

图解实用电子技术丛书

测量电子电路设计 ——滤波器篇

从滤波器设计到锁相放大器的应用

〔日〕远坂俊昭 著
彭 军 译



科学出版社
www.sciencep.com

(TN-0693.0101)

责任编辑 赵方青 崔炳哲

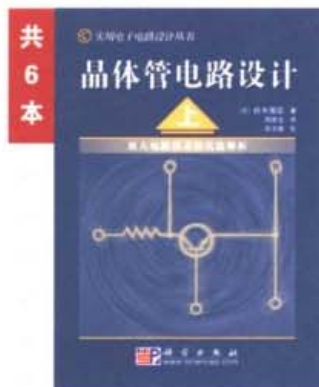
责任制作 魏 谨

封面设计 李 力

Technology
实用技术

图解实用电子技术丛书

实用电子电路设计丛书



均已出版发行

2006年8月全部出版

图解电路设计与制作系列



- 电子元器件应用技术
- LC滤波器设计与制作
- 存储器IC的应用技巧
- 传感器应用技巧 141 例
- 模拟技术应用技巧 101 例
- 电子元器件的选择与应用
- OP 放大器应用技巧 100 例
- 锁相环 (PLL) 电路设计与应用
- 数字电路设计与制作
- 高频电路设计与制作
- 晶体管电路设计与制作
- 直流电动机实际应用技巧
- 低频 / 高频电路设计与制作
- 开关电源稳压器设计与制作
- 高速数字电路设计与安装技巧
- 测量电子电路设计——模拟篇
- 测量电子电路设计——滤波器篇
- 无线电收音机与无线电路设计与制作

建议上架类别：工业技术 / 电子技术

科学出版社 东方科龙

<http://www.okbook.com.cn>

cuibingzhe@mail.sciencep.com

ISBN 7-03-017182-9



9 787030 171825 >

ISBN 7-03-017182-9

定 价: 38.00 元

图解实用电子技术丛书

测量电子电路设计 ——滤波器篇

从滤波器设计到锁相放大器的应用

〔日〕 远坂俊昭 著
彭 军 译

科学出版社
北 京



图字: 01-2005-4936 号

内 容 简 介

本书是“图解实用电子技术丛书”之一,也是《测量电子电路设计——模拟篇》的姊妹篇,主要介绍如何从放大的信号中除去有害噪声,提取有用信号的滤波技术。书中介绍处理低频信号所必需的 RC 滤波器、有源滤波器、LC 滤波器,以及低频滤波器中能够实现极限 Q 值的锁相放大器的设计方法等,同时还提供大量的实验数据和模拟数据。

模拟篇中主要从高精度信号测量的观点,举具体的设计和制作实例详解模拟电路的基本电路,即放大电路。

本书的读者对象主要是电子工程技术人员,也可供电子、自动化、仪器仪表等相关专业的师生参考学习。

图书在版编目(CIP)数据

测量电子电路设计:滤波器篇/(日)远坂俊昭著;彭军译. —北京:科学出版社,2006

(图解实用电子技术丛书)

ISBN 7-03-017182-9

I. 测… II. ①远…②彭… III. ①电子测量-电路设计②滤波器-设计 IV. TM930.111-64

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 041385 号

责任编辑:赵方青 崔炳哲 / 责任制作:魏 谨

责任印制:刘士平 / 封面设计:李 力

北京东方科龙图文有限公司 制作

<http://www.okbook.com.cn>

科 学 出 版 社 出版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

源海印刷有限责任公司 印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2006 年 6 月第 一 版 开本: B5(720×1000)

2006 年 6 月第一次印刷 印张: 17 1/4

印数: 1—4 000 字数: 262 000

定 价: 38.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换〈新欣〉)

前言

本书是《测量电子电路设计——模拟篇》一书的姊妹篇。

《测量电子电路设计——模拟篇》主要着眼于对来自传感器的具有一定 S/N 的微弱信号电压进行放大的技术。本书的主题则是从放大的信号中除去有害噪声,提取有用信号的滤波技术。

无论是由一个电阻和一个电容构成的 RC 滤波器,还是分析频率高达几十吉赫的频谱分析器都统称为滤波器,可见其包含的种类和技术非常庞杂。

本书在介绍应用于处理低频信号的 RC 滤波器、有源滤波器、 LC 滤波器,以及低频滤波器中能够实现极限 Q 值的锁相放大器(Lock-in Amplifier)的设计方法的同时,还提供了大量的实验数据和模拟数据。

通常关于滤波器的专业书籍,既要颇费力气地阐述理论,又要介绍进行设计时必要的事项。而本书则将重点放在实用设计所必需的技术问题上。这些内容对于直接进行实际设计无疑是非常有用的,只是有关滤波器基础理论的内容相对而言略显单薄。因此,书末罗列出参考文献,以供希望进一步深入学习滤波器理论知识的读者参考。

要想了解锁相放大器,需要具备一定的锁相环(Phase Locked Loop, PLL)基本知识,不过简明易懂地介绍 PLL 中使用的滤波器参数计算方法的专业书籍并不多见。

本书对于 PLL 中使用的滤波器的计算问题,不但在介绍其设计方法的同时还提供大量的实验数据和模拟数据,所以请因 PLL 知识比较欠缺而感到困惑的读者务必阅读这些内容。

同时,也向那些对于锁相放大器的使用方法感到困惑的在物理、化学等领域工作的读者推荐本书。为了熟练地使用测量仪器,必须熟知测量仪器的原理。当进行某种实验时,不仅需要购置正规厂家的测量仪器建立测量系统,还需要自制夹具提高实验准确性和速度。

如果任何配件都寄希望于向厂家定做,既花费时间而又未必

合适。请务必阅读本书,学习并掌握自制前置放大器和滤波器、排除外来噪声的技术,以便能够完成独创性的、质量更高的实验。

《测量电子电路设计——模拟篇》和本书都是在 CQ 出版株式会社董事兼电子电路技术研究会主持人蒲生良治先生的建议下着手编写的。利用休息日,为进行计算机模拟而敲键盘,握着电烙铁做作业,原本预定半年完成,结果花了 5 年的时间。

在此,谨向耐心等待迟到稿件的蒲生良治先生和作者的恩师——(株)NF 电路设计集团常务董事荒木邦尔先生,以及给予了许多帮助的电子电路技术研究会的各位同仁致以深深的谢意。

而且,还要向包饺子高手——妻子宏子因怠慢而深表歉意,同时感谢她给予我的支持。

著 者



目 录

第 1 章 概 述	1
1.1 滤波器的特性与种类	1
1.1.1 各种滤波器——本书介绍频率意义上的滤波器	1
1.1.2 噪声与滤波器的带宽	3
1.1.3 滤波器对白噪声的滤波效果	3
1.1.4 防混叠作用的低通滤波器	5
1.1.5 高通滤波器(HPF)的作用	7
1.1.6 带通滤波器(BPF)的作用	8
1.1.7 带阻滤波器(BEF)的作用	8
1.1.8 模拟滤波器与数字滤波器	9
1.1.9 能够自制的滤波器	10
1.1.10 由厂家制作的滤波器	11
1.2 滤波器的频率响应与时间响应特性	12
1.2.1 滤波器的阶数与衰减陡度	12
1.2.2 最大平坦:巴特沃斯特特性	13
1.2.3 快速调整阶跃响应的贝塞尔特性	13
1.2.4 实现陡峭特性的切比雪夫特性	14
1.2.5 更加陡峭——椭圆(Elliptic)特性	15
1.2.6 滤波器的副作用——对响应特性的影响	15
1.2.7 高通滤波器的时间响应特性	15
1.2.8 带通滤波器的时间响应特性	19
第 2 章 RC 滤波器与 RC 电路网络的设计	21
2.1 最简单的 RC 滤波器	21
2.1.1 RC 低通滤波器的特性	21
2.1.2 DC 前置放大器上附加 RC 滤波器	22
2.1.3 RC 滤波器的多级连接	23

2.2 加深对 RC 电路网络的印象	26
2.2.1 表现电路网络动作的万能曲线	26
2.2.2 设计时利用渐近线	27
2.2.3 高频截止/低频截止的 A 万能曲线	28
2.2.4 描述相位返回特性的 B 万能曲线	29
2.2.5 PLL 电路中应用的高频截止的 B 万能曲线 ...	30
2.2.6 应用于 OP 放大器相位补偿的低频截止的 B 万能曲线	33

第 3 章 有源滤波器的设计

3.1 概 述

3.1.1 有源滤波器——确定参数值时的自由度高 ...	37
3.1.2 2 阶有源滤波器设计基础	38

3.2 有源低通滤波器的设计

3.2.1 经常使用的正反馈型 2 阶 LPF(增益=1)的 构成	40
3.2.2 5 阶巴特沃斯 LPF 的计算例	41
3.2.3 使 LPF 具有放大率的滤波电路	43
3.2.4 正反馈型 LPF(增益 $\neq 1$)的构成	43
3.2.5 减小元件灵敏度和失真的多重反馈型 LPF ...	45
3.2.6 有源 LPF 的高频特性	47

3.3 有源高通滤波器的设计

3.3.1 正反馈型 2 阶 HPF 的构成	49
3.3.2 5 阶切比雪夫 HPF 的计算例	50
3.3.3 多重反馈型 HPF 的构成	51

3.4 状态可调滤波器的设计

3.4.1 状态可调滤波器的概念	52
3.4.2 反转型与非反转型在特性上的差别	53
3.4.3 在可变频率-可变 Q 的通用滤波器中的应用 ...	57
3.4.4 状态可调滤波器模块	57
3.4.5 低失真率的双截型滤波器	58

3.5 带通滤波器的设计

3.5.1 将 LPF 与 HPF 级联	59
专栏 A 状态可调滤波器在低失真率振荡器中的应用 ...	61
3.5.2 $Q=10$ 以下的 1 个 OP 放大器的多重	

反馈型 BPF	62
3.5.3 中心频率为 1kHz, $Q=5$ 的带通滤波器	63
3.5.4 2 个放大器的高 Q 值 BPF	65
3.5.5 能够用于评价 OP 放大器噪声的带宽 100Hz 的 BPF	66
3.6 带阻滤波器的设计	69
3.6.1 使用 BPF 的带阻滤波器	69
3.6.2 测量失真用的双 T 陷波滤波器	71
附录 有源滤波器设计用的归一化表	73
 第 4 章 LC 滤波器的设计	79
4.1 LC 滤波器概述	79
4.1.1 LC 滤波器在 10kHz 以上的使用价值高 ...	79
4.1.2 利用归一化表和模拟器使设计变得简单 ...	80
4.1.3 LC 滤波器的两种类型	81
4.2 LC 滤波器的设计	81
4.2.1 低通 LC 滤波器的设计	81
4.2.2 归一化表的使用方法	83
4.2.3 由低通滤波器(LPF)变换为高通滤波器(HPF)	84
4.2.4 变换为带通滤波器(BPF)	85
专栏 B 函数台式计算机的应用	88
4.2.5 BPF 的带宽越窄响应越慢	89
4.3 LC 滤波器的实验制作	91
4.3.1 附有 5 阶低通滤波器的前置放大器	91
4.3.2 巴特沃斯 BPF 的试制	94
 第 5 章 模拟 LC 型有源滤波器的设计	97
5.1 模拟 LC 的概念	97
5.1.1 不希望使用线圈	97
5.1.2 实现 FDNR 的电路	98
5.2 实用的 FDNR 滤波器的设计	98
5.2.1 5 阶 LPF 的设计	98
5.2.2 特点——不受 OP 放大器直流漂移的影响 ...	100
5.2.3 注意最大输入电平	102
5.2.4 信号源电阻为 0Ω 的 FDNR 滤波器	102

5.2.5	信号源电阻为 0Ω 的 FDNR 5 阶低通滤波器的试制	105
5.2.6	抗误差用 7 阶切比雪夫滤波器的设计	108
5.2.7	特性的检验	110
5.2.8	利用高速 A/D 转换器减轻滤波器的负担 ...	112
5.2.9	将电容变换为电感的 GIC	113
第 6 章 滤波器使用的 RLC		117
6.1	滤波器使用的电阻器	117
6.1.1	各种电阻器	117
6.1.2	滤波器电路中的金属膜电阻器	117
6.1.3	电阻的频率特性	119
6.2	滤波器使用的电容器	121
6.2.1	电容器要注意等效串联电阻 R_s	121
6.2.2	精密滤波器中不使用铝电解电容器	124
6.2.3	叠层陶瓷电容器	126
6.2.4	薄膜电容器	128
6.2.5	苯乙烯电容器	130
6.2.6	云母电容器	130
6.3	滤波器使用的线圈	133
6.3.1	线圈的种类和等效电路	133
6.3.2	微型电感(圆筒形)	135
6.3.3	壶形铁心	138
6.3.4	用壶形铁心制作电感器的要点	139
6.3.5	基于壶形铁心的 100mH 电感器的设计 ...	142
6.3.6	方形金属外壳电感器	145
6.3.7	环形铁心	147
6.3.8	环形铁心电感器的设计例	148
专栏 C	关于 E 系列标准值	151
第 7 章 变压器对噪声的阻断/抑制作用		153
7.1	变压器概述	153
7.1.1	不可轻视变压器的作用	153
7.1.2	变压器的基本动作	153
7.1.3	变压器的等效电路	154

7.1.4	决定低频特性的激磁电感和线圈电阻	155
7.1.5	决定高频特性的泄漏电感和线圈电容	157
7.2	利用输入变压器改善测量放大器的噪声特性	158
7.2.1	利用输入变压器使信号升压	158
7.2.2	进一步改善低噪声 OP 放大器电路的 噪声特性	159
7.2.3	输入变压器也有除去共模噪声作用	160
7.2.4	输入变压器的参数	163
7.2.5	将变压器输出开路求激磁电感	163
7.2.6	将变压器输出短路求泄漏电感	165
7.2.7	输入变压器的典型参数	165
7.2.8	输入变压器的模拟	166
7.2.9	高频范围凸峰的补偿	167
7.3	除去来自电源的噪声	169
7.3.1	电源噪声的混入由变压器的参数规格所决定	169
7.3.2	电源变压器的形状	170
7.3.3	阻断共模噪声的静电屏蔽	171
7.3.4	抑制泄漏磁通的电磁屏蔽	174
附录	针对电源噪声的噪声滤波变压器	175

第 8 章 共模扼流圈的应用 179

8.1	复习——电子设备的外来噪声	179
8.1.1	外来噪声有共模型和简正型	179
8.1.2	简正模噪声及措施	179
8.1.3	由于共同接地发生的共模噪声	181
8.1.4	设备内部的共模噪声	181
8.2	共模扼流圈的应用	182
8.2.1	共模扼流圈的作用	182
8.2.2	共模扼流圈的等效电路	183
8.2.3	共模扼流圈的绕制	184
8.2.4	选择泄漏电感小的扼流圈	186
8.3	电源用传输滤波器	187
8.3.1	传输滤波器的动作	187
8.3.2	传输滤波器的选用	188
8.3.3	传输滤波器的数据与使用状态下不同	189

8.3.4	传输滤波器的安装方法	190
8.3.5	注意脉冲电流使铁心饱和的问题	191
8.3.6	注意传输滤波器漏电流引起的触电	193
8.3.7	意外情况下的共模扼流圈铁心	194
第9章	锁相放大器的原理与实验	197
9.1	锁相放大器概述	197
9.1.1	通频带变窄与 Q 值的提高	197
9.1.2	锁相放大器的结构	198
9.1.3	相敏检测器 PSD	200
9.1.4	乘法运算中转换——同步检波	201
9.1.5	不需相位调整的双相位锁相放大器	202
9.1.6	动态余量表征能够允许的噪声量	203
9.1.7	相位噪声决定测量极限	205
9.1.8	用时间常数表征低通滤波器的特性	206
9.1.9	噪声密度的测量	207
9.2	锁相放大器的实验	208
9.2.1	试制的锁相放大器概况	208
9.2.2	使用 74HC4046 的 PLL	209
9.2.3	VCO 特性的改善	211
9.2.4	利用相位频率型比较器进行相位比较	213
9.2.5	参考信号电路的具体构成	214
9.2.6	产生准确的参考信号	214
9.2.7	PLL 低通滤波器参数的计算	217
9.2.8	相位调整电路	218
9.2.9	PLL 电路响应特性的确认	220
9.2.10	相位调整电路的设计要点	223
9.2.11	PSD 的设计要点	224
9.2.12	时间常数电路的设计要点	226
9.2.13	DC 增益与动态余量	227
专栏 D	相位检波器模块	228
9.2.14	矢量运算求振幅和相位	229
9.2.15	锁相放大器的调整	230

第 10 章 锁相放大器的使用方法	235
10.1 熟练使用锁相放大器	235
10.1.1 锁相放大器产品的结构	235
10.1.2 锁相放大器的使用环境	237
10.1.3 关于参考信号	238
10.1.4 输入信号的连接方法很重要	238
10.1.5 输入端的差动平衡	240
10.1.6 设定动态余量的方法	242
10.2 锁相放大器应用范围的扩大	242
10.2.1 检测微小变化	242
10.2.2 输出信号有跳动时的观测方法	243
10.2.3 截光器的应用——光测量	244
10.2.4 光源特性变化的补偿——使用截光器的 双光束法	245
10.3 利用锁相放大器的应用测量	246
10.3.1 广阔的微小信号测量领域	246
10.3.2 在红外分光光度计中的应用	247
10.3.3 在 2 次量子光分光分析中的应用	248
10.3.4 在光声光谱仪中的应用	248
10.3.5 在超导材料评价中的应用	249
10.3.6 在金属材料张力试验中的应用	251
10.3.7 俄歇电子能谱分析技术(Auger Electron Spectroscopy, AES)	251
10.3.8 在金属探测器中的应用	253
10.3.9 在涡流探伤仪中的应用	254
10.3.10 在 RLC 测量仪中的应用	255
10.3.11 在测定化学阻抗中的应用	257
10.3.12 在电子束测量中的应用	259

1.1 滤波器的特性与种类

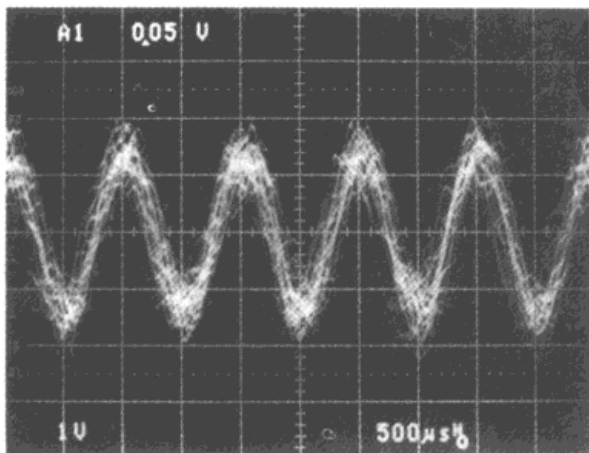
1.1.1 各种滤波器——本书介绍频率意义上的滤波器

在电气领域以外也存在着大量的过滤器(filter)。例如,在我们生活中过滤咖啡用的纸过滤器、阻挡紫外线的 UV 滤光片等。过滤器的作用就是除去不需要的成分,只选择需要的成分。

