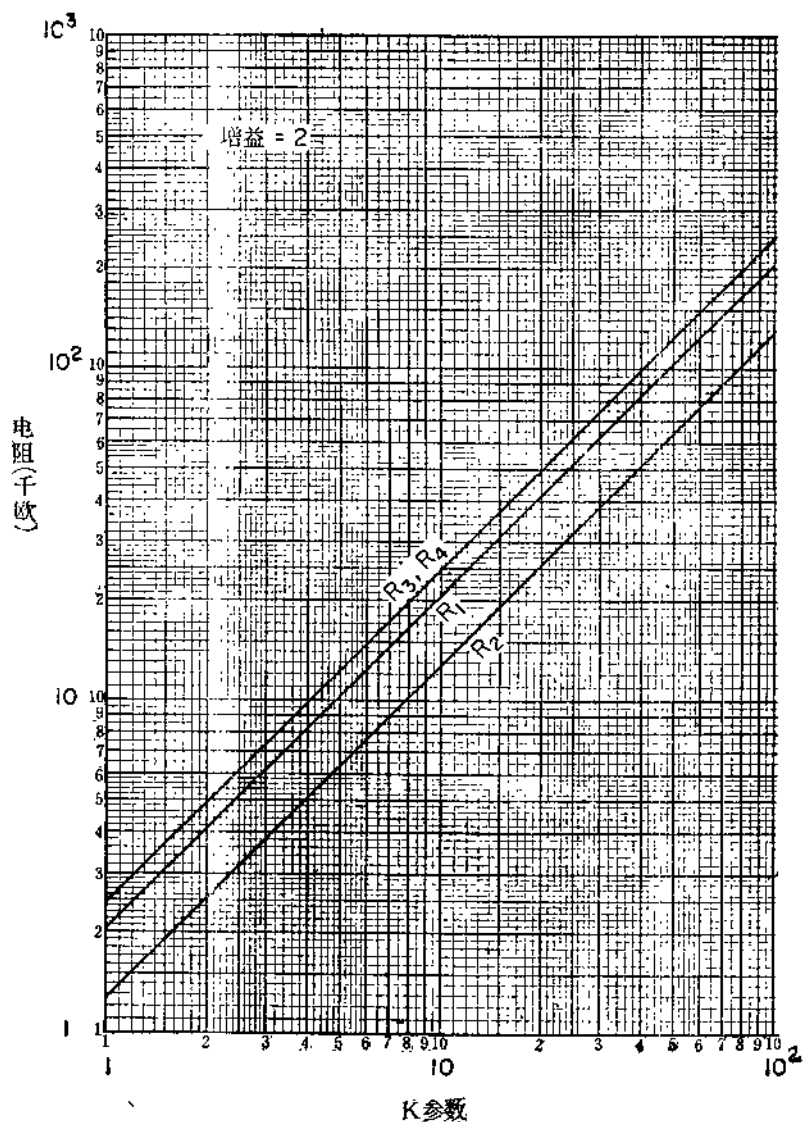


图 3.13 二阶高通契比雪夫滤波器(1/2分贝)

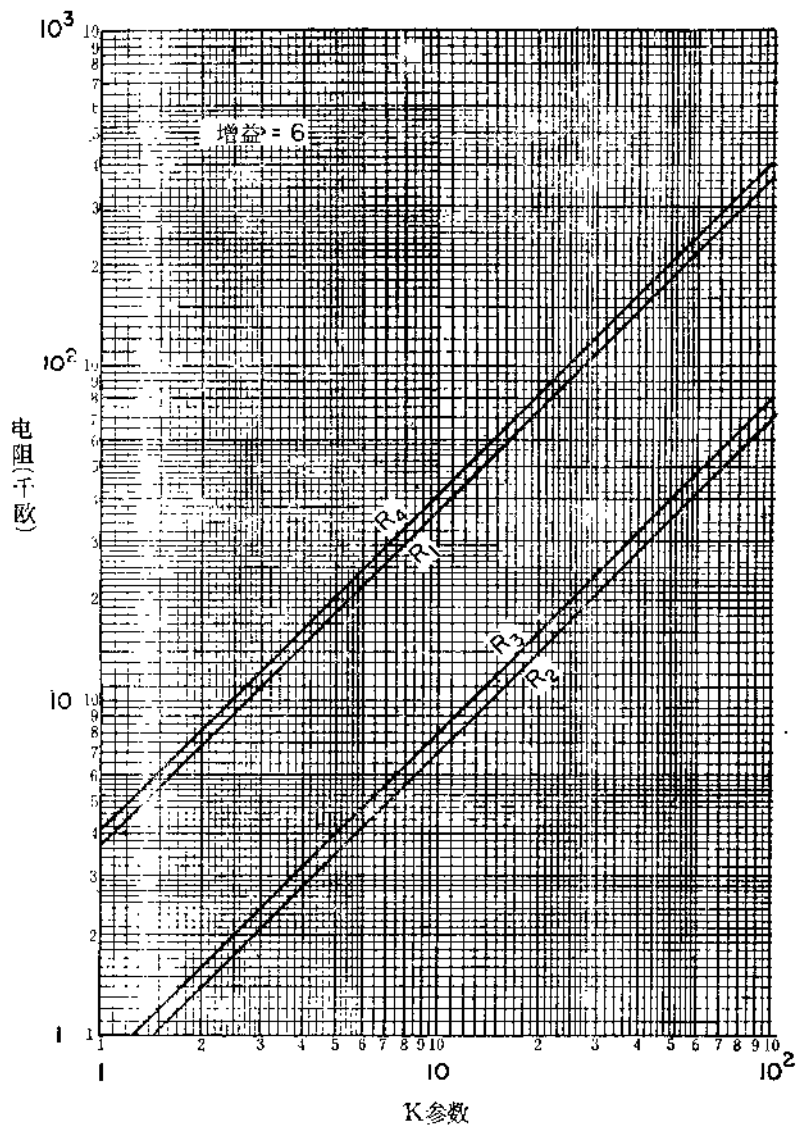


图 3.14 二阶高通契比雪夫滤波器(1/2分贝)

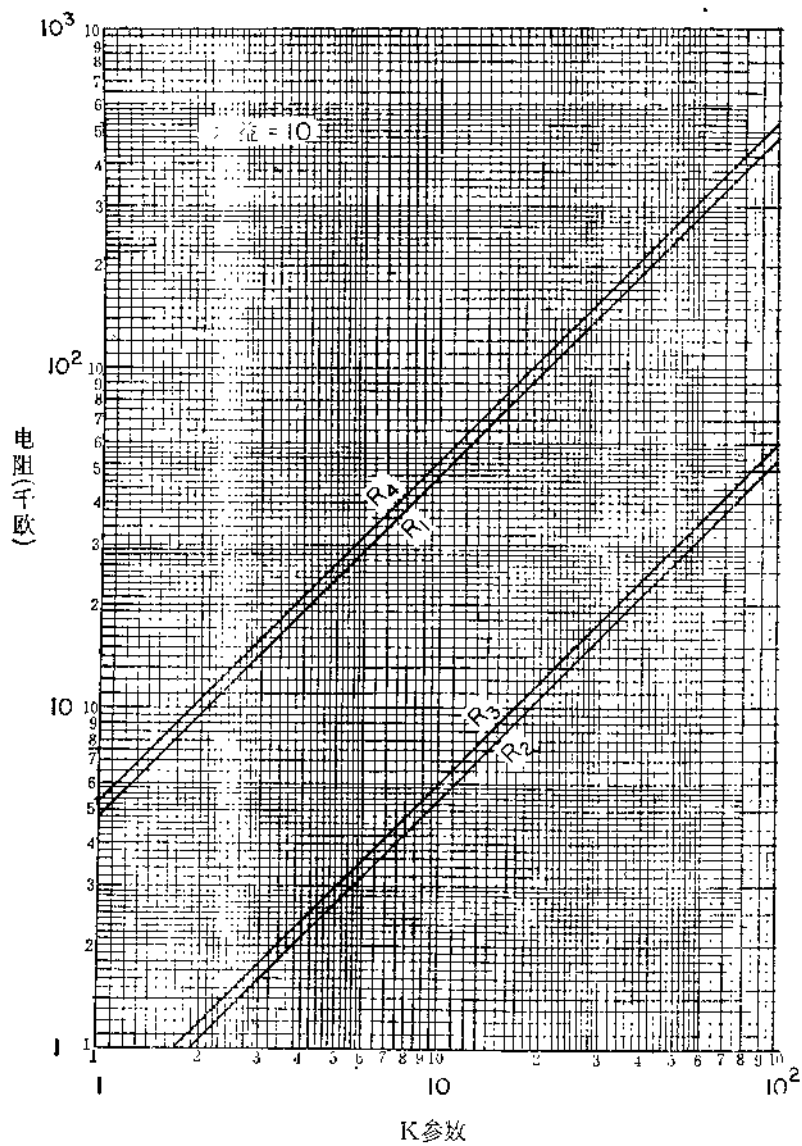


图 3.15 二阶高通契比雪夫滤波器(1/2 分贝)

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

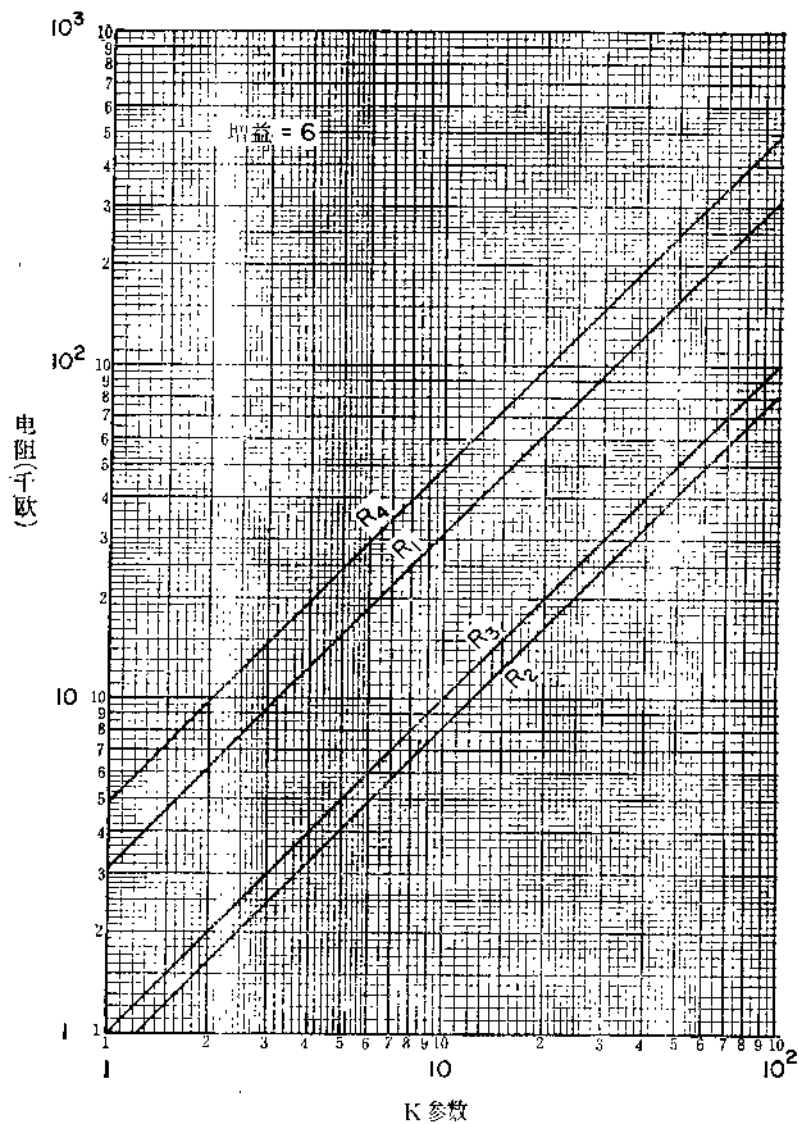


图 3.17 二阶高通契比雪夫滤波器(1 分贝)

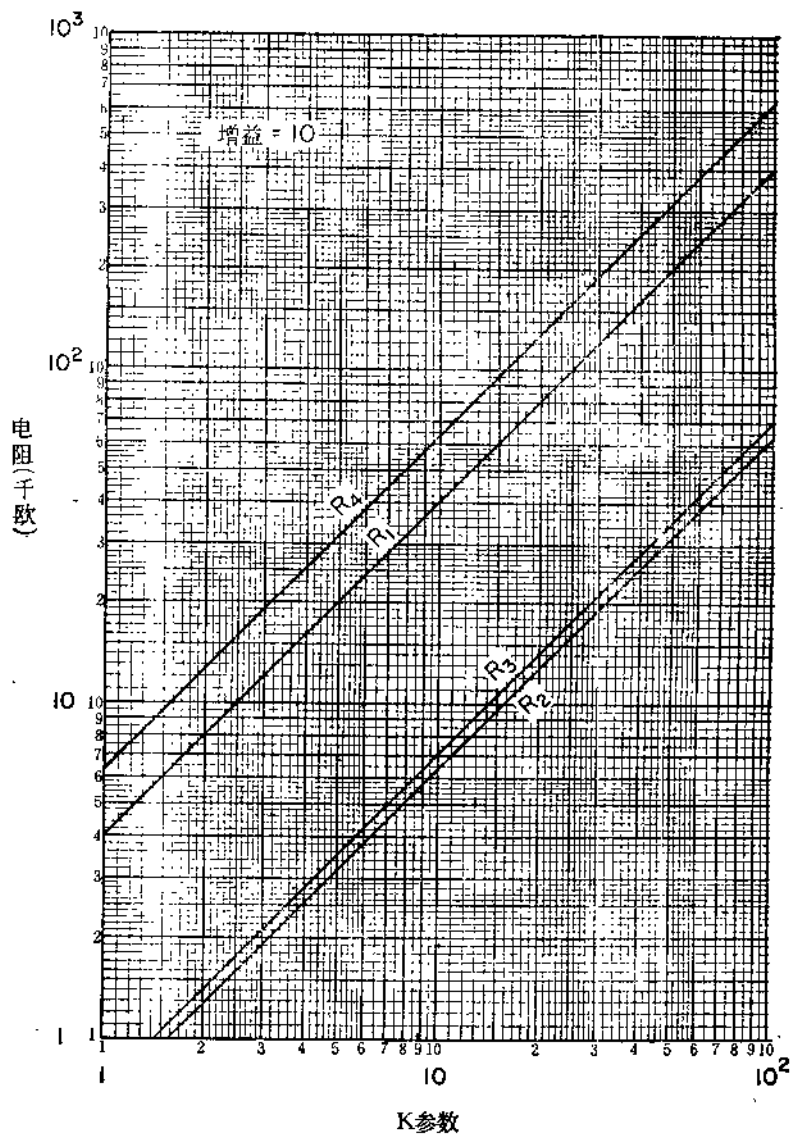


图 3.18 二阶高通契比雪夫滤波器(1分贝)

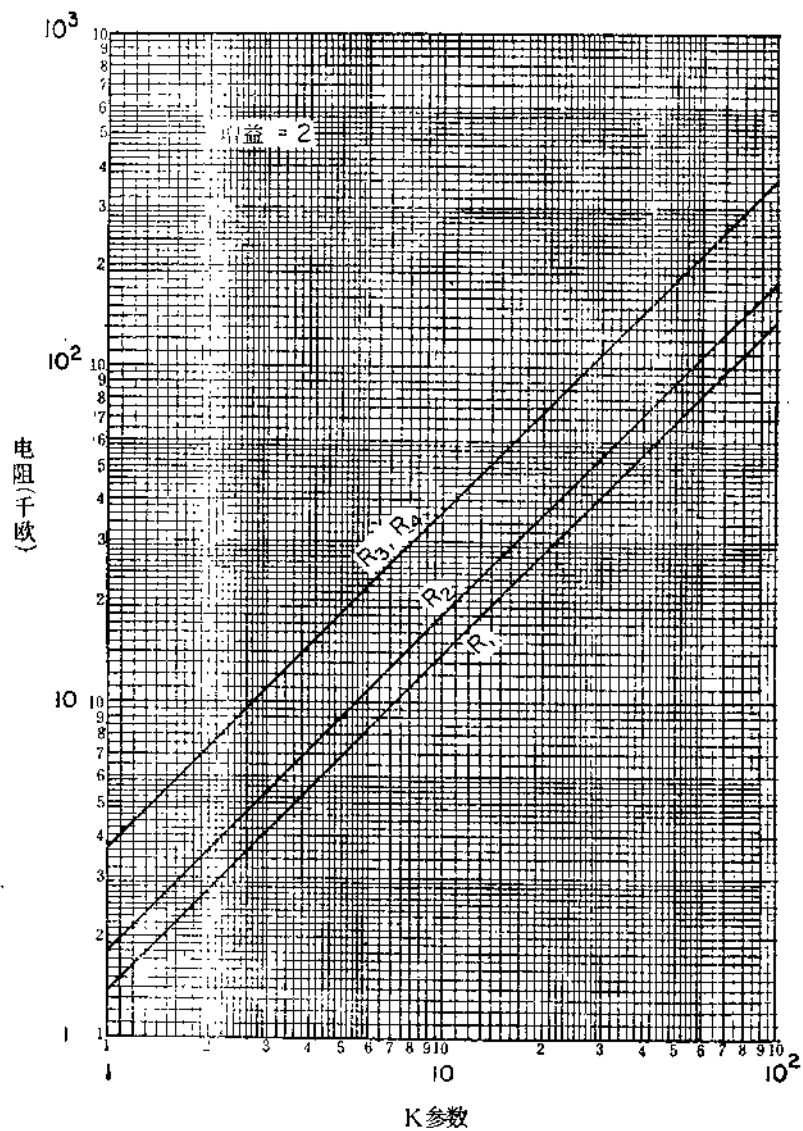


图 3.19 二阶高通契比雪夫滤波器(2分贝)

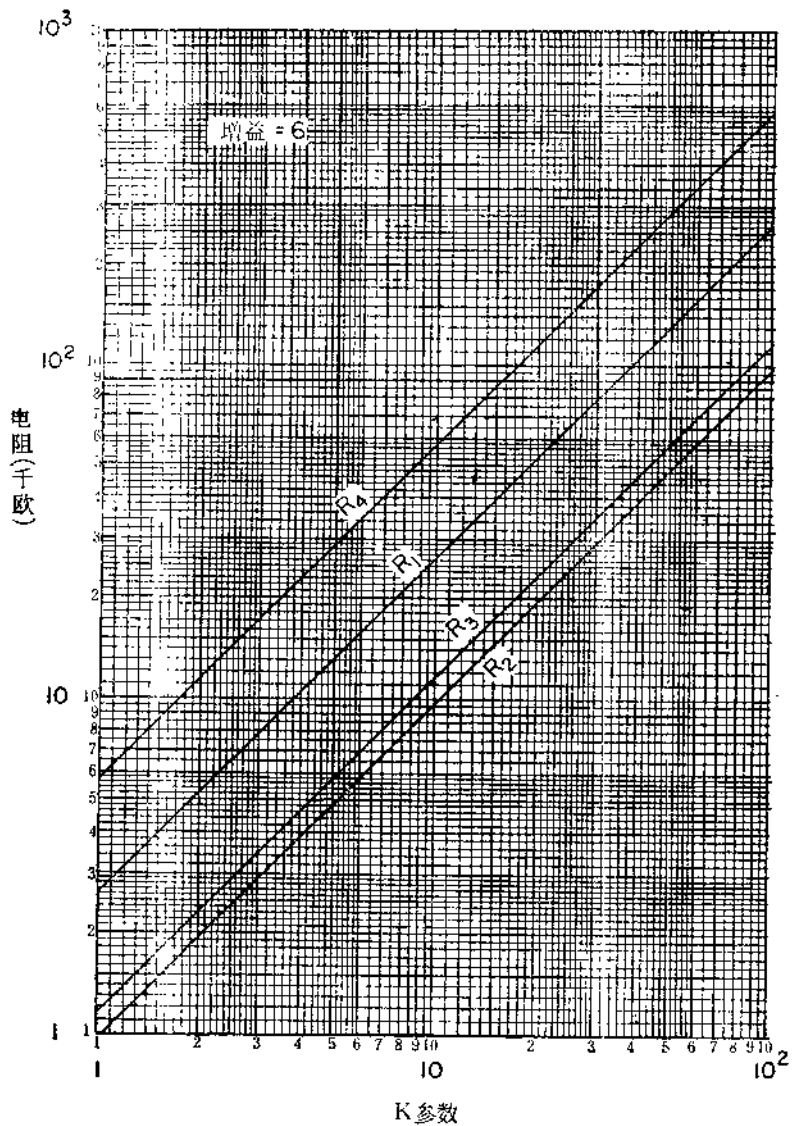


图 3.20 二阶高通契比雪夫滤波器(2分贝)

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

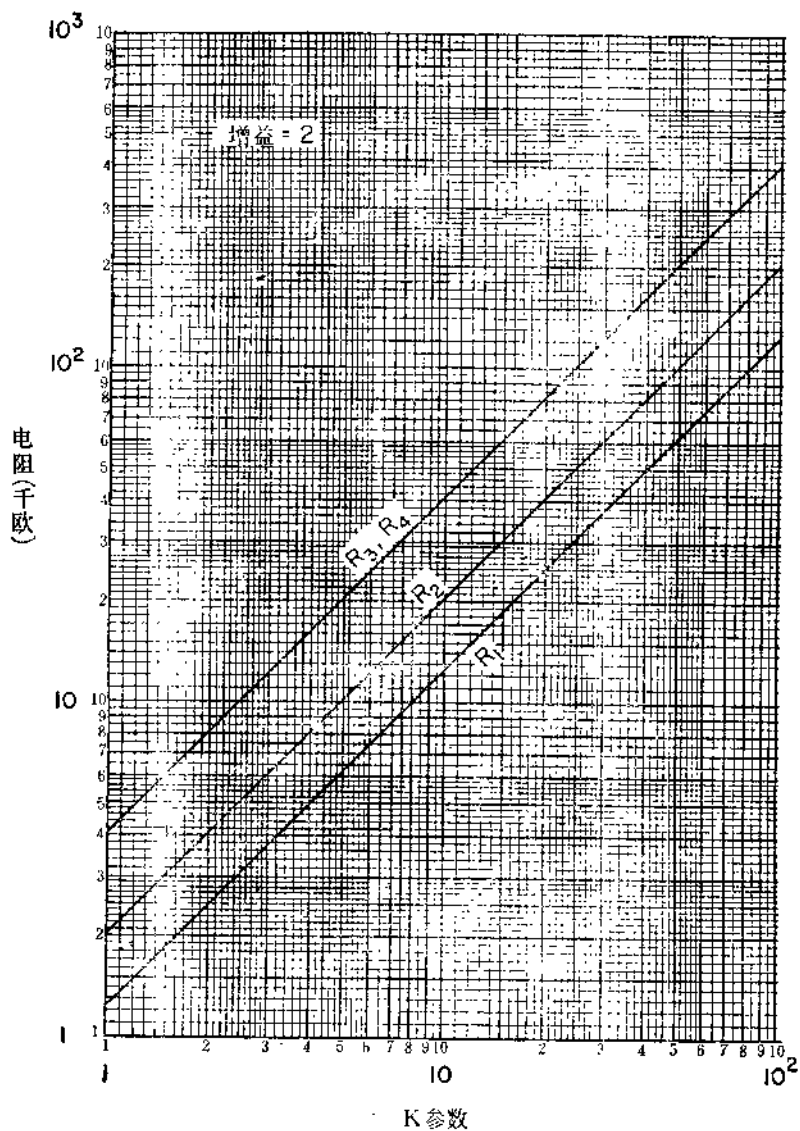


图 3.22 二阶高通奥比雪夫滤波器(3分贝)

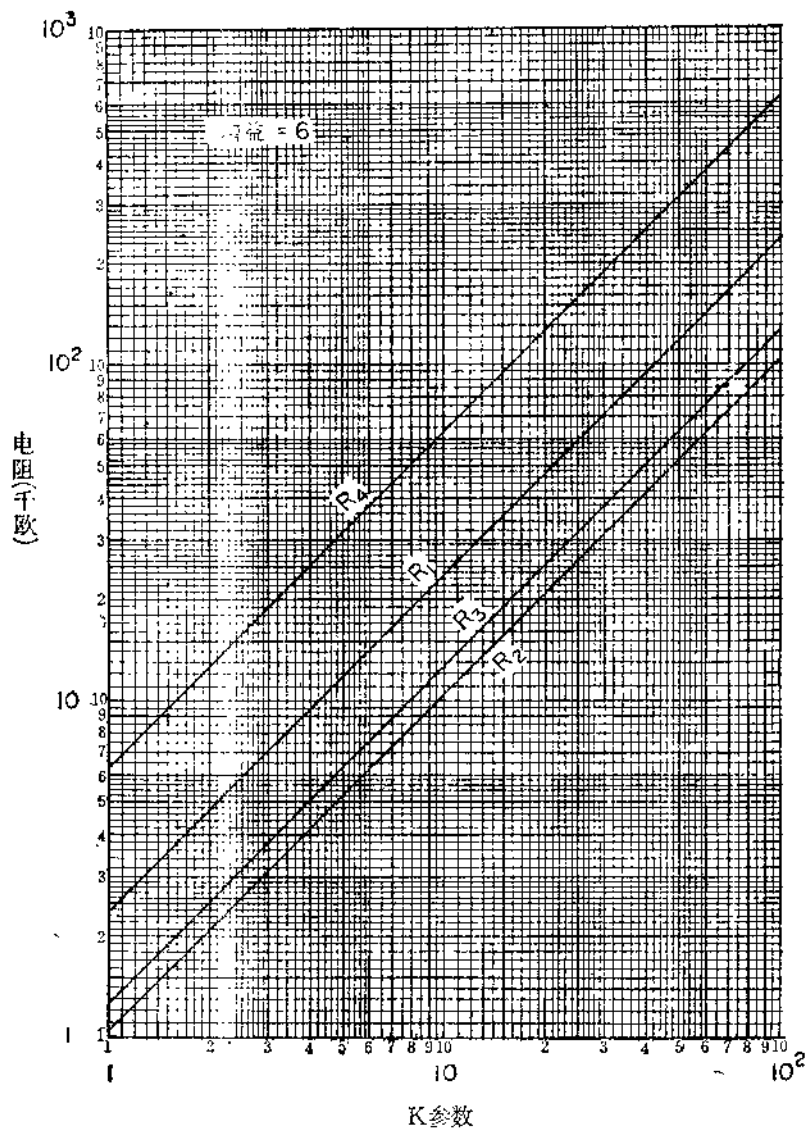


图 3.23 二阶高通契比雪夫滤波器(3分贝)

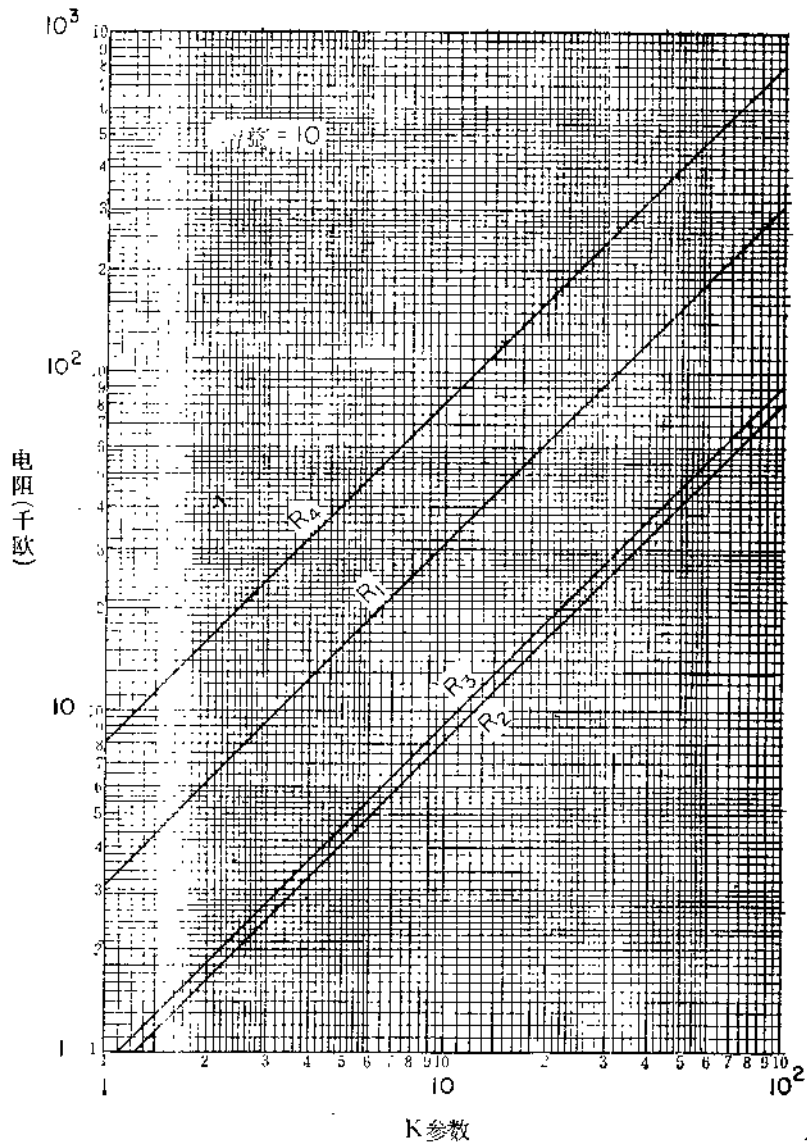
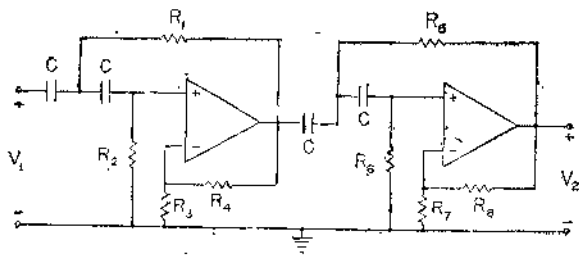