在电气领域滤波器不仅有频率意义上的滤波器,还有时间意义上的滤波器。例如,根据到达的时间选择信号,或者只在设定的时间工作的滤波器。

本书主要介绍频率范围在 1MHz 以下的低频模拟滤波器。

传感器领域中有检测温度、振动、光、距离等物理量的各种传感器。在很多情况下,从传感器所获得的信号中,不仅有希望得到的信息,同时也混有不需要的噪声。当传感器检测到的信号比较弱时,在传送传感器信号的过程中还会有噪声混入。这时如照片 1.1 所示,无法判别信号与噪声。噪声会使信号的值漂动,信号的准确度下降,这时就需要使用滤波器。



照片 1.1 来自传感器的信号(混有噪声)波形

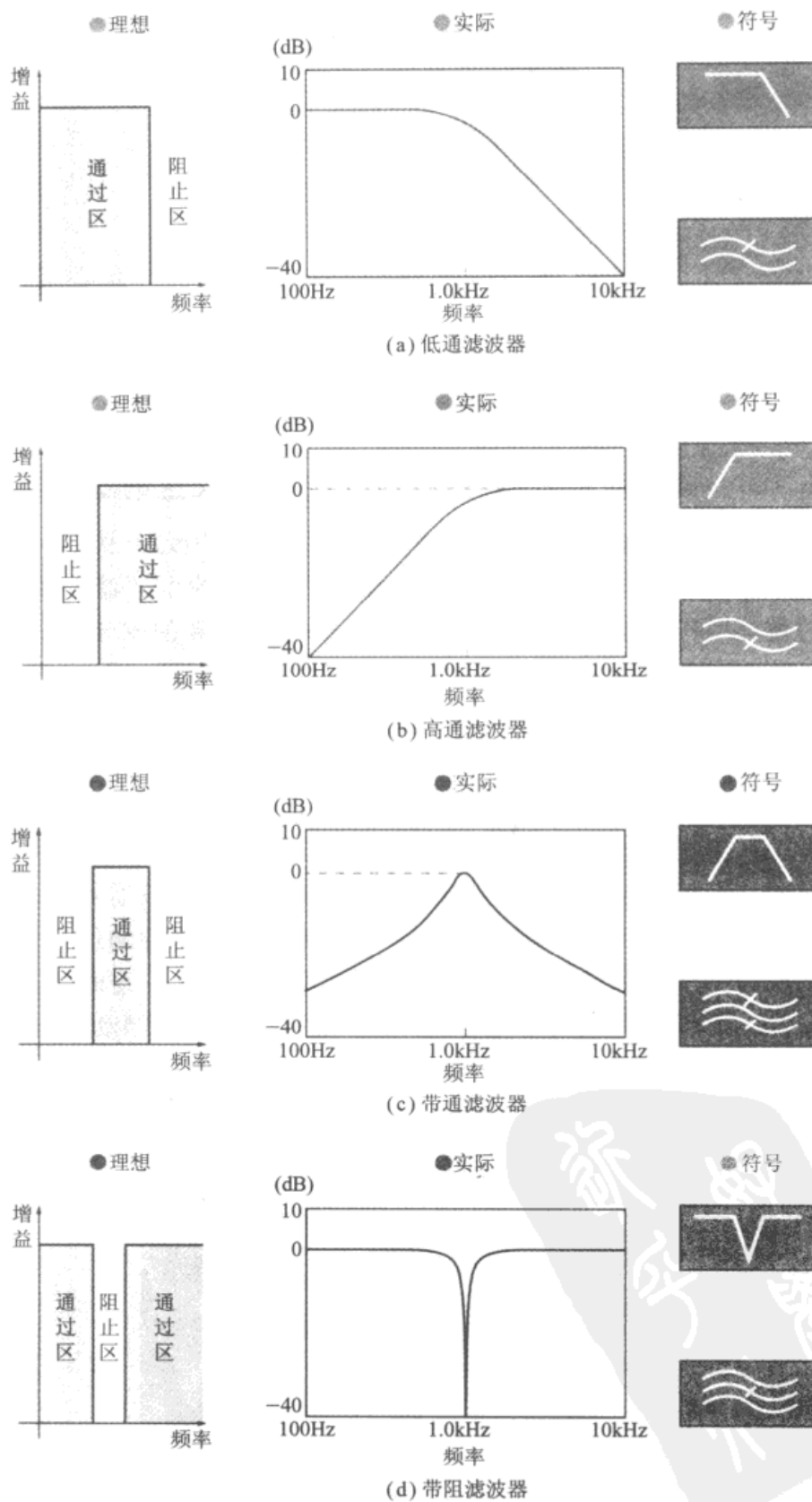


图 1.1 频率意义上的滤波器

如果能够干净地除去混入的噪声成分,只保留信号频率成分,就可以高精度地处理所获得的信号。

如图 1.1 所示,从选择频率成分的角度分类,滤波器主要有以下四种:① 低通滤波器(LPF)——允许截止频率以下的成分通过;② 高通滤波器(HPF)——允许截止频率以上的成分通过;③ 带通滤波器(BPF)——允许特定的频率成分(频带)通过;④ 带阻滤波器(BEF)——只除去特定的频率成分(频带)。

能够通过滤波器的频带与被衰减的频带的分界叫做截止频率。

1.1.2 噪声与滤波器的带宽

滤波器的任务是“除去噪声频率,选择目的信号”。不过就噪声而言,实际上也有很多种。

如果希望检出的信号与希望除去的噪声的频率成分很明确,就很容易确定出最合适的滤波器及其特性,也可以定量地表达它的滤波效果。

但是由于工作环境的不同,噪声的种类也各不相同。如果欲除去的噪声对象不明确,很难用“某种特性的滤波器具有怎样的效果”来定量地进行评价。最常见的噪声是白噪声。白噪声是一种均匀地包含所有频率的噪声(“白”是各种基本颜色的综合表现。),如电阻器产生的热噪声、二极管产生的噪声以及 OP 放大器的中频发生的噪声都是白噪声。

例如,电阻器产生的热噪声是由导体内部的自由电子做不规则运动(布朗运动)产生的,它的振幅由下式表示:

$$V_n = \sqrt{4kTRB} \quad (V_{\text{rms}})$$

式中 k ——玻尔兹曼常量($k=1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$);

T ——绝对温度, K;

R ——电阻值, Ω ;

B ——带宽, Hz。

就是说,电阻器产生的热噪声与绝对温度、电阻值以及带宽的平方根成正比。对于滤波器来说,重要的是“频谱均匀的噪声的振幅与带宽的平方根成比例”。

1.1.3 滤波器对白噪声的滤波效果

假设带宽为 1MHz 的放大器产生了 $1V_{\text{rms}}$ 白噪声。此时若其中插入一个 10kHz 的低通滤波器(LPF),那么输出噪声为

$$1V_{\text{rms}} \times \sqrt{\frac{10\text{kHz}}{1\text{MHz}}} = 0.1V_{\text{rms}}$$

如果插入的是 100Hz 的 LPF, 输出噪声减少到

$$1V_{\text{rms}} \times \sqrt{\frac{100\text{Hz}}{1\text{MHz}}} = 0.01V_{\text{rms}}$$

对于带通滤波器(BPF)也可以作同样的考虑。带通滤波器的特性如图 1.2 所示。BPF 的带宽越窄, 则 Q 值越大, 除去噪声的效果越显著。

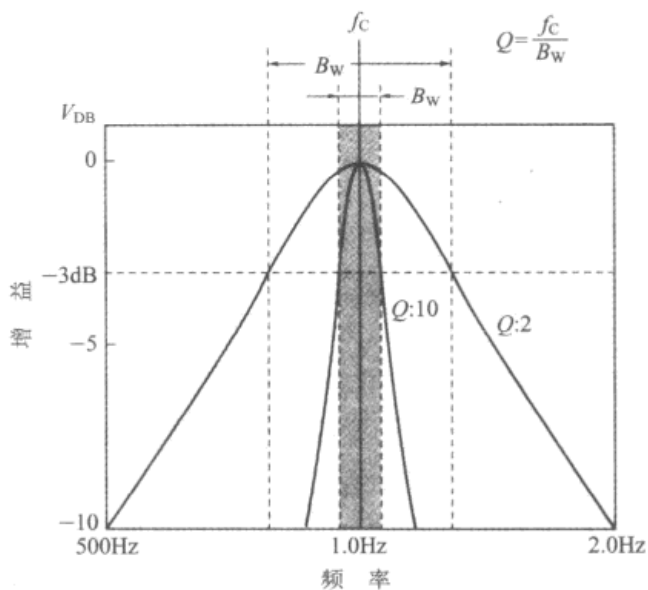


图 1.2 带通滤波器的 Q 值

对于高通滤波器(HPF)来说, 如果插入 100Hz 的 HPF, 那么输出噪声为

$$1V_{\text{rms}} \times \sqrt{\frac{999.9\text{kHz}}{1\text{MHz}}} = 0.99995V_{\text{rms}}$$

如果插入 10kHz 的 HPF, 其输出噪声为

$$1V_{\text{rms}} \times \sqrt{\frac{990\text{kHz}}{1\text{MHz}}} \approx 0.995V_{\text{rms}}$$

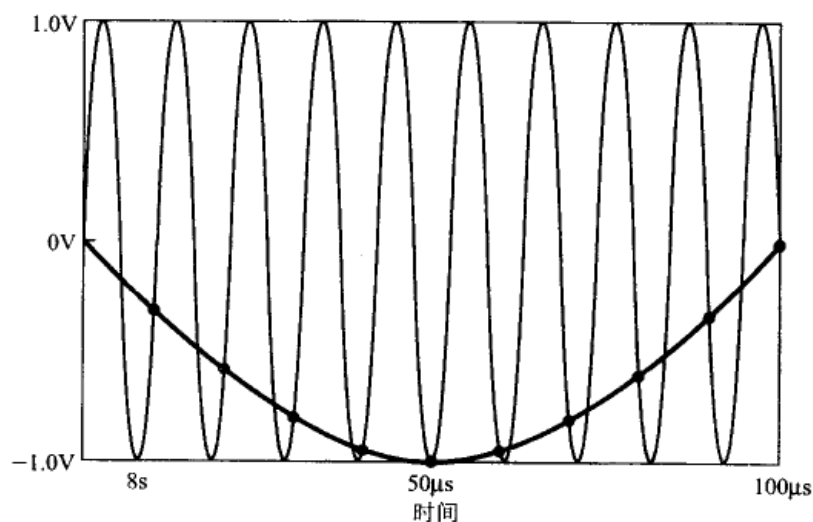
输出噪声几乎没有减少。这表明, 由于低频范围的带宽比高频范围窄, 所以在白噪声的场合即使阻断了低频范围的噪声也很难减少总的噪声输出。

这并不是说 HPF 没有作用, HPF 在截断直流漂移、降低特定的低频噪声(来自电源的感应噪声——交流噪声)等方面还是能够发挥作用的。

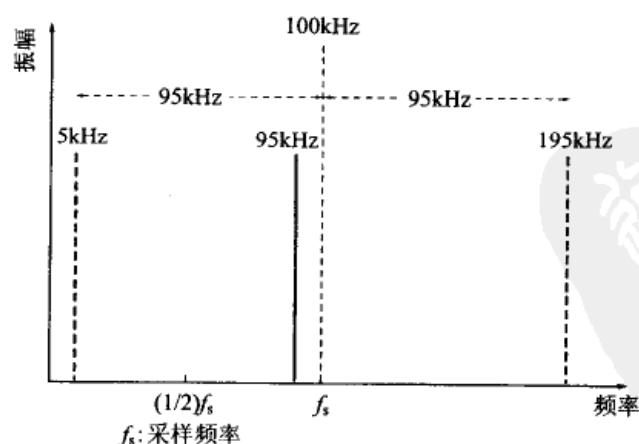
各种滤波器中,在信号测量方面使用更多的是低通滤波器。在放大传感器信号的前置放大器的初级电路中,为了除去噪声必须使用 LPF。其原因是,如果噪声密度相同,那么频率越高对总噪声电压的影响就越大,所以除去高频噪声能够明显地降低总噪声电压。

1.1.4 防混淆作用的低通滤波器

处理模拟信号时 A/D 转换器是必不可少的。在使用 A/D 转换器对模拟信号进行量化处理,即数字化时,如果信号中含有高于采样频率 $1/2$ 以上的频率成分,那么如图 1.3 所示,就会产生完全不同的频率成分,从而发生量化误差。这种现象称为混淆效应

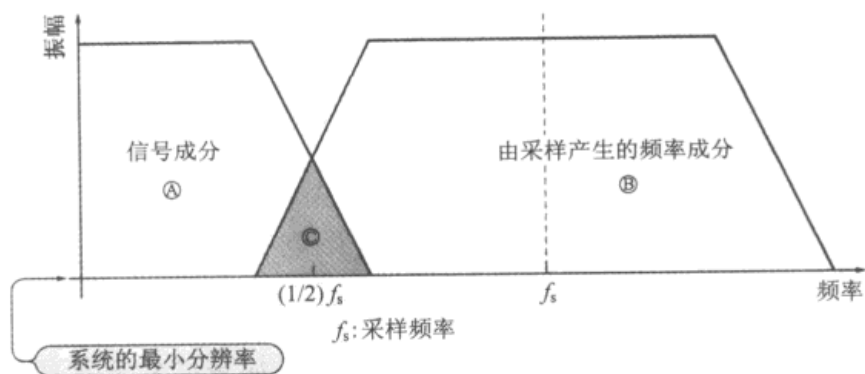


(a) 用时域表现混淆:用100kHz对95kHz的信号采样时发生5kHz的混淆误差波形

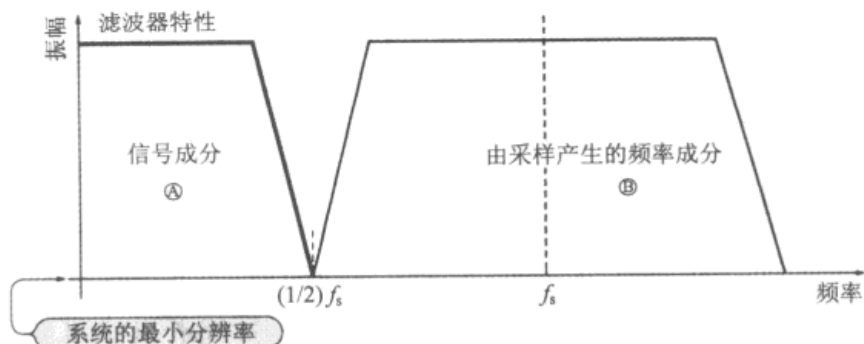


(b) 用频域表现误差:在采样频率的两端产生偏移信号频率分量的频谱

图 1.3 A/D 转换中产生的混淆误差



(c) 如果存在高于1/2采样频率的信号成分, 就会发生混淆误差: 混淆误差发生在④区和⑤区交叠的③区



(d) 不发生混淆时的滤波器特性

图 1.3 A/D 转换中产生的混淆误差(续)

(aliasing effect), 防止产生这种现象的装置有防混淆滤波器(anti-aliasing filter), 这种滤波器由 LPF 构成。

图 1.3(a)是以 100kHz 的间隔对 95kHz 的正弦波进行采样(A/D 转换)时的情况。将各采样点连接起来, 就会出现以 $100\mu\text{s}$ 为半周期的 5kHz 的正弦波。这个 5kHz 的波形就是基于混淆误差所产生的频率成分。

把这种情况用频谱表示出来就是图 1.3(b)。如果用 100kHz 对 95kHz 的信号波进行采样, 那么在以采样频率为中心, 偏离距离为信号频率的两端就会产生频谱。另外, 在以采样频率的整数倍为中心的两端也会出现频谱, 不过在图 1.3 中没有画出。

按照图 1.3(b)的机理, 在图 1.3(c)中用 f_s 的频率对含有④的频率成分的信号进行采样, 就会产生⑤的频率成分, 因此在④与⑤交叠的③部分就会发生混淆误差。这部分的信号频率与输入时的频率完全不同, 所以成为误差。

为了防止混淆误差的产生,可以如图 1.3(d)所示插入 LPF,使输入信号成分在采样频率 $1/2$ 以上的频率范围低于系统分辨率。这个 LPF 就是防混淆滤波器。

例如,用 12 位的 A/D 转换器进行 100kHz 的采样时,应该使用能够确保在 50kHz 处衰减量达到 $1/4096 = -72\text{dB}$ 的 LPF。

当然,如果已知信号中不含有 50kHz 以上的频率成分,就没有必要再使用 LPF。

近来,伴随着半导体技术的进步,A/D 转换器已经能够比较方便地实现采样频率的高速化。如果信号的频率带宽相同,那么采样频率越高,滤波器的斜率越容易改善,就可以减轻滤波器的负担,这叫做超采样(over sampling)。

1.1.5 高通滤波器(HPF)的作用

在音频范围内,电话频率是 300Hz~3kHz,HiFi 频率是 20Hz~20kHz。如果有意外的振动混入麦克风转换为电信号,就会成为一种干扰声音,或者使声音失真。

这时,高通滤波器(HPF)就能起到阻断意外低频的作用。高质量的音频放大器中,它使用次声滤波器等名称,HPF 可以实现 ON/OFF。

说到 HPF,人们容易想像为一个模块中装有大量元器件组成的部件。不过如图 1.4 所示,用电容器或变压器将放大器与放大器结合起来,就能够进行性能良好的 HPF 的动作。

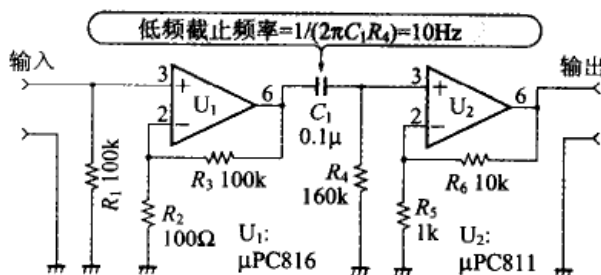


图 1.4 耦合电容器也可以是高通滤波器

通常在检出交流成分的场所,OP 放大器中由于存在温度漂移会发生直流失调,如果直流成分混入输出,就会影响工作状态。例如,在驱动变压器的场合,变压器会因为直流的存在而发生磁饱和。

还有,如果扬声器上叠加有直流成分,受话线圈的位置就会发生偏移,从而增大失真,严重时甚至会因发热而烧断受话线圈。

在对叠加在直流上的交流信号进行分析的场合,以及对叠加在商用电源上的谐波成分进行分析的场合往往会使用 HPF。这是因为直流或商用频率成分大于分析对象信号的情况比较多,将它们除去后再进行分析能够提高分辨率。

1.1.6 带通滤波器(BPF)的作用

我们常见的电视或收音机的频道选择功能就是利用带通滤波器来完成的。由于半导体器件制造技术的迅速发展,现在使用 PLL 电路简单地轻触开关就能够实现频道选择。不过在以前可是一边仔细旋转可变电容器一边进行频道选择的。这种选择频道的过程就是进行使 BPF 的中心频率与目的信号频率一致的操作。

另外,在处理信号的过程中有时会要求选择特定的频率成分,以实现将多重化的信号解调,或者进行成分解析等。这就需要使用高精度的 BPF。

BPF 检出的信号频带比较窄,使用于目的信号被淹没于多种无用信号中的场合。

除了用原始信号频率进行处理的基本频带 BPF 之外,还有将信号频率变换为别的频率进行滤波的外差式滤波器。变换为直流进行滤波的则叫做锁相放大器(lock-in amplifier)。

改变 BPF 的中心频率是一件非常重要的工作,电路构成也很复杂。在将各种频率的信号变换成一定频率的信号后,输入给固定频率的 BPF,用外差滤波器(通信设备、频谱分析器、网络分析器等使用这种方法)除去噪声,在利用同步检波变换为直流后再用低通滤波器除去噪声,这就是锁相放大器。

关于锁相放大器将在第 9 章详细介绍。

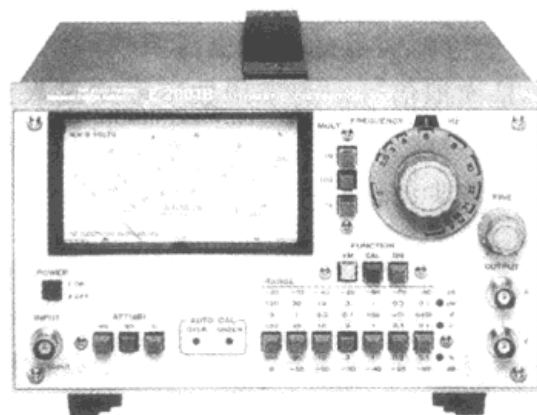
1.1.7 带阻滤波器(BEF)的作用

与带通滤波器相反,所谓带阻滤波器是将不需要的频率去除的滤波器,它还有一个名称叫做陷波滤波器。

在处理微小信号的场合,商用电源频率(交流噪声)通过电磁感应很容易混入信号中。为了除去交流噪声,需要使用陷波滤波器。交流噪声不仅有基波频率的 2 倍成分,还含有大量的 3 倍成分。为了除去它们,需要将各频率的陷波滤波器串联使用。

在通信用接收机中,在需要除去特定的有害电波的场合,经常使用陷波滤波器。这时为了微调陷波频率需要在控制面板上设置调节旋钮。

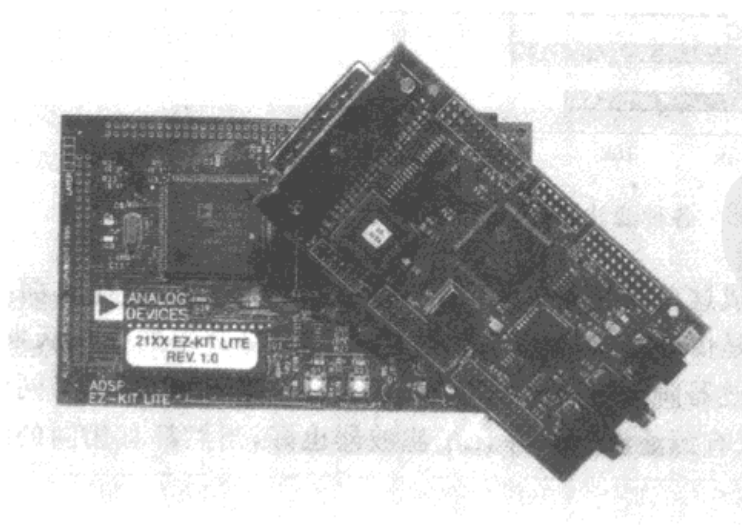
测量音频失真的失真计也是一种陷波滤波器。在用频率标度盘将陷波频率与基波调谐并除去基波后,再测量谐波的振幅,就能够计算出失真率(照片 1.2)。



照片 1.2 扩大应用陷波滤波器的失真计

1.1.8 模拟滤波器与数字滤波器

最近,在信号处理领域中,使用 DSP(Digital Signal Processor, 数字信号处理器)的数字滤波器已经普及化(照片 1.3),这是一种能够程序化的高性能滤波器。当要求高 Q (锐截止滤波器)并且具有柔软性、高性能时,数字滤波器具有绝对的优势。但是在目前,数字滤波器处理的频率还仅限于音频范围。当频率提高时,尚不能进行实时运算。但是随着半导体技术的进步,这个问题是能够得到改善的,我们期待吉赫周波拍频 DSP 的问世。



照片 1.3 使用 DSP 的数字滤波器

不过本书中介绍的模拟滤波器的用途仍然非常广泛。利用比较少的元器件就能廉价地实现模拟滤波器,而且开发、设计时所花费的时间也非常少。所以对于电子技术人员来说,模拟滤波器仍然是必须掌握的技术。

另外,在使用数字滤波器的时候也需要模拟滤波器,因为要处理的信号几乎都是模拟信号。为了用数字形式输入信号需要量子化的 A/D 转换器。因此如图 1.3 所示,A/D 转换器中模拟式的防混淆滤波器是不可缺少的。

1.1.9 能够自制的滤波器

如图 1.5 所示,频率滤波器有多种。本书仅介绍经常在测量电路等方面应用的滤波器:① RC 滤波器。简单,经常使用;② 有源滤波器。放大器,几乎都使用 OP 放大器。在几百 kHz 以下可以实现高性能的滤波器;③ LC 滤波器。在高频范围仍然大量使用;④ FDNR 滤波器。有源滤波器中的一种,不使用 L 却能够模拟 LC 滤波器的工作。对于这四种滤波器,将会分别介绍它们的特点、设计方法以及使用时的注意事项。

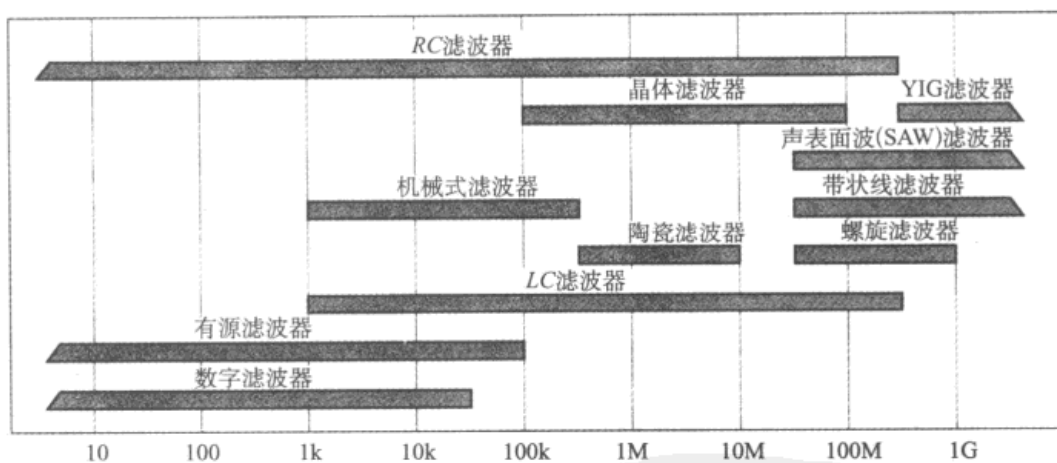


图 1.5 各种滤波器的频率适用范围(横轴:频率)

构成这些滤波器的元器件各不相同,不过在特性方面共通的考虑就是由频率方面的肩特性(在 1.2 节将介绍的巴特沃斯等)以及由滤波器阶数所决定的衰减梯度。如果是频率特性相同的滤波器,那么有源滤波器也好,LC 滤波器也好,当然都有相同的时间响应特性。

1.1.10 由厂家制作的滤波器

频率滤波器中,除了用电子电路实现的滤波器之外,还有利用物理效应实现的滤波器。如果没有专门的厂家是很难制作这种滤波器的,它们通常都是从厂家那里定购的。

除了大量使用的场合之外,这些滤波器几乎都不能在任意频率下使用。

① 机械式滤波器。这种滤波器大量使用在多重电话信号的系统,或者作为无线设备的 455kHz 中频滤波器。但是,最近由于陶瓷滤波器和晶体滤波器的出现,这种滤波器逐渐被取代。不过在无线电爱好者世界里,美国产音质优良的机械式滤波器至今仍然受到一部分狂热者的青睐。

② 陶瓷滤波器。这种滤波器大量用作 AM 收音机和 FM 调谐的中频滤波器。由于群延迟特性混乱,会对音质产生影响,所以在高级的调谐中已经对它敬而远之。不过在最近,出现了群延迟特性有所改善的产品。

③ 晶体滤波器。多用于无线电设备和测试仪器中。以前只有频率在 10MHz 以下的产品,最近制造出的新产品频率可达 100MHz。也能够提供特定频率的产品。

④ 声表面波(SAW)滤波器。在压电基板上制作叉指状电极,可以发生声表面波(Surface Acoustic Wave, SAW)。这种滤波器的叉指状电极的间隔为 1 个波长。由于这种 SAW 的传输速度慢,所以可以实现小型的滤波器。SAW 滤波器主要作为电视的中频(58MHz)滤波器和寻呼机的 RF 滤波器使用。最近,也有用作便携式电话的中频滤波器。给这种滤波器施加正反馈就成为振荡器,这就是 SAW VCO。与使用晶体的 VCXO 相比,它能够在几万分之一的程度上实现范围很宽的可变频率。

⑤ 电介质共振滤波器。这是一种将电介质陶瓷成形为滚筒状,以表面为导体做成一端开放的 $1/4\lambda$ 共振器所构成的滤波器。作为 UHF 频带的带通滤波器具有优良的特性。给这种电介质共振器施加正反馈也能形成振荡器,这就是电介质电压控制振荡器(DRO)。与用带状线制作的 VCO 相比,DRO 的相位噪声小,近来已经应用于便携式电话的基地局等。

⑥ YIG 滤波器。这是一种利用钇铁石榴石合金球的振动制作的滤波器,这种球的振动数随磁场而变化。通过控制磁场可以得到 2 倍以上的共振频率的变化幅度。给这种滤波器施加正反馈也

能够形成振荡器,这就是 YIG OSC。在高级的频谱分析器的局部振荡器中几乎都使用 YIG OSC。

以上各种滤波器都是根据使用目的来确定其标准频率的。不过像陶瓷滤波器之类之所以被广泛使用,是因为价格低廉而且性能良好。巧妙地使用它们可以获得显著的效果。

VHF 频带以上的高频中使用的带状线之类的滤波器需要在印制电路板上通过精密加工才能获得良好的特性。

1.2 滤波器的频率响应与时间响应特性

1.2.1 滤波器的阶数与衰减陡度

在进行滤波器的设计之前,首先需要理解的是滤波器的频率响应问题。图 1.6 简单示出各种 5 阶低通滤波器的特性。按照频率响应的要求,可以从中选择:① 巴特沃斯(Butterworth)特性;② 贝塞尔(Bessel)特性;③ 切比雪夫(Chebyshev)特性;④ 联立切比雪夫特性。必须根据目的、用途分别使用不同形状的频率响应。这四种频率响应特性的不同之处主要在截止频率附近特性的差异。截止频率附近的衰减区域的衰减陡度由滤波器的阶数来决定。

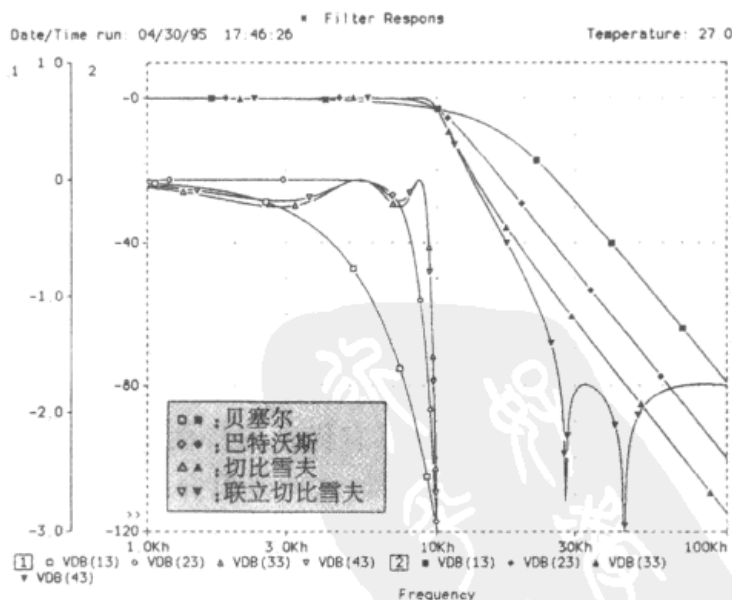


图 1.6 各种 5 阶低通滤波器的频率特性

由希望除去的噪声频率和电平决定滤波器的阶数,不过,如果在截止频率附近有大的噪声,则需要用高阶滤波器。

图 1.7 示出巴特沃斯特特性滤波器各阶数中的衰减陡度。

衰减陡度由阶数乘以 6dB/oct (20dB/dec) 的值决定。

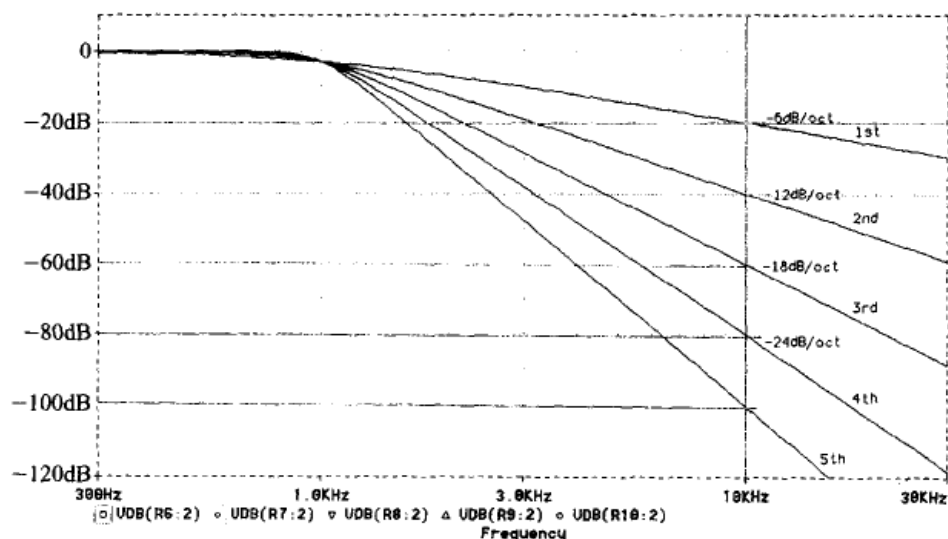


图 1.7 巴特沃斯特特性低通滤波器各阶数的衰减陡度 (截止频率 1kHz)

1.2.2 最大平坦:巴特沃斯特特性

如从图 1.6 中所看到的那样,平坦的通过区域的宽度(也叫做最大平坦型特性)称为巴特沃斯特特性,是低通滤波器等滤波器中使用最多的特性。

巴特沃斯特特性的特征是通过区域中没有增益的起伏,衰减区域的倾斜就是截止频率附近开始的(阶数 $\times 6\text{dB/oct}$)。它的振幅-频率特性是没有凸峰的巴特沃斯特特性。在相位的角频率微分特性,即群延迟特性方面有波动。

图 1.8 示出各种响应的滤波器中的群延迟特性。

通过群延迟特性得到的阶跃响应特性如图 1.9 所示,巴特沃斯特特性的滤波器中产生上冲和波动。所以,在处理脉冲的电路中使用时必须注意这种现象。

1.2.3 快速调整阶跃响应的贝塞尔特性

如图 1.8 所示,贝塞尔特性滤波器的特征是群延迟特性没有波动。因此,对方波的阶跃响应过程中不产生上冲和波动(图 1.9)。与阶数相同的其他滤波器相比,阶跃响应达到最终稳定值的速度更快。但是,截止特性缓慢(图 1.6),特别是在截止频率前、

后的范围形成明显的肩部。

贝塞尔特性滤波器具有良好的过渡特性,最适于对波形峰值的分析或传输脉冲的场合。

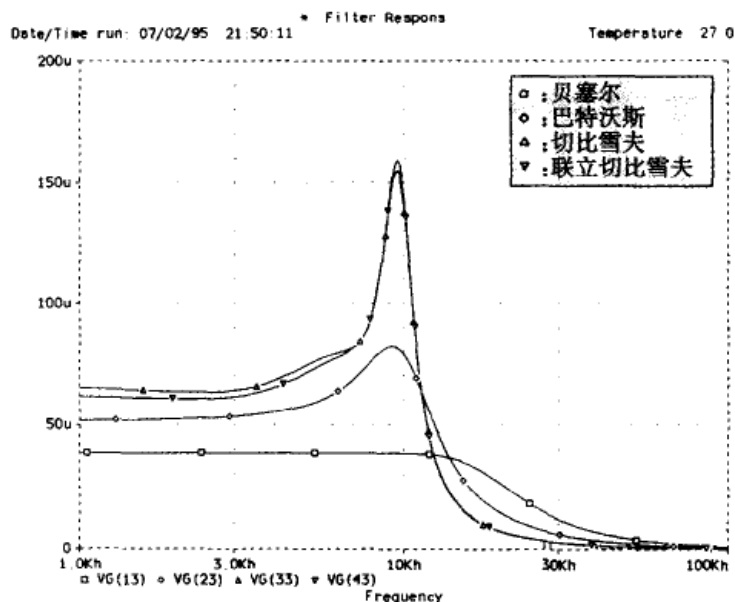


图 1.8 各种 5 阶低通滤波器的群延迟特性

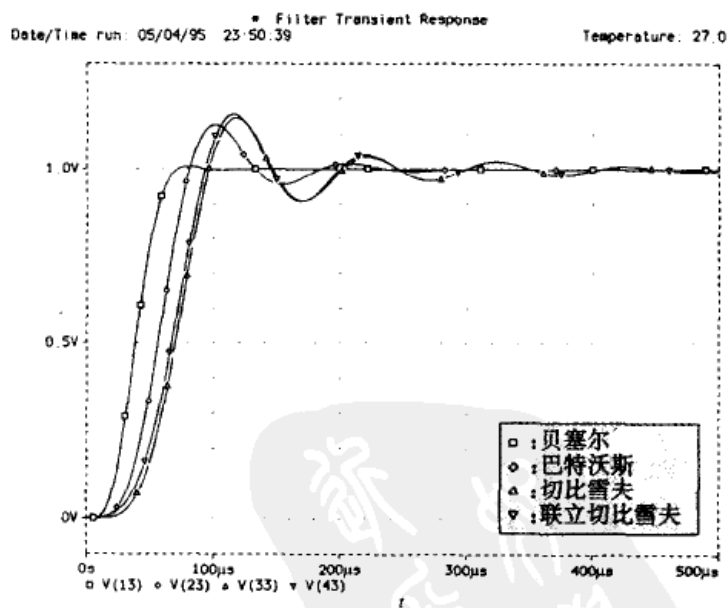


图 1.9 各种 5 阶低通滤波器的过渡响应特性

1.2.4 实现陡峭特性的切比雪夫特性

切比雪夫特性滤波器在通过区域允许的波动下其截止特性具

有非常大的倾斜。假定在通过区域的波动相等,那么对于给定的通过区域的波动来说,能够在截止频率附近获得最大斜率的截止特性的就是切比雪夫特性。波动越大,得到的截止特性越陡峭。但是,如图 1.9 所示,阶跃响应也产生了很大的上冲和波动。

在信号进行 A/D 转换时,对于信号频率来说,在取样频率近处每 1 个波形取样数目不能多的场合,具备陡峭衰减特性的防混淆滤波器是必要的,这时应该使用切比雪夫特性的 LPF。

1.2.5 更加陡峭——椭圆(Elliptic)特性

在切比雪夫特性的衰减区域插入陷波,使衰减特性进一步陡峭的就是椭圆特性。它能够得到更加陡峭的衰减特性。但是,如图 1.6 所示,会发生频率特性的反弹,使最大衰减量受到限制,而且陷波的频率越接近截止频率,频率的反弹就越大,使最大衰减量变小。