图 3.24 二阶高通契比雪夫滤波器(3分贝)

四阶高通滤波器的设计步骤提要



基本电路

设计步骤:

已知 f_c (赫), 增益及滤波器类型 (勃脱华斯或契比雪夫型), 完成下列步骤:

1. 按二阶高通滤波器中叙述的方法, 从图 3.6a, b 或 c 中选择一个电容 c 值, 并决定 K 参数。
2. 用所得的 K 值, 对勃脱华斯滤波器, 根据增益要求从图 3.25 至图 3.27 中一个合适的图表上找出电路的电阻值; 对契比雪夫滤波器, 根据增益及波动幅度的要求可从图 3.28 至图 3.39 中一个合适图表上查出电路的电阻值。
3. 选择尽可能接近图表指示值的标称系列电阻, 并构成电路。

说明和建议:

二阶低通滤波器的建议在此同样适用, 但有两个例外; 直流到地的回路由电阻 R_2 提供; 运算放大器的开环增益至少应该是滤波器增益的平方根的 50 倍。

有关二阶滤波器中对 R_3, R_4 的说明也适用于 R_7, R_8 。

具体例子见 3.3 节。

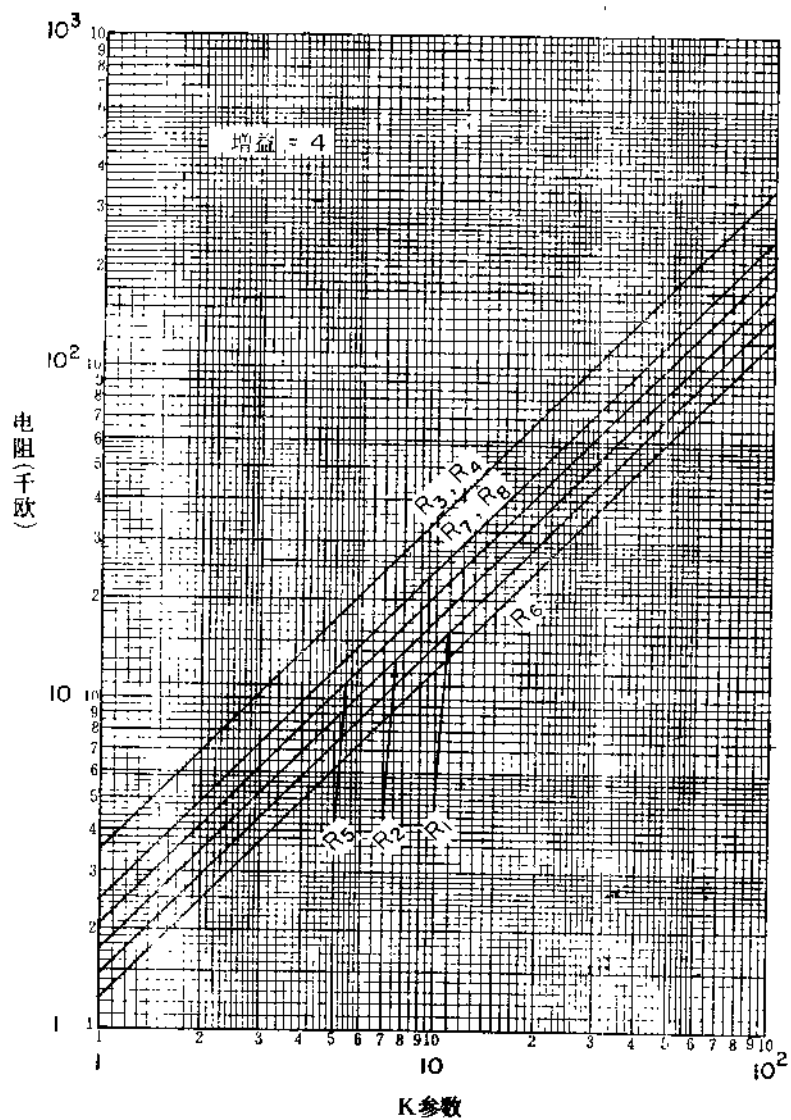


图 3.25 四阶高通切比雪夫滤波器

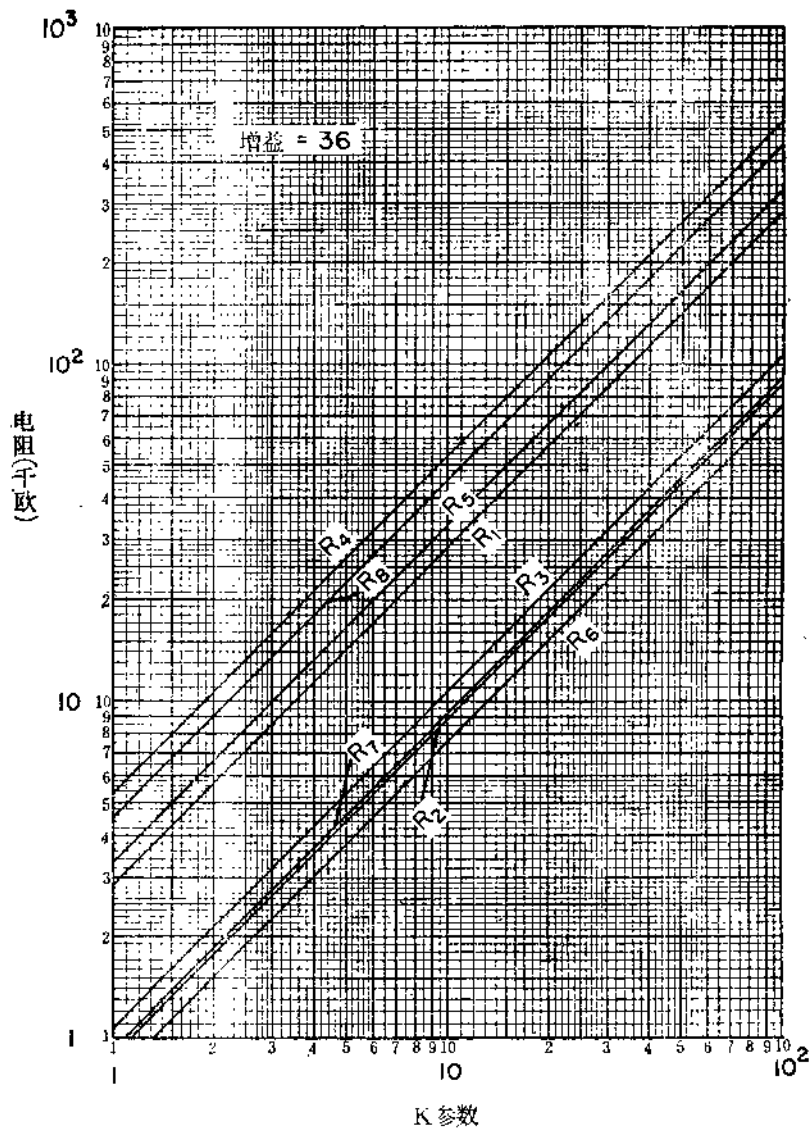


图 3.26 四阶高通勃脱华斯滤波器

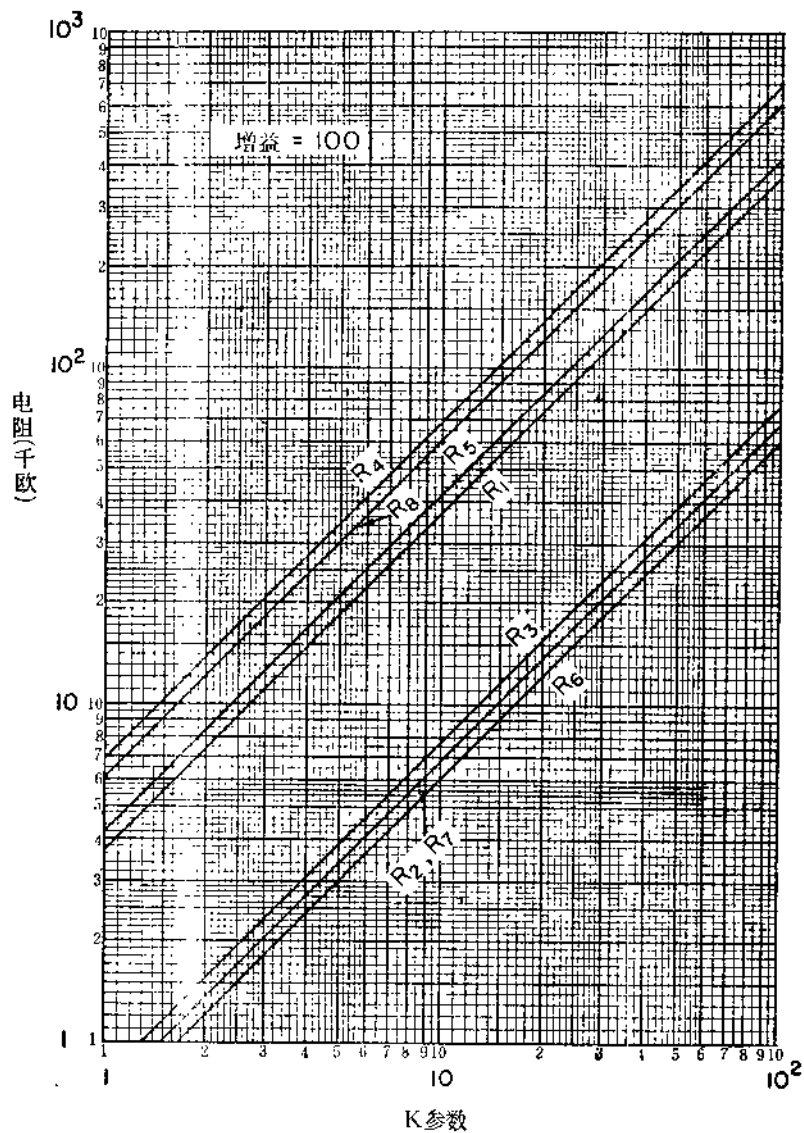


图 3.27 四阶高通勃脱华斯滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

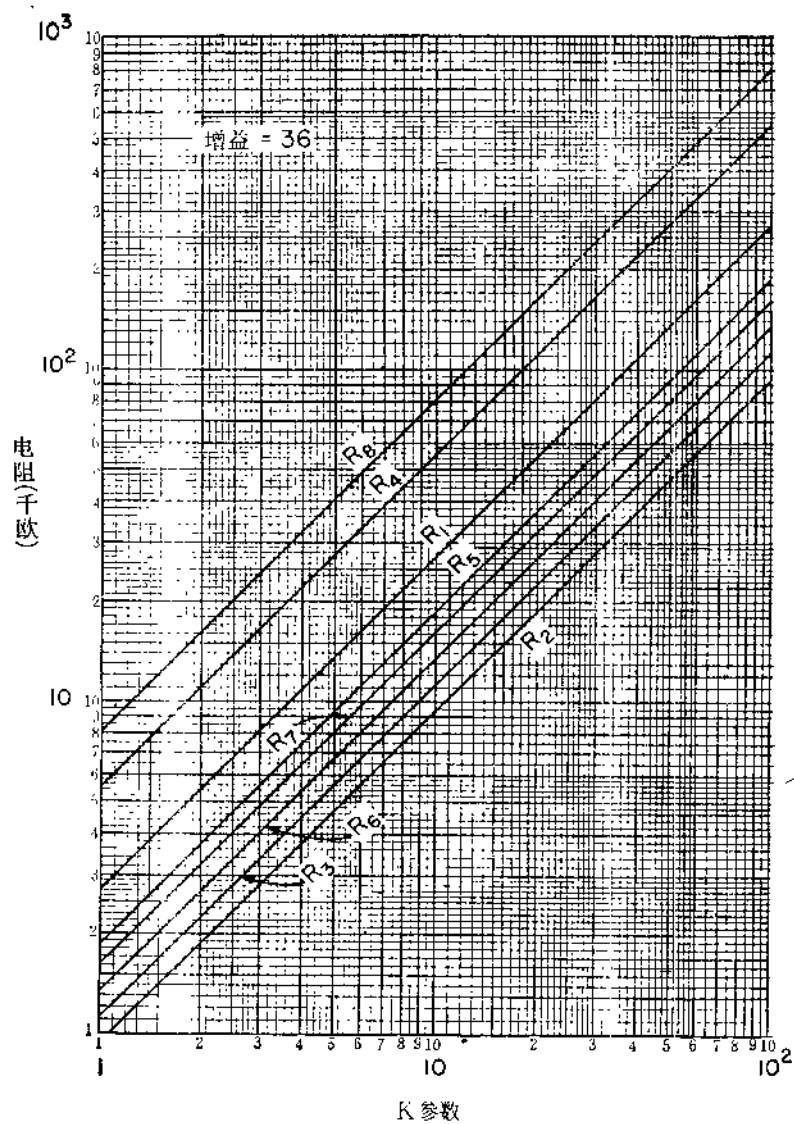


图 3.29 四阶高通契比雪夫滤波器(1/2 分贝)

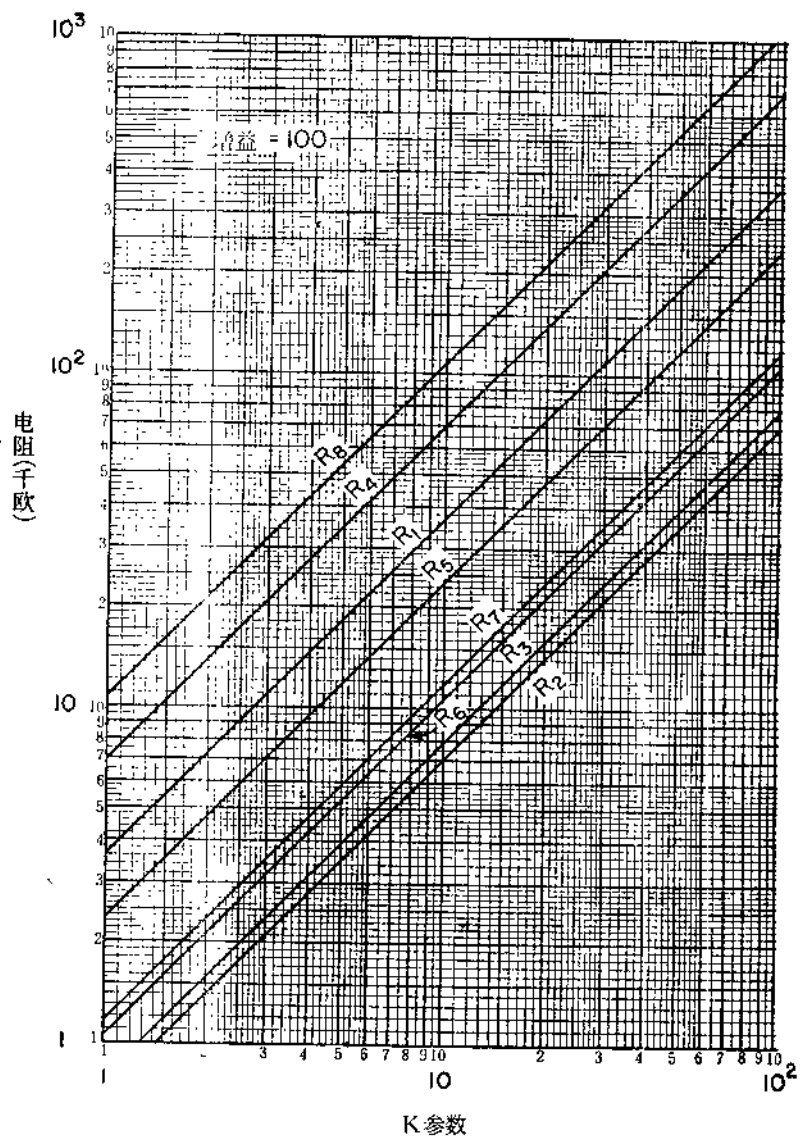


图 3.30 四阶高通契比雪夫滤波器(1/2分贝)

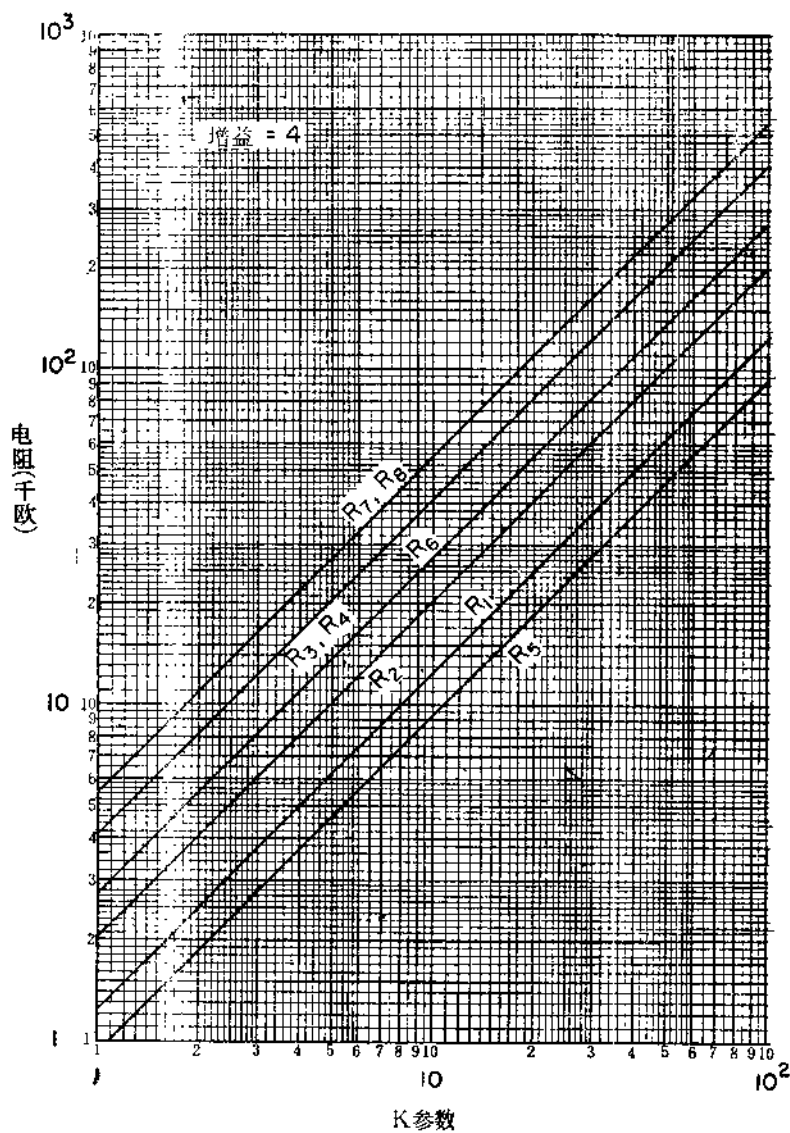


图 3.31 四阶高通契比雪夫滤波器(1分贝)

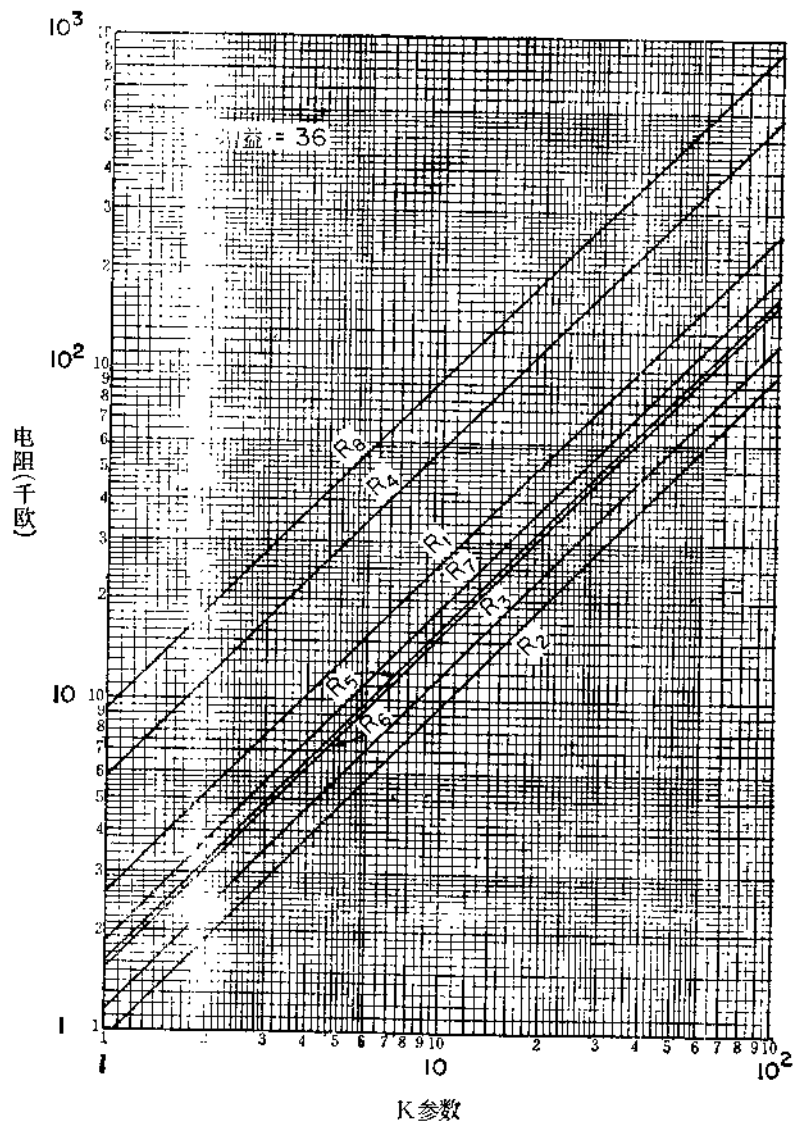


图 3.32 四阶高通契比雪夫滤波器(1分贝)

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

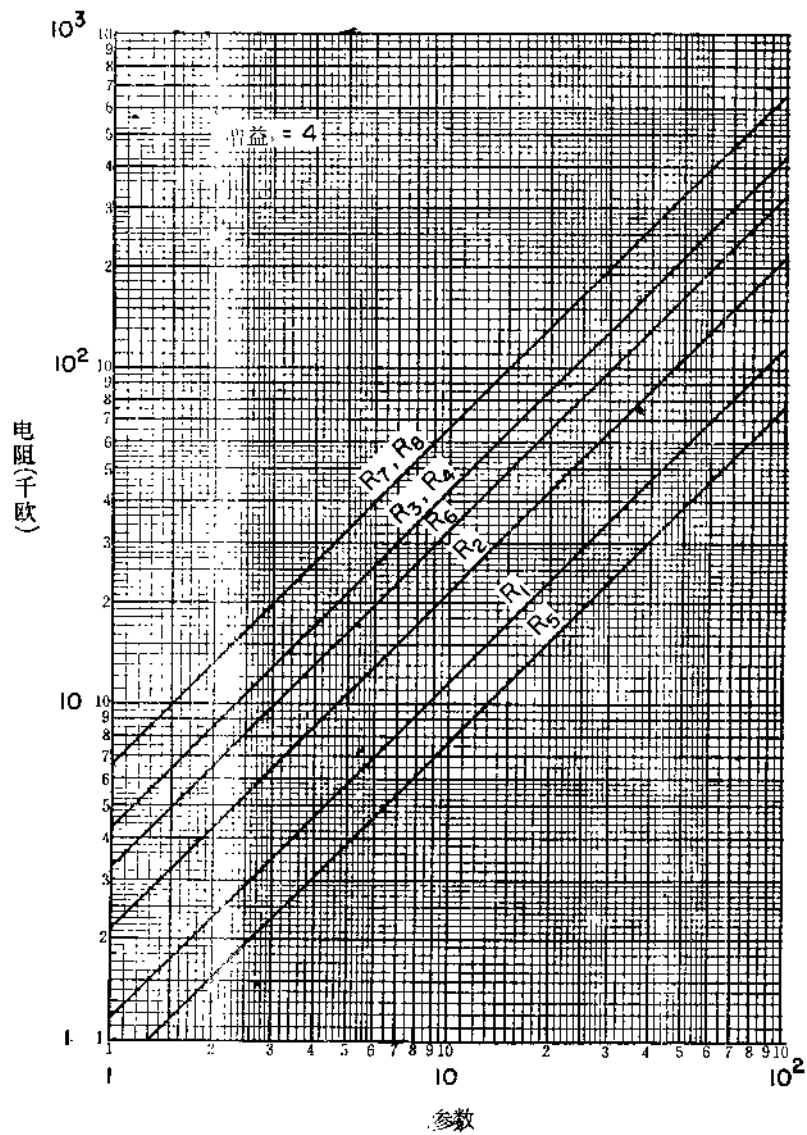


图 3.34 四阶高通契比雪夫滤波器(2分贝)

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

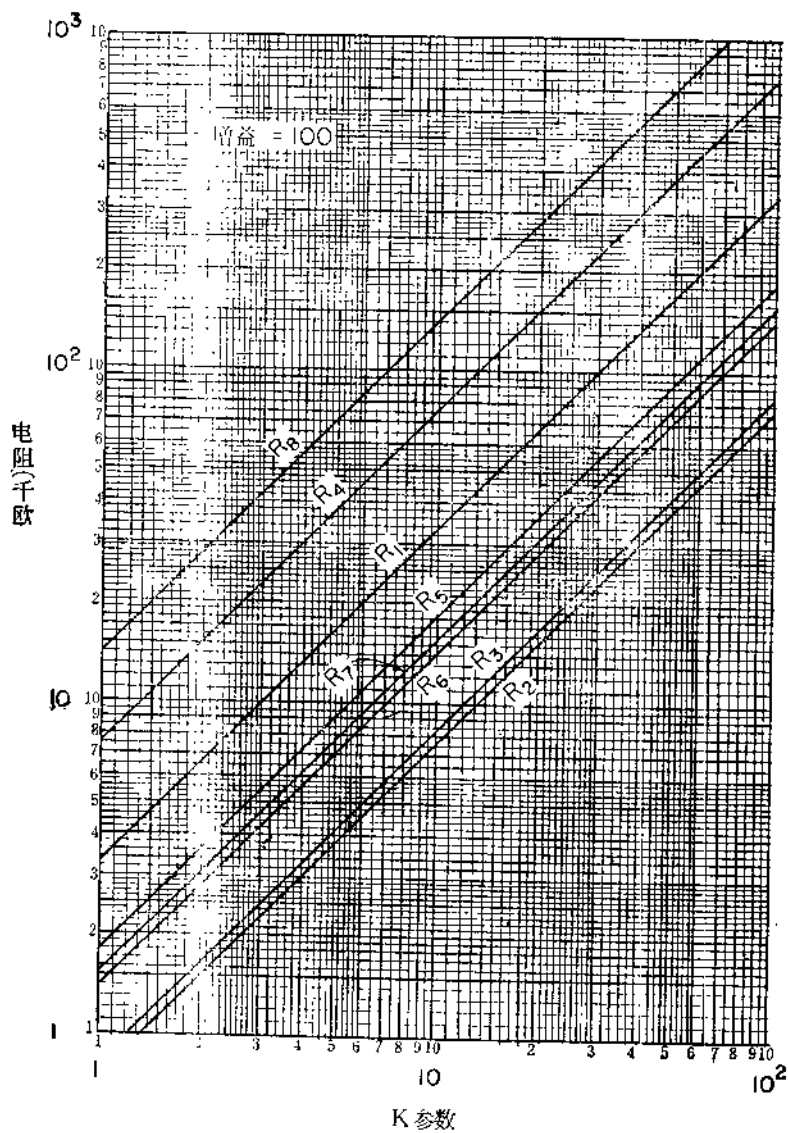


图 3-26 四阶高通契比雪夫滤波器(2分贝)

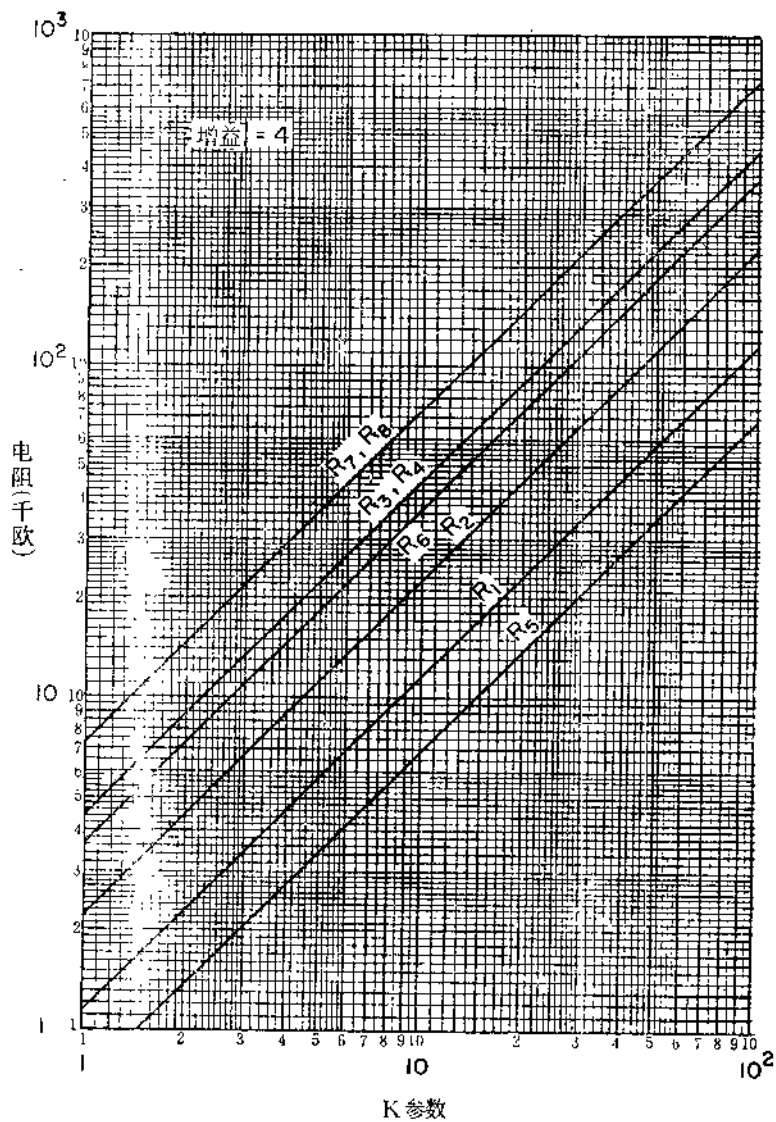


图 3.37 四阶高通契比雪夫滤波器(3分贝)