当用于除去信号中含有的高的固定频率的噪声时,如果使陷波对噪声频率调谐,就可以以少的阶数实现有效的滤波。

1.2.6 滤波器的副作用——对响应特性的影响

滤波器像大多数事物一样,既有优点,又有缺点。其副作用表现在时间响应上。当使用频率滤波器时,输出波形必然产生时间滞后,不能在输入的同时得到输出波形。

滤波器的带宽越窄,除去噪声的能力就越强。但是,信号有急剧变化时滤波器的输出达到稳定状态所需要的时间也变长。所以,像频谱分析器那样分辨率带宽愈窄,需要的扫描时间就愈长。

低通滤波器的时间响应特性可以利用方波的过渡响应特性来判断。高通滤波器和带通滤波器,往往会忽略时间响应特性,这一点需要注意。

1.2.7 高通滤波器的时间响应特性

图 1.10 是 1 阶 RC 高通滤波器的构成。它对于除去微弱的直流失调以及漂移来说不存在什么困难,实际上这个 HPF 是一个微分电路。如图 1.10(b)所示,当加上阶跃状的直流时,由于过渡响应特性的原因,要去掉直流成分需要一定的时间。可以看出,截止频率越低,需要的时间越长。

2 阶以上的滤波器中,如图 1.10(c)所示,在产生反极性的电压以后会收敛于零。

低通滤波器中如果使用贝塞尔特性的滤波器,那么方波响应不产生波动。不过,在高通滤波器中,如图 1.10(c)所示,当加上阶跃状的直流时,即使贝塞尔特性也发生上冲和波动。所以,在高通滤波器中,不怎么使用具有肩特性平缓、不发生上冲优点的贝塞尔特性。

图 1.11 是给 1 阶 RC 高通滤波器加上正弦波“群”信号时的响应波形。它上升的波形由于正弦波“群”的初始相位而有所不同。

给 1 阶 RC 高通滤波器加正弦波“群”信号时的响应(省略复杂的推导过程,只给出结果)由下式表示:

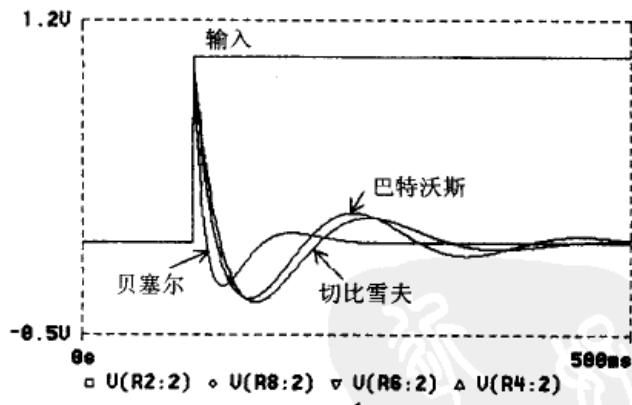
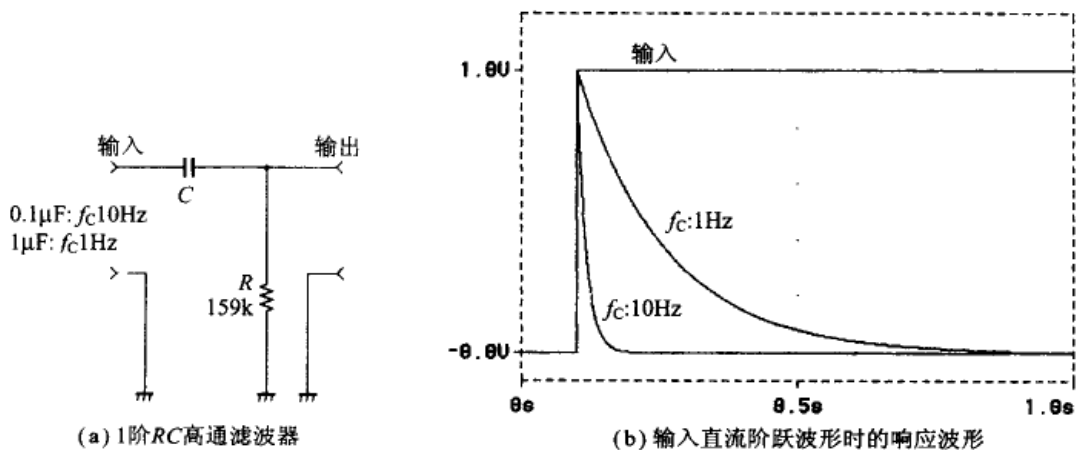
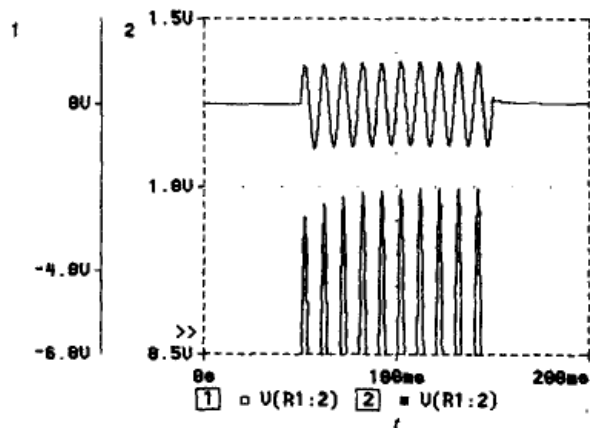
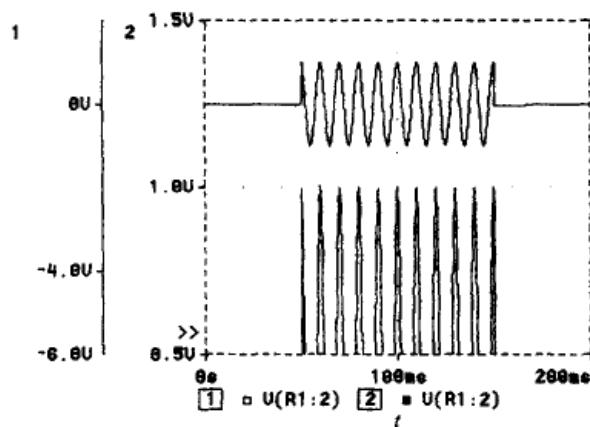


图 1.10 RC 高通滤波器的构成与响应

(a) 初始相位为 0° 时
(下面的波形是放大的波形)



(b) 初始相位为 90° 时
(下面的波形是放大的波形)



(c) 初始相位为 180° 时
(下面的波形是放大的波形)

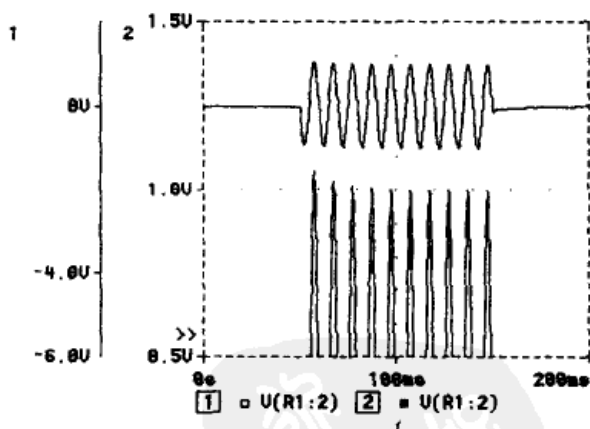


图 1.11 1 阶高通滤波器的正弦波“群”响应特性

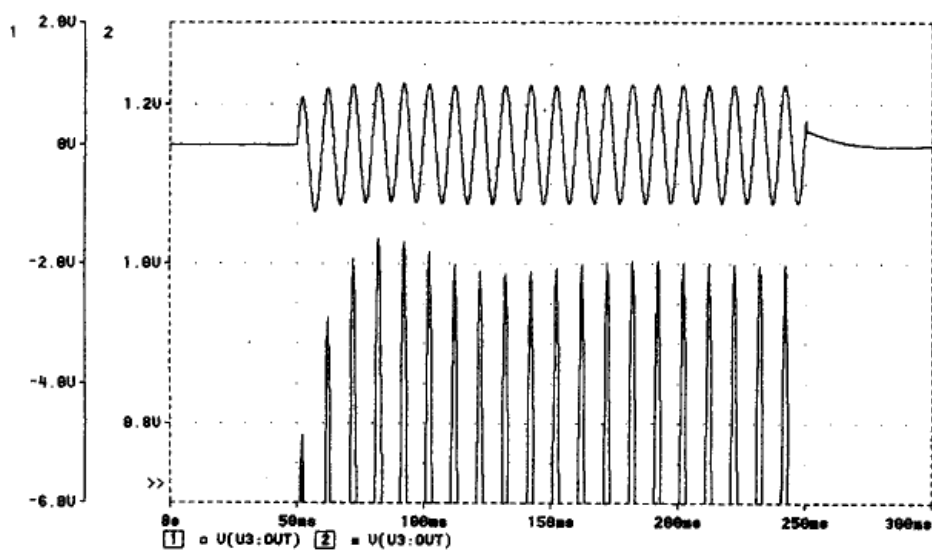
(截止频率:10Hz,信号频率:100Hz)

$$\underbrace{\frac{\omega T}{\sqrt{1+(\omega T)^2}} \cdot \cos(\omega t - \theta + \alpha)}_{\text{交流成分}} + \underbrace{\frac{e^{-\frac{t}{T}}}{\sqrt{1+(\omega T)^2}} \cdot \sin(\alpha - \theta)}_{\text{直流成分}}$$

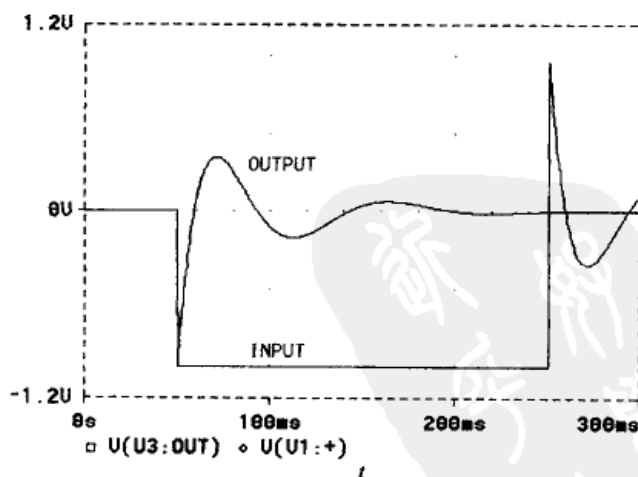
式中 $\cos(\omega t - \theta)$ ——输入波形；
 $T = RC$ ——HPF 的时间常数；
 α ——HPF 引起的相位变化。

所以,当信号频率接近截止频率时,包络线起伏变大;正弦波“群”的初始相位为 90° 或者 270° 时不发生起伏。

如果是高阶高通滤波器,如图 1.12(a)所示,响应波形的包络线经过起伏过程后收敛于稳定状态。以往计算求解这种波形的是一项非常麻烦的作业。现在,正如从图 1.12 中看到的那样,采样电路模拟器就可以方便地获得响应波形。这种包络线的起伏与图 1.12(b)的直流阶跃响应呈相似形。



(a) 正弦波“群”响应波形(下面为放大波形)



(b) 直流阶跃响应波形

图 1.12 4 阶巴特沃斯高通滤波器的响应波形

1.2.8 带通滤波器的时间响应特性

例如, 300Hz~3kHz 的宽带带通滤波器(BPF)的时间响应特性可以通过将 HPF 和 LPF 的时间响应特性合成求得。对于中心频率为 1kHz、带宽为 200Hz 这样的窄带宽 BPF 的时间响应特性, 它的响应信号的包络线与带宽是其一半的 LPF 的直流阶跃响应特性相同。

图 1.13 示出中心频率为 1kHz、带宽为 200Hz 的 4 阶 BPF 的特性。图 1.14 是 $f_c=100\text{Hz}$ 的 4 阶巴特沃斯 LPF 的特性。

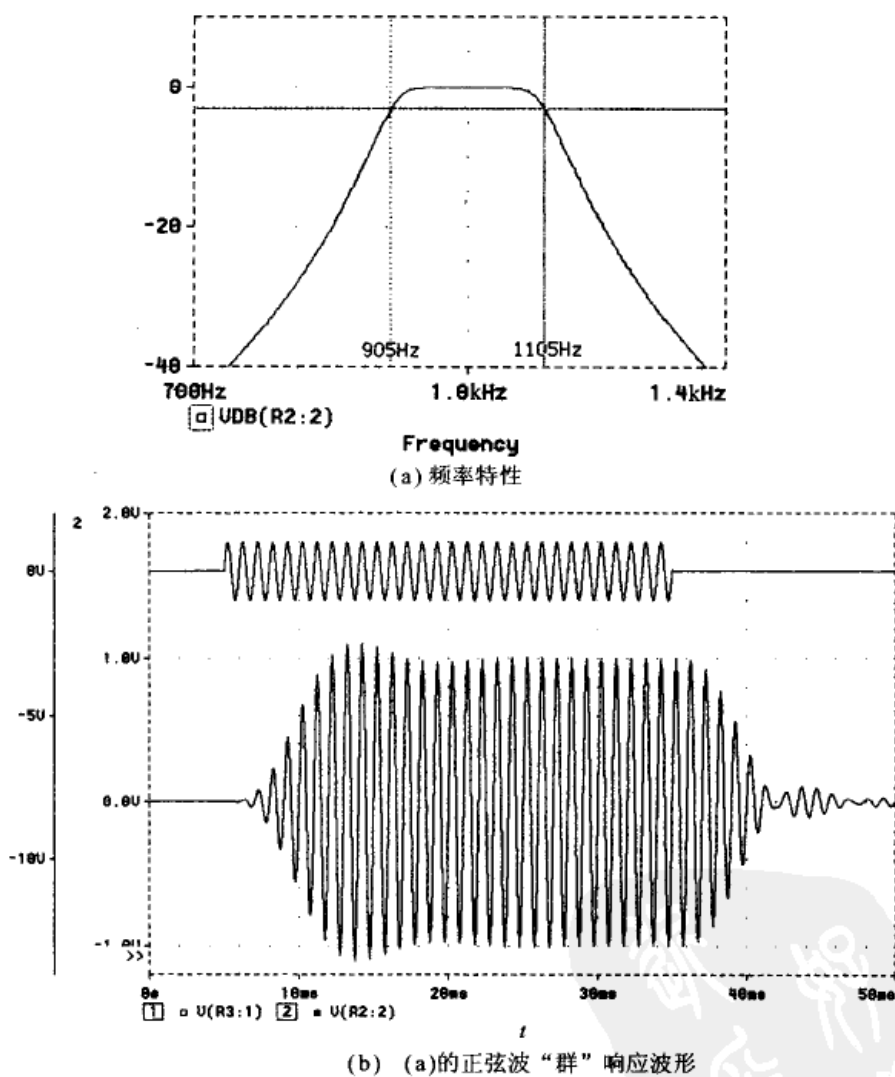


图 1.13 4 阶巴特沃斯带通滤波器的特性
(中心频率 1kHz, 带宽 200Hz)

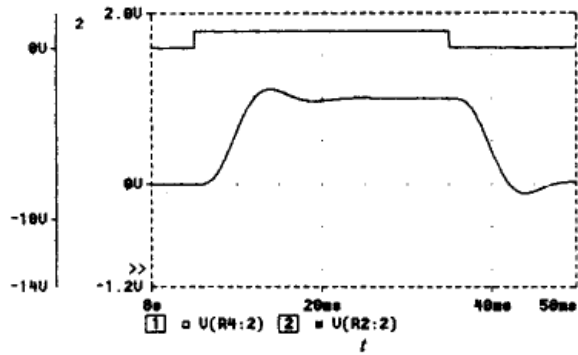


图 1.14 低通滤波器的直流阶跃响应波形
($f_c = 100\text{Hz}$ 的 4 阶巴特沃斯)

BPF 的时间响应特性不仅由带宽决定,而且也因肩特性(巴特沃斯、贝塞尔、切比雪夫的各特性)以及衰减陡度而异。

BPF 中存在时间响应特性,波形要稳定到所要求的精度需要经过一定的时间。但是在满足精度要求后还没有及时对波形进行处理,就会导致错误的结果。必须注意这一点。



第 2 章

RC 滤波器与 RC 电路网络的设计

2.1 最简单的 RC 滤波器

2.1.1 RC 低通滤波器的特性

滤波器的种类很多,其中最简单且经常使用的是图 2.1 中由 1 个电阻和 1 个电容构成的 RC 低通滤波器。由于是用无源元件构成的,所以也叫做无源滤波器。

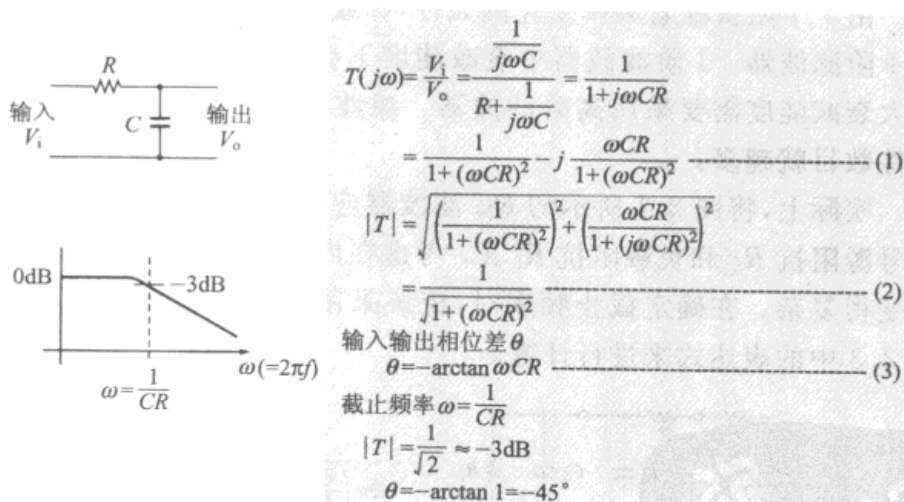


图 2.1 简单的 RC 低通滤波器

电阻的阻抗随频率变化。电容器的阻抗是 $1/(2\pi fC)$, 所以频率越高, 阻抗越低。

如果用传输函数的形式来表示就是图 2.1 中的式(1), 这是含有 j 的复数形式。输出振幅用式(2)表示。当 $\omega = 1/(RC)$ 时, 振幅等于 $1/\sqrt{2} = -3\text{dB}$, 这个频率叫做截止频率。

当频率高于截止频率时,增益按 -6dB/oct 的斜率衰减。如图2.2所示, -6dB/oct 表示在2倍频率处(octave)增益降到 $1/2 = -6\text{dB}$; -20dB/dec 表示在10倍频率处(decade)增益降到 $1/10 = -20\text{dB}$,两者的斜率是相同的。

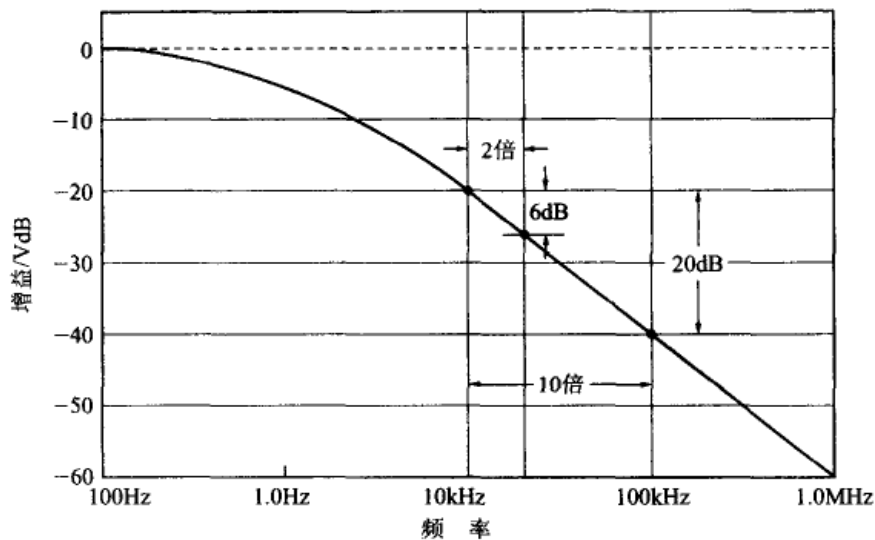


图 2.2 -6dB/oct (-20dB/dec)的衰减陡度

由1个阻抗随着频率变化的元件(C 或者 L)构成的滤波器称为1阶滤波器。1阶滤波器中衰减陡度不会超过 -6dB/oct ,为了增大衰减陡度需要采用高阶滤波器。滤波器的阶数越高,需要的元件数目就越多。

实际上,将图2.1所示的RC滤波器应用于电路时,还应该将信号源阻抗 R_s 和负载阻抗 R_L 、 C_L 考虑在内(图2.3),这时的计算就变得复杂。在确定截止频率时,应该采用考虑了这些因素后的图2.3中的表达式来进行计算。

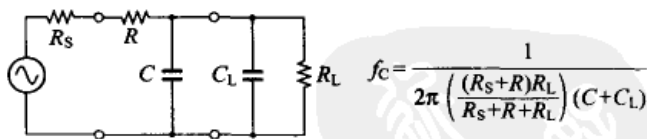


图 2.3 实际使用的滤波器

2.1.2 DC 前置放大器上附加 RC 滤波器

图2.4是一例使用了RC低通滤波器的前置放大器电路。如果OP放大器中混入了有害的高频噪声,由于OP放大器的转换速率特性,信号往往会产生失真或饱和。这时,如果用图2.4中的

RC滤波器(a)将有害的高频噪声截断,就可以只对有用的信号进行正确的放大。

这种低通滤波器非常简单,特别在不考虑交流特性的DC放大器中作为常规的滤波器使用。

现在OP放大器的性能不断改善,频率特性也在提高。但是当电路的频率特性延伸到一定程度时,由OP放大器产生的高频噪声往往会使S/N降低。图2.4中的RC滤波器(b)截断了不必要的高频范围的增益,所以改善了S/N。如第1章中所讲到的那样,这时S/N改善的程度是带宽比的平方根。

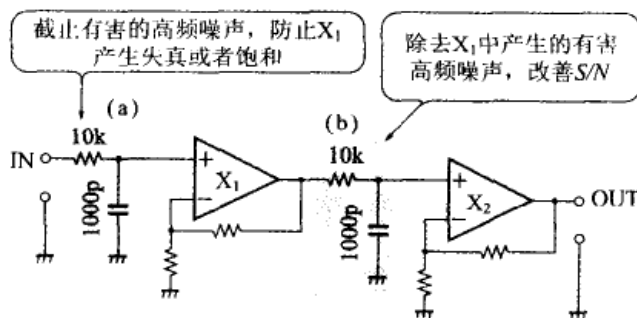


图 2.4 RC滤波器在前置放大器中的应用

2.1.3 RC滤波器的多级连接

真正的具有敏锐截止特性的滤波器是第3章和第4章中将要介绍的有源滤波器和LC滤波器。

但是并不是在任何情况下都使用有源滤波器。在使用1阶无源RC滤波器觉得不够满意的场合,也可如图2.5所示,采用将RC滤波器简单地多级连接的方法。但是,使用这种方法的条件是信号源阻抗必须十分低,而且负载阻抗高。

如图2.5(b)所示,在RC滤波器多级连接时,如果各级都采用相同的R、C值,由于相互之间存在阻抗的影响,在截止频率附近会形成“溜肩膀”,使滤波器的截止性能恶化。

但是,如图2.5(c)所示,如果按照从低阻抗到高阻抗的顺序排列,由于是端肩膀,因而能够获得良好的截止特性和衰减特性。

图2.6是用电路模拟器PSpice进行计算机模拟所得到的结果。模拟器的光标指出图2.5(b)滤波器的一3dB频率是194Hz,图2.5(c)的一3dB频率为458Hz。

RC滤波器多级连接时截止频率的计算比较麻烦。不过如图2.6所示,使用电路模拟器的光标功能,可以很方便地得到一3dB

的截止频率,而且还可以由模拟结果对电路参数进行重新计算。
图 2.7 就是一例-3dB 截止频率为 1kHz 时参数的重新计算结果。

图 2.8 是由重新计算的数据再次进行模拟的结果。图 2.7(a)、
(b)电路性能的优劣清楚再现。同样都是 1kHz 的截止频率,但是图
2.7(a)电路在 10kHz 处的衰减量是 25dB,图 2.7(b)是 40dB,相差
了 15dB。

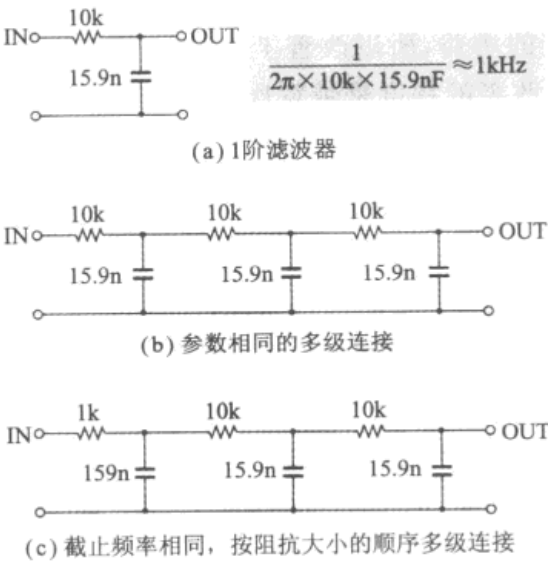


图 2.5 RC 滤波器的多级连接

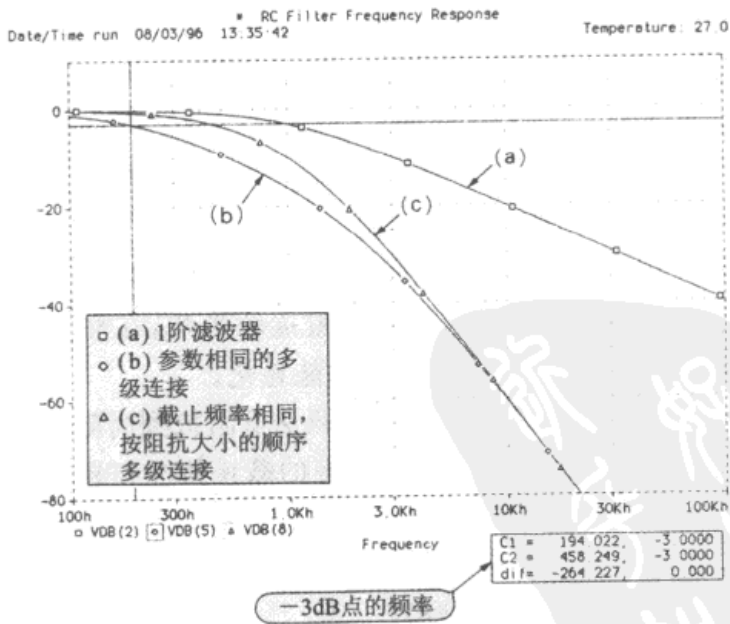


图 2.6 图 2.5 电路的模拟结果

使用模拟器省略了复杂的计算,并且在确认结果的同时,能够进行快速设计。模拟器非常适合滤波器的设计。

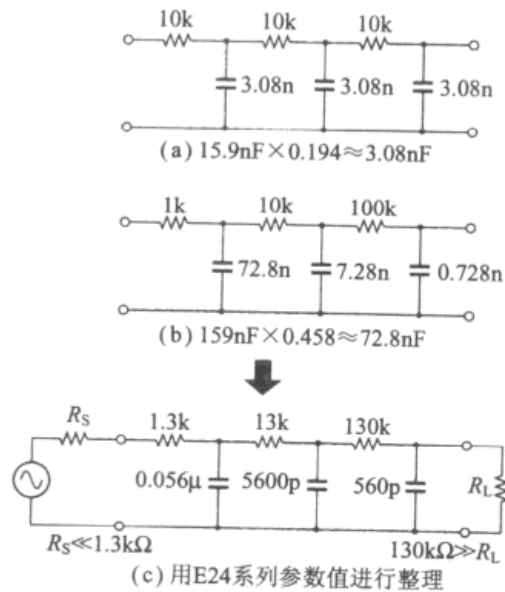


图 2.7 截止频率为 1kHz 时参数的重新计算结果

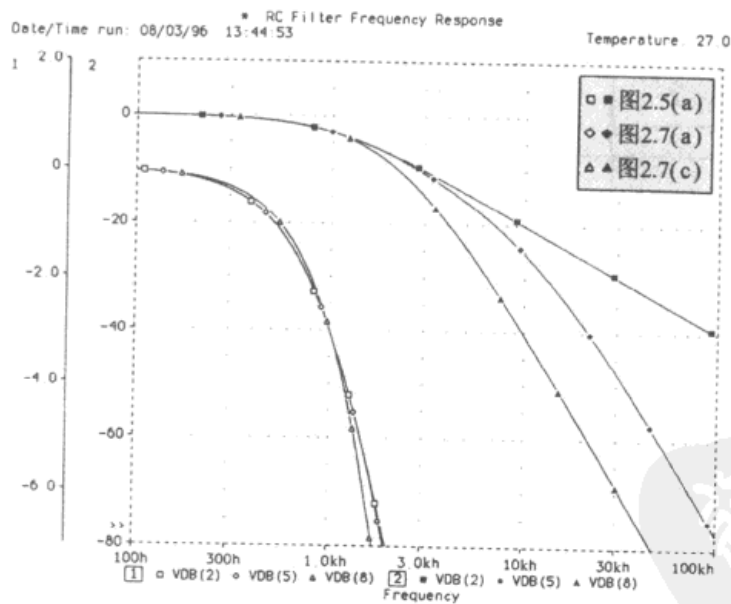


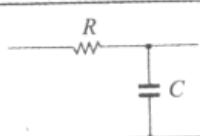
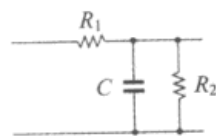
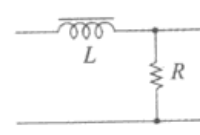
图 2.8 图 2.7 的模拟结果

2.2 加深对 RC 电路网络的印象

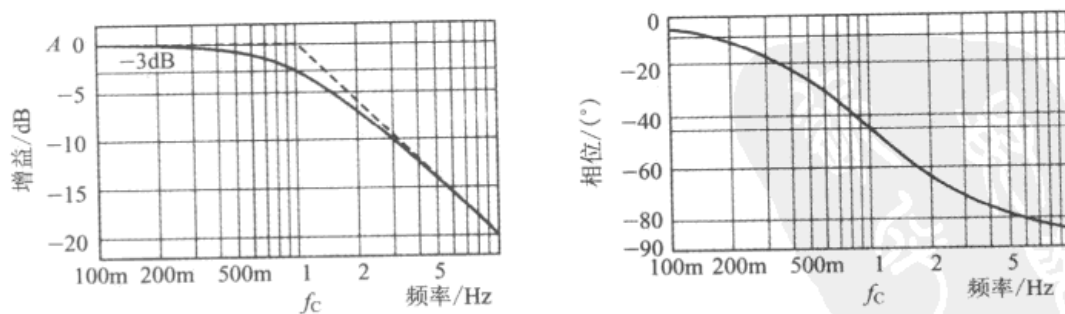
2.2.1 表现电路网络动作的万能曲线

由于计算机的广泛应用,可以方便地计算 RC 滤波器在各频率下的增益和相位。但是,在以前完全没有这些手段的年代,使用的是图 2.9~图 2.12 的曲线,它们叫做万能曲线。人们从这些曲线相对于基准频率的比例读取频率特性,以此进行电路设计。

即使现在有了计算机也不能说就不需要万能曲线了。计算机不可能自动地进行电路设计。将有源器件与无源元件有机地结合起来是一种创造性的工作,还是需要由电路设计者来完成的。

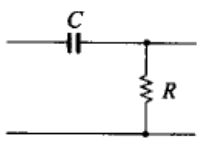
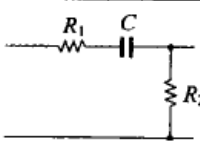
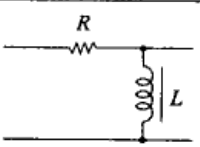
	构成	f_c	A
(1)		$\frac{1}{2\pi RC}$	1
(2)		$\frac{1}{2\pi \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot C}$	$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$
(3)		$\frac{R}{2\pi L}$	1

(a) 电路构成与特性

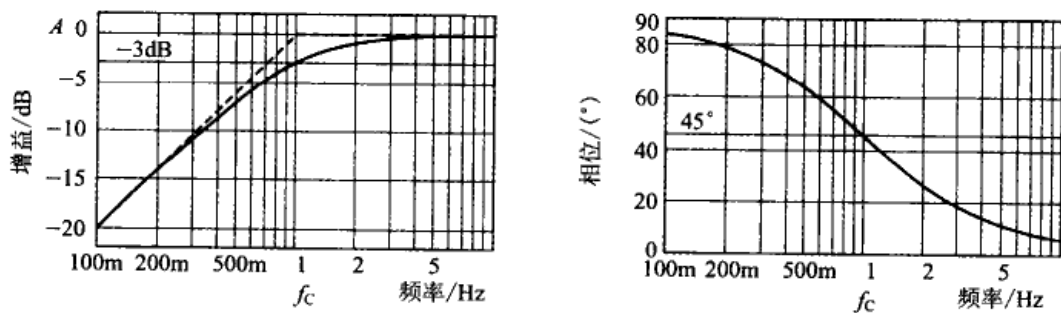


(b) 频率特性和相位特性

图 2.9 高频截止的 A 万能曲线

	构成	f_c	A
(4)		$\frac{1}{2\pi RC}$	1
(5)		$\frac{1}{2\pi(R_1+R_2) \cdot C}$	$\frac{R_2}{R_1+R_2}$
(6)		$\frac{R}{2\pi L}$	1

(a) 电路构成与特性



(b) 频率特性和相位特性

图 2.10 低频截止的 A 万能曲线

在组合 RC 的工作中,将电路频率特性变化的图像定性地建立在人们的头脑中是非常重要的。因此,记忆万能曲线的各种特征对于模拟电路技术人员来说是必须具有的能力。在此基础上可以方便地进行模拟电路的设计。当然,到了确定准确数值的阶段,仍然需要利用计算机算出设计值。

2.2.2 设计时利用渐近线

RC 电路的频率特性很难用平滑曲线表现。实际设计中考虑频率特性时,近似地利用直线的组合来表现增益-频率特性。图 2.9 中用虚线表示渐近线。在其他曲线图中同样也是用虚线表示渐近线。

在 1 阶滤波器的场合,渐近线在由 RC 时间常数决定的基准频率处急速倾斜。它由以下三段直线组成:① 水平线;② 上升的

斜率——+6dB/oct; ③ 下降的斜率——-6dB/oct。

与实际的特性偏离最大处是在基准频率点, 其为 3dB。

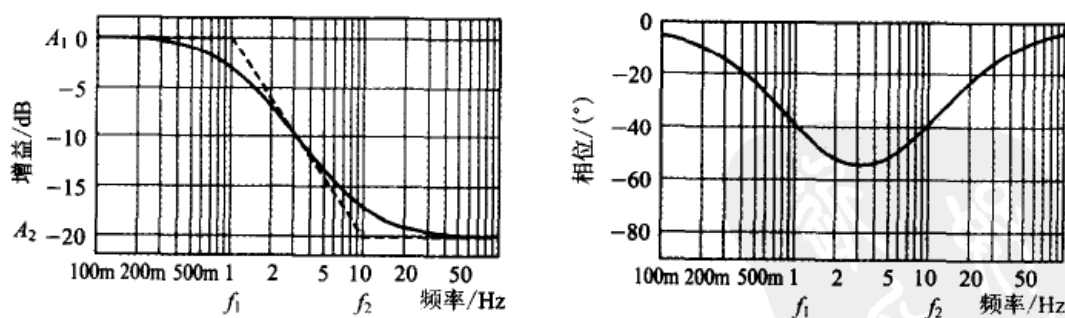
2.2.3 高频截止/低频截止的 A 万能曲线

图 2.9 是高频截止特性的万能曲线。图 2.10 是低频截止特性的万能曲线。其渐近线由水平线与 6dB/oct 的斜线构成。由 1 个基准频率构成的万能曲线叫做 A 万能曲线。

本章的开始介绍过的低通滤波器的特性就是图 2.9 中的构成(1), 第 1 章(图 1.4)中介绍过的电容器耦合电路的特性就是图 2.10 中的构成(4)。

	构成	f_1	f_2	A_1	A_2
(7)		$\frac{1}{2\pi(R_1+R_2) \cdot C}$	$\frac{1}{2\pi R_2 C}$	1	$\frac{R_2}{R_1+R_2}$
(8)		$\frac{R_1+R_2+R_3}{2\pi C(R_1+R_2)R_3}$	$\frac{R_2+R_3}{2\pi C R_2 R_3}$	$\frac{R_2+R_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{R_2}{R_1+R_2}$
(9)		$\frac{1}{2\pi C \left(R_2 + \frac{R_1 R_3}{R_1+R_3} \right)}$	$\frac{1}{2\pi C R_2}$	$\frac{R_3}{R_1+R_3}$	$\frac{\frac{R_2 R_3}{R_2+R_3}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2+R_3}}$

(a) 电路构成与特性

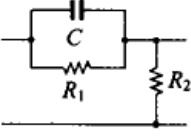
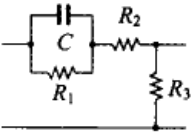
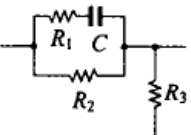


(b) 频率特性和相位特性: 由于 f_1 、 f_2 、 A_1 、 A_2 之比不同使得衰减陡度和相位值不同。本图中是 $f_1:f_2=1:10$ 的例子

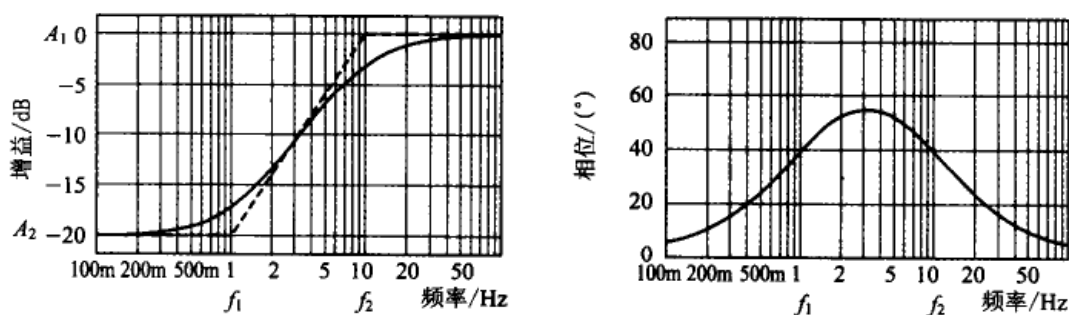
图 2.11 高频截止阶跃特性的 B 万能曲线

2.2.4 描述相位返回特性的 B 万能曲线

如图 2.11 和图 2.12 所示增益-频率特性呈阶跃状的曲线称为 B 万能曲线。使用具有高频截止阶跃特性-低频截止阶跃特性的低通滤波器或高通滤波器时,由于衰减量受到限制,所以不能令人满意。