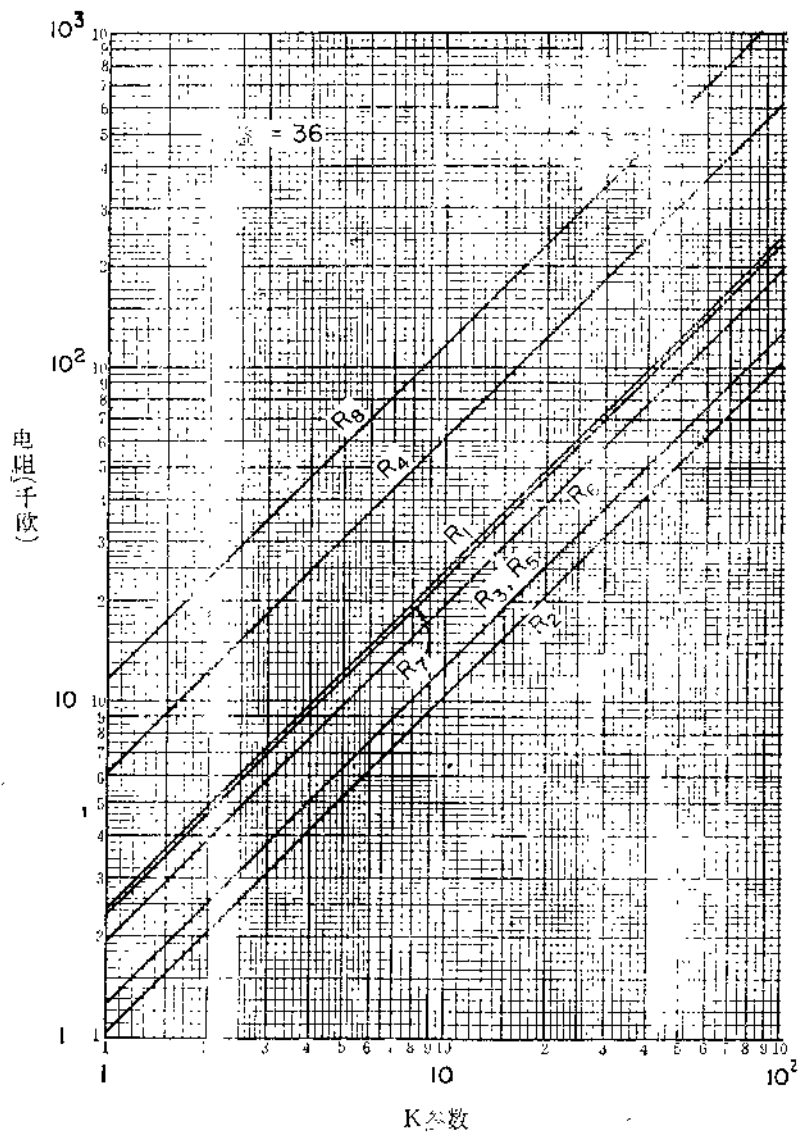


图 3-38 四阶高通契比雪夫滤波器(3分贝)

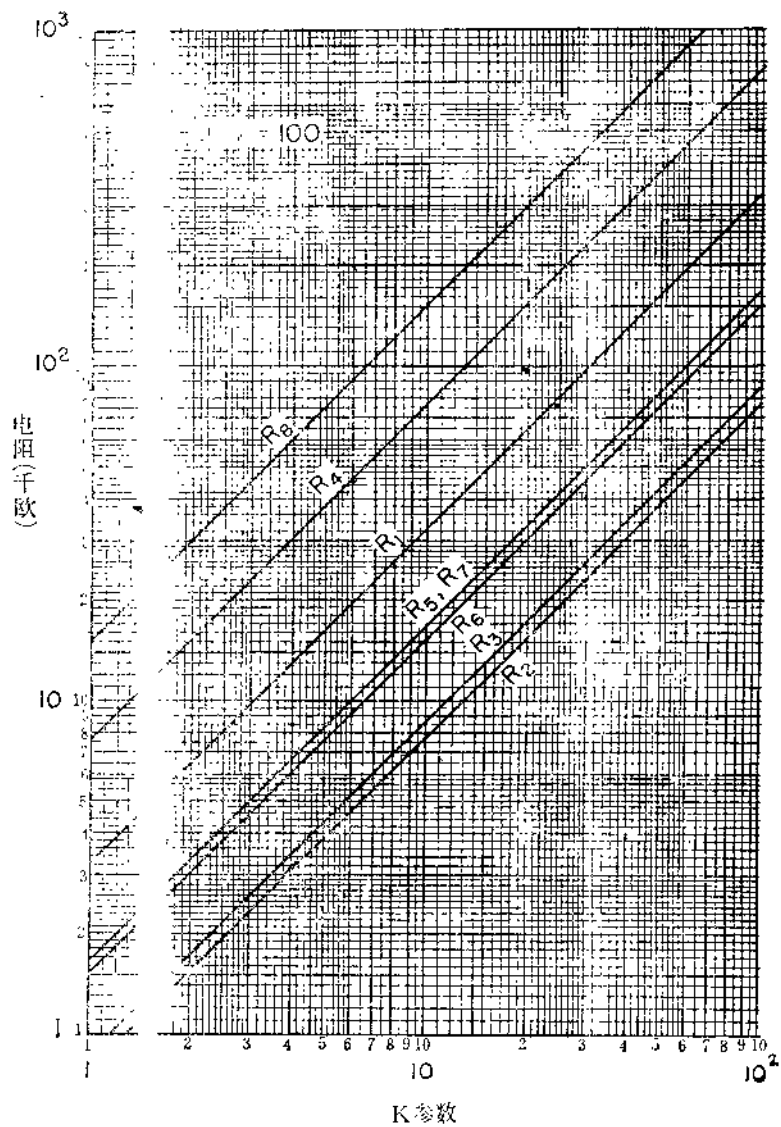


图 3.39 四阶高通契比雪夫滤波器(3 分贝)

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

$$K = \frac{\mu}{R_1 C}$$

$$B = \frac{4 - \mu}{R_1 C} \quad (4.2)$$

$$\omega_0^2 = \frac{2}{R_1^2 C^2}$$

那末就能满足(4.1)式。式中 $\mu = 1 + \frac{R_3}{R_2}$ (4.3)

从(4.2)式可以看到,

图 4.2 的电路用于低 Q 值时效果最佳。因为 $4 - \mu = R_1 C \omega_c / Q$, 所以对高 Q 值来说, μ 是非常接近 4 的, 从而从(4.2)式中可看出, 此时 Q 对 R_2 和 R_3 的变化是很敏感的。因此, 我们把图 4.2 实际运用时的曲线限制在 $Q \leq 4$ 。但是,

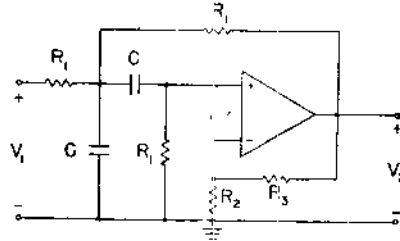


图 4.2 二阶带通滤波器

正如本章末设计提要所述, 使用一个电位器就有可能得到较高的 Q 值。图 4.2 电路的一个很大的优点是由中心频率 f_0 与所选择的 C 值来决定 R_1 。这样, 对一个固定的中心频率, 我们只须改变 R_2 和 R_3 就可以得到各种带宽。

如已知 f_0 和 B (赫), 或相当地已知 f_0 和 Q , 我们可以按本章末提要中的设计步骤来设计如图 4.2 的实际电路。

举例: 假设 $f_0 = 20,000$ 赫, $Q = 2$ ($B = f_0 / Q = 10,000$ 赫)。在图 4.11c 中, 取 $C = 0.001$ 微法时, 得到 K 参数为 5。从图 4.12 中得到 $R_1 = 11.2$ 千欧, $R_2 = 16.2$ 千欧, $R_3 = 32$ 千欧, 增益为 4.7。用标称系列电阻 11 千欧、15 千欧、33 千欧与一只用 10 微微法电容来补偿的运算放大器 $\mu A748$ 构成滤波器, 其振幅响应如图 4.3 所示。图的标度为 5000 赫/格。实际结果为 $f_0 = 19,400$ 赫, $Q = 2$, 增益为 4.35。

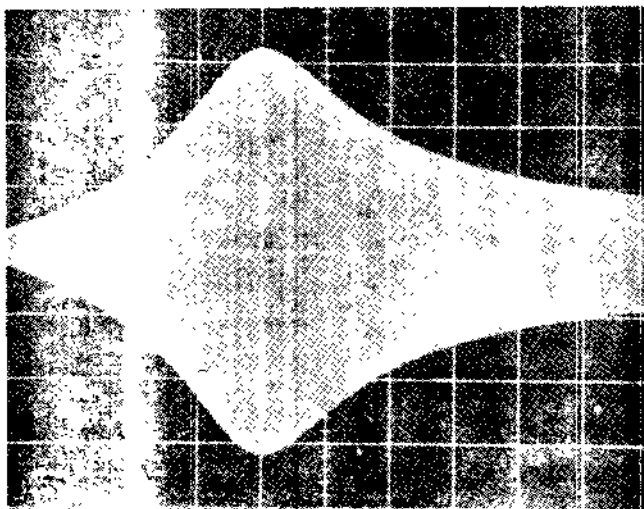


图 4.3 一个二阶带通 VCVS 滤波器的响应

4.3 二阶多路反馈带通滤波器

另一个能够实现二阶带通滤波器的电路是图 4.4 所示的多路反馈网络 [21]。电路分析表明, 如果

$$B = \frac{2}{R_1 C}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_3 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

(4.4)

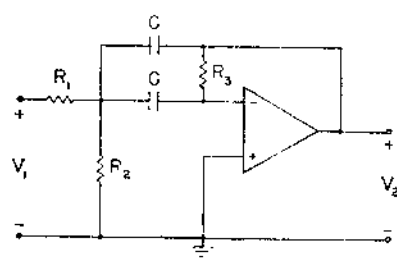


图 4.4 多路反馈二阶带通滤波器

那末(4.1)式就能满足。

(4.1) 中常取 $K = -1/R_1 C$, 这样电路给出了一个大小为 $R_3/2R_1$ 的反相增益(负的)。如果不需要反相, 只要再串联一个反相放大器就能得到同相的增益。

对于高 Q 值, 图 4.4 网络的元件数值范围太宽, Q 的灵敏度太高, 因此, Q 值被限制在 $Q \leq 10$ 。这个网络具有一个优点: 即可以给定 f_0 , Q 和增益。按本章末提要中所叙述的设计步骤可求得电

容和电阻的实际值。

例如设 $f_0=1000$ 赫, $Q=10$, 增益为 10。从图 4.11b 中可得到 K 参数为 10, 从图 4.31 中, 取 C 为 0.01 微法时, $R_1=15.9$ 千欧, $R_2=810$ 欧姆, $R_3=318$ 千欧。用一只运算放大器 SU536 与标称电阻 10 千欧、820 欧姆、330 千欧, 就能得到图 4.5 所示的响应曲线。该曲线中 $f_0=1024$ 赫, $Q=9.3$ ($B=110$ 赫) 和增益为 8.8。图的标准是 250 赫/格。

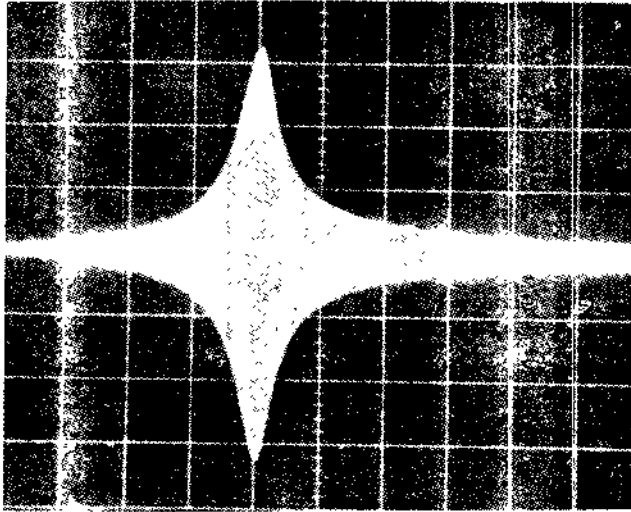


图 4.5 一个多路反馈带通滤波器响应

4.4 二阶正反馈带通滤波器

为求得最好的结果, 以上两节中的二阶带通滤波器的 Q 值被限制在 10 左右。图 4.6 所示的是一种正反馈电路[2]。它使用两只运算放大器, Q 值可高达 50 (正反馈的意思是指图中通过 R_3 反馈的信号是同相信号)。

分析图 4.6 表明, 以下各值能满足(4.1)式:

$$K = \frac{R_4}{R_1^2 C}$$

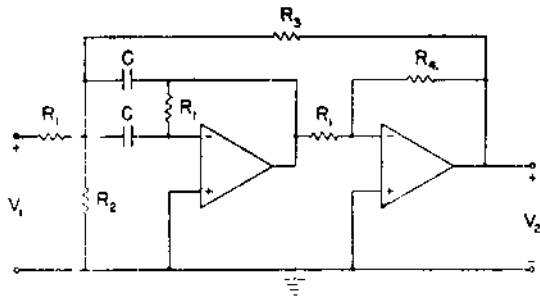


图 4.6 二阶带通正反馈滤波器

$$B = \frac{1}{R_1 C} \left(2 - \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (4.5)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

已知 f_0 、 Q 和 C ，图 4.6 电路的具体设计可按提要中的步骤来完成。

例如，设 $f_0 = 2000$ 赫，增益为 4， $Q = 40$ ，选定 $C = 0.01$ 微法，从图 4.11b 中查得 K 参数为 5；从图 4.35 中查得 $R_1 = 50.5$ 千欧，

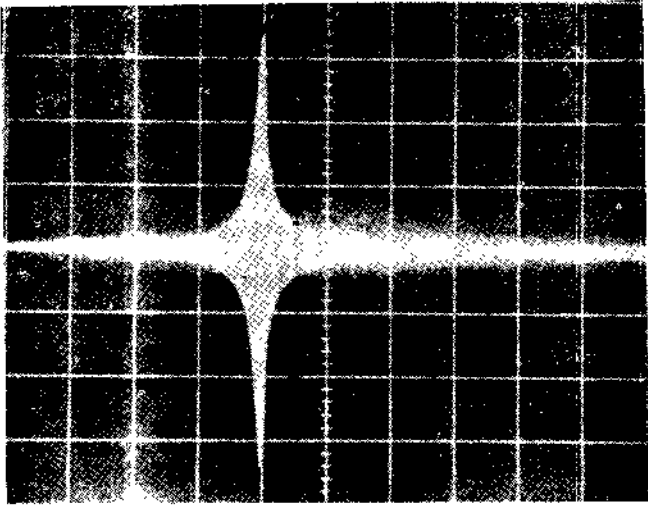


图 4.7 一个正反馈带通滤波器响应

$R_2 = 1.38$ 千欧, $R_3 = 17.3$ 千欧, $R_4 = 31.5$ 千欧。选用电阻 51 千欧、1.3 千欧、18 千欧、33 千欧与运算放大器 CA3056A, 就可以得到如图 4.7 所示的响应曲线, 其中 $f_0 = 2037$ 赫, $Q = 43.3$, 增益为 4.4。该图以 500 赫/格作为标度。

改变 R_3 或 R_4 可使品质因数 Q (因此也使带宽) 有一定程度的变化, 而 f_0 不会明显地改变。例如, 用一只电位器来改变 R_4 的值至 36.6 千欧, 可得到 Q 为 102, 增益为 12.5, 而 f_0 仅仅只变化到 2035 赫。如果要把 f_0 变回到 2000 赫, 可在电容 C 上并联一只小电容使其稍有增加即可。

4.5 高阶带通滤波器

将两个 (4.1) 式那样的函数相乘, 可以得到一个四阶带通滤波器的传递函数, 它的形式是一个常数乘以 S^2 并除以一个四次多项式。这个函数可以看成是一个二阶低通传递函数与一个二阶高通传递函数的乘积。这样, 可利用第二、三章所得到的结果, 把一只截止点为 f_{c_1} 的二阶低通滤波器与一只截止点为 $f_{c_2} (< f_{c_1})$ 的二阶高通滤波器串联起来, 这是一种制作各种带通滤波器的简便方法。所得到的滤波器, 它的中心频率 f_0 约是 $\sqrt{f_{c_1} f_{c_2}}$ (当两只都是勃脱华斯滤波器时, 则 $f_0 = \sqrt{f_{c_1} f_{c_2}}$), B 约等于 $f_{c_1} - f_{c_2}$ 。随着差值 $f_{c_1} - f_{c_2}$ 的增加, 也就是随着 Q 的降低, 近似程度将有所改善。如果 f_{c_1} 与 f_{c_2} 至少相离一个倍频程 [22], 可以得到最好的结果, 此时 Q 大概不超过 $\sqrt{2} = 1.414$ (一个倍频程是指这样两个频率的间隔: 一个频率是另一个频率的两倍)。若将四阶的低通和高通滤波器串联起来, 则可得到更为尖锐的截止特性, 当然这需要有四只运算放大器。

在高、低通滤波器都是勃脱华斯滤波器的情况下, 如果 $f_{c_1} = f_{c_2}$, 那末 $f_0 = f_{c_1} = f_{c_2}$ (因为 $f_0 = \sqrt{f_{c_1} f_{c_2}}$), 而 $Q = 1.1$ 。如果 $f_{c_1} = 2f_{c_2}$ (一个倍频程间隔), 则 $f_0 = \sqrt{2} f_{c_2} = 1.414 f_{c_2}$, $Q = 0.912$ 。

举例: 把一只 $f_0 = 4000$ 赫, 增益为 4 的勃脱华斯二阶低通滤

波器与一只 $f_0 = 4000$ 赫, 增益为 2 的勃脱华斯二阶高通滤波器串联起来, 结果应得 f_0 约为 $\sqrt{2000 \times 4000} = 2828$ 赫, 增益为 $4 \times 2 = 8$ 。低通滤波器各元件值^①为 $R_1 = 1.8$ 千欧, $R_2 = 9.1$ 千欧, $R_3 = 15$ 千欧, $R_4 = 13$ 千欧, $C = C_1 = 0.01$ 微法 (参阅图 2.3)。高通滤波器各元件值^①为 $R_1 = 9.1$ 千欧, $R_2 = 6.8$ 千欧, $R_3 = R_4 = 15$ 千欧, $C = 0.01$ 微法 (参阅图 3.2)。使用运算放大器 747, 其结果是 $f_0 = 2820$ 赫, 增益为 6.9, $Q = 0.95$ 。图 4.8 是它的响应曲线, 图中标度是 1000 赫/格, 从 1000 赫开始。

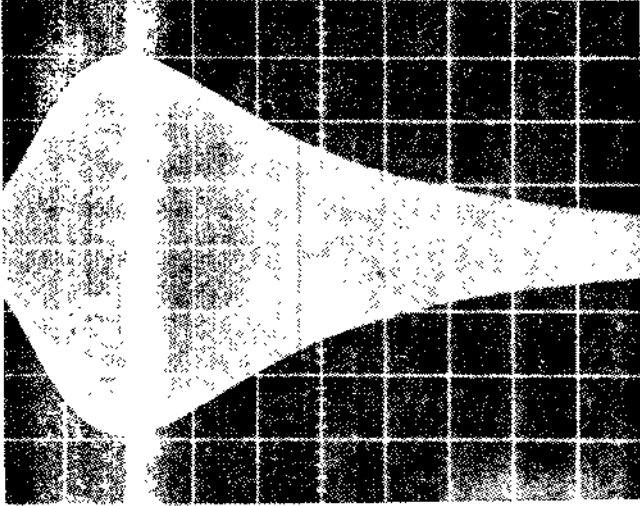


图 4.8 一个四阶带通响应

把两只或更多只相同的二阶带通滤波器串联起来, 可以得到非常尖锐的带通滤波器。如果 Q_1 是单级的品质因数, 这里共有 n 级, 那末该滤波器的 $Q = Q_1 / \sqrt{2^n - 1}$ 。在 $n = 1, 2, \dots, 5$ 时, Q 值与其相应的带宽可见图 4.9 中的表格。表格中 B_1 是单级滤波器的带宽。

① 此处所示的元件值是接近图表指示的标称系列值。

n	带 宽	Q
1	B_1	Q_1
2	$0.644B_1$	$1.55Q_1$
3	$0.516B_1$	$1.96Q_1$
4	$0.435B_1$	$2.36Q_1$
5	$0.386B_1$	$2.81Q_1$

图 4.9 串联后的带通滤波器的 Q 值表

例如对图 4.5 的带通滤波器, 设计要求 $f_0 = 1000$ 赫, $Q = 10$, 增益为 10。实际结果为 $f_0 = 1024$ 赫, $Q = 9.3$, 增益为 8.8。把它与另一只相同的滤波器相串联, 所得结果如图 4.10 所示。图中 $f_0 = 1028$ 赫, $Q = 14.3$, 增益为 88。图的标准是 250 赫/格。

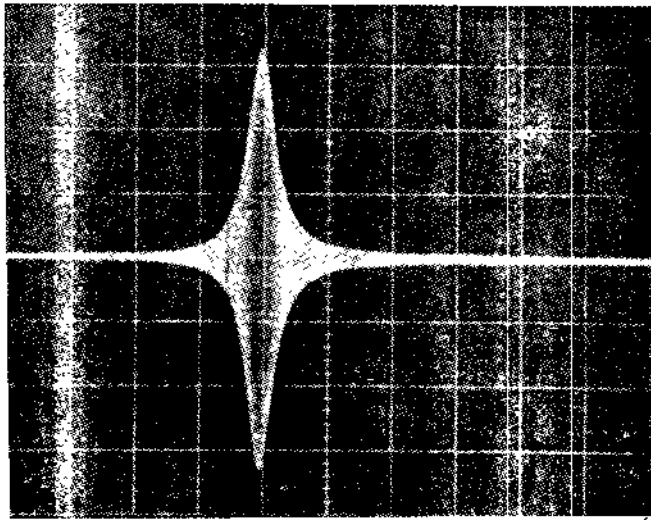


图 4.10 由二个相同的单级组成的滤波器的响应

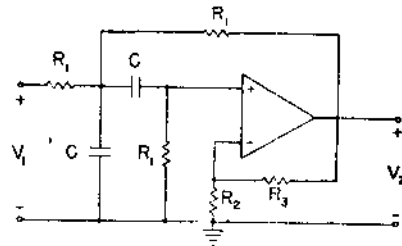
下面是各种实际带通滤波器的设计步骤提要图表。

二阶 VCVS 带通滤波器的设计步骤提要 ($Q \leq 4$)

设计步骤:

已知 f (赫), Q (或以赫为单位的带宽 BW), 完成以下步骤:

1. 如 f_0 在 1 赫与 10^2 赫之间, 选图 4.11a; 如 f_0 在 10^2 赫与 10^4 赫之间, 选图 4.11b; 如 f_0 在 10^4 赫与 10^6 赫之间, 选图 4.11c, 然后在合适的图中选择一个电容 C 值, 并决定 K 参数。