	构成	f_1	f_2	A_1	A_2
(10)		$\frac{1}{2\pi CR_1}$	$\frac{R_1+R_2}{2\pi CR_1 R_2}$	$\frac{R_2}{R_1+R_2}$	1
(11)		$\frac{1}{2\pi CR_1}$	$\frac{R_1+R_2+R_3}{2\pi CR_1(R_2+R_3)}$	$\frac{R_3}{R_1+R_2+R_3}$	$\frac{R_2}{R_1+R_2}$
(12)		$\frac{1}{2\pi C(R_1+R_2)}$	$\frac{1}{2\pi C \left(R_2 + \frac{R_1 R_3}{R_1+R_3} \right)}$	$\frac{R_3}{R_2+R_3}$	$\frac{R_3}{\frac{R_2 R_3}{R_2+R_3} + R_3}$

(a) 电路构成与特性



(b) 频率特性和相位特性: 由于 f_1 、 f_2 、 A_1 、 A_2 之比不同使得衰减陡度和相位值不同。
本图中是 $f_1:f_2=1:10$ 时的例子

图 2.12 低频截止阶跃特性的 B 万能曲线

但是,如果关注其相位特性,在图 2.11 中可以看到一度滞后的相位再次返回到 0° 。在图 2.12 中,一度超前的相位也再次返回到 0° 。相位返回是 B 万能曲线的特征。在模拟电路中,它作为相位补偿电路,可以使负反馈电路(negative feedback)工作稳定化,因而具有非常重要的作用。

图 2.13 是将图 2.11 中电路构成(7)中 R_2 的值改变,使阶跃量变化时的特性。可以看出阶跃的量越多,相位变化也越大。

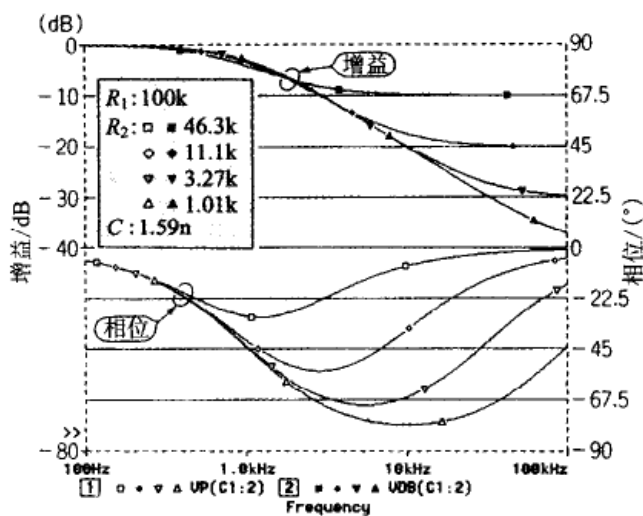


图 2.13 图 2.11 中构成(7)的 R_2 变化时的特性

2.2.5 PLL 电路中的应用的高频截止的 B 万能曲线

锁相环(Phase Locked Loop, PLL)电路与 OP 放大器一样,都是应用负反馈技术的典型电路。负反馈电路是将输出信号返回到输入端,通过对它与输入信号之差值进行放大,使放大倍数的稳定性、频率特性以及失真特性得到飞跃性提高的技术。

在负反馈电路中,如果一周的增益(闭环增益: $A\beta$)为 1 的频率的输出信号相位滞后 180° 或者超前 180° ,就变成了正反馈,它会引起电路振荡。

与这个发生振荡的 180° 相位相比,还存在有多大的余量,这叫做相位余量。在一般的放大器中,如果相位余量在 60° 以上(即相位滞后 120° 以内),这时的频率特性不发生凸峰,电路能够稳定地进行放大。

图 2.14 的 PLL 电路可以获得 100 倍输入信号频率的输出。PLL 电路中有相位比较器、VCO(Voltage Controlled Oscillator, 压控振荡器)、分频器,具有一阶滞后的要素,图 2.15 是用频率特性表现时的情况。

在这个复杂的电路网络中,相位比较器的脉冲输出是 VCO 的输入信号,为了获得无脉动的直流信号而使用的低通滤波器不能用简单的 1 阶 RC 滤波器来实现,因为相位滞后 180° 而无法稳定地工作。因此,PLL 电路中采用将图 2.11 中的构成(7)改造使之

具有阶跃特性的RC滤波器,这就是图2.14中的RC低通滤波器。它设计在相位第一次返回的频率处的闭环增益为1(0dB)。

VCO的电压-频率特性示于图2.16中。在第9章的设计例(图9.24)中将介绍这种特性的PLL电路。

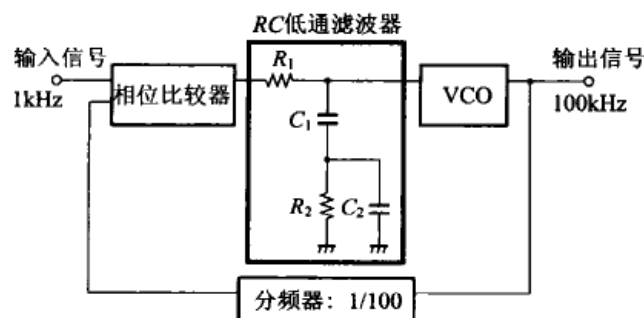


图 2.14 PLL 电路(将输入频率增大 100 倍)

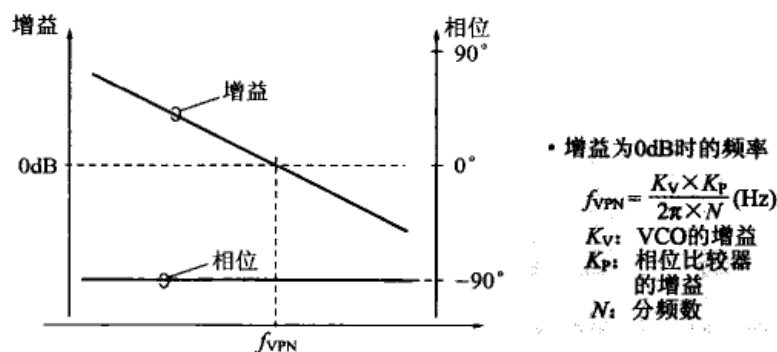


图 2.15 PLL 电路中相位比较器、VCO、分频器的合成频率特性

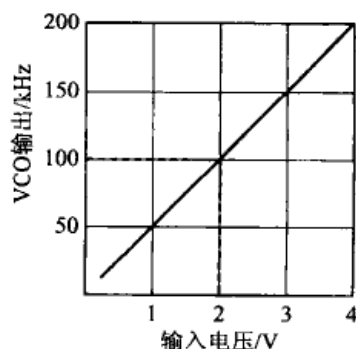


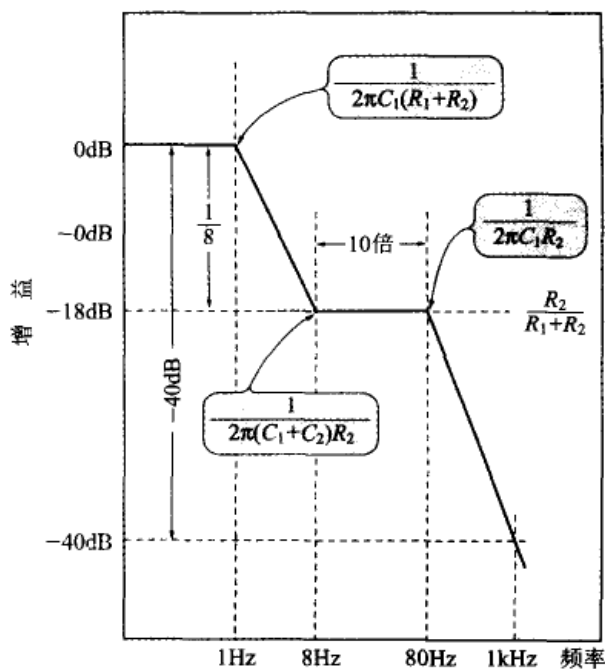
图 2.16 图 2.15 的 PLL 电路中使用的 VCO 的特性

图2.15的 f_{VPN}

$$f_{VPN} = \frac{\left(\frac{100\text{kHz} - 50\text{kHz}}{2\text{V} - 1\text{V}} \times 2\pi \right) \times \left(\frac{5\text{V}}{4\pi} \right)}{2\pi \times 100}$$

$$\approx 198.94 \approx 200\text{Hz}$$

如果相位频率型相位比较器在 5V 的电源电压下工作,那么,排除低通滤波器的频率特性中增益为 1 的频率约为 200Hz。因此,如果确保相位比较频率为 1kHz 处低通滤波器有 40dB 的衰减量,并且为了低通滤波器的相位返回而确保有 10 倍的平坦部分,那么滤波器的设计值就具有如图 2.17 所示的特性。



$$R_1 > R_2$$

$$C_1 > C_2$$

设 $C_1 = 1\mu\text{F}$ 则有

$$R_1 + R_2 = \frac{1}{2\pi \times 1\text{Hz} \times 1\mu\text{F}} \approx 159\text{k}\Omega$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{8}, R_1 \approx 139\text{k}\Omega, R_2 \approx 19.9\text{k}\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 80\text{Hz} \times 19.9\text{k}\Omega} \approx 0.1\mu\text{F}$$

图 2.17 图 2.14 中低通滤波器必备的特性(渐近线)

另外,这个低通滤波器输出的相位比较频率成分的波动会使 VCO 的输出产生失真。所以,在设计时必须注意尽量减小波动。但是,波动的衰减量过大会使低通滤波器的截止频率降低、使锁定频率所需的时间变长。

PLL 电路中波动与锁定时间之间具有一种需要权衡的关系,所以要根据使用目的来选择衰减量。

图 2.18 是对图 2.14 电路的综合特性模拟的结果。闭环增益为 0dB 处的频率是 27Hz,这时的相位约为 -120° ,表明在进行稳定的负反馈。

这说明利用高频截止的 B 万能曲线的特性能够实现稳定的 PLL 电路。在 PLL 电路中,这种低通滤波器的相位先是滞后,然后再次返回超前的方向,所以称为滞后-超前(lag lead)型电路。

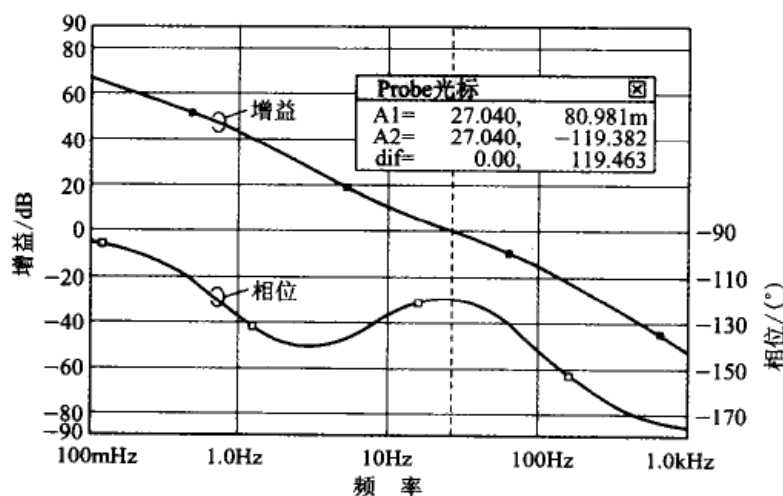


图 2.18 图 2.14 的 PLL 电路的综合开环特性

2.2.6 应用于 OP 放大器相位补偿的低频截止的 B 万能曲线

现在的 OP 放大器性能非常好,即使不怎么考虑负反馈技术也能够构成稳定的放大电路。但是,当给 OP 放大器追加了功率放大等若干电路后再实施负反馈时,再不考虑负反馈技术是不能够构成稳定的放大器的。

图 2.19 是给 GBW(Gain Band Width,单位增益值带宽)为 3MHz 的 OP 放大器连接截止频率为 10kHz、增益为 10 倍、输出电压为 $100V_{O-P}$ 的功率放大电路,实施负反馈时的结构。前级是宽带放大器,后级是低频放大器,这是一种很常见的接续形式。

如果将 OP 放大器与功率放大器的频率特性合成,就是图 2.20 所示的特性。如果施加负反馈后的增益为 100 倍(40dB),那么在大约 54kHz 的频率处得到闭环增益为 1。但是,这个频率处频率特性的斜率接近 -12dB ,相位余量只有约 10° 。

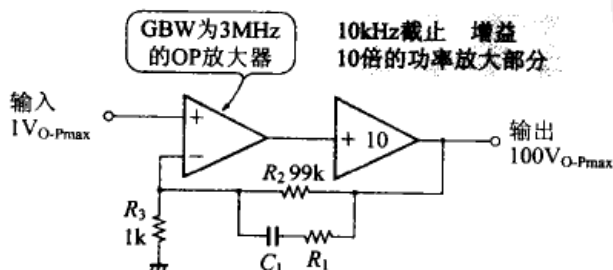


图 2.19 给 OP 放大器追加功率放大电路施加负反馈

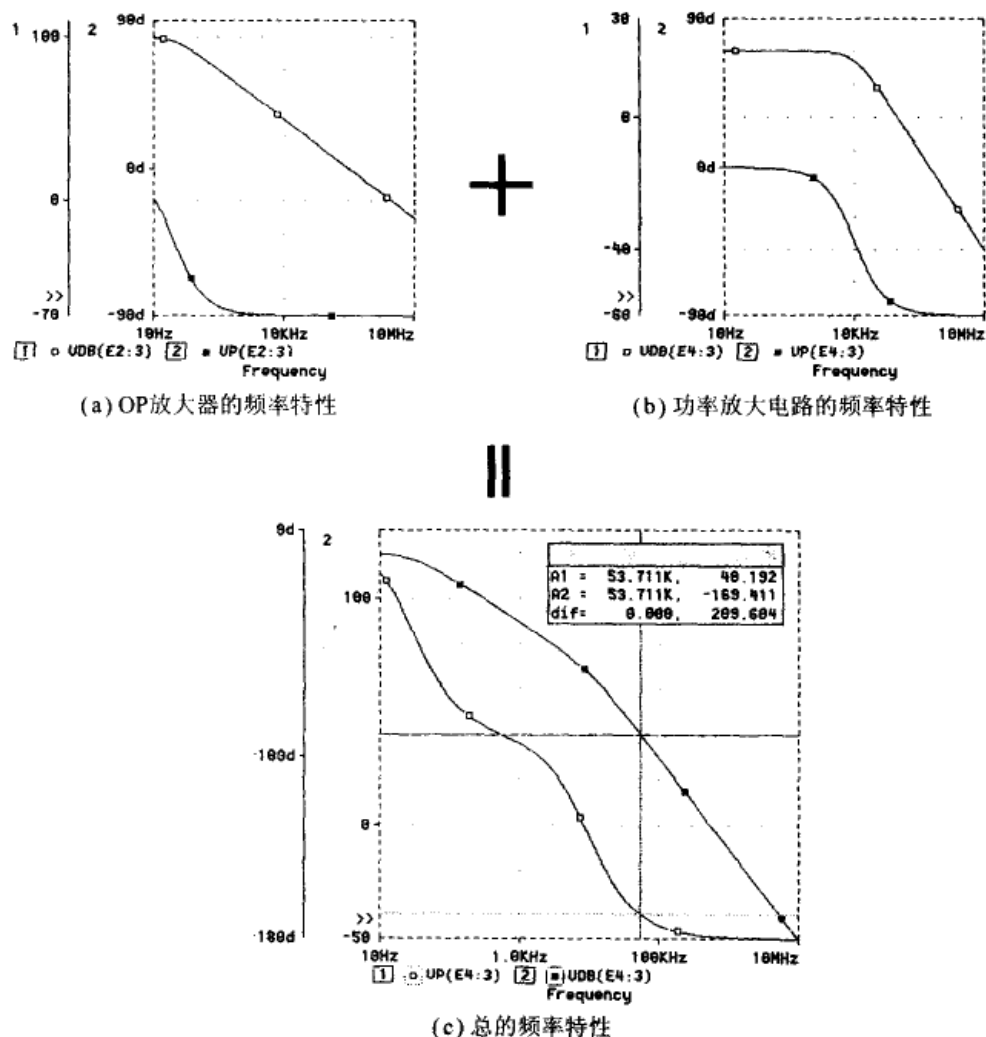


图 2.20 图 2.19 电路的频率特性

在实际电路中,如图 2.19 所示,对于反馈电路应用低频截止的 B 万能曲线,使在闭环增益为 1 的频率处相位返回。

假设相位返回始于 54kHz 的一半即 27kHz,图 2.21 示出的特性就是在 10 倍范围内按 +6dB 的斜率所求得个各元件的参数。这样一来,当然能够确保相位余量,实现没有凸峰的稳定的放大器。

图 2.22 是在这个条件下使 C_1 变化进行模拟所得到的结果。在电容量等于 0 的无相位返回的状态下,在切断环的 54kHz 处凸峰为 15dB,该值处于即将振荡的状态。但是加上计算值 54pF 时的特性是完全看不到凸峰的稳定特性, -3dB 增益降低的频率约为 33kHz。能够看到电容量比计算值少若干数量时平坦部分还扩大了,不过对于方波响应来说有可能产生波动。

因此实际上是把容量取计算值附近的电容器加到试制器上, 取其对于方波响应波形和电容性负载呈稳定状态的数据, 最终确定稳定的频率特性良好的电容值。

对于这样制作的图 2.19 的放大器来说, 输入的直流稳定性由 OP 放大器决定。由于在 10kHz 以下施加了非常大的负反馈, 所以失真小、输出阻抗低, 负载有变动时的输出电压变化——加载稳定性特别优良。

但是, 这是纯粹的 1 阶特性, 功率放大部分的频率特性视作截止频率为 10kHz。实际的特性稍微复杂一些。为了实现稳定的功率放大器, 重要的一点是要在切断环的频率附近比较宽的范围内能够接近 1 阶的特性。

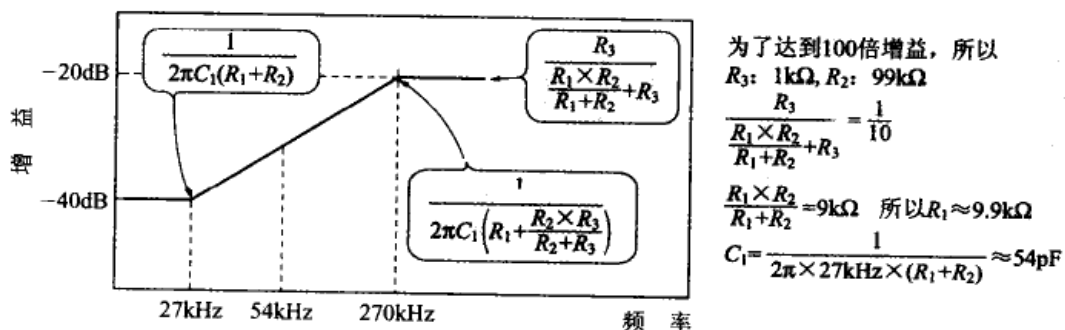


图 2.21 图 2.19 电路中必要的反馈电路特性

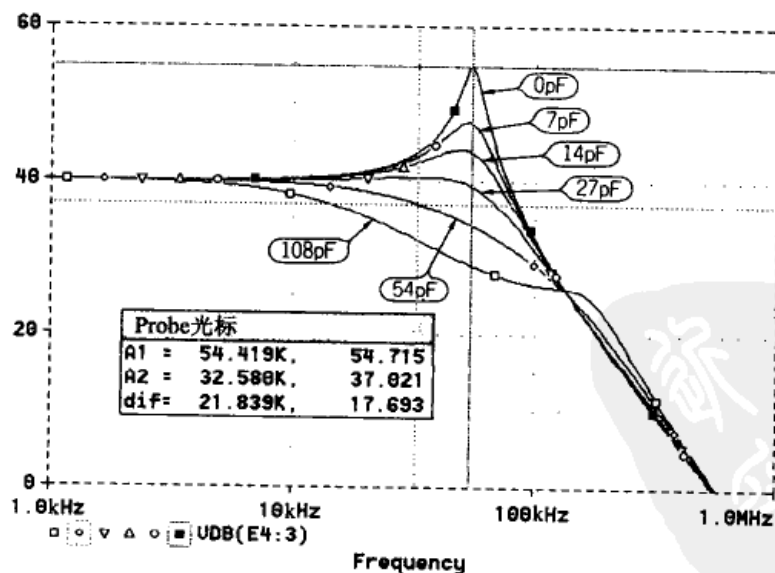


图 2.22 用图 2.21 求得的值进行模拟的结果

第 3 章

有源滤波器的设计

3.1 概 述

3.1.1 有源滤波器——确定参数值时的自由度高

图 3.1 是截止频率为 1kHz 的 5 阶巴特沃斯 LPF(低通滤波器)——有源滤波器的构成。第一级是 1 阶 LPF,第 2 级和第 3 级是 2 阶 LPF,3 级合起来构成 5 阶 LPF。如图 3.1 所示,没有使用体积大、价格高的低频线圈 L ,而是由 RC 和放大电路网络构成滤波器。这种滤波器叫做有源滤波器。其中的放大电路通常是 OP 放大器。

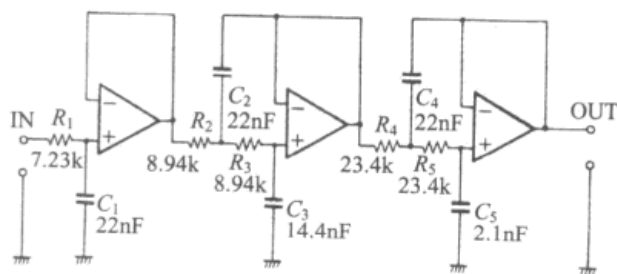


图 3.1 正反馈型 LPF——增益 $A=1$ 的 5 阶巴特沃斯 LPF

由 RC 电路网络构成的滤波器不具有放大电路的特性,这种滤波器叫做无源滤波器(在第 2 章介绍过)。

RC 滤波器中如果使用了运算放大器——OP 放大器,那么,各级滤波器的输出阻抗就与截止频率 f_c 无关,这个输出阻抗就能做得很低。所以,有源滤波器不仅体积变小了,而且能够前、后级之间相互独立地设计、确定各级滤波器的截止频率以及决定 Q 值的 RC 参数。这是有源滤波器的特点。

在构成 RC 滤波器的场合,如果由截止频率或 Q 值计算、导出所使用的 RC 值,这种值只能说是半截值。例如,假设“截止频率

为 1kHz , 阻抗为 $1\text{k}\Omega$, 由 $C=1/2\pi fR$ 得到电容的值是 $0.159\mu\text{F}$ 。但是这种半截容量值实际上是无法购买到的。

一般来说, 能够购买到的电容器的容量值只是 E6 系列或 E12 系列中所具有的值。半截容量值的电容器需要特别订货, 其价格高且交货期长, 而且厂家往往不愿意少量制作。高性能的滤波器对于电容误差、温度特性、Q 值等都有严格的要求。

对于电阻器来说, 可以购买到 E96 系列或 E24 系列的电阻值。能有价格低廉、误差小、温度特性稳定的各种电阻。

所以, 如果有源滤波器的阻抗值允许自由选定, 那么, 首先应该设定电容器的容量值, 如设定为 $0.1\mu\text{F}$, 由下式

$$R = \frac{1}{2\pi fC}$$

就可以选择电阻值 $1.59\text{k}\Omega$ 。将 E24 系列中的 $1.5\text{k}\Omega$ 和 91Ω 串联起来, 就是 $1.591\text{k}\Omega$, 可以认为基本上就是 $1.59\text{k}\Omega$ 。这种电阻很容易买到, 而且电路的体积也可以减小。当然, 重要的是可以降低制作的成本。

关于设定滤波器电路的参数和选择元器件的问题将在第 6 章中说明。

3.1.2 2 阶有源滤波器设计基础

对于设计者来说, 有源滤波器的最大优点就是滤波器的参数设计变得简单。在设计无源滤波器参数时, 在前、后级阻抗以及特性的设定问题上没有选择的自由度, 所以高阶滤波器的设计难度非常大。图 3.2 示出图 3.1 电路的频率特性。

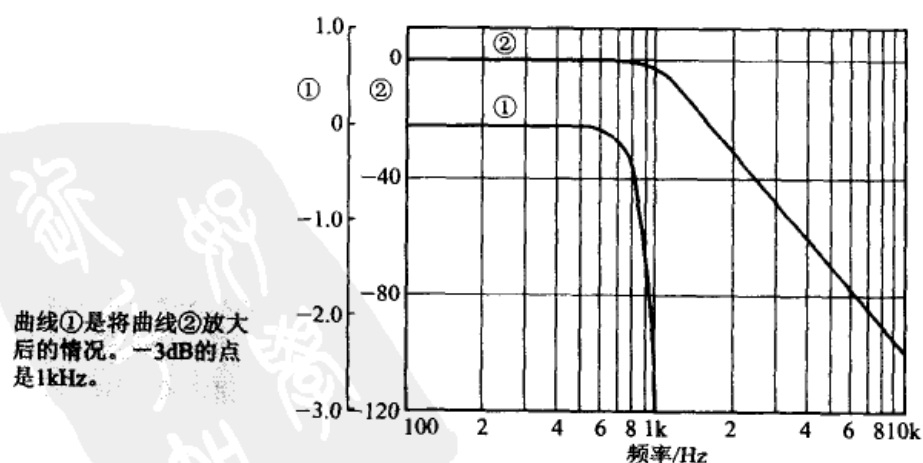


图 3.2 图 3.1 的 LPF——巴特沃斯滤波器的特性
(曲线①是将曲线②放大后的情况。-3dB 的点是 1kHz)

表 3.1 低通滤波器设计用的归一化表

(a) 巴特沃斯 LPF 的归一化表

	f_n		Q_n	
2 阶	f_1	1.0	Q_1	0.707 107
3 阶	f_1	1.0	Q_1	0.5
	f_2	1.0	Q_2	1.000 000
4 阶	f_1	1.0	Q_1	0.541 196
	f_2	1.0	Q_2	1.306 563
5 阶	f_1	1.0	Q_1	0.5
	f_2	1.0	Q_2	0.618 034
	f_3	1.0	Q_3	1.618 034
6 阶	f_1	1.0	Q_1	0.517 638
	f_2	1.0	Q_2	0.707 107
	f_3	1.0	Q_3	1.931 852
7 阶	f_1	1.0	Q_1	0.5
	f_2	1.0	Q_2	0.554 958
	f_3	1.0	Q_3	0.801 938
	f_4	1.0	Q_4	2.246 980
8 阶	f_1	1.0	Q_1	0.509 796
	f_2	1.0	Q_2	0.601 345
	f_3	1.0	Q_3	0.899 976
	f_4	1.0	Q_4	2.562 915

(b) 贝塞尔 LPF 的归一化表

	f_n		Q_n	
2 阶	f_1	1.2742	Q_1	0.577 35
3 阶	f_1	1.324 75	Q_1	0.5
	f_2	1.449 93	Q_2	0.691 04
4 阶	f_1	1.432 41	Q_1	0.521 93
	f_2	1.605 94	Q_2	0.805 54
5 阶	f_1	1.504 70	Q_1	0.5
	f_2	1.558 76	Q_2	0.563 54
	f_3	1.758 12	Q_3	0.916 48
6 阶	f_1	1.606 53	Q_1	0.510 32
	f_2	1.691 86	Q_2	0.611 20
	f_3	1.907 82	Q_3	1.0233
7 阶	f_1	1.687 13	Q_1	0.5
	f_2	1.719 11	Q_2	0.532 35
	f_3	1.825 39	Q_3	0.660 83
	f_4	2.052 79	Q_4	1.126 3
8 阶	f_1	1.781 43	Q_1	0.505 99
	f_2	1.835 14	Q_2	0.559 61
	f_3	1.956 45	Q_3	0.710 85
	f_4	2.192 37	Q_4	1.225 7

(c) 切比雪夫 LPF 的归一化表

	波动 0.1dB					波动 0.25dB					波动 0.5dB			
	f_n		Q_n			f_n		Q_n			f_n		Q_n	
4 阶	f_1	0.789 26	Q_1	0.618 80	4 阶	f_1	0.674 42	Q_1	0.657 25	4 阶	f_1	0.597 00	Q_1	0.705 11
	f_2	1.153 27	Q_2	2.182 93		f_2	1.077 94	Q_2	2.536 11		f_2	1.031 27	Q_2	2.940 55
5 阶	f_1	0.538 91	Q_1	0.5	5 阶	f_1	0.436 95	Q_1	0.5	5 阶	f_1	0.362 32	Q_1	0.5
	f_2	0.797 45	Q_2	0.914 52		f_2	0.732 41	Q_2	1.035 93		f_2	0.690 48	Q_2	1.177 81
	f_3	1.093 13	Q_3	3.282 01		f_3	1.046 63	Q_3	3.875 68		f_3	1.017 73	Q_3	4.544 96
6 阶	f_1	0.513 19	Q_1	0.599 46	6 阶	f_1	0.444 06	Q_1	0.637 03	6 阶	f_1	0.396 23	Q_1	0.683 64
	f_2	0.834 49	Q_2	1.331 57		f_2	0.793 85	Q_2	1.555 65		f_2	0.768 12	Q_2	1.810 38
	f_3	1.062 73	Q_3	4.632 90		f_3	1.031 12	Q_3	5.520 42		f_3	1.011 45	Q_3	6.512 85
7 阶	f_1	0.376 78	Q_1	0.5	7 阶	f_1	0.307 60	Q_1	0.5	7 阶	f_1	0.256 17	Q_1	0.5
	f_2	0.574 64	Q_2	0.846 40		f_2	0.531 86	Q_2	0.959 56		f_2	0.503 86	Q_2	1.091 55
	f_3	0.867 88	Q_3	1.847 21		f_3	0.840 17	Q_3	2.190 39		f_3	0.822 73	Q_3	2.575 55
	f_4	1.045 20	Q_4	6.233 24		f_4	1.022 30	Q_4	7.467 82		f_4	1.008 02	Q_4	8.841 80
8 阶	f_1	0.381 59	Q_1	0.593 18	8 阶	f_1	0.331 64	Q_1	0.630 41	8 阶	f_1	0.296 74	Q_1	0.676 57
	f_2	0.645 14	Q_2	1.182 96		f_2	0.619 62	Q_2	1.383 26		f_2	0.598 87	Q_2	1.610 68
	f_3	0.893 81	Q_3	2.452 82		f_3	0.873 65	Q_3	2.931 74		f_3	0.861 01	Q_3	3.465 67
	f_4	1.034 16	Q_4	8.081 90		f_4	1.016 79	Q_4	9.716 78		f_4	1.005 95	Q_4	11.5308

有源滤波器的 RC 参数可以通过电路导出多项式由计算求得,但是需要相当的数学知识并进行麻烦的计算,容易发生错误。所以在实际的电路设计中是不实用的。

一般有源滤波器的设计过程是选择与目的相适应的滤波器的特性由必需的衰减量决定阶数,以 2 阶有源滤波器为单位(奇数阶数的场合追加 1 阶或 3 阶滤波器),从归一化表中确定各级的截止频率以及 Q 值,再进行 RC 参数的计算。

表 3.1 是有源低通滤波器设计用的归一化表。这个表是作者所在公司作为设计工具而准备的。关于这个表的依据汇总于本章后附录中,感兴趣的读者请参看它。

有多种电路可以实现 2 阶有源滤波器,它们各具特色。本章介绍的是测量电路等领域经常使用的滤波器电路及特点,以及截止频率和 Q 值的计算式。

3.2 有源低通滤波器的设计

3.2.1 经常使用的正反馈型 2 阶 LPF(增益=1)的构成

前面图 3.1 所示的就是一种正反馈型有源滤波器的电路。2 阶 LPF 的基本电路和参数的计算式示于图 3.3 中。正反馈一词的由来可以从电容器的配置来理解,因为通过电容器从输出端反馈到正输入端。

正反馈型有源滤波器也叫做 Sallen-Key 电路,是以这种电路的发明者命名的;也有从工作形态上命名为 VCVS(电压控制型电压源)的。

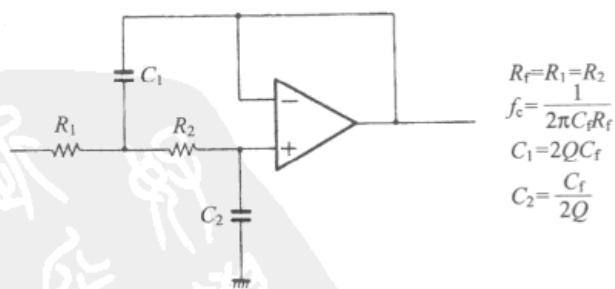


图 3.3 正反馈型的原型,增益 $A=1$ 的 2 阶 LPF

这个电路是一个 OP 放大器, 由于连接缓冲器(增益=1), 所以不需要决定增益量的电阻。能够以较少的元器件数目实现 2 阶滤波器, 因而使用得非常多。

其难点在于所使用的 2 个电容器容量之比由 Q 决定, 电容量不相同。

由于 OP 放大器连接着缓冲器, 所以使用 OP 放大器时必须事先通过数据-图表来确认即使连接缓冲器也不发生振荡, 能够稳定地工作。OP 放大器中, 特别是频率特性延伸型的 OP 放大器, 当连接有缓冲器时往往会产生振荡。因而如图 3.4 所示, 有时也会在反馈电路中插入 R_C 和 C_C 以防止振荡。

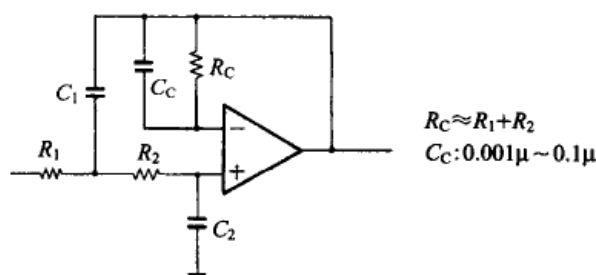


图 3.4 正反馈型 LPF 针对振荡采取的措施(附加 R_C, C_C)

3.2.2 5 阶巴特沃斯 LPF 的计算例

现在按下面的顺序计算图 3.1 的 5 阶巴特沃斯 LPF(截止频率 $f_c=1\text{kHz}$) 的电路参数。

首先, 由表 3.1(a) 求 5 阶巴特沃斯的截止频率和 Q 。

$$f_1: 1.0, Q_1: 0.5$$

$$f_2: 1.0, Q_2: 0.618\ 034$$

$$f_3: 1.0, Q_3: 1.618\ 034$$

各级的截止频率($f_1 \sim f_3$)都是 1kHz , 只有 Q 值不同。另外, 由于 Q 值大时频率特性会出现凸峰, OP 放大器的输出容易饱和, 所以电路按从 Q 值由小到大的顺序接续。

其次, 由图 3.3 中的数学式求电容器的值。先依照标准的 E12 系列取 $C_1=C_2=C_4=22\text{nF}$ 。由于第一级的 Q_1 值是 0.5, 所以这里是 1 阶 RC 滤波器。

$$R_1 = 1 \div (2\pi \times 1\text{kHz} \times 22\text{nF}) = 7.234\text{k}\Omega$$

第二级由于 $C_2=22\text{nF}$, $Q_2=0.618\ 034$, 所以

$$C_1 = 22\text{nF} \div (2 \times 0.618\ 034) = 17.80\text{nF}$$

$$R_2 = R_3 = 1 \div (2\pi \times 1\text{kHz} \times C_1) = 8.942\text{k}\Omega$$

$$C_3 = C_1 \div (2 \times 0.618\ 034) = 14.40\text{nF}$$

第三级同样也可以得到

$$C_4 = 22\text{nF}$$

$$R_4 = R_5 = 23.41\text{k}\Omega$$

$$C_5 = 2.101\text{nF}$$

另外,由于电阻 $R_1 \sim R_5$ 变成了 OP 放大器的负载,所以它的下限值约为 $1\text{k}\Omega$ 。这些电阻 $R_1 \sim R_5$ 因 OP 放大器的偏置电流而产生直流失调电压,因此作为应用的参数,在双极输入 OP 放大器的场合其上限应在几十 $\text{k}\Omega$ 左右;在 FET 输入 OP 放大器的场合大约是几百 $\text{k}\Omega$ 。

不仅是有源滤波器,即是在 OP 放大器电路中,如果电阻值太大,也容易混入感应噪声,而且电阻自身的热噪声也会导致 S/N 恶化。所以要求必须是低噪声电路时,电阻值应当尽量选择小一些。相反,在要求消耗电流低的场合,为了减轻负载应选用较大的电阻值。

图 3.5 是假定电容器的容量值有 5% 的误差时,电路模拟 (SPICE) 频率特性变化的蒙特卡罗解析——在指定的误差范围内随机地改变误差时的特性。

蒙特卡罗解析对于分析元器件偏差引起特性的变化是很方便的。

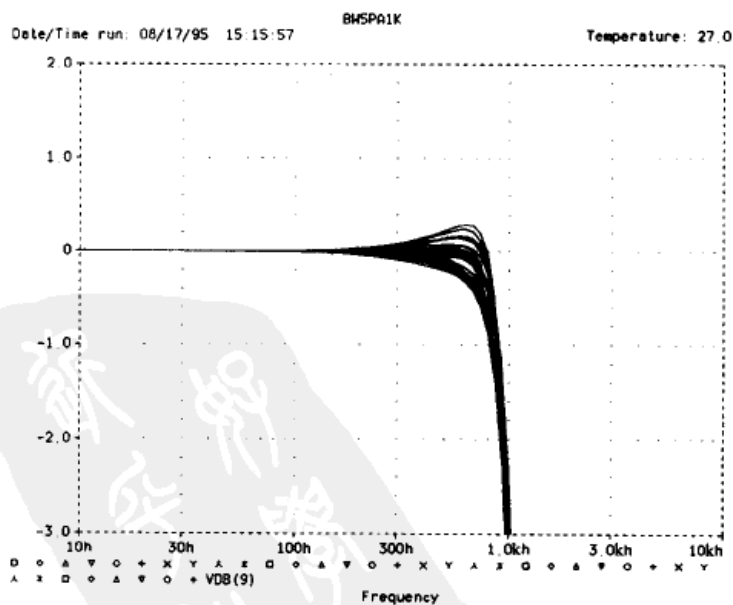


图 3.5 图 3.1 的 LPF 中电容器容量产生 5% 误差情况下的模拟结果

3.2.3 使 LPF 具有放大率的滤波电路

可以使用 OP 放大器,它能够实现滤波功能,当然也兼有放大功能。可用两种方法实现。

一种方法是在奇数阶次如 3 阶或 5 阶有源滤波器中,使第一级 $Q=0.5$ 的电路(1 阶 LPF)具有增益。图 3.6 是其一例。如图 3.6(a)所示,它可以任意设定增益。图 3.6(b)是在希望极性反转的情况下使用的电路。