基本电路

2. 用所得的 K 值, 根据 Q (或 BW), 以图 4.12 到 4.14 中的一个合适的图表上找出电路的电阻值。

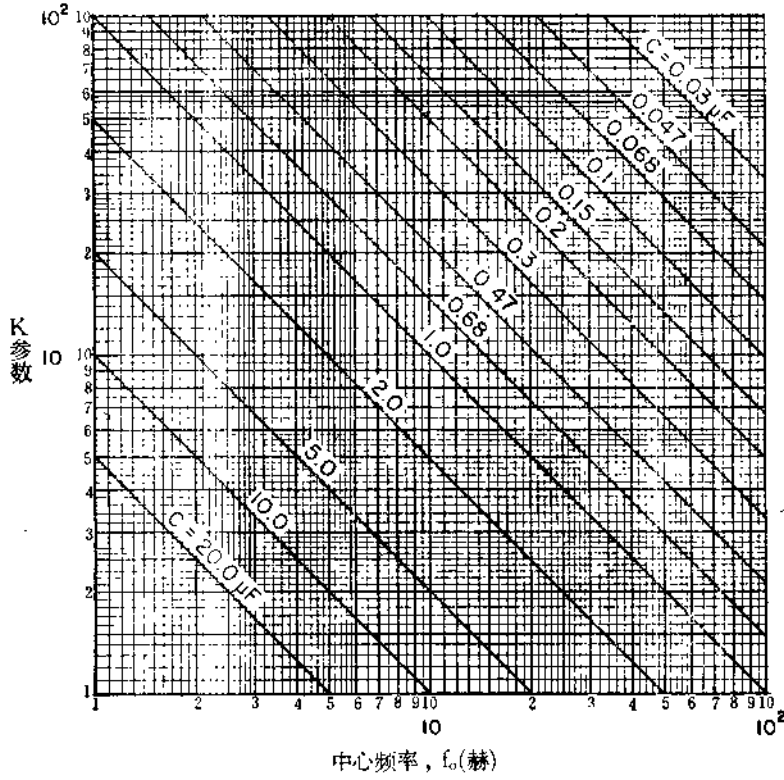


图 4.11a K (参数) $\sim f$ (频率) 曲线

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

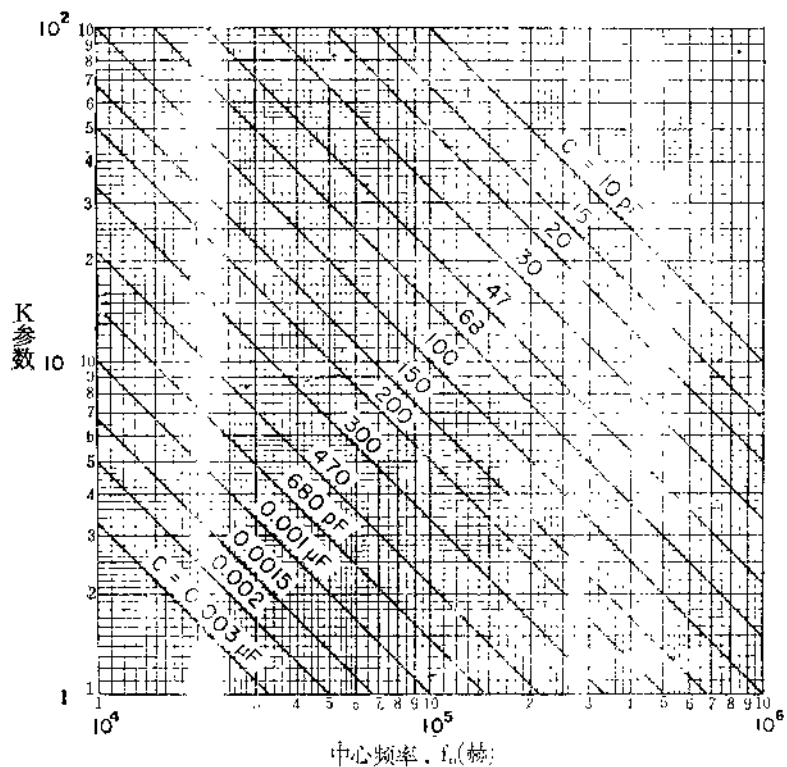


图 4.11c K (参数)~ f (频率)曲线

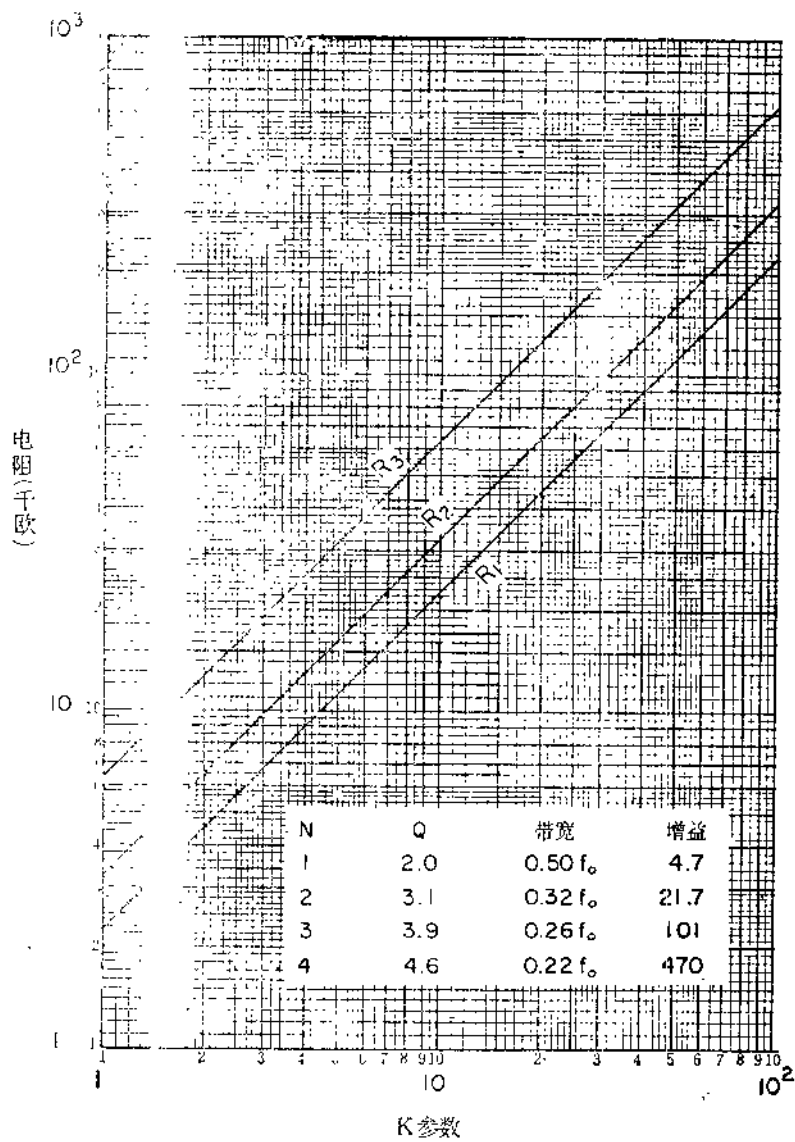


图 4.12 VCVS 带通滤波器

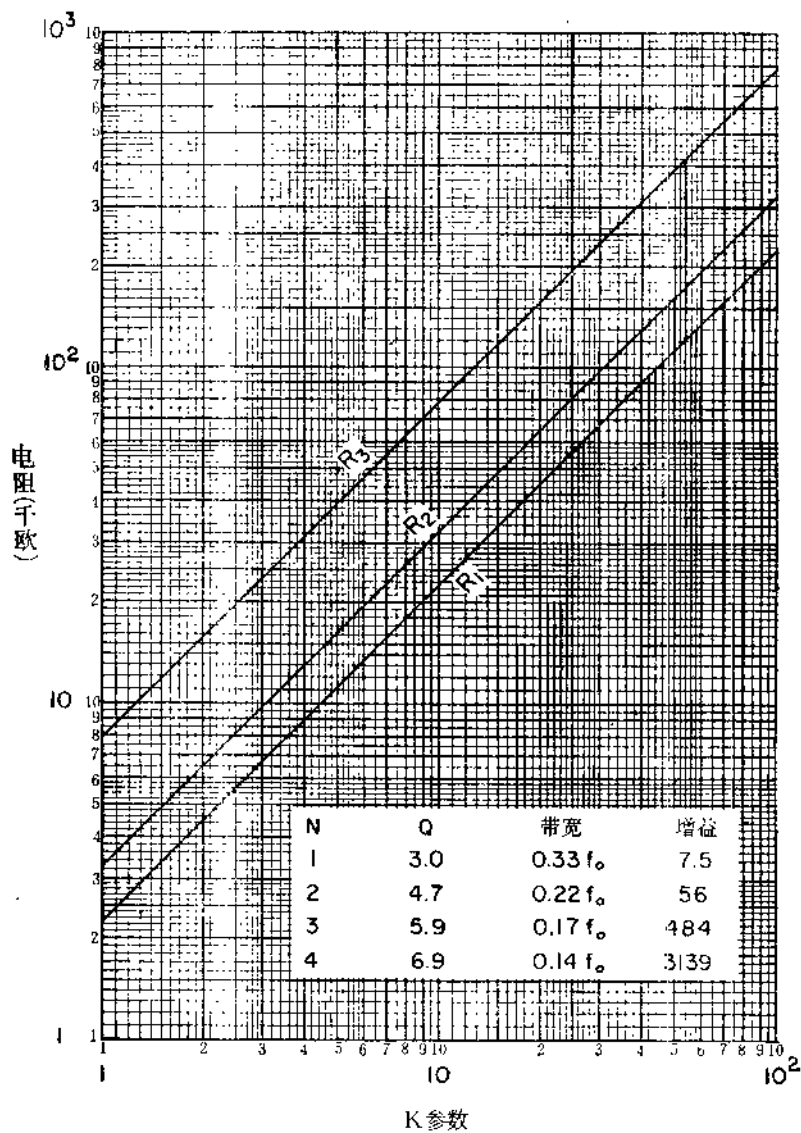


图 4.13 VCVS 带通滤波器

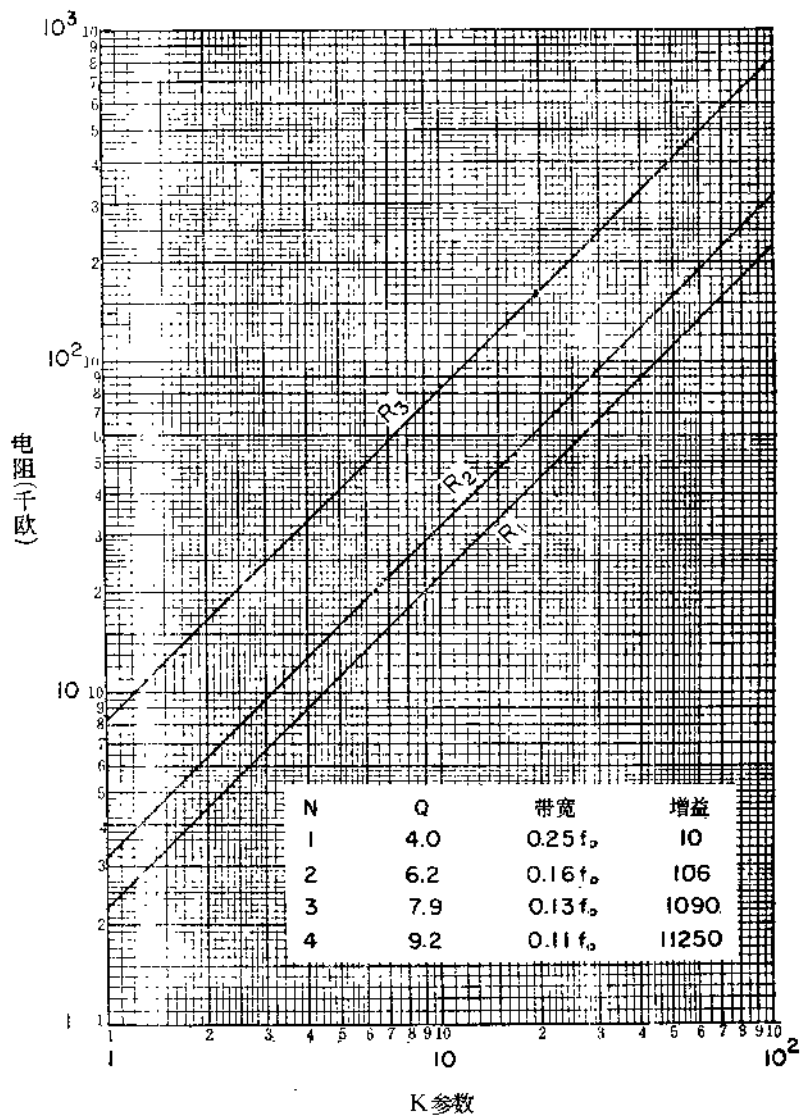


图 4.14 VCVS 带通滤波器

3. 选择尽可能接近图表指示值的标称系列电阻,并用其构成电路。

说明和建议:

关于二阶低通滤波器的说明,除以下几点外均可适用:

- (1) 有关 R_3 与 R_4 的说明适用于 R_2 与 R_3 。
- (2) 直流到地通路由 R_1 来提供。
- (3) 有关 f_c 的说明现用于 f_0 。

中心频率 f_0 可以是固定的,带宽(或 Q)可以用一个电位器改变 R_3/R_2 的比值来调节(见 4.2 节)。

具体例子可见 4.2 节。

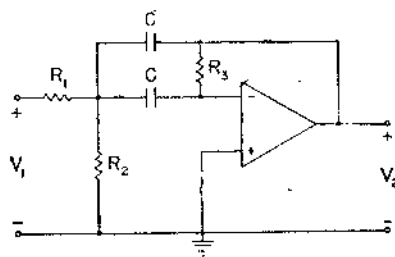
对由 N 个相同的单级串联的情况,在 $N=1, 2, 3, 4$ 时,它们的 Q 值、带宽和增益示于图 4.12 到 4.14。

二阶多路反馈带通滤波器的设计步骤提要 ($Q \leq 10$)

设计步骤:

已知 f_0 (赫), Q (或以赫为单位的带宽 BW) 和增益,完成下列步骤:

1. 用二阶 VCVS 带通滤波器中所叙述的方法,从图 4.11a、b 或 c 中选择一个电容 C 值,并决定 K 参数。



基本电路

2. 用所得的 K 值,根据 Q 值(或 BW) 和增益,从图 4.15 到 4.31 中的一个合适的图表中找出电阻值。

3. 选择尽可能接近图表指示值的标称系列电阻,并用其构成电路。

说明和建议:

关于二阶低通滤波器的说明,除下述几点外均可适用:

- (1) 有关比值 R_4/R_3 的说明在此不适用。
- (2) 直流到地通路由 R_3 提供。

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

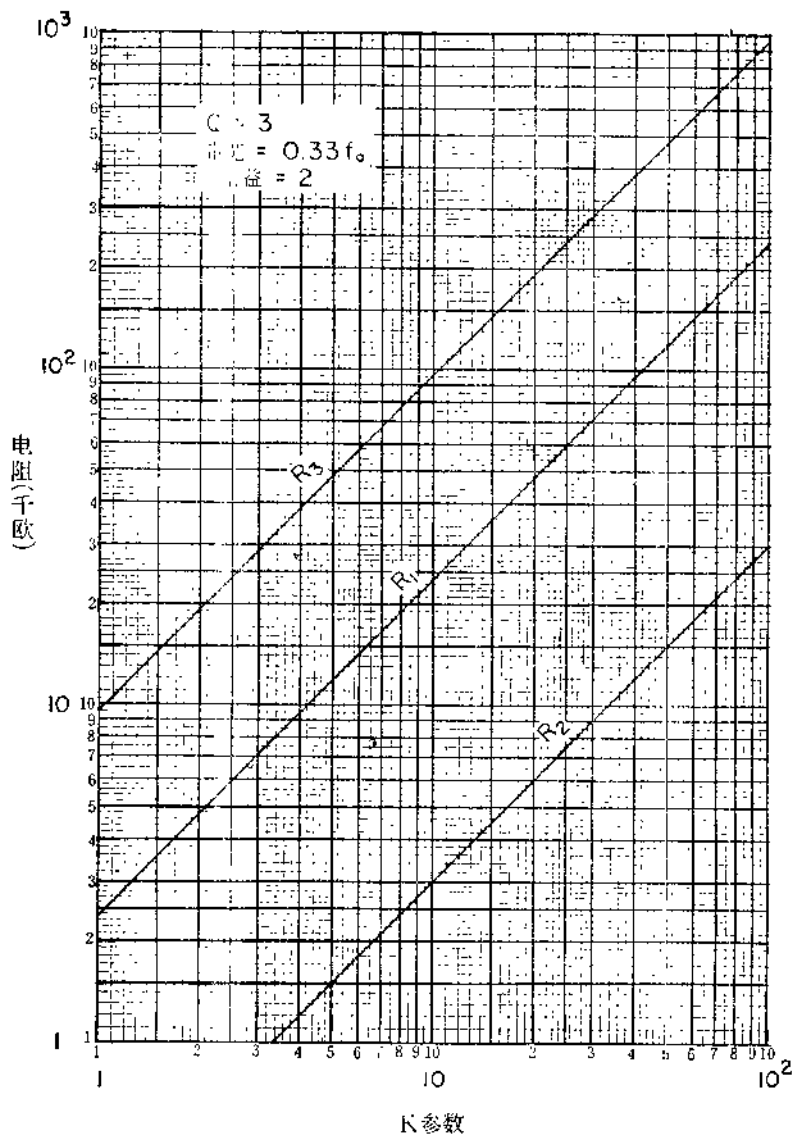


图 4.16 多路反馈带通滤波器

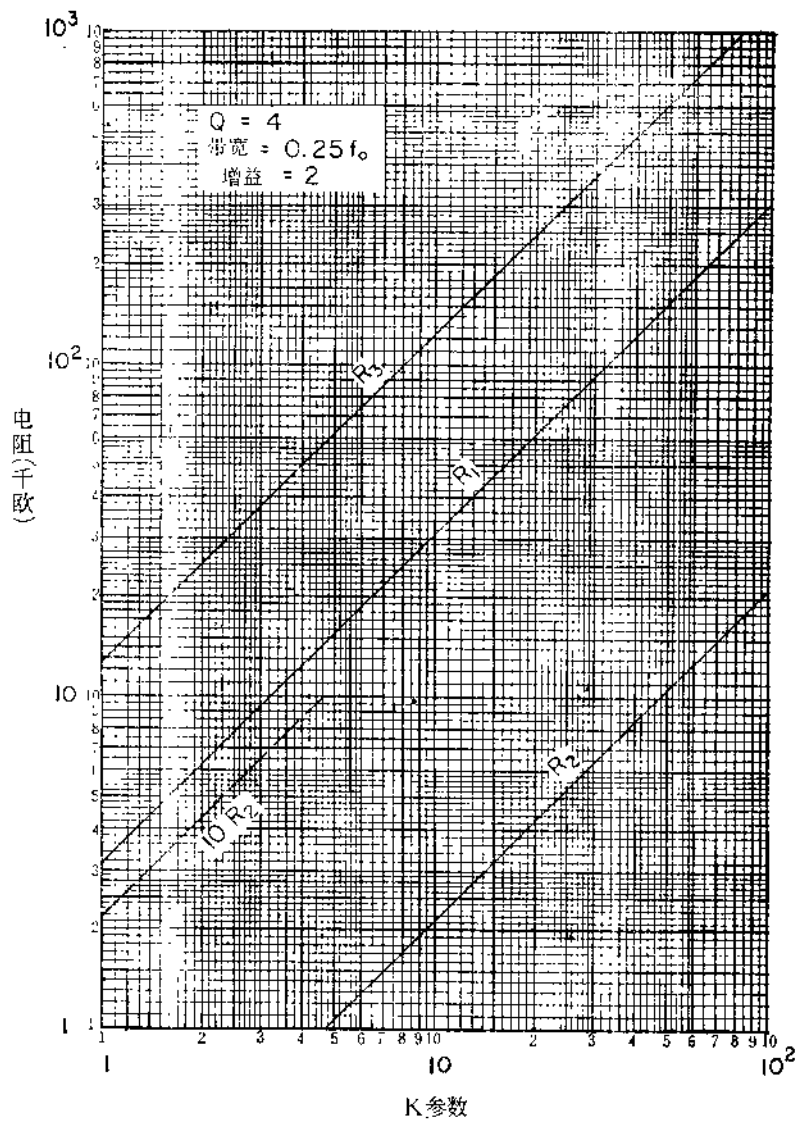


图 4.17 多路反馈带通滤波器

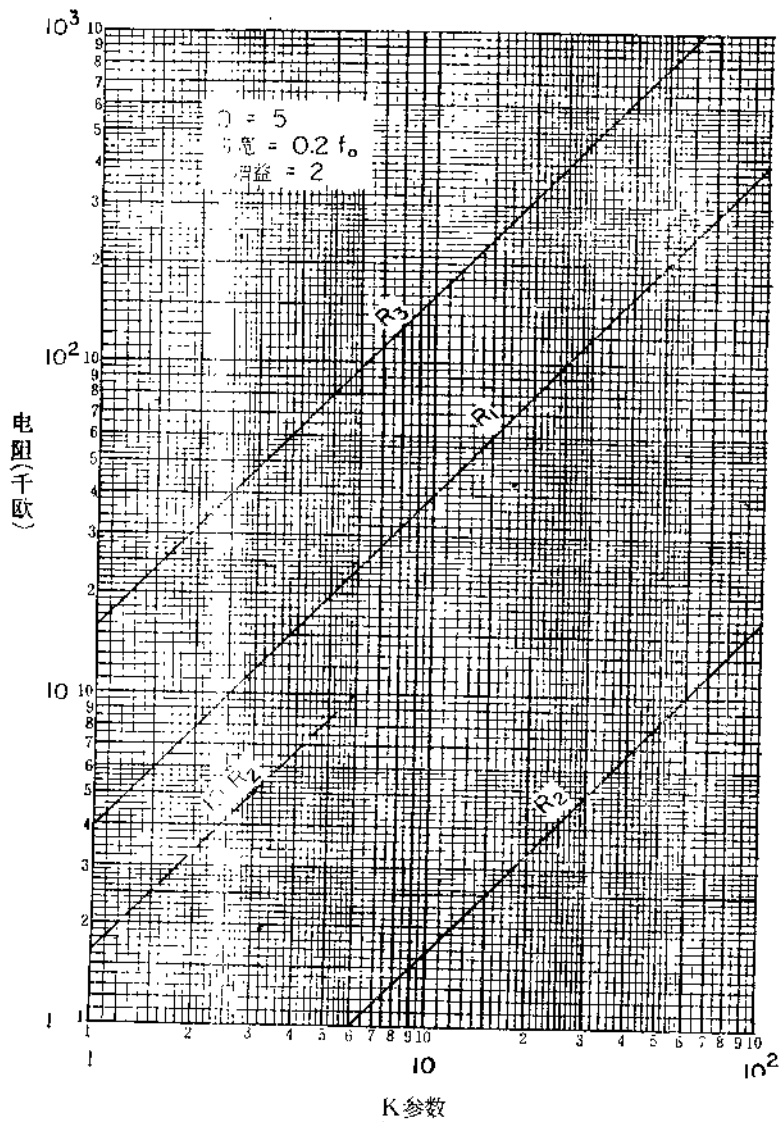


图 4.18 多路反馈带通滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

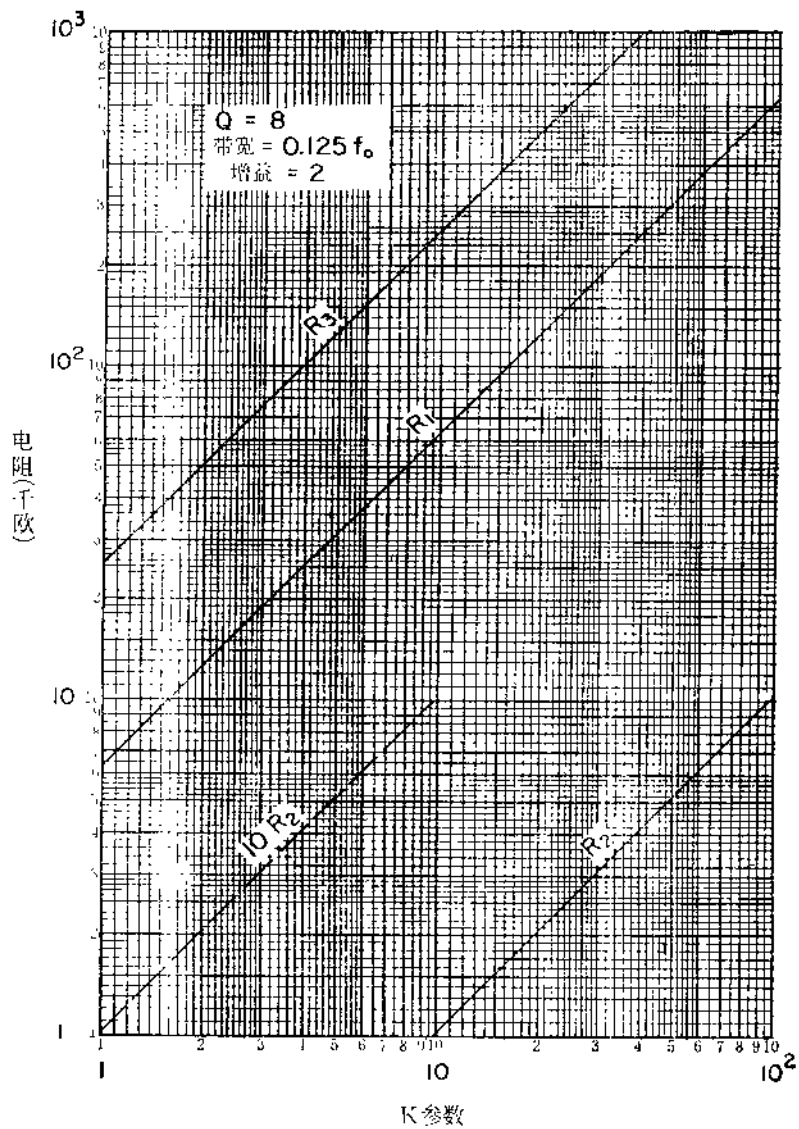


图 4.21 多路反馈带通滤波器

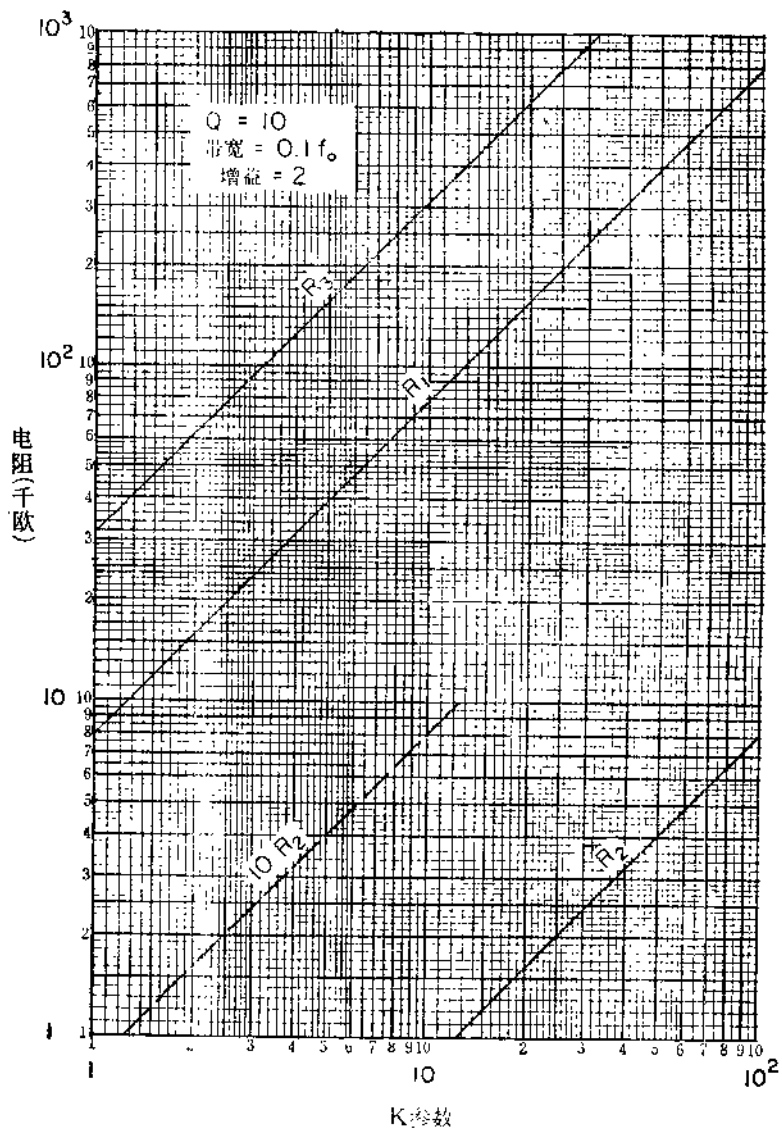


图 4.22 多路反馈带通滤波器

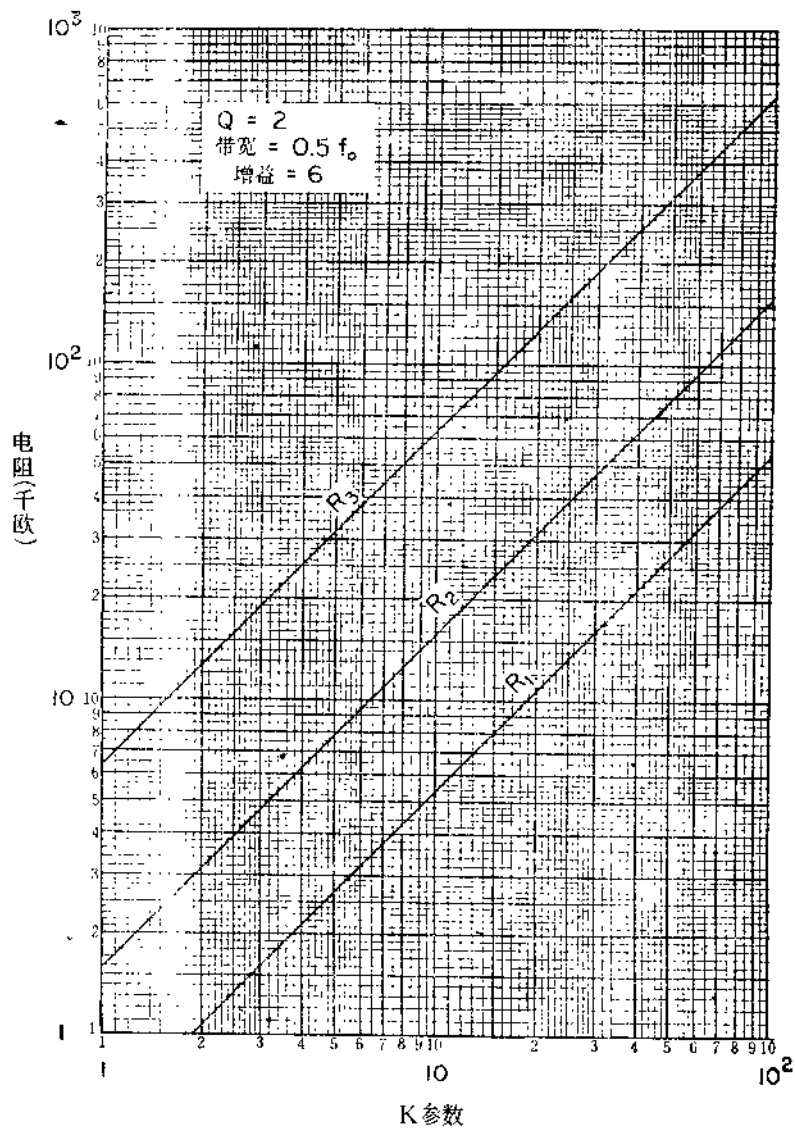


图 4.23 多路反馈带通滤波器

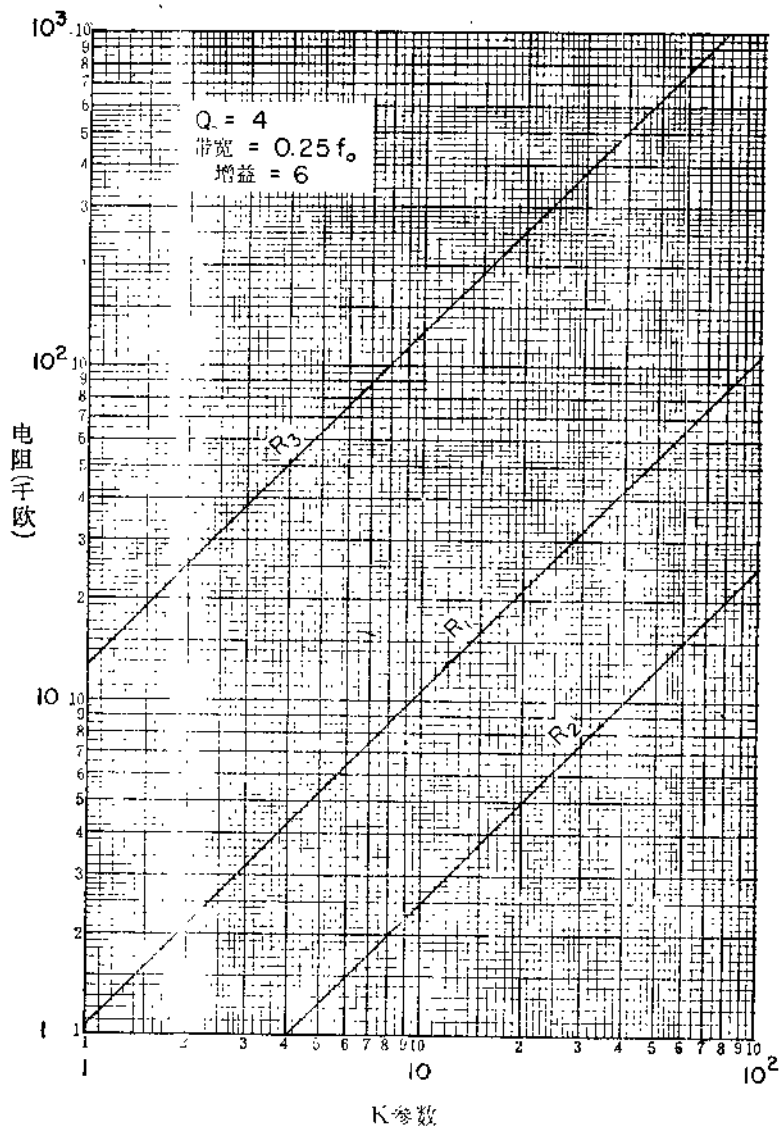


图 4.24 多路反馈带通滤波器

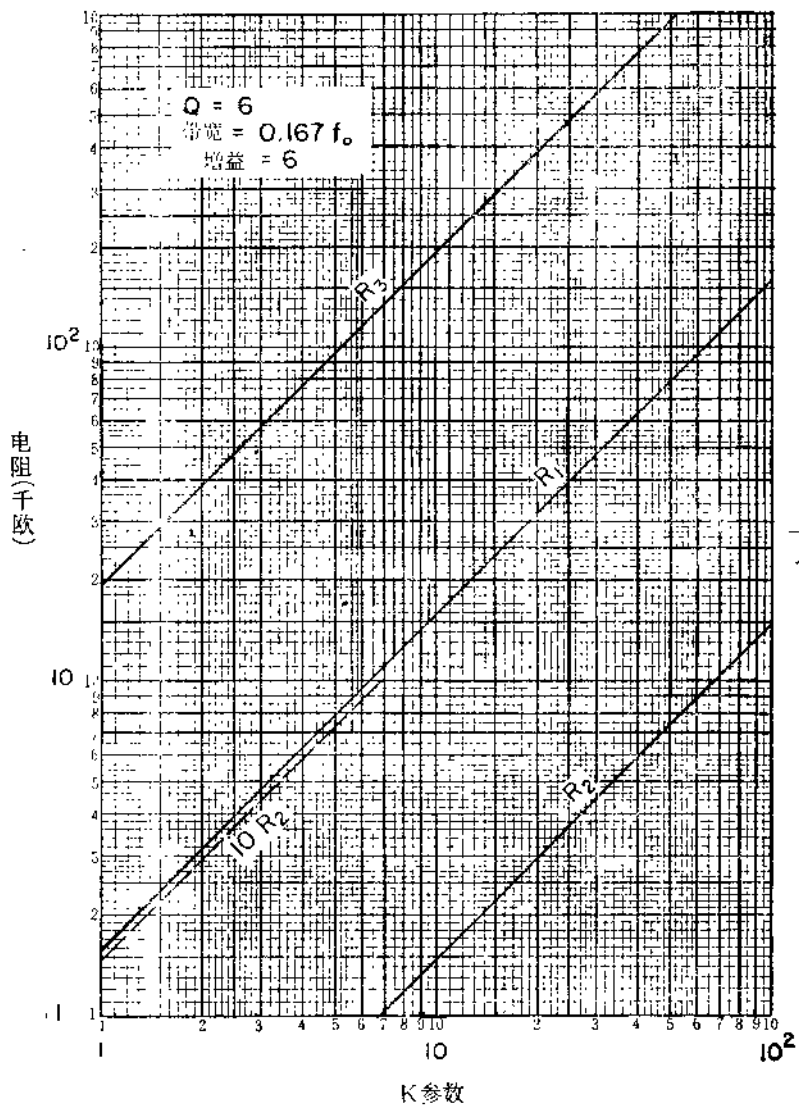


图 4.25 多路反馈带通滤波器

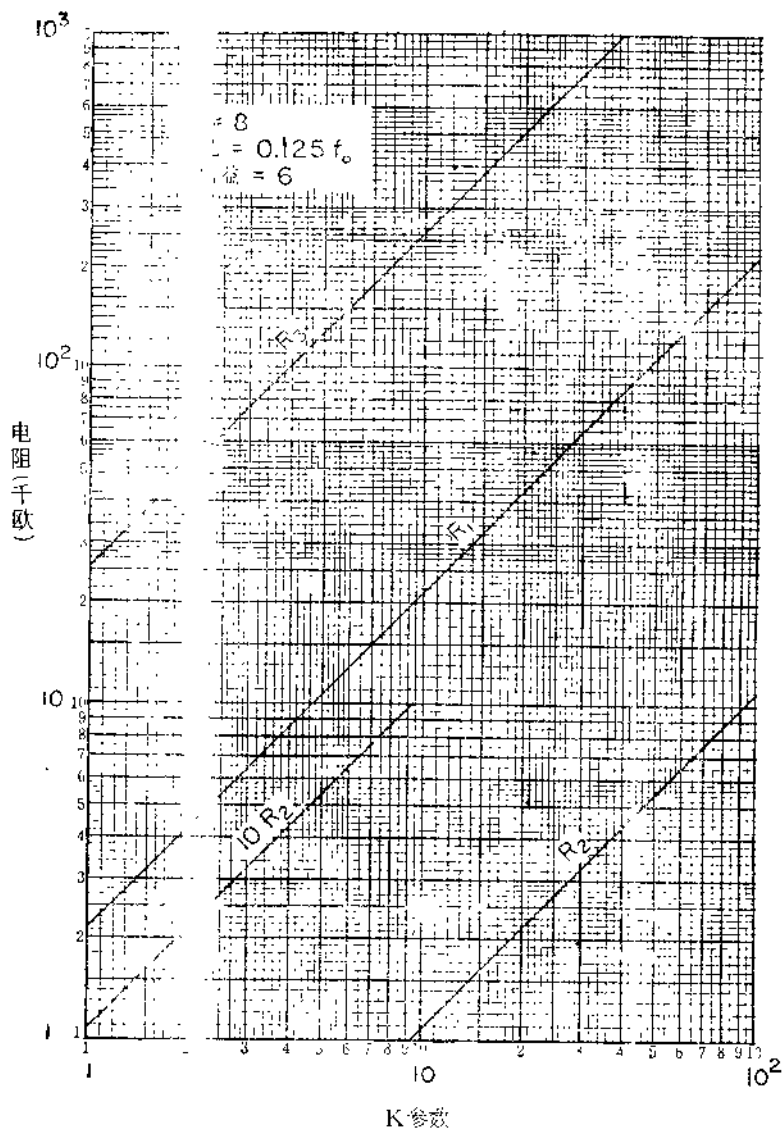


图 4.26 多路反馈带通滤波器

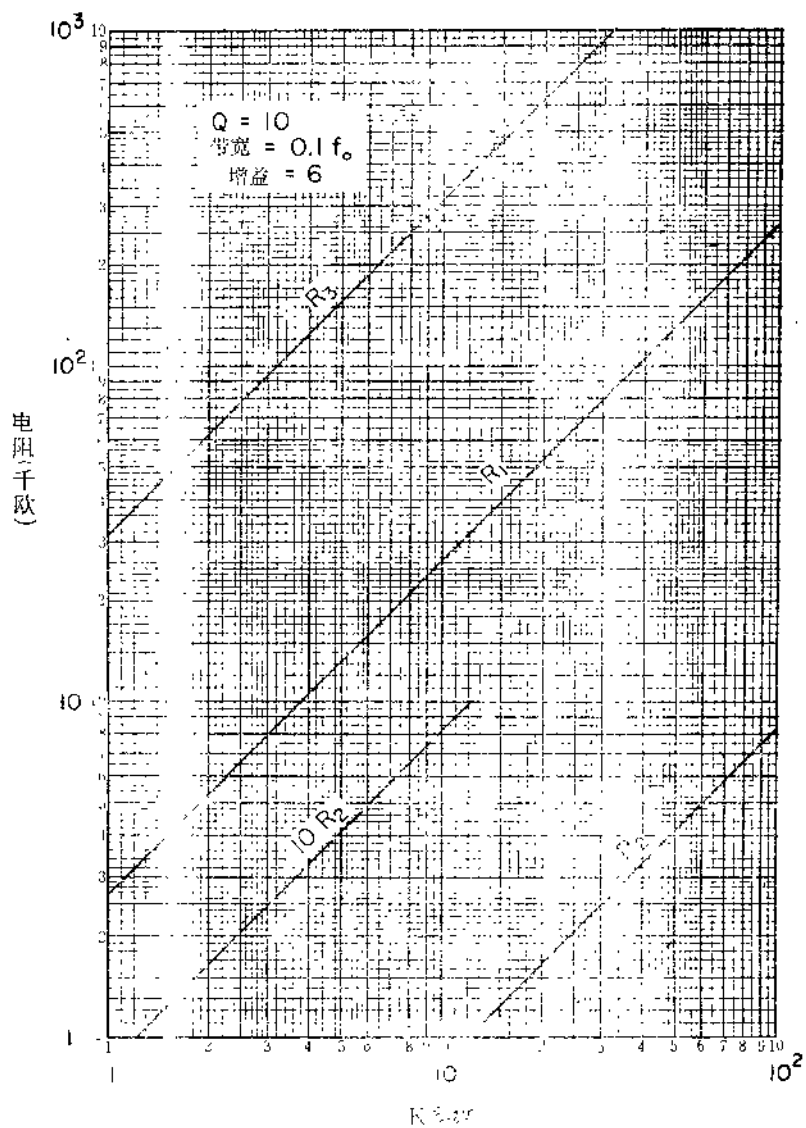


图 4.27 多路反馈带通滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

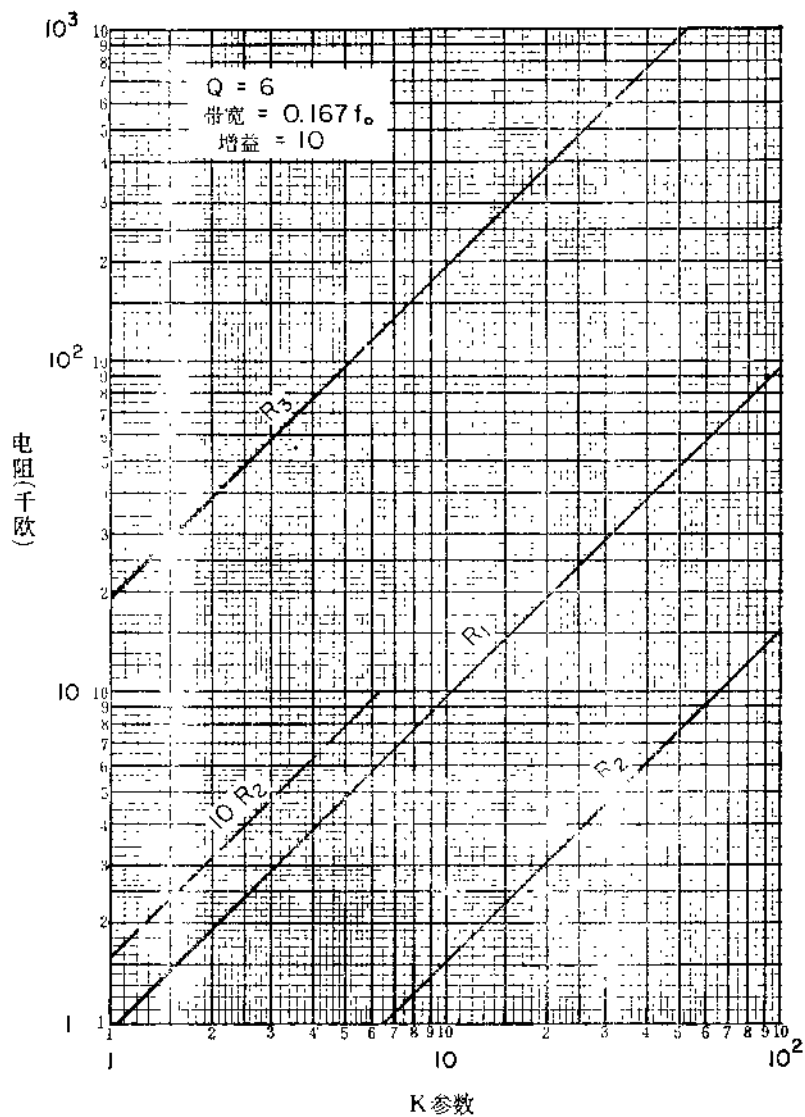


图 4.29 多路反馈带通滤波器

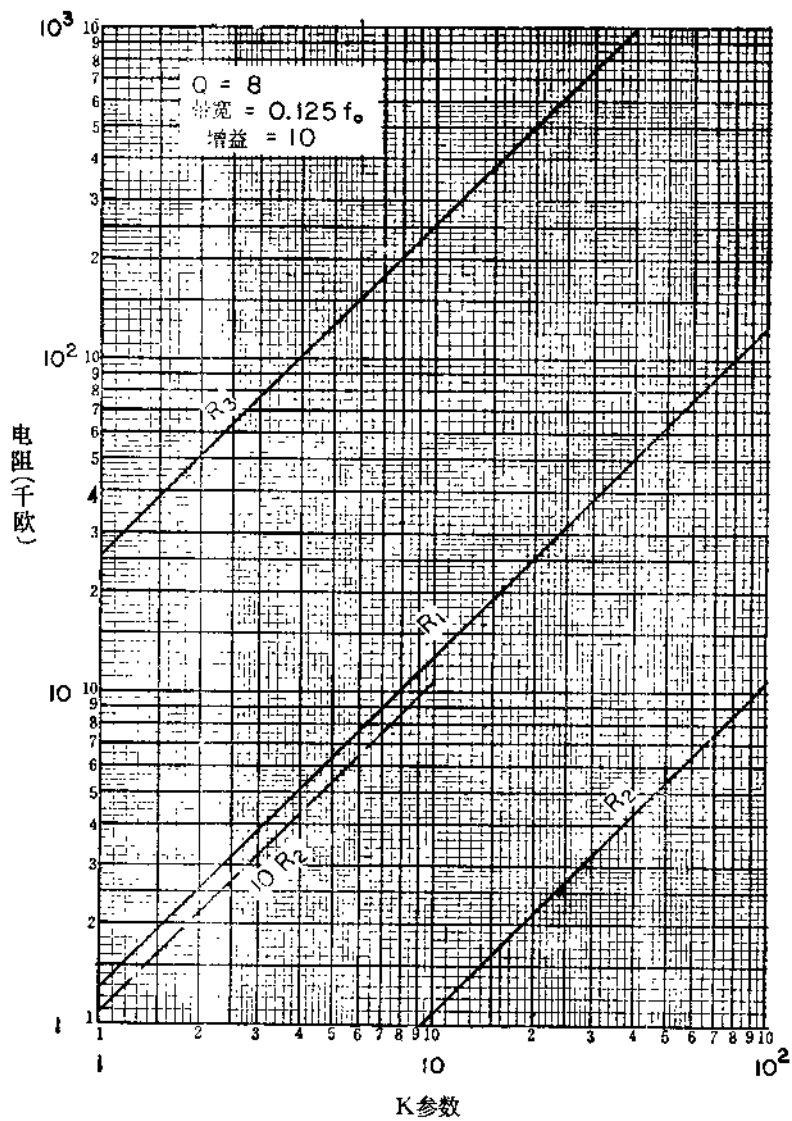


图 4.30 多路反馈带通滤波器

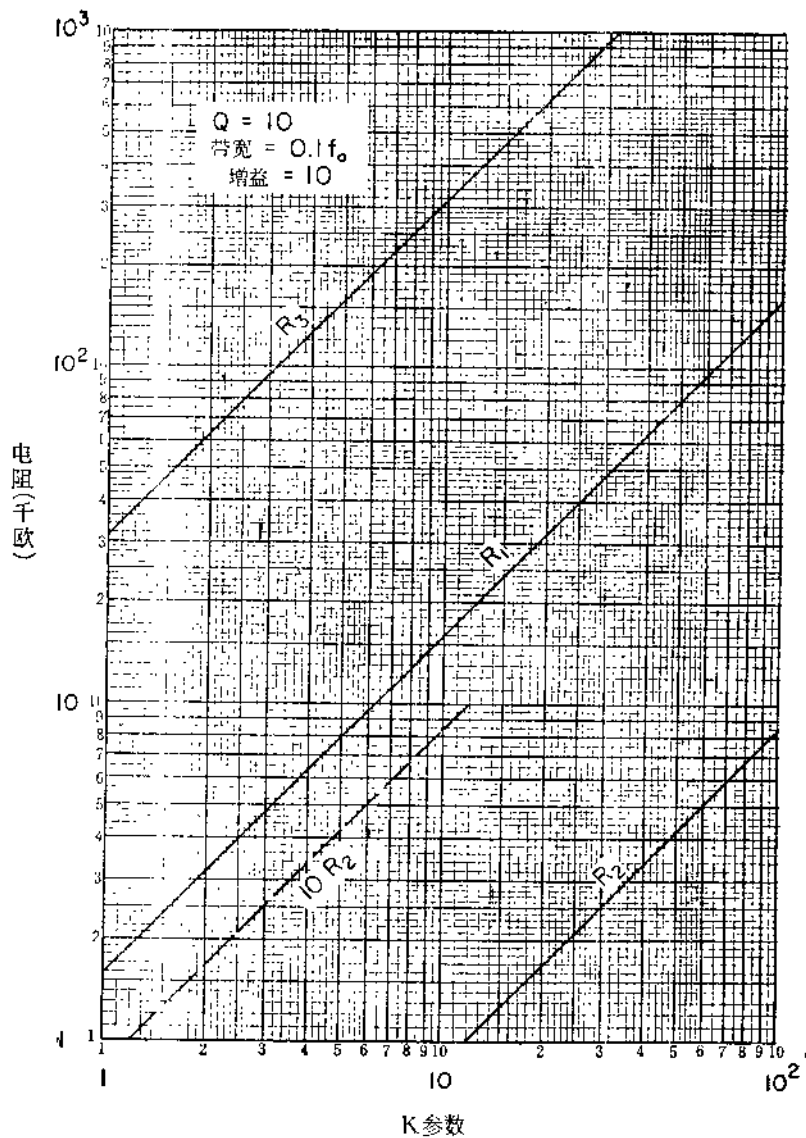


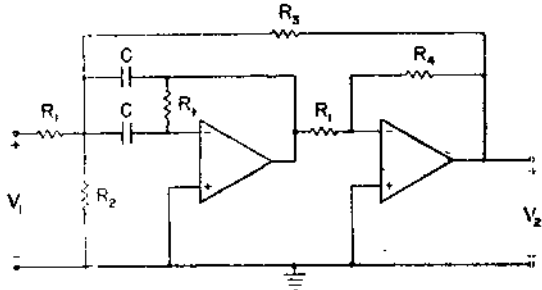
图 4.31 多路反馈带通滤波器

(3) 有关 f_c 的说明现用于 f_0 。

为达到设计要求, 需要进行一定的微调, 可用电位器改变 R_3 以调节 Q 和 BW , 而改变 C 则能调节 f_0 。为使直流失调达到最小, 可在运算放大器同相输入端到地之间接入一个等于 R_3 的电阻。

具体例子见 4.3 节。

二阶正反馈带通滤波器的设计步骤提要 ($Q \leq 40$)



基本电路

设计步骤:

已知 f_0 (赫), Q (或以赫为单位的带宽 BW) 和增益, 完成下列步骤:

1. 用二阶 VCVS 带通滤波器所叙述的方法, 从图 4.11a、b 或 c 中选择一个电容 C 值, 并决定 K 参数。
2. 用所得的 K 值, 根据 Q (或 BW) 和增益, 从图 4.32 到 4.39 中一个合适的图表中查出电阻值。
3. 选择尽可能接近图表指示值的标称系列电阻, 并且用其构成电路。

说明和建议:

二阶低通滤波器的说明, 除以下几点之外均可适用:

- (1) 有关比值 R_4/R_3 的说明在此不适用。
- (2) 直流到地通路由 R_1 和 R_4 来提供。
- (3) 有关 f 的说明现用于 f_0 。

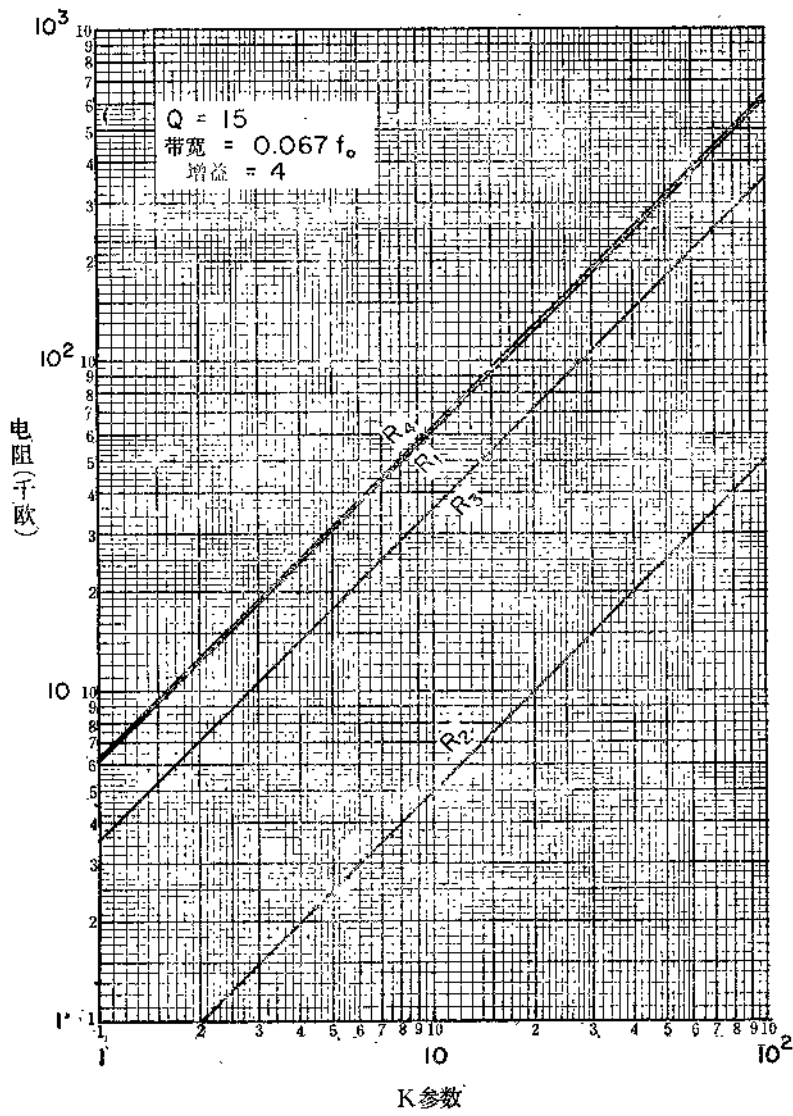


图 4.32 正反馈带通滤波器

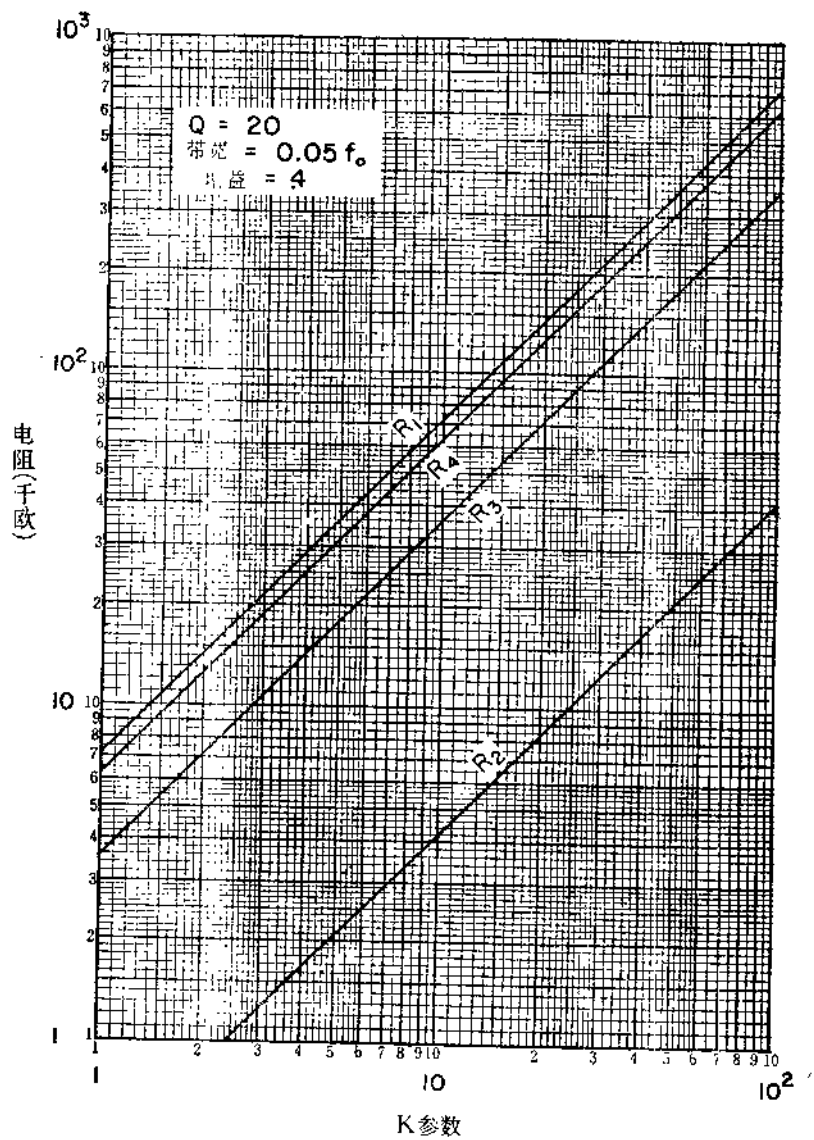


图 4.33 正反馈带通滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

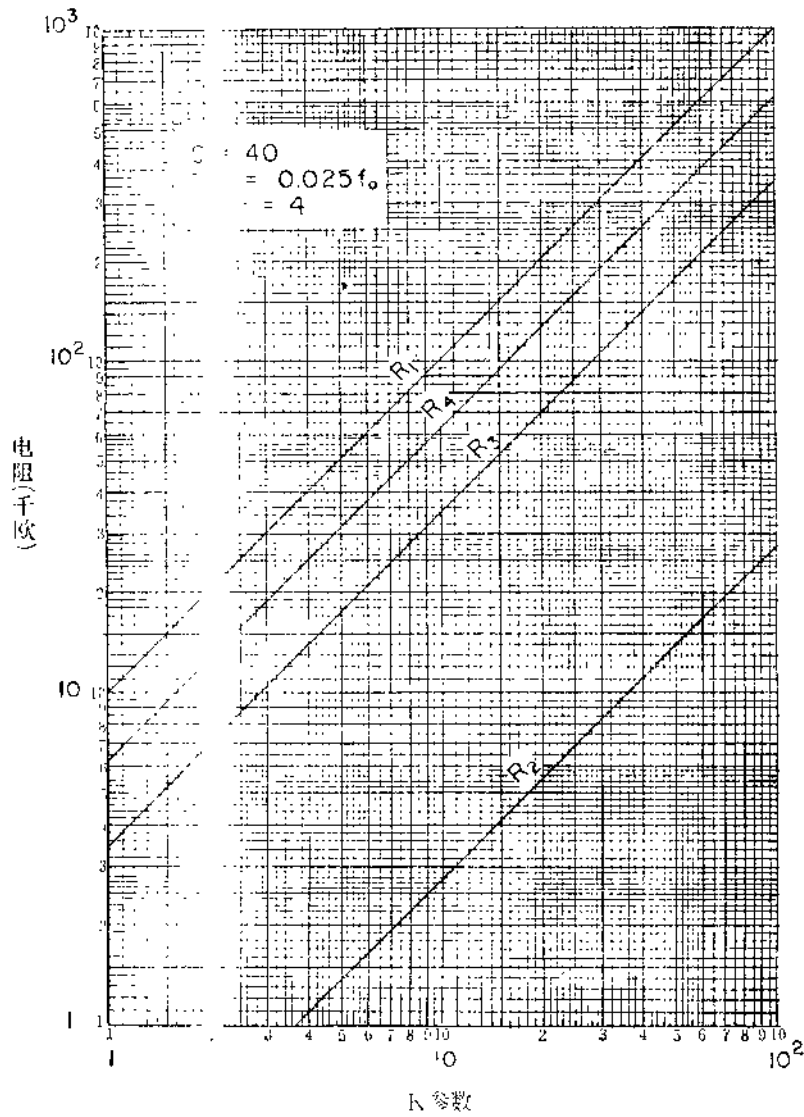


图 4.35 正反馈带通滤波器

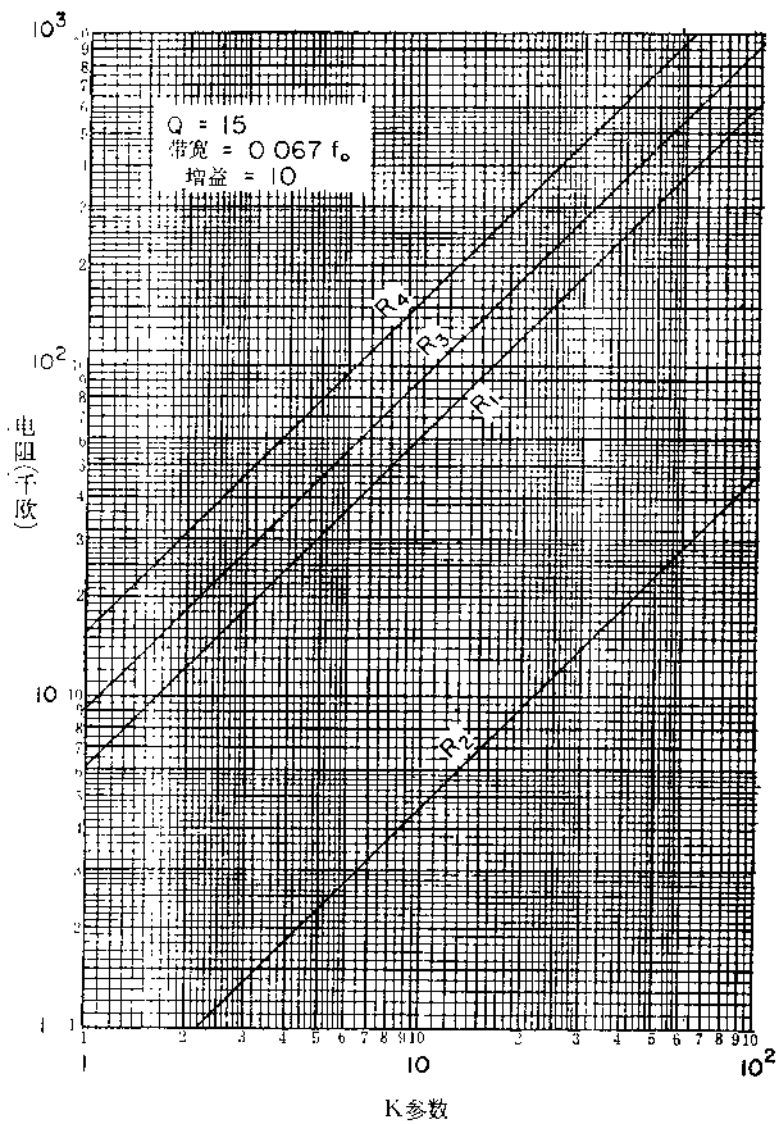


图 4.36 正反馈带通滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

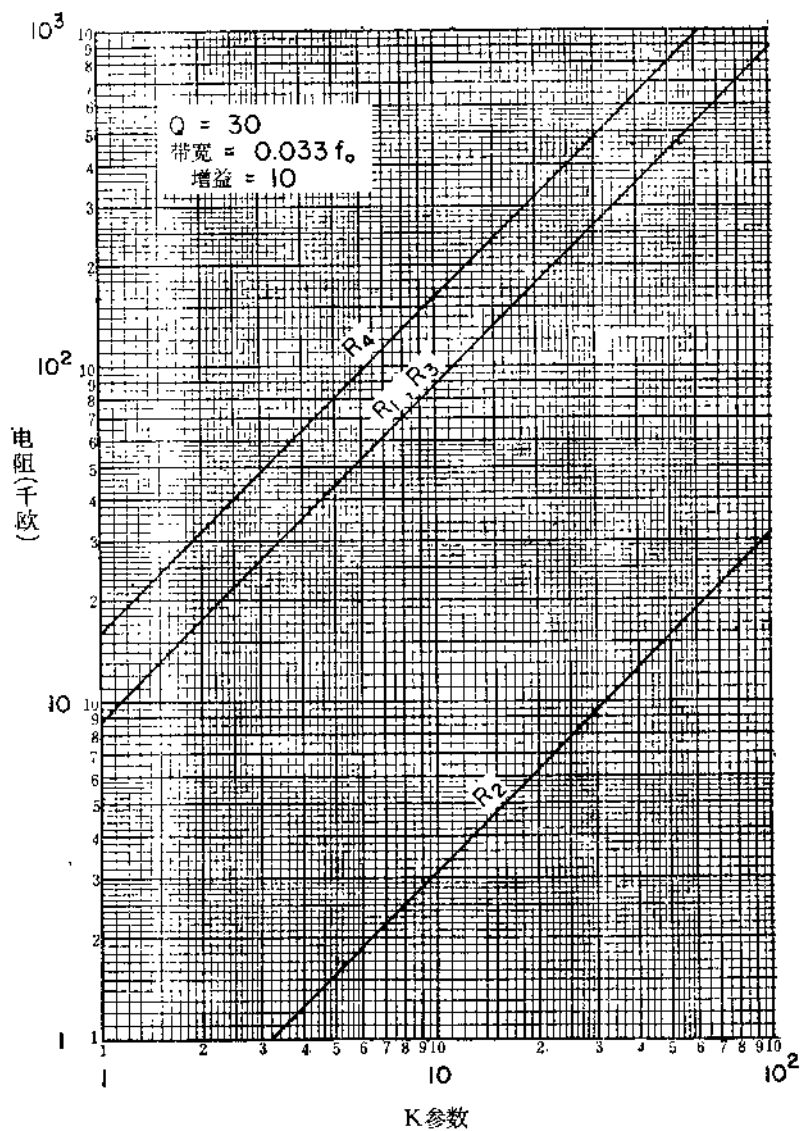


图 4.38 正反馈带通滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

(4) 运算放大器的开环增益应至少是滤波器增益平方根值的50倍。

改变 R_3 与 R_4 能使品质因数 Q 或带宽 BW 有所变化, 但不会显著地影响 f , 而 C 稍有改变就能引起 f_0 变化 (见 4.4 节)。为使直流失调达到最小, 可在两只运算放大器的同相输入电路中分别接入等于 R_1 和 $R_1 R_4 / (R_1 + R_4)$ 的两只电阻。

具体例子见 4.4 节。

高阶带通滤波器的设计步骤提要

(a) $Q \leq \sqrt{2} = 1.414$

要构成这种滤波器, 可以把一只截止频率为 f_{c1} 的二阶低通滤波器与一只截止频率为 f_{c2} ($< f_{c1}$) 的二阶高通滤波器串联起来。频率 f_{c2} 至少是 f_{c1} 的二倍时效果最佳。设计步骤已在二阶低通和高通滤波器提要中介绍了。

结果中心频率 f_0 约为 $\sqrt{f_{c1} f_{c2}}$ (如果两个都是勃脱华斯滤波器, 则 $f_0 = \sqrt{f_{c1} f_{c2}}$, 其增益较两个单级增益的乘积稍小。带宽约为 $f_{c1} - f_{c2}$ (如要求 Q 较高, 可用四阶滤波器作为单级)。

(b) $Q \geq \sqrt{2} = 1.414$

要构成这种滤波器, 可以将两只或更多的二阶带通滤波器串联起来。设计步骤已在本章的提要中叙述了。

其结果如图 4.9 所示, 它有一个较高的 Q (较狭的带宽); 它的增益接近各单级增益之积。中心频率应该是单级的中心频率。

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

和大小为 R_6/R_3 的反相增益。

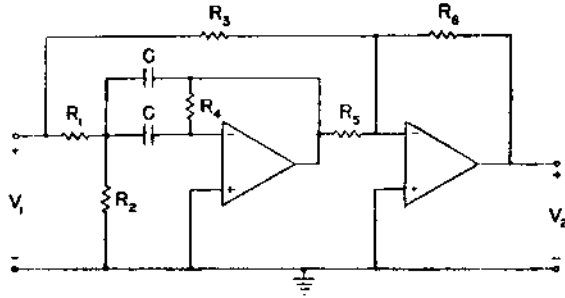


图 5.2 带阻滤波器

已知中心频率 f_0 , Q 和增益, 用提要中所叙述的方法可以得到一个如图 5.2 型式的带阻滤波器的实际电路。

例如, 设 $f_0=60$ 赫, $Q=10$, 增益为 10, 从图 5.4a 中可知, 如果选择一个电容值 $C=0.1$ 微法, 那末 K 参数是 16.6。用这个 K 值在图 5.12 中查得, 当增益为 10 时, $R_1=131$ 千欧, $R_2=1.34$ 千欧, $R_3=16$ 千欧, $R_4=525$ 千欧, $R_5=33$ 千欧, $R_6=165$ 千欧。用标称电阻 130 千欧、1.3 千欧、16 千欧、510 千欧、33 千欧和 160 千欧,

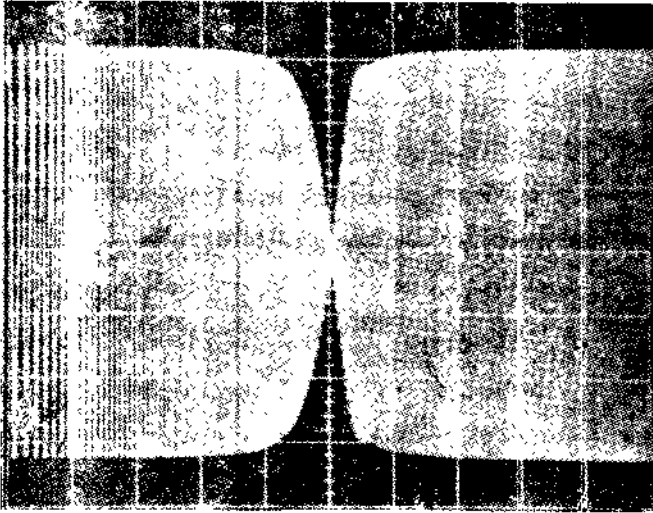
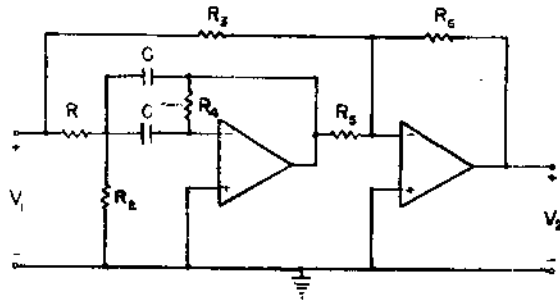


图 5.3 一个带阻滤波器响应

可以得到这样的滤波器，它的振幅响应如图 5.3 所示。图中标度是 10 赫/格，以 10 赫为起点。实际结果为 $f_0 = 59.3$ 赫， $Q = 9.4$ ($B = 6.3$ 赫)，增益为 10。

下面介绍实际带阻滤波器的设计步骤提要及有关图表。

带阻滤波器的设计步骤提要



基本电路

设计步骤:

已知 f_0 (赫), Q (或带宽 BW) 和增益, 完成下列步骤:

1. 如 f_0 在 1 赫与 10^2 赫之间, 选用 5.4a; 如 f_0 在 10^2 赫与 10^4 赫之间, 选图 5.4b; 如 f_0 在 10^4 赫与 10^6 赫之间, 选用图 5.4c。在选定的图表中选择一个电容 C 值, 并决定 K 参数。
2. 用所得的 K 值, 根据 Q (或 BW) 和增益, 从图 5.5 到 5.13 中的一个合适的图表上查出电阻值。
3. 选择尽可能接近图表指示值的标称系列电阻, 并用其构成电路。

说明和建议:

二阶低通滤波器的说明, 除以下几点之外均可适用:

- (1) 有关比值 R_4/R_3 的说明在此不适用。
- (2) 直流到地通路由 R_4 和 R_6 来提供。
- (3) 有关 f_c 的说明现用于 f_0 。
- (4) 运算放大器的开环增益应至少是滤波器增益平方根值的 50 倍。

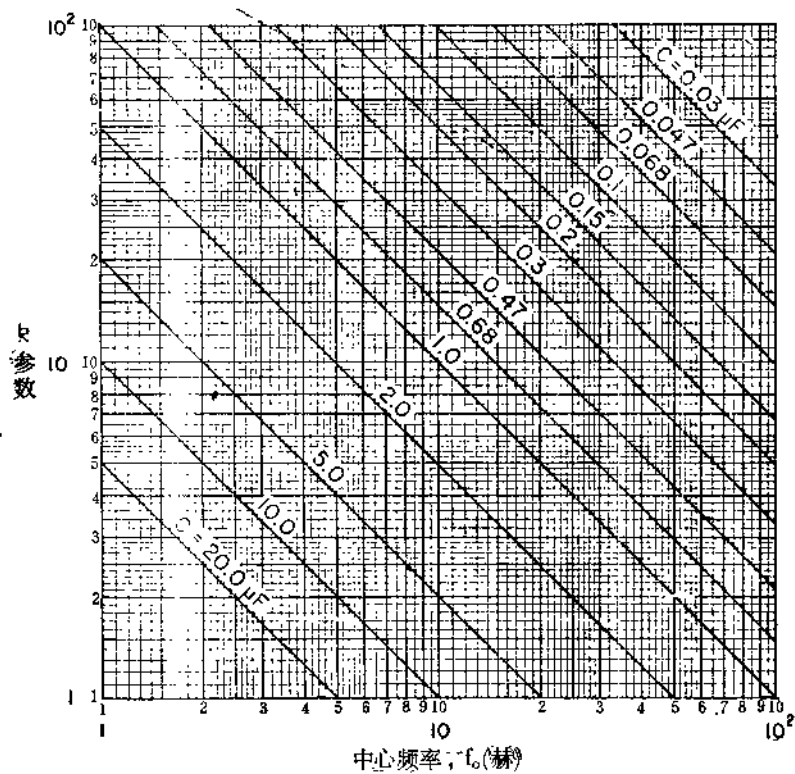


图 5.4a K (参数)~ f (频率)曲线

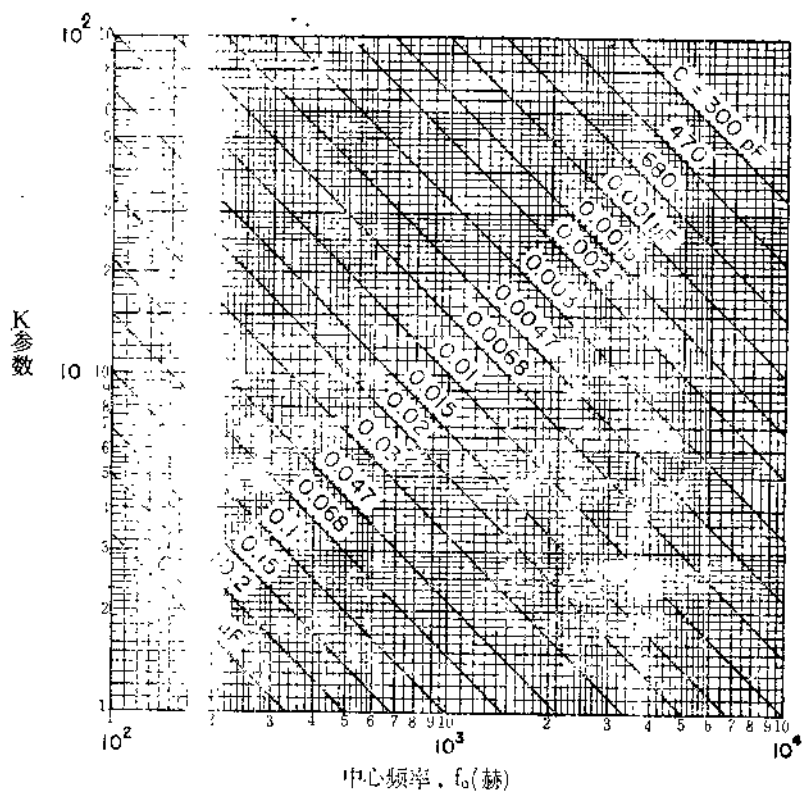


图 5.4b $K(\text{参数}) \sim f(\text{频率})$ 曲线

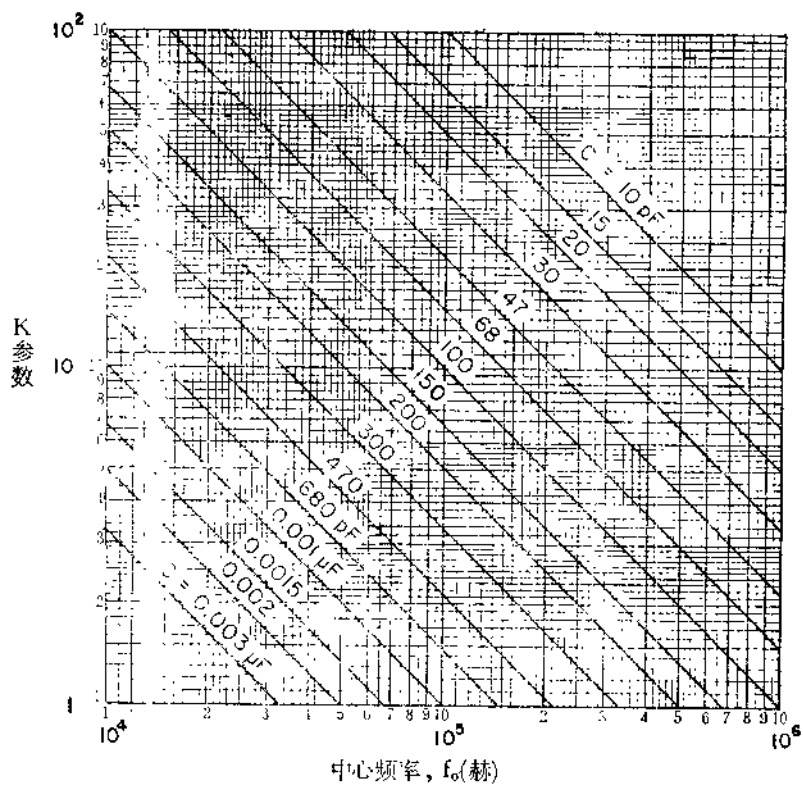


图 5.4c K (参数)~ f (频率)曲线

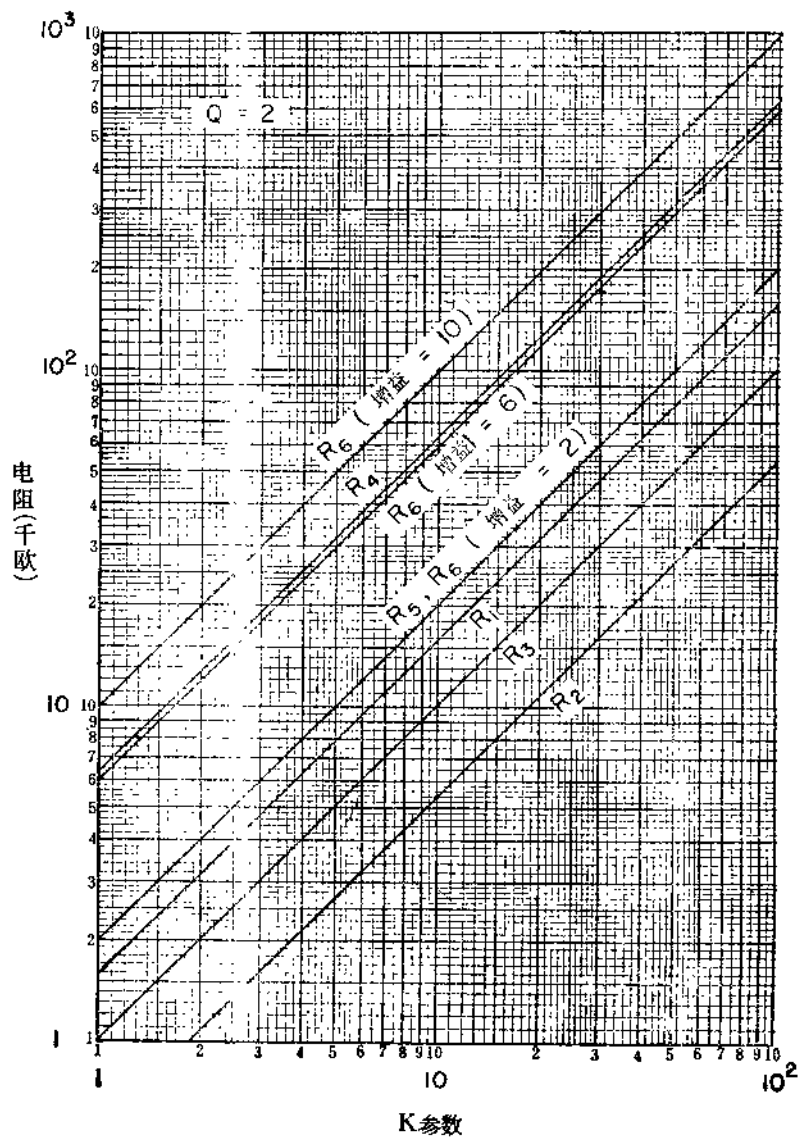


图 5.5 带阻滤波器

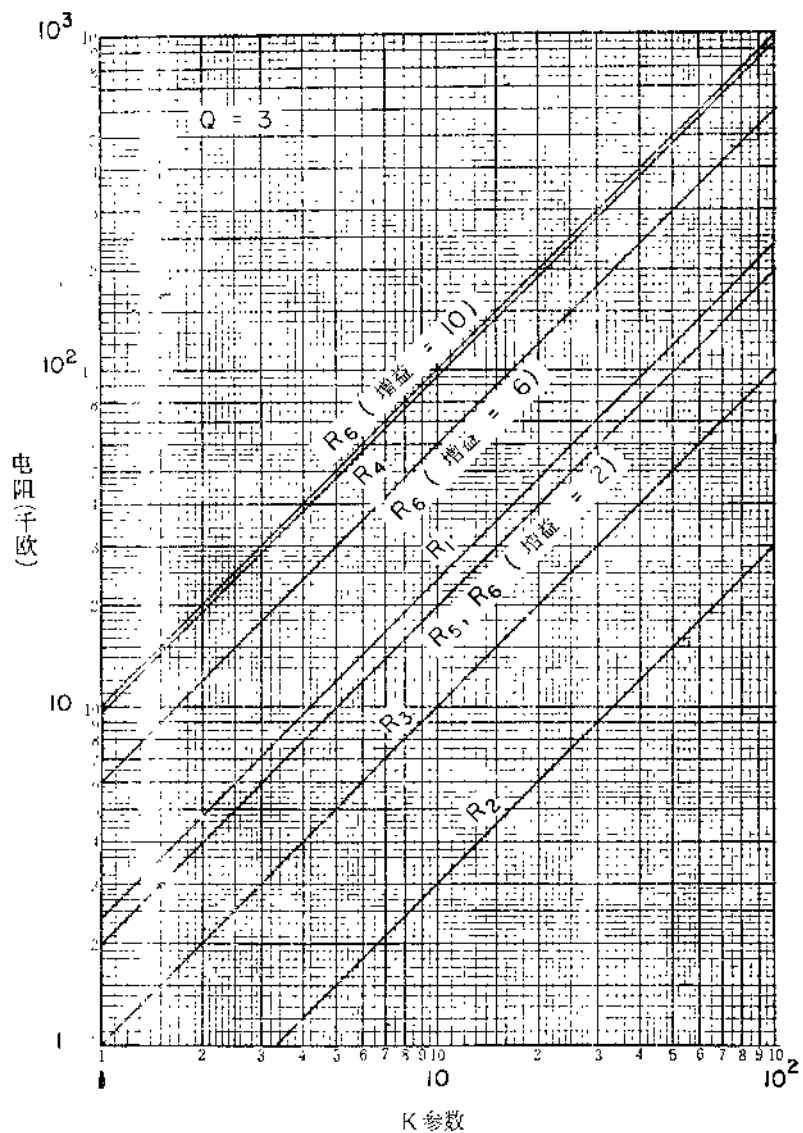


图 5.6 带阻滤波器

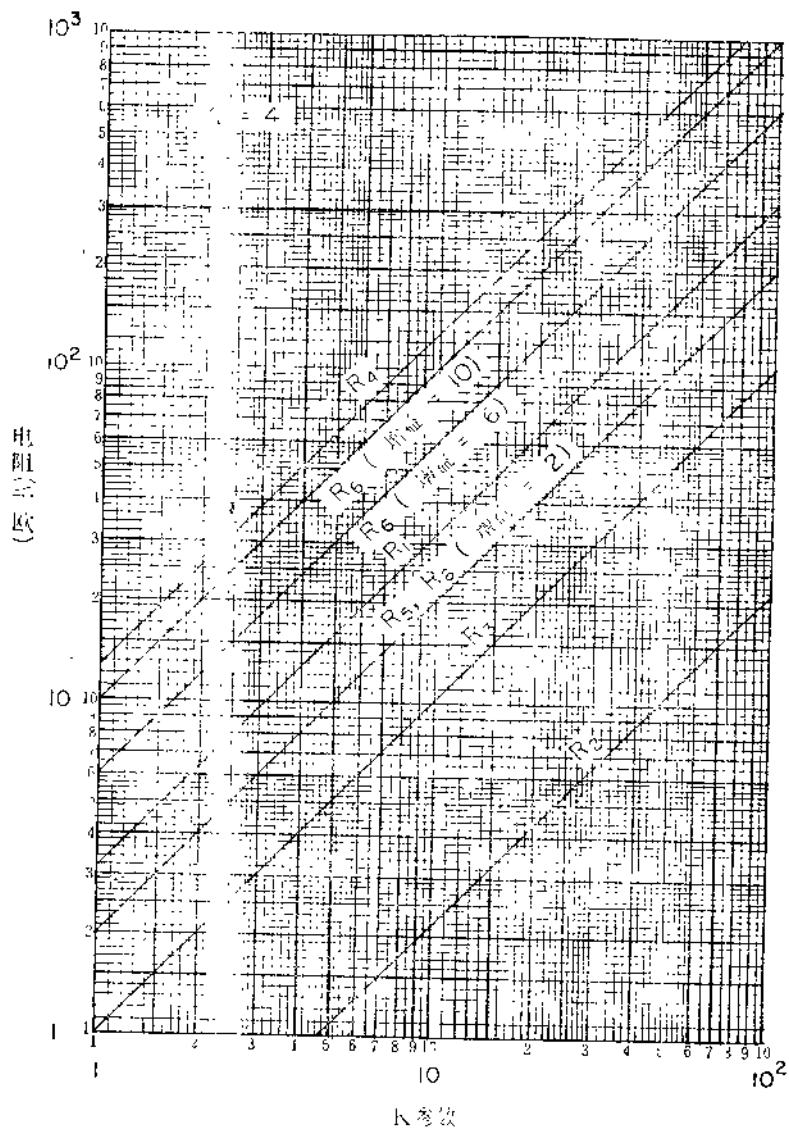


图 5.7 带阻滤波器

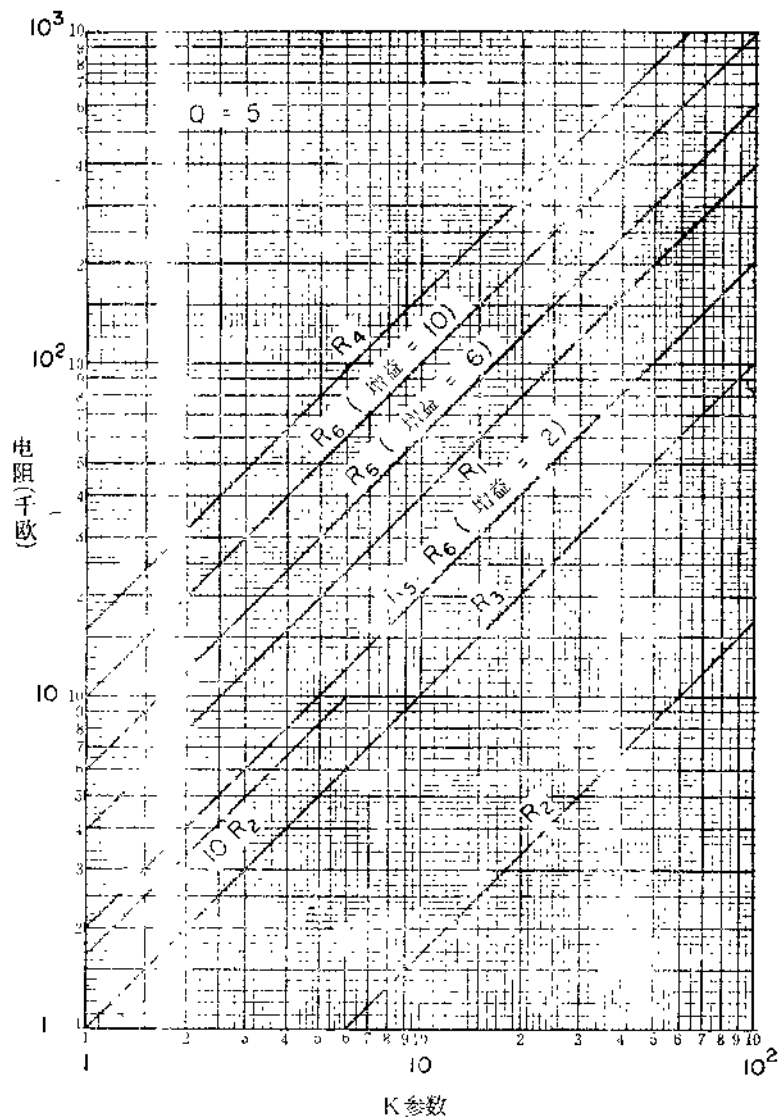


图 5.8 带阻滤波器

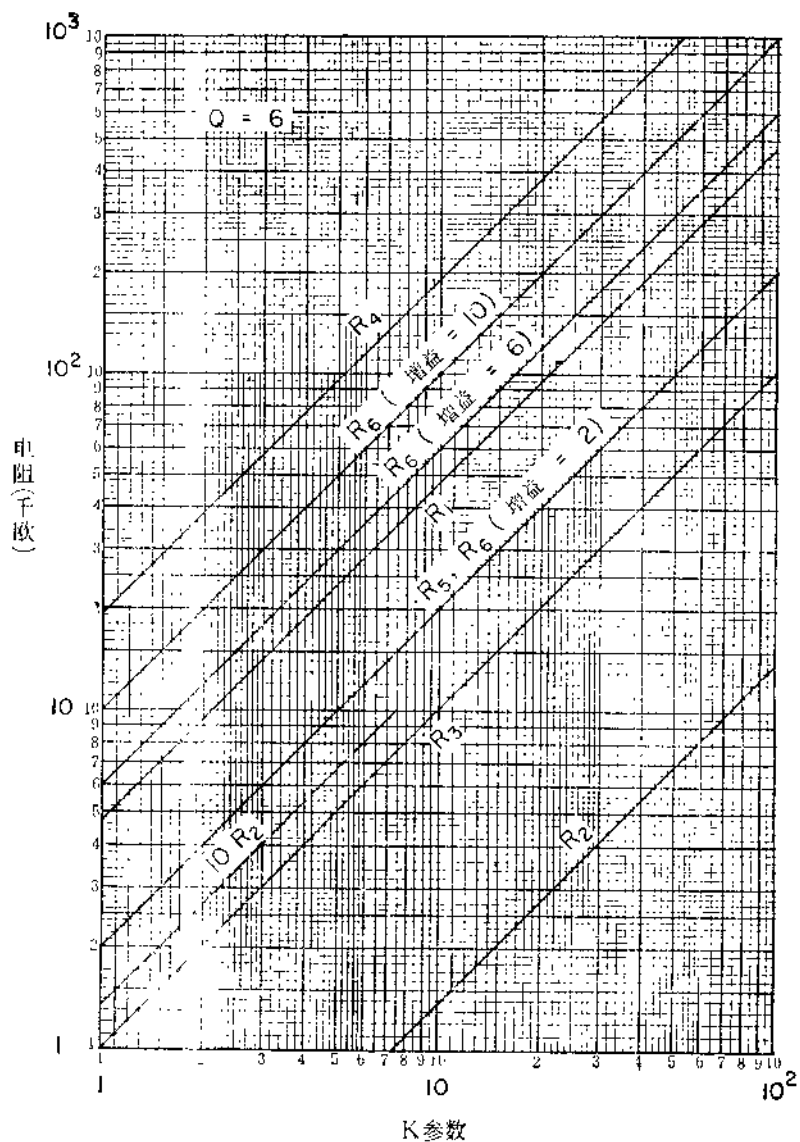


图 5.9 带阻滤波器

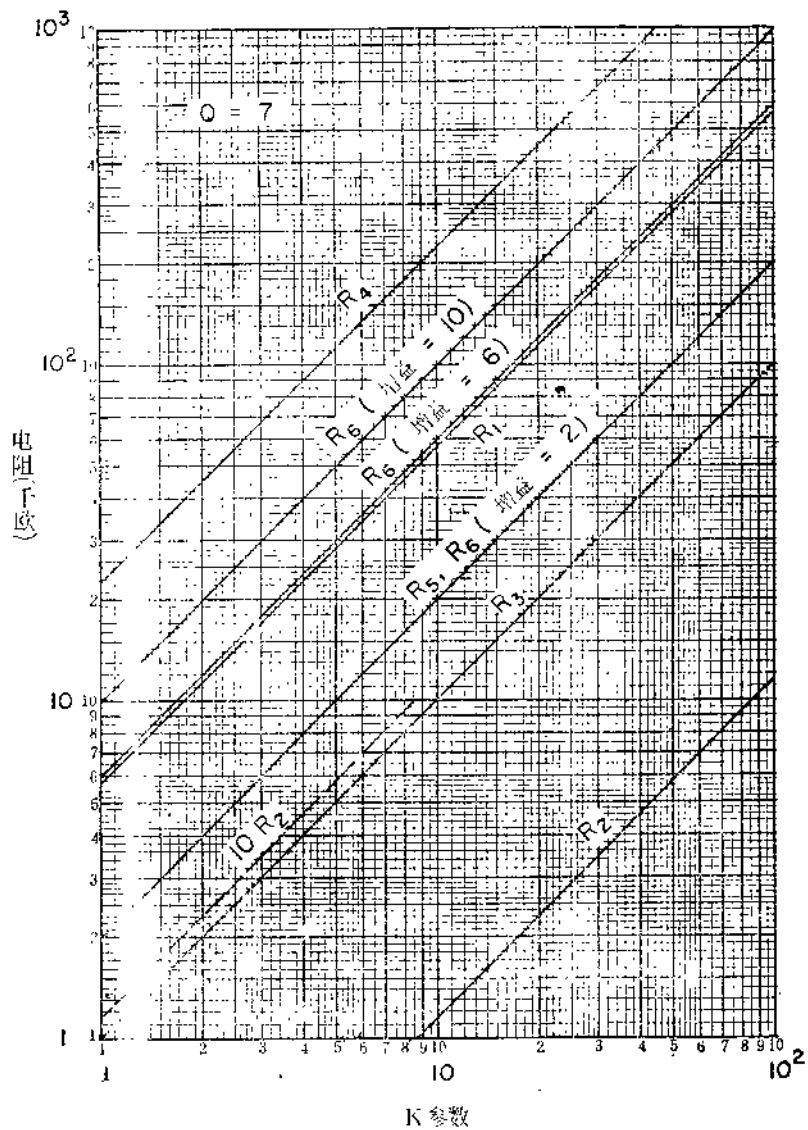


图 5.10 带阻滤波器

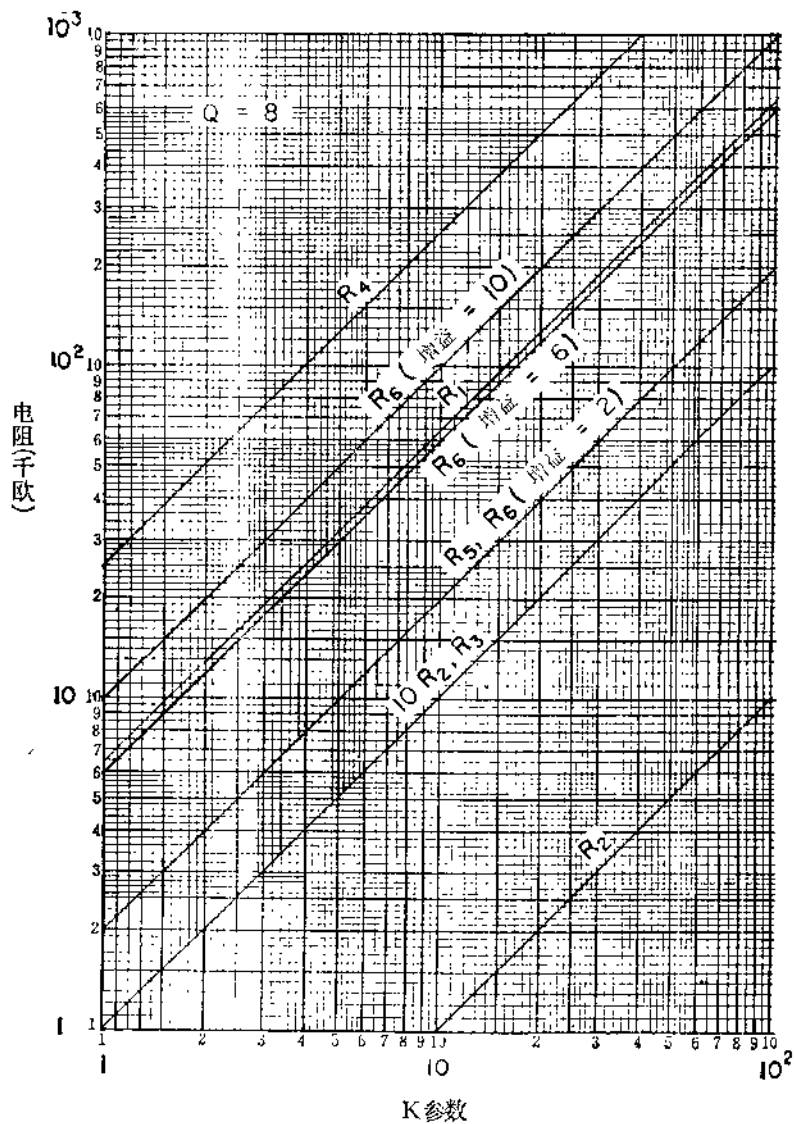


图 5.11 带阻滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

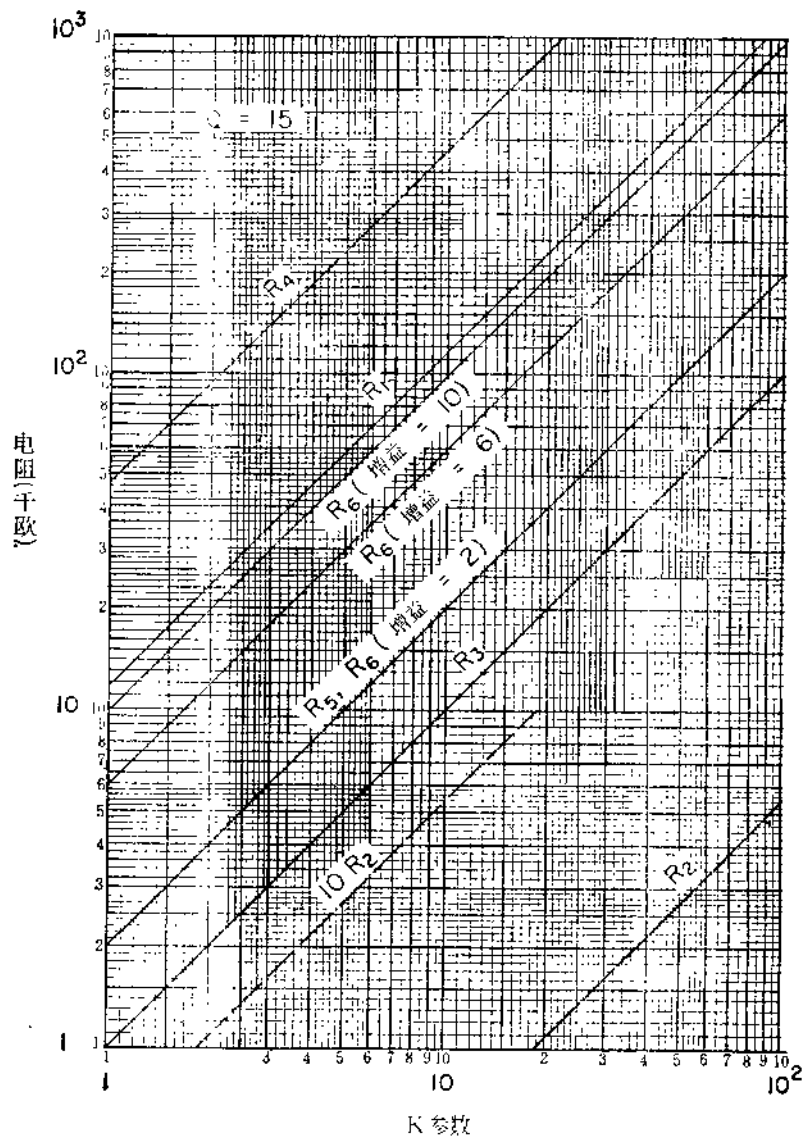


图 5.13 带阻滤波器

改变 R_1 能使 Q (因此也使 BW) 有一定程度的变化, 而 f_0 无显著变化。但 C 稍有改变就能引起 f_0 变化。为使直流失调达到最小, 在两只运算放大器的同相输入电路中分别接入等于 R_4 和 $R_3R_6/(R_5+R_6)$ 的两只电阻。

具体例子见 5.1 节。

第六章 相移和时间延迟滤波器

6.1 全通滤波器

全通滤波器或相移滤波器是一种能等同地通过所有各种频率信号,而同时使其相位改变或移动某一定量的滤波器。因为某一频率在通过滤波器之后被移动一个负的相位,就相当于被延迟了一个正的时间,所以,全通滤波器也被看作是一个延迟电路。这种滤波器的传递函数的相移或时延是随着频率而变化的,而在有用的频率范围内,振幅基本保持固定。

传递函数是输出电压与输入电压的比,即 V_2/V_1 。在频率为 ω_0 时(或以赫为单位的 f_0),如果相移是一个负数,就是 $\phi(\omega_0) = -\phi_0$ 度,那末,输入电压 V_1 的相位较输出电压 V_2 的相位大 ϕ_0 度。这样,如果同时观察两个波形,那末,输入波到达其波峰或波谷要比输出波到达其波峰或波谷早 ϕ_0 度。所以,输入信号较输出信号超前 ϕ_0 度。当两个波的幅度作为时间函数绘成曲线时,输入波的波峰或波谷与紧接着它的输出波的波峰或波谷之间的时间差就是时间延迟,它用秒为单位。很明显,相移 $-\phi_0$,就等于相移 $360^\circ - \phi_0$ 。例如,输入波比输出波超前 270° ($\phi = -\phi_0 = -270^\circ$),那末,也可以说,输入超前 -90° ($\phi = -\phi_0 = +90^\circ$),在这种情况下,输出超前 $+90^\circ$ 。

全通滤波器传递函数的振幅响应在理想情况下对所有频率来说是个常数;实际使用时,它应该在整个工作范围内非常接近常数。它的典型的相位响应特性与图 6.1 相似,图中曲线是在 $0 \geq \phi \geq 360^\circ$ 情况下绘成的。应该记住,这些值与它们加上 360° 的整数倍后所得到的值是等效的。图 6.2 表示一个输出波滞后于它的输入波(或输入波超前输出波)一个相位 ϕ_0 。如果横坐标以时间

(秒)表示,则两个相邻的波峰之间的差就是时间延迟。

ω (弧度/秒)

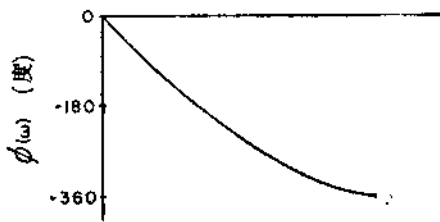


图 6.1 典型的相位响应

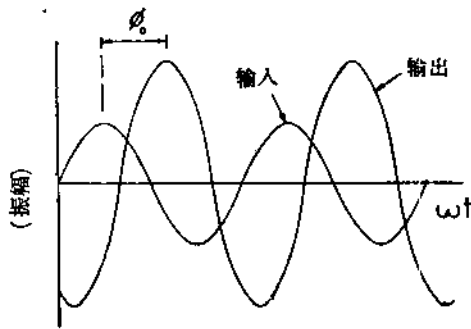


图 6.2 不同相位的两个波形

近似的二阶全通滤波器可用下述的传递函数来表示:

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{K(s^2 - as - b)}{s^2 + as + b} \quad (6.1)$$

式中 a 与 b 为适当选择的常数。相移 $\phi(\omega)$ 可由下式得出:

$$\phi(\omega) = -2 \arctg\left(\frac{a\omega}{b - \omega^2}\right) \quad (6.2)$$

也可写成用 $f(=\omega/2\pi)$ 赫来表示的形式。振幅 $|H(j\omega)| = K$ 也就是滤波器的增益。

图 6.3 所示的电路,如果元件值选择适当,就是一个全通滤波网络,它的传递函数可由(6.1)式来表示[24]。线路分析得出:

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

放大器 SN72741N, 就能得到在 $f_0=1000$ 赫时, 实际相移为 86° 。电路的有效工作范围从 0 到 160,000 赫, 在 160,000 赫这一点上, 振幅响应低于起始值的 0.707 倍。图 6.4 表示在 $f_0=1000$ 赫时的输入波与输出波, 图中相邻的两个波峰的间距约一格。这里所用标度为 90° 格。因为增益是 $1/2$, 所以输出波只有输入波振幅的一半, 并可看出, 象所要求的那样, 输出波是超前的。

6.2 恒定时间延迟滤波器或贝塞尔滤波器(Bessel Filter)

当图 6.1 所示的相位响应变成一条向右下方倾斜的直线时, 具有这种响应的滤波器就叫做线性相位滤波器或恒定时间延迟滤波器。这种滤波器具有这样的特性: 即它的相移是与频率成正比的, 而上节所讲到的时间延迟, 则对所有频率都是恒定不变的。

有一种滤波器, 它的传递函数是一个常数除以一个多项式, 并且十分接近于恒定时间延迟电路, 这就是贝塞尔滤波器[25]。在二阶情况下, 它的传递函数是:

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{K}{s^2 + 3\omega_0 s + 3\omega_0^2} \quad (6.4)$$

当频率从 0 到 $f_0(=\omega_0/2\pi)$ 赫时, 它有一个非常接近线性的相位响应和恒定时间延迟。贝塞尔滤波器的振幅响应从频率为零时的最大值 $K/3\omega_0^2$ 缓慢而单调地下降, 除此之外, 该滤波器的振幅响应与全通滤波器的振幅响应是相类似的。

为了说明贝塞尔滤波器的特性, 我们注意到, 如果(6.4)式已被满足, 那末相移从 0 赫时的 0° 开始几乎是线性地变化到 f_0 赫时的 -56.3° ($\cong -1$ 弧度)。时间延迟在 0 赫时为 $159.15/f_0$ 毫秒, 在 $f_0/4$ 赫时则为 0 赫时的 99.96%, 在 $f_0/2$ 赫时为 0 赫时的 99.4%, 在 $3f_0/4$ 赫时为 0 赫时的 97.1%, 在 f_0 赫时为 0 赫时的 92.3%。实际上时间延迟一直到 $2f_0$ 几乎是恒定不变的。

贝塞尔滤波器的传递函数在形式上与第二章中的二阶低通滤波器的传递函数是相同的。所以可用同一个赛伦-凯电路来实现(6.4)式。为方便起见, 我们再把该电路重新画于图 6.5。

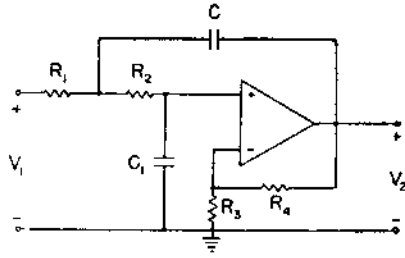


图 6.5 二阶贝塞尔滤波器

电路分析表明,以下各值可满足(6.4)式:

$$K = \frac{\mu}{R_1 R_2 C C_1}$$

$$3\omega_0 = \frac{1}{R_2 C_1} (1 - \mu) + \frac{1}{R_1 C} - \frac{1}{R_2 C} \quad (6.5)$$

$$3\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

式中
$$\mu = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (6.6)$$

μ 是滤波器的增益。

已知时间延迟和增益,用本章末提要中所叙述的方法,可以得到一个如图 6.5 所示的实际电路。

举例说明:求一个恒定时间延迟为 31.0 微秒,增益为 2 的滤波器,从图 6.17b 中查到 $f_0 = 5000$ 赫。选择 $C = 0.01$ 微法,从图 6.7b 中得到 K 参数为 2。最后从图 6.18 中得到 $C_1 = C = 0.01$ 微法, $R_1 = 1.06$ 千欧, $R_2 = 3.2$ 千欧, $R_3 = R_4 = 8.5$ 千欧。用标称电阻 1.1 千欧、3.3 千欧和 8.2 千欧与运算放大器 MC1741,可以得到频率为 5000 赫时实际时间延迟 31 微秒。图 6.6 是它的振幅响应及输入、输出的波形。该图分别以 500 赫/格及 50 微秒/格(90°/格)为标度。

以下是本章的设计步骤提要和图表。

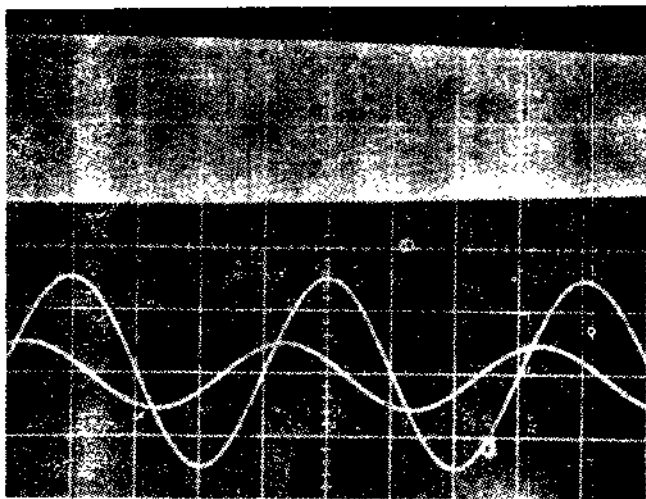


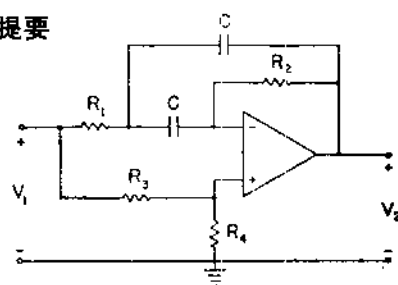
图 6.6 一个贝塞尔滤波器的振幅响应和波形

全通(相移)滤波器的设计步骤提要

设计步骤:

已知 f_0 (赫) 及在 f_0 时所要求的相移 ϕ , 完成下列步骤:

1. 如果 f_0 在 1 与 10^2 赫之间, 选图 6.7a; 如果 f_0 在 10^2 与 10^4 赫之间, 选图 6.7b; 如果 f_0 在 10^4 与 10^6 赫之间, 选图



基本电路

6.7c, 从合适的图中选择电容 C 值, 并决定 K 参数。

2. 用所得的 K 值, 根据 ϕ , 从图 6.8 到图 6.16 中一个合适的图表上查出各电阻值。

3. 选择尽可能接近图表指示值的标称系列电阻, 并用其构成电路。

说明和建议:

二阶低通滤波器的说明, 除以下几点外, 均能适用:

(1) 关于比值 R_4/R_3 的说明在此不适用。

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

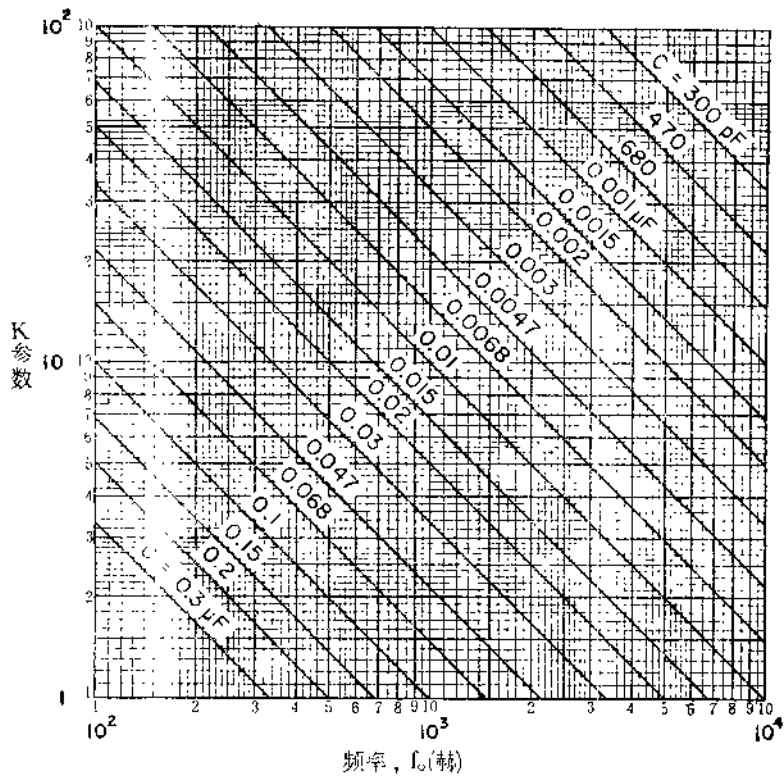


图 6.7b $K(\text{参数}) \sim f(\text{频率})$ 曲线

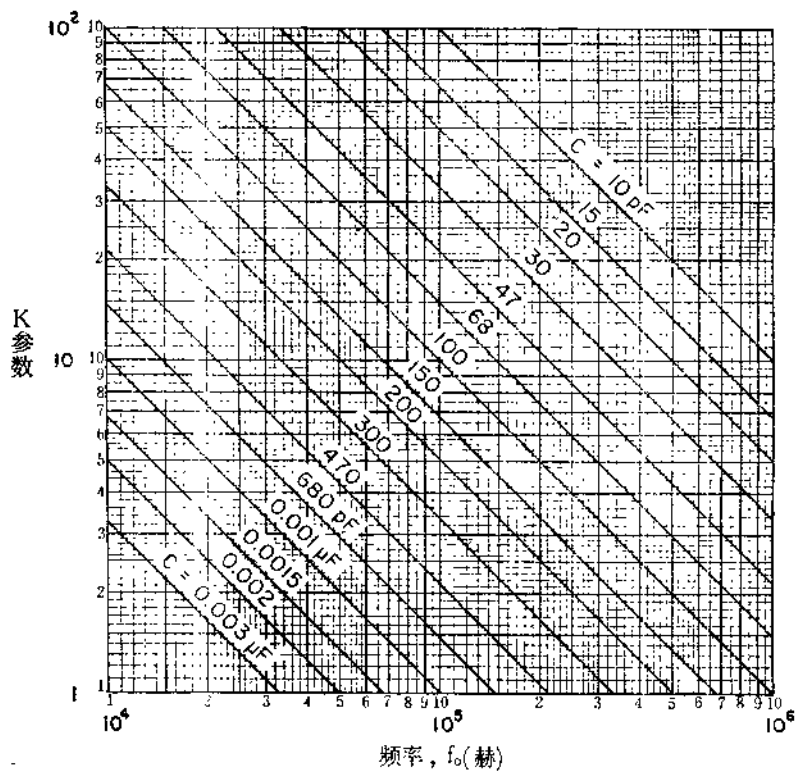


图 6.7c K (参数) $\sim f$ (频率)曲线

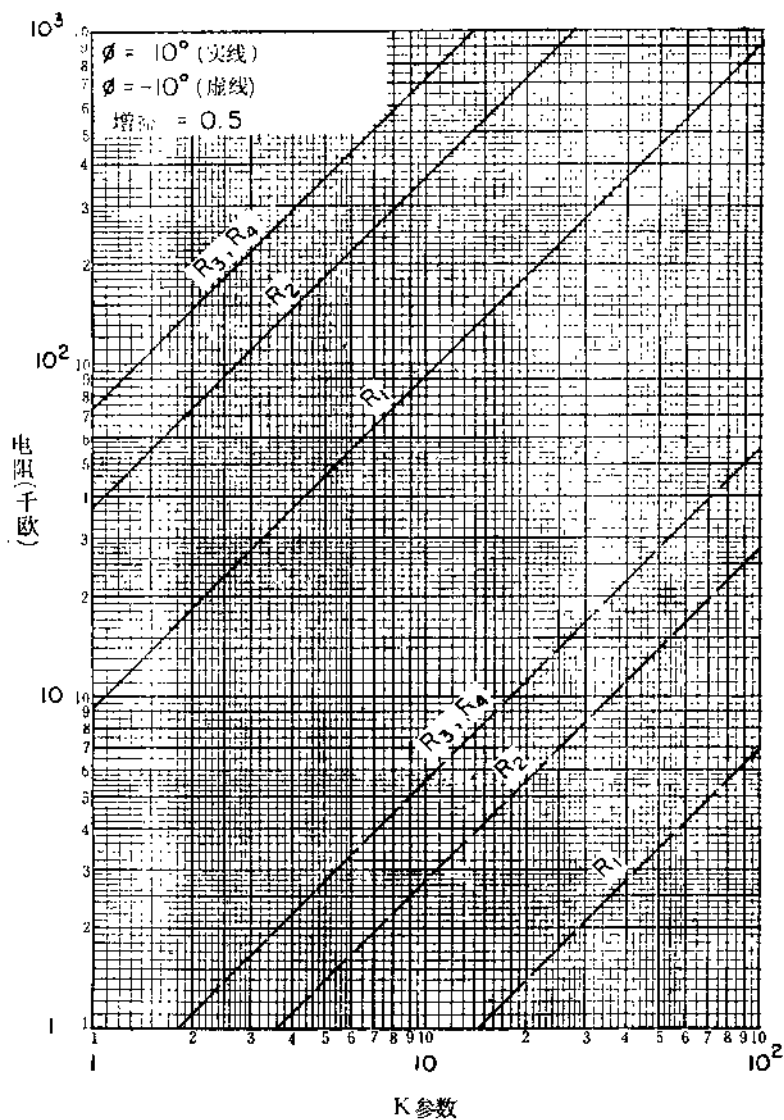


图 6.8 全通(相移)滤波器

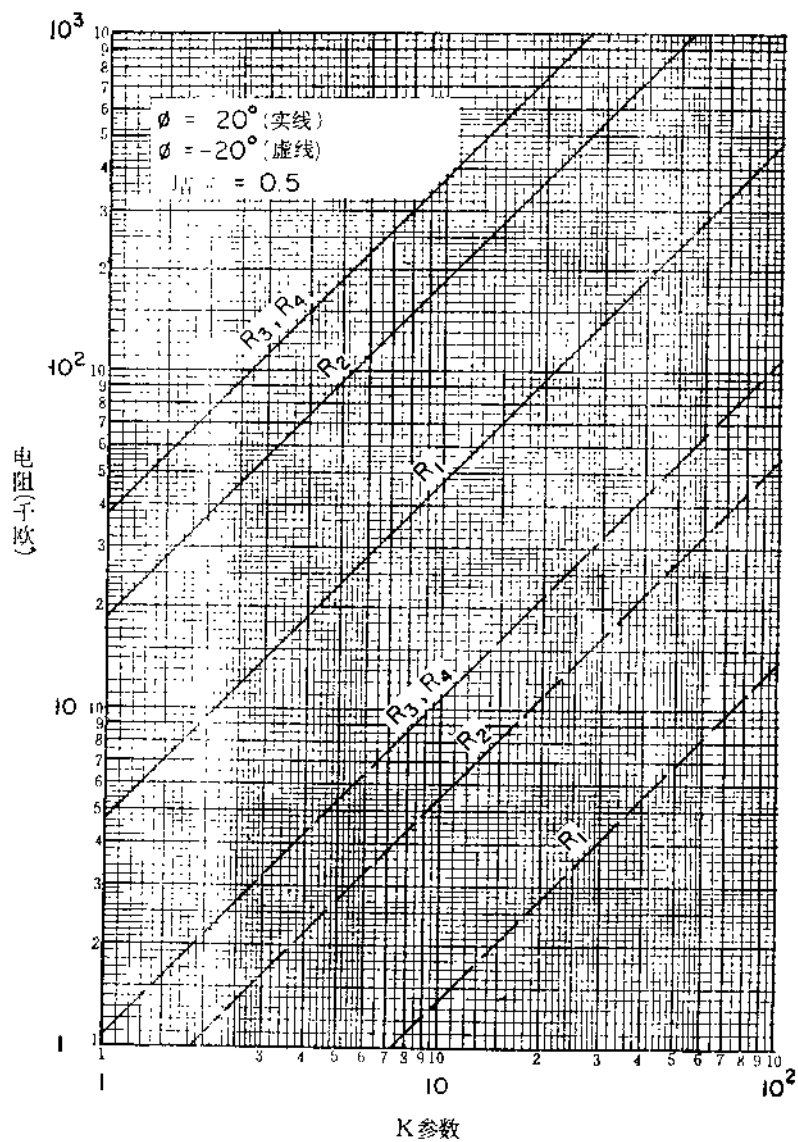


图 6.9 全通(相移)滤波器

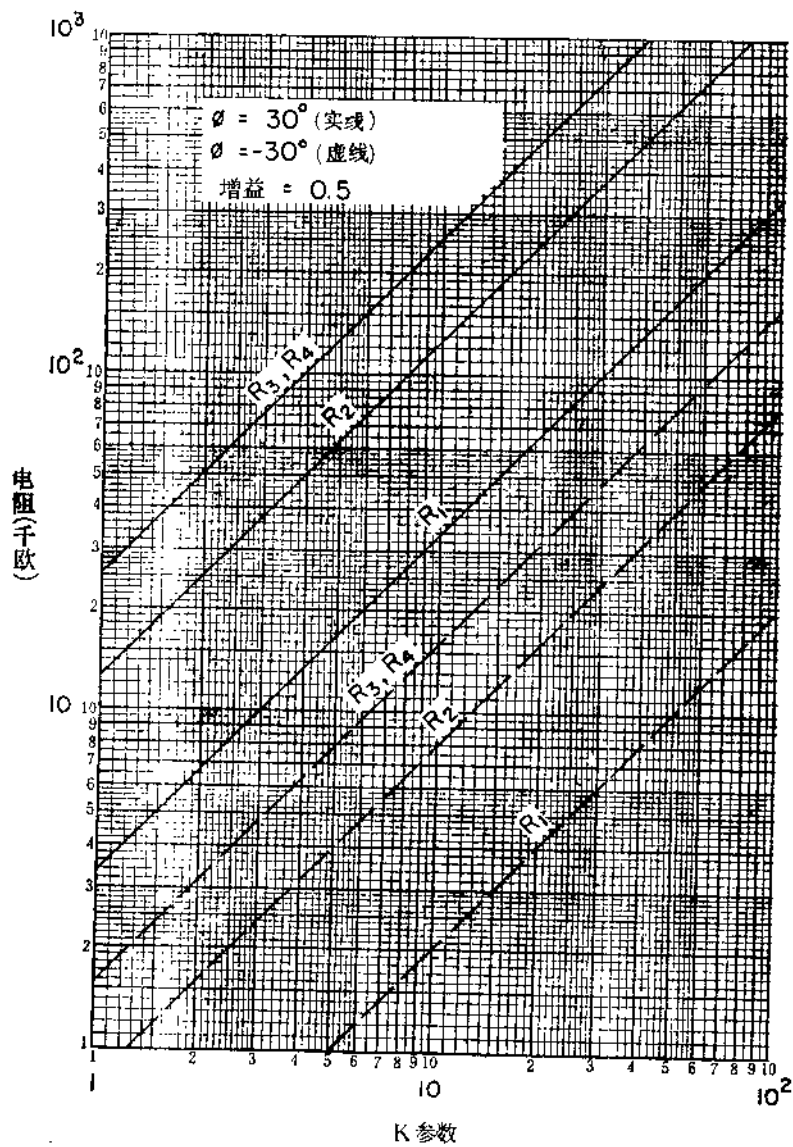


图 6.10 全通(相移)滤波器

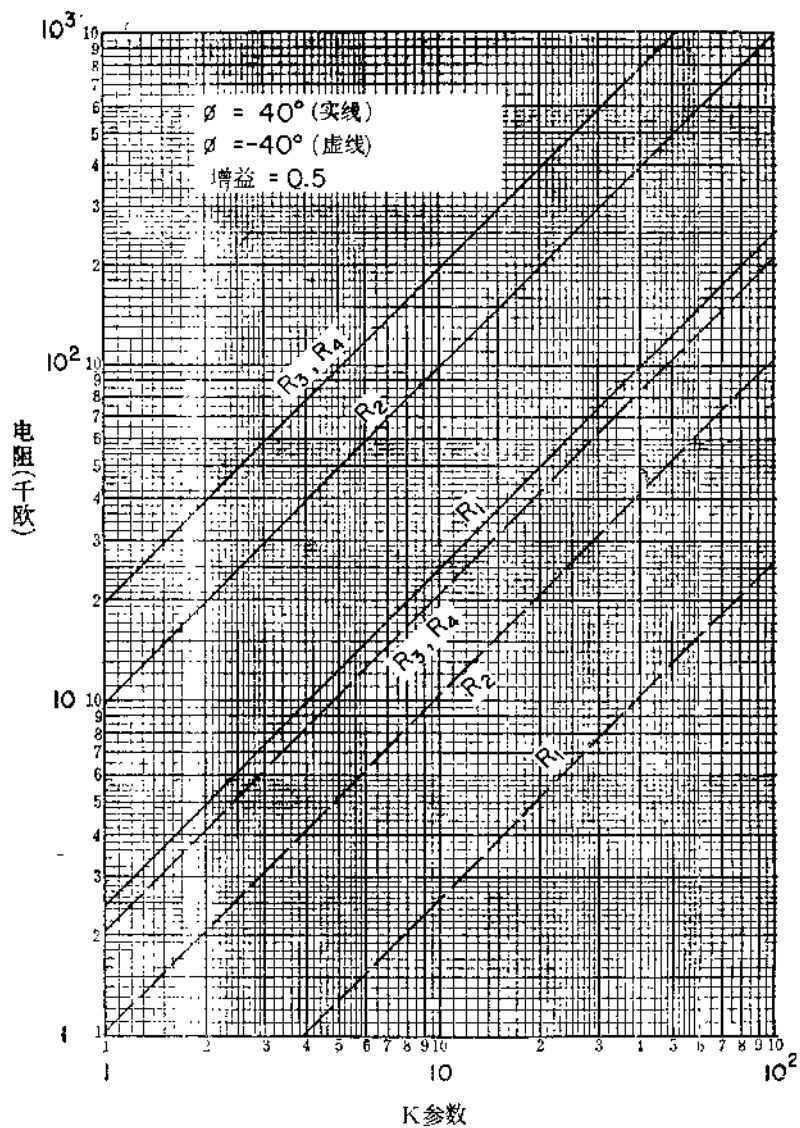


图 6.11 全通(相移)滤波器

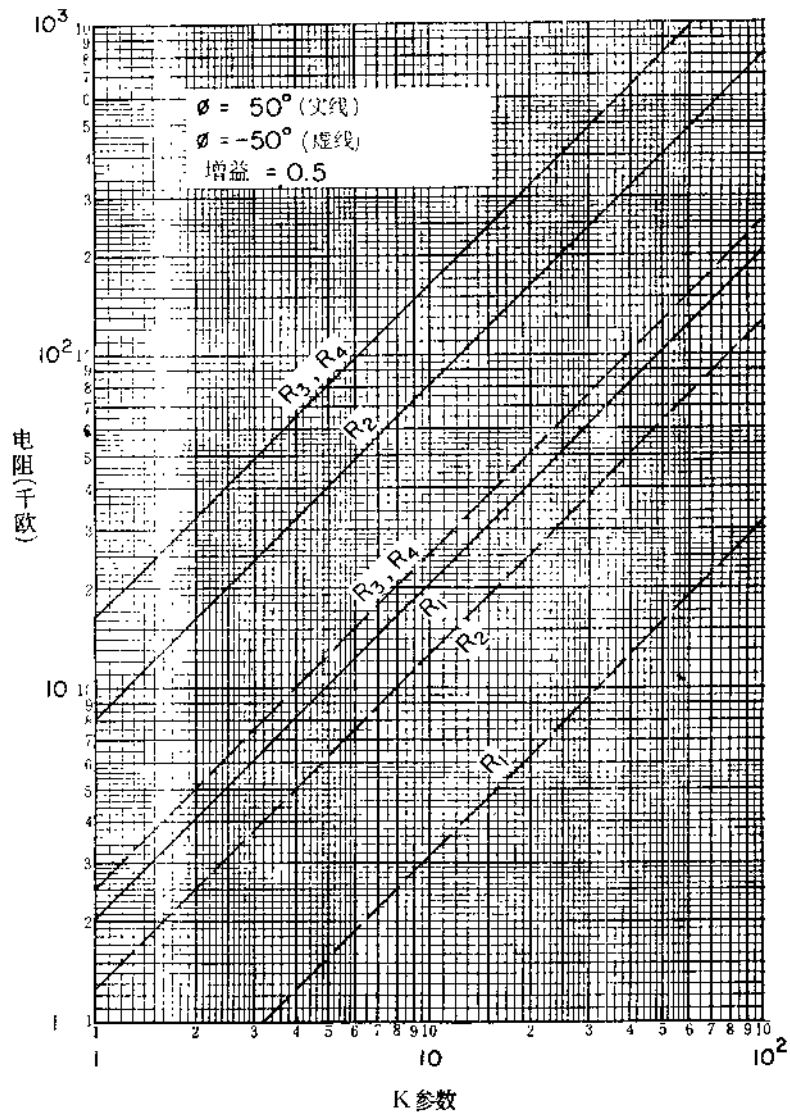


图 6.12 全通(相移)滤波器

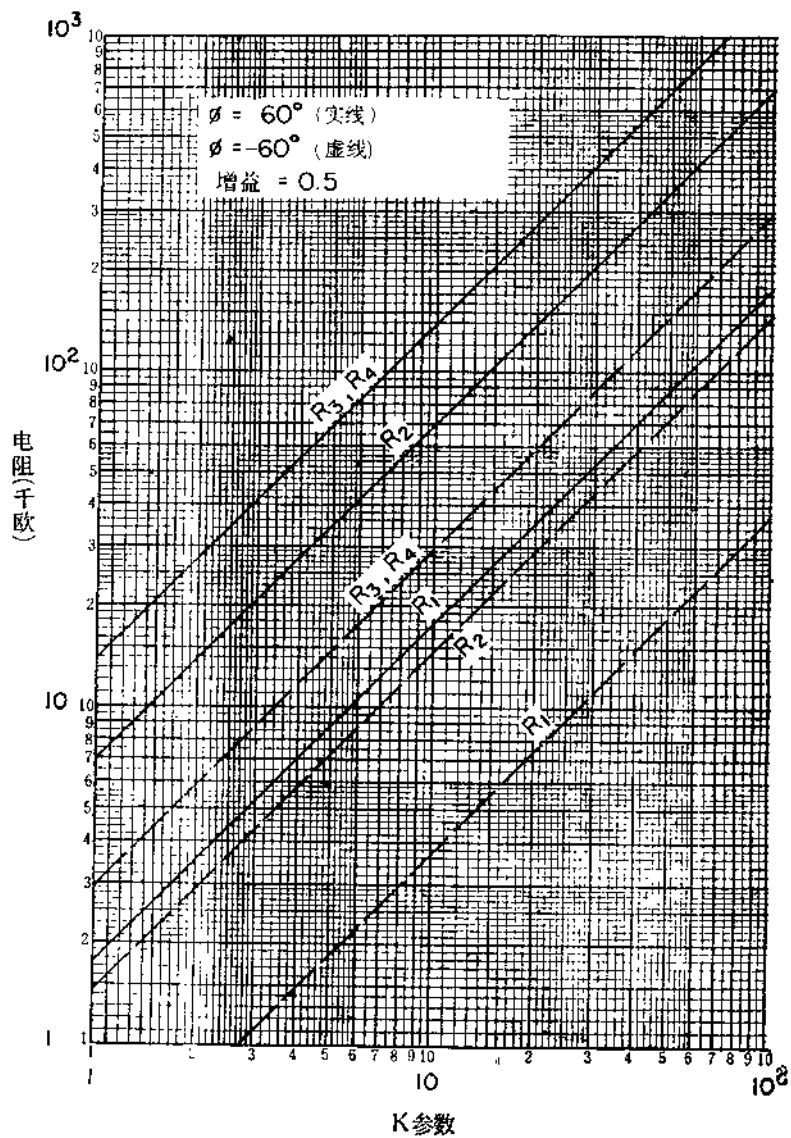


图 6.13 全通(相移)滤波器

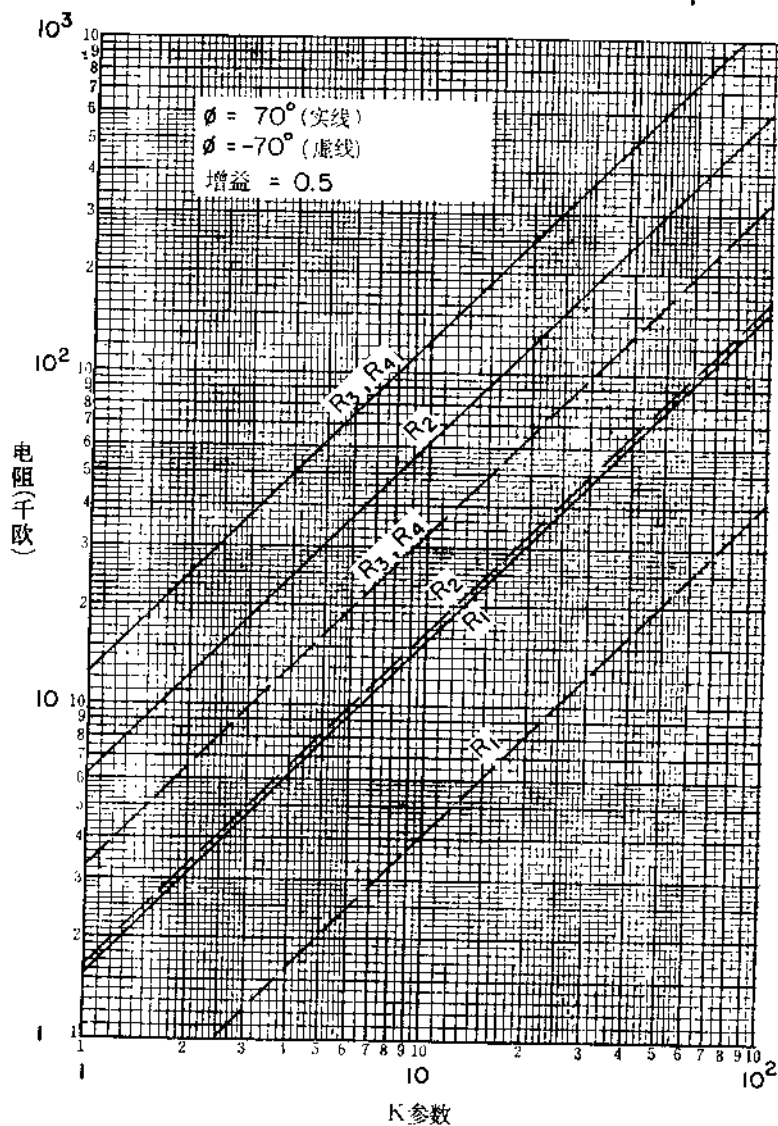


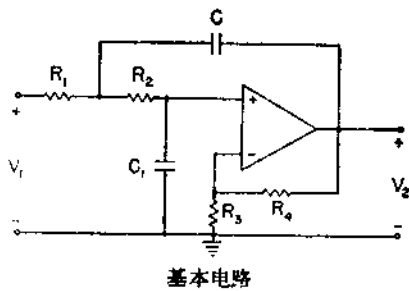
图 6.14 全通(相移)滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

具体例子见 6.6 节。

贝塞尔滤波器(恒定时间延迟滤波器)的设计步骤提要



设计步骤:

已知延迟时间 T_d 及增益, 完成下列步骤:

1. 如果 T_d 在 1.47 毫秒与 147 毫秒之间, 从图 6.17a 中找出 f_0 ; 如果 T_d 在 11.7 微秒与 1.47 毫秒之间, 从图 6.17b 中找出 f_0 ; 如果 T_d 在 0.147 微秒与 14.7 微秒之间, 从图 6.17c 中找出 f_0 (注意: 反之也可用这种方法从 f_0 来查得 T_d)。
2. 选择一个电容 C 值, 按照全通滤波器所述的方法, 从图 6.7a、b 或 c 中合适的图表上确定 K 参数。
3. 用所得的 K 值, 根据增益, 从图 6.18、6.19 或 6.20 中的合适的图表上查出电容 C_1 与电阻值。
4. 选择尽可能接近图表指示值的标称系列电阻, 并用其构成电路。

说明和建议:

除了对 f_c 的说明现应该用于 f_0 之外, 二阶滤波器的说明在此均可适用。

为达到设计要求, 需要进行一定的微调。可用一只电位器来改变 R_2 以调节 T_d 。

具体例子见 6.2 节。

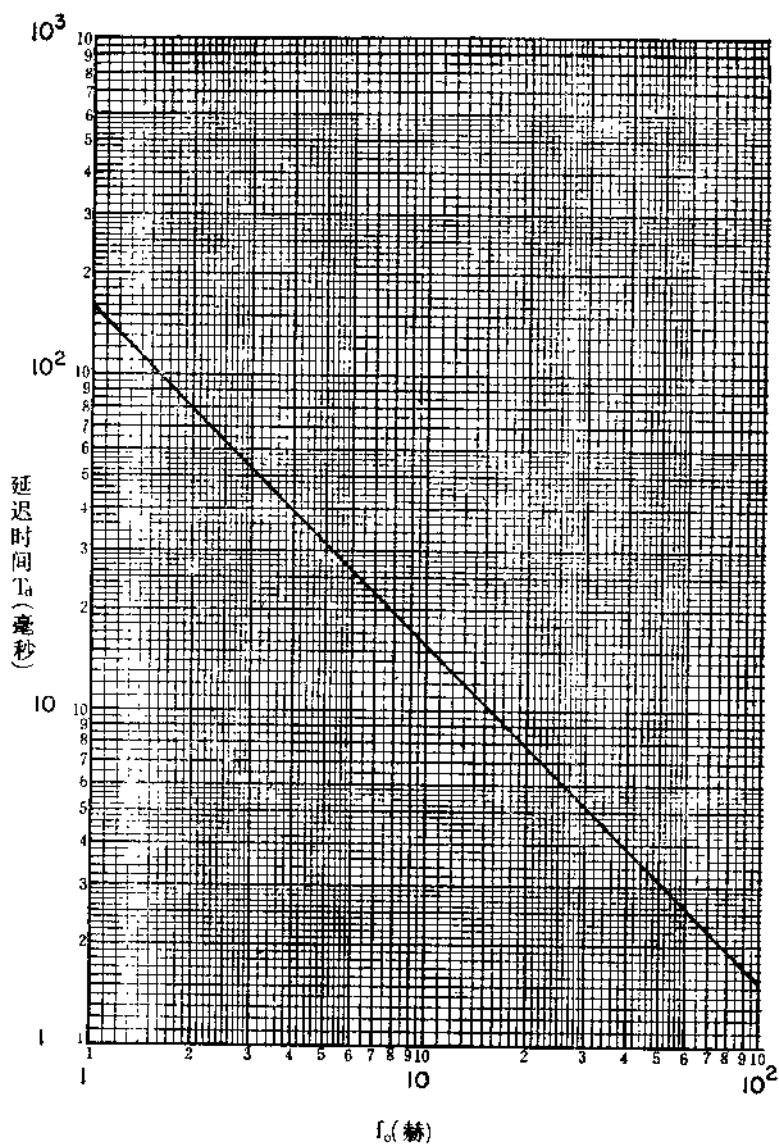


图 6.17a T_d (延迟时间)~ f (频率)曲线

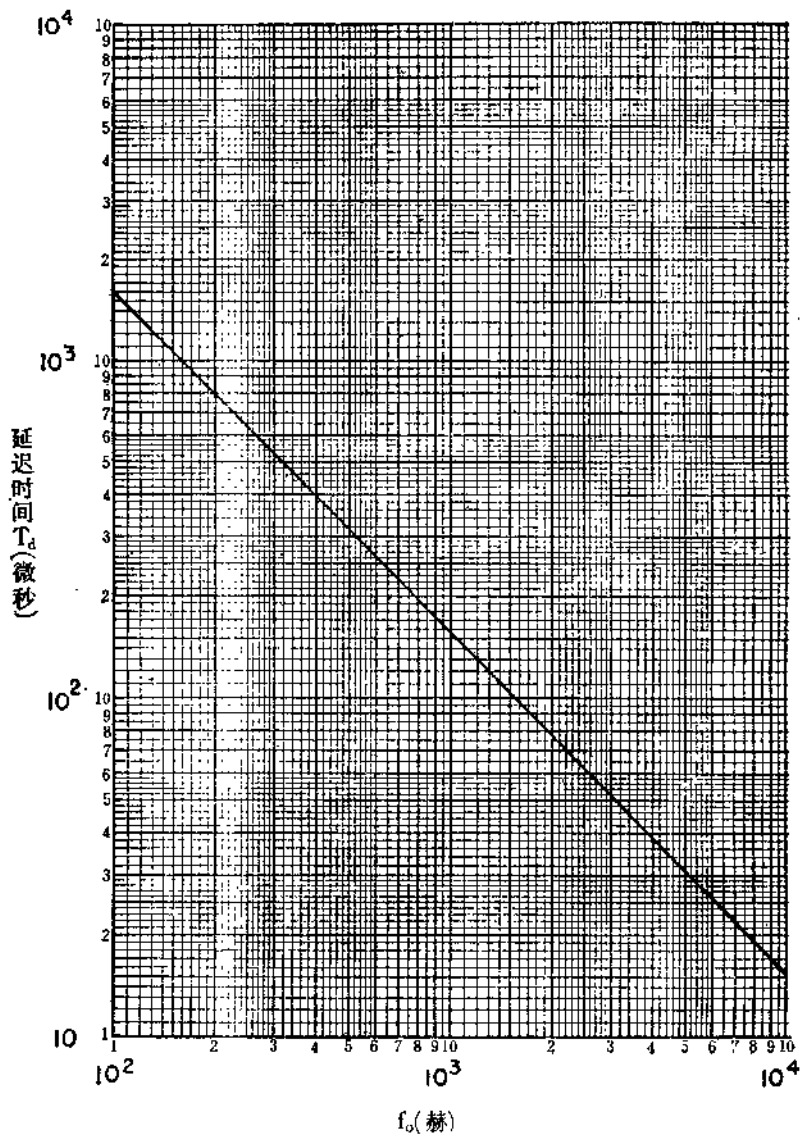


图 6.17b T_d (延迟时间)~ f (频率)曲线

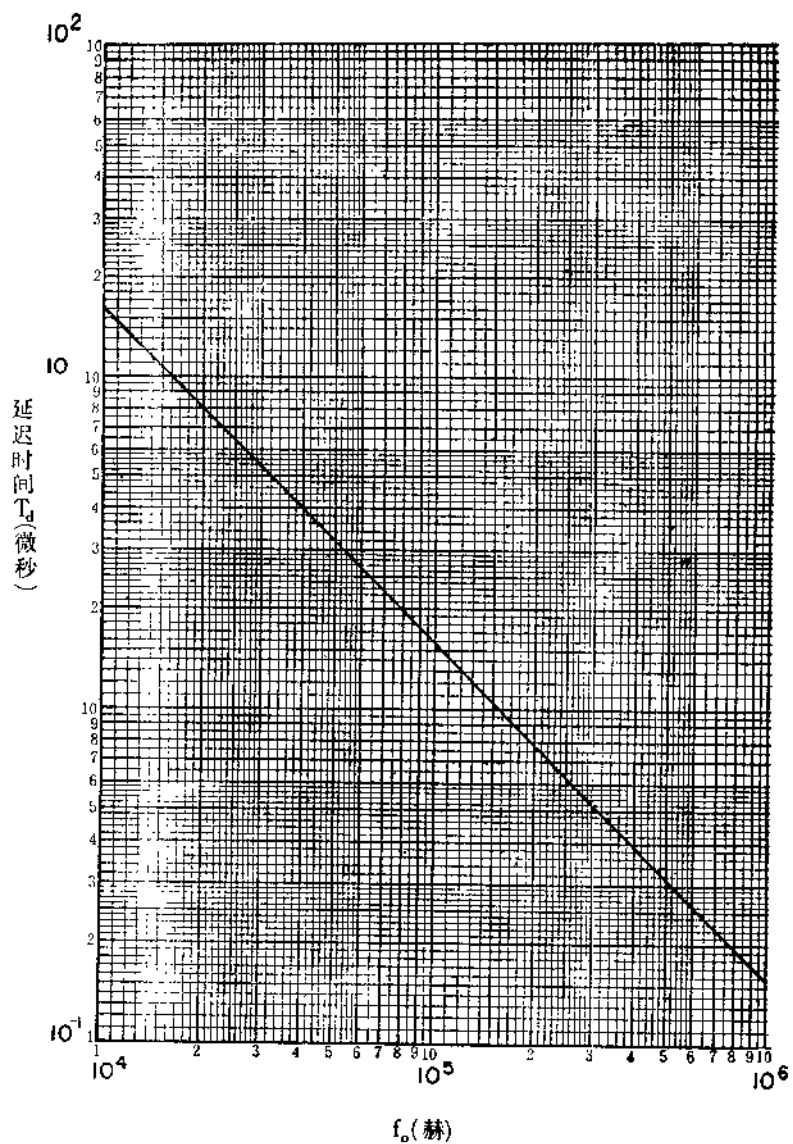


图 6.17c T_d (延迟时间)~ f (频率)曲线

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

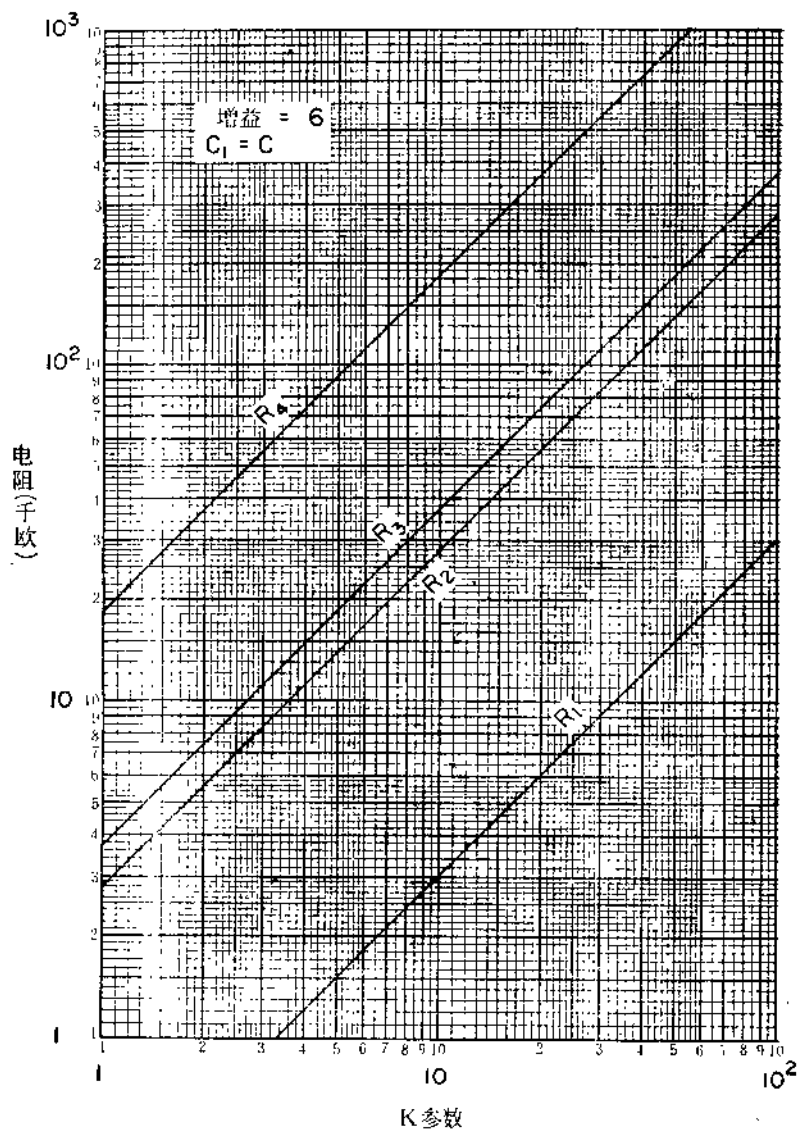


图 6.19 贝塞尔(恒定时间延迟)滤波器

<http://www.elecfans.com> 电子发烧友 <http://bbs.elecfans.com> 电子技术论坛

参考文献

1. *Linear Integrated Circuit D.A.T.A. Book*, Derivation and Tabulation Associates, Inc., Orange, N.J., Spring 1972.
2. J. G. Graeme, G. E. Tobey, and L. P. Huelsman (eds.), *Operational Amplifiers: Design and Applications*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1971.
3. *RCA Linear Integrated Circuits*, RCA Solid State Division, Somerville, N.J. 1970.
4. R. Melen and H. Garland, *Understanding IC Operational Amplifiers*, Howard W. Sams and Co., New York, 1971.
5. *Radio Electronics* (monthly periodical), Gernsback Publications, Inc., New York.
6. S. K. Mitra, *Analysis and Synthesis of Linear Active Networks*, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1969.
7. F. C. Fitchen, *Electronic Integrated Circuits and Systems*, Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1970.
8. A. B. Grebene, *Analog Integrated Circuit Design*, Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1972.
9. *Popular Electronics* (monthly periodical). Ziff-Davis Publishing Co., New York.
10. *Electronics* (biweekly periodical), McGraw-Hill Book Co., New York.
11. G. S. Moschytz and R. W. Wyndrum Jr., "Applying the operational amplifier," *Electronics*, December 9, 1968, pp. 98-106.
12. *Electronics Circuit Designer's Casebook*, Electronics, New York, 1972.
13. S. K. Mitra (ed.), *Active Inductorless Filters*, IEEE Press, New York, 1971.
14. S. S. Haykin, *Active Network Theory*, Addison Wesley Publishing Co., Reading, Mass., 1970.
15. R. P. Sallen and E. L. Key, "A practical method of designing RC active filters," *IRE Transactions on Circuit Theory*, CT-2, pp. 74-85, March 1955.

16. M. E. Van Valkenburg, *Introduction to Modern Network Synthesis*, John Wiley and Sons, New York, 1960.
17. L. Weinberg, *Network Analysis and Synthesis*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1962.
18. A. Papoulis, "On the approximation problem in filter design," *IRE National Convention Record*, vol. 5, pt. 2, pp. 175-185, 1957.
19. H. Ruston and J. Bordogna, *Electric Networks: Functions, Filters, Analysis*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1966.
20. W. J. Kerwin and L. P. Huelsman, "The design of high performance active RC band-pass filters," *IEEE International Convention Record*, vol. 14, pt. 10, pp. 74-80, 1960.
21. L. P. Huelsman, *Theory and Design of Active RC Circuits*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1968.
22. P. R. Geffe, *Simplified Modern Filter Design*, Hayden Book Co., Inc., New York, 1963.
23. L. P. Huelsman, *Active Filters: Lumped, Distributed, Integrated, Digital, and Parametric*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1970.
24. T. Deliyannis, "RC active allpass sections," *Electron Letters*, vol. 5, pp. 59-60, February 1969.
25. L. Storch, "Synthesis of constant-time-delay ladder networks using Bessel polynomials," *Proceedings of the IRE*, vol. 42, no. 11, pp. 1666-1675, November 1954.