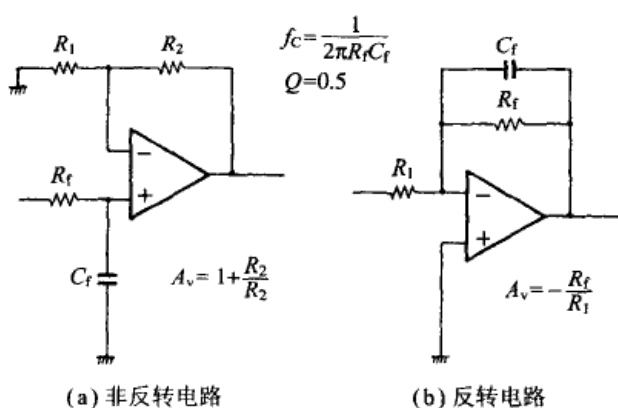


图 3.6 使 1 阶 LPF 具有任意增益的电路

3.2.4 正反馈型 LPF(增益 $\neq 1$)的构成

另一种方法是使正反馈型 LPF 具有增益的方法。图 3.7 示出正反馈型电路中增益 $\neq 1$ 的 LPF 电路及参数的计算式。

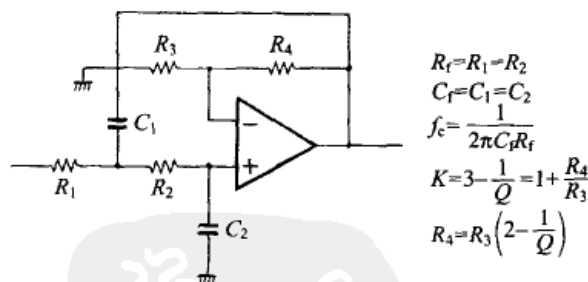


图 3.7 正反馈型增益 $A \neq 1$ 的 2 阶 LPF

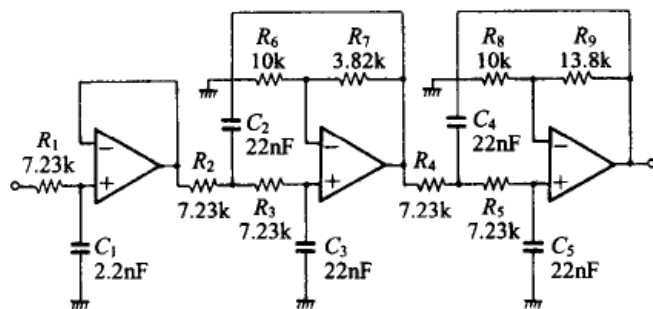
这个电路中,决定频率的 RC 值的大小不会影响到 Q 的值,分别是两个相同的值。因此,电容器的值取为标准容量,对各级可以设计成相同的值,这样就容易购买电容器,这是它的特点。但是,由于 Q 值决定增益,增益设定用的电阻必须是高精度的。所以,与图 3.3 中的缓冲器放大器相比,在 S/N 和动态范围方面比较差

一些。

由使用元件的误差引起特性变化的程度叫做元件灵敏度。与缓冲器型相比,正反馈型 LPF 的元件灵敏度高,因而会进一步加重增益误差引起特性的恶化。

图 3.8 示出与图 3.1 电路特性相同的电路构成以及计算式。

图 3.9 是设定使用的电容器容量值存在 5% 的误差时的蒙特卡罗模拟结果。可以清楚地看出与前面图 3.5 的不同。



$$C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=22\text{nF}$$

$$R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=\frac{1}{2\pi \times 1\text{kHz} \times 22\text{nF}} \approx 7.234\text{k}\Omega$$

$$R_6=R_8=10\text{k}\Omega$$

$$R_7=\left(2-\frac{1}{0.618034}\right) \times 10\text{k}\Omega \approx 3.820\text{k}\Omega$$

$$R_9=\left(2-\frac{1}{1.618034}\right) \times 10\text{k}\Omega \approx 13.82\text{k}\Omega$$

图 3.8 正反馈型增益 $A \neq 1$ 的 5 阶巴特沃斯 LPF

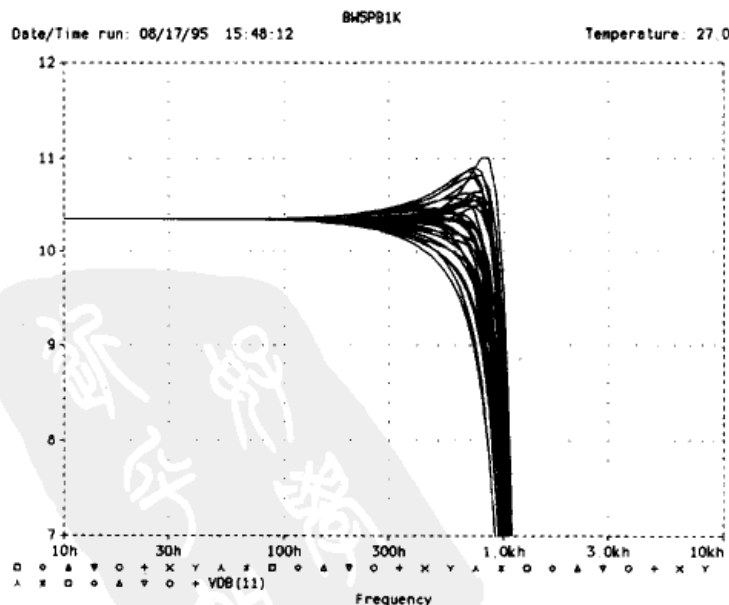


图 3.9 图 3.7 的 LPF 中电容器容量产生 5% 误差时的模拟结果

图 3.10 是设定增益用的电阻存在 1% 误差时的模拟结果。

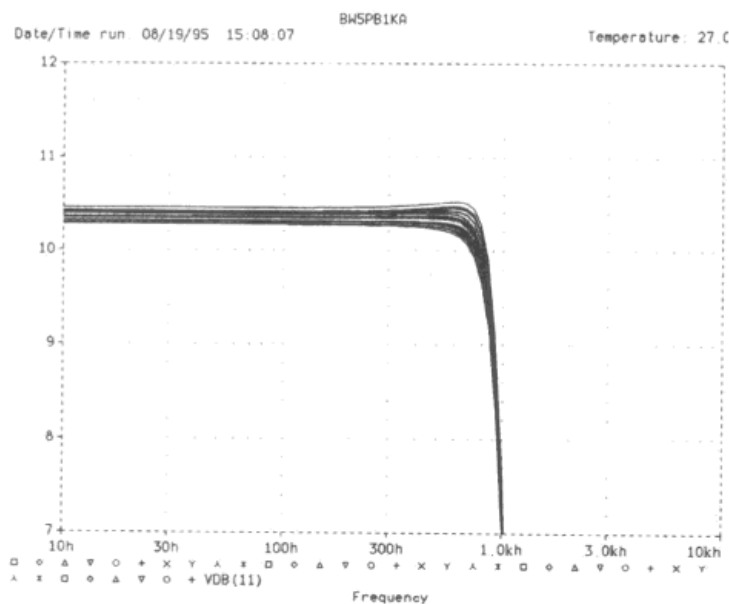


图 3.10 图 3.7 的 LPF 中电阻产生 1% 误差时的模拟结果

3.2.5 减小元件灵敏度和失真的多重反馈型 LPF

图 3.11 是一种多重反馈型的 2 阶 LPF。它与图 3.3 中增益为 1 的正反馈型 LPF 相比,多了 1 个电阻,电容器的值也因 Q 值而不同,所以不利于制作。不过它的优点是具有良好的高频衰减特性和失真特性,而且也能够降低元件灵敏度。图 3.12 示出设定的电容器容量存在 5% 误差时 5 阶巴特沃斯 LPF 的蒙特卡罗模拟结果。可以看出它与图 3.5、图 3.9 的结果有所不同。

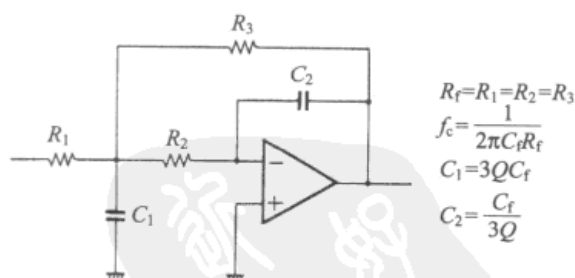


图 3.11 多重反馈型 2 阶 LPF

一般来说,如果 OP 放大器的 +/− 输入端有大的摆动。那么,由于输入部分工作点的变化导致增益和输入电容会发生微小变化,容易产生失真,所以在增益小的场合,OP 放大器输入部分摆动大的非反转放大电路的失真特性往往要比反转放大电路差。

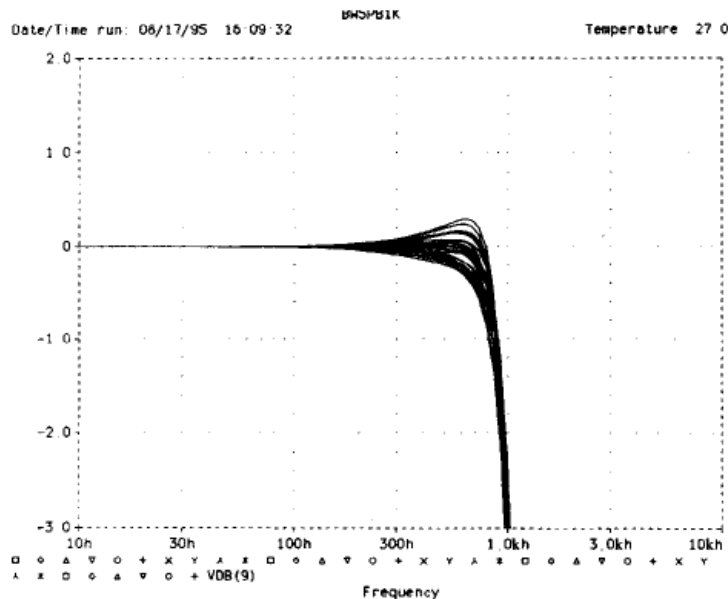


图 3.12 多重反馈型 5 阶巴特沃斯 LPF 的电容器
产生 5% 的容量误差时的模拟结果

基于同样的理由,由这种电路形式构成的有源滤波器中,与正反馈型相比多重反馈型更有利于实现具有良好失真特性的滤波器。

图 3.13 是实际试制的截止频率为 1kHz 的 4 阶巴特沃斯 LPF 失真特性的测量结果。正反馈型由于 OP 放大器的种类不同呈现出大的失真变化以及零乱的测量数据,而多重反馈型不论哪

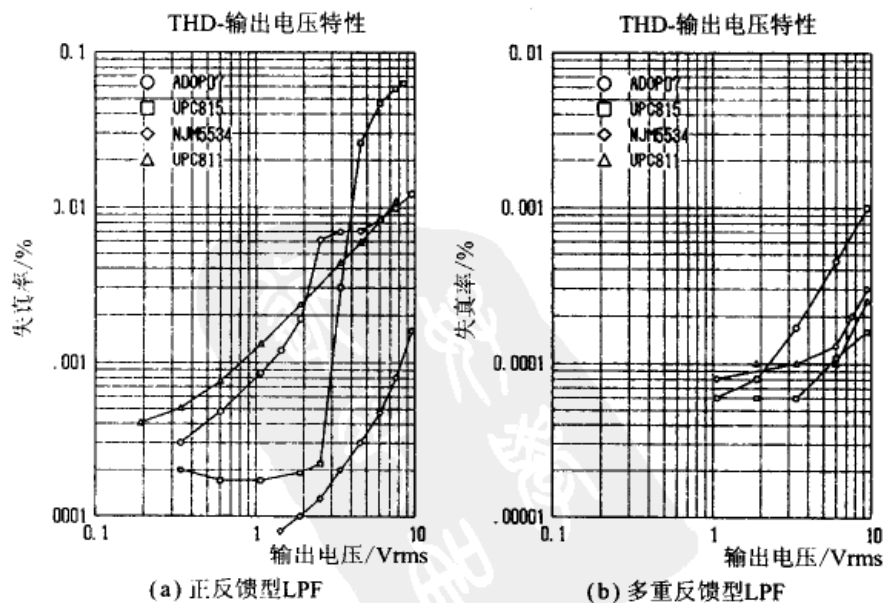


图 3.13 实际制作的截止频率为 1kHz 的 4 阶巴特沃斯 LPF 的失真-输出特性(1kHz 时)

种 OP 放大器都只测到接近失真计测量极限的小失真。

图 3.14 是输出电压为确定值 $5V_{rms}$ 时的失真-频率特性。图 3.14(a)所示的正反馈型中,当频率降低时,失真有减小的倾向,不过仍然有大而复杂的变化。图 3.14(b)所示的多重反馈型则稳定在失真计的测量极限附近(注意 Y 轴的刻度差 1 个数量级)。

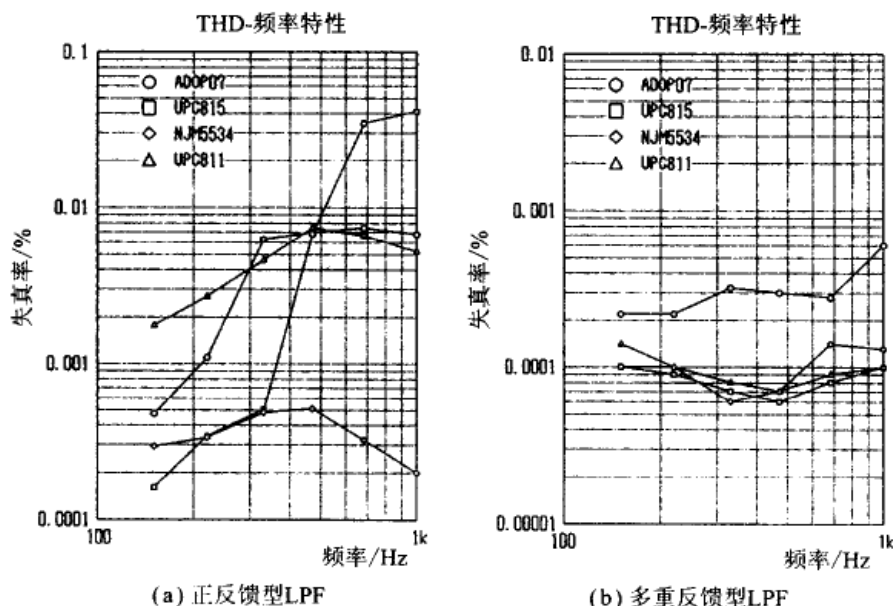


图 3.14 实际制作的截止频率为 1kHz 的 4 阶巴特沃斯 LPF 的失真-频率特性($5V_{rms}$ 时)

3.2.6 有源 LPF 的高频特性

对于有源滤波器来说,当频率提高时,使用的 OP 放大器的增益减少,所以反馈量会减少。因此,在高频范围要提高 OP 放大器的输出阻抗。这表明尽管是 LPF,但是在高频范围也许未必能够实现 LPF 的功能。

图 3.15 分别示出给正反馈型 LPF 和多重反馈型 LPF 加高

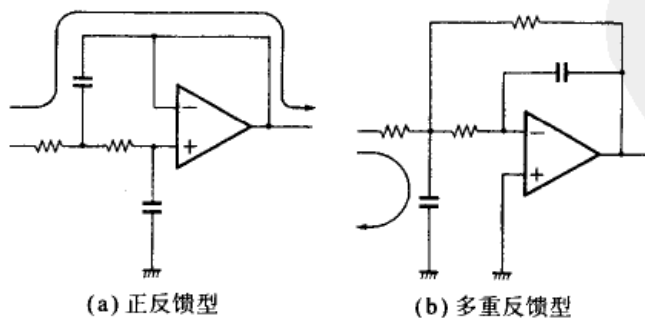
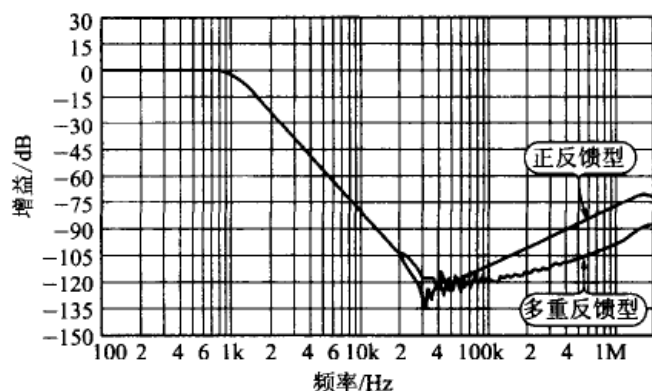


图 3.15 多重反馈型在高频范围性能优良

频时的行为。正反馈型中输入信号通过电容器出现在输出端,所以高频范围的衰减特性显得迟钝。但是在多重反馈型的场合,最前面的电容器是连接在信号与地之间的,只要电容器具有良好的高频特性,那么即使 OP 放大器的衰减量减少,特性的恶化也不明显。

现在用正反馈型与多重反馈型分别替换 OP 放大器,制作截止频率为 1kHz 的 4 阶巴特沃斯 LPF,并测量频率特性,其结果示于图 3.16 中。可以清楚地看出,多重反馈型在高频范围的衰减大,另外增益-带宽乘积 GBW 低的 OP 放大器在高频范围的衰减量小。



(a) ADOP07 的场合

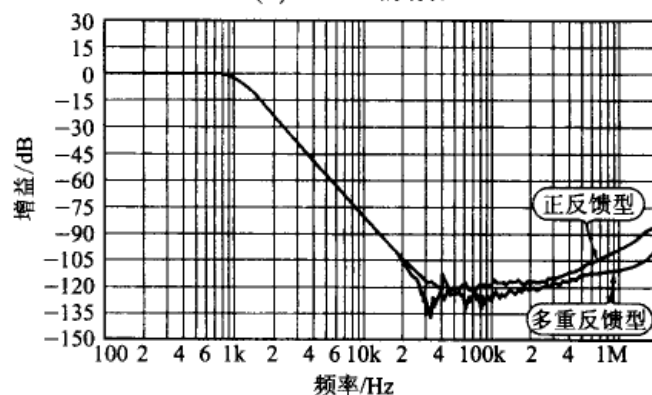
(b) μ PC815 的场合

图 3.16 正反馈型与多重反馈型 LPF 衰减特性的差异

有源滤波器高频衰减特性的恶化不仅因为 OP 放大器反馈量的减小,也与印制电路板上的配置以及电源阻抗有关系。所以,在处理几十千赫以上的信号时,必须充分注意 OP 放大器的选择和实际安装。

如果要求阻止的噪声涉及到高频,超过 OP 放大器的转换速率或处理频率时,如图 3.17 所示,应该在有源滤波器的初级积极

地配置一个 LC 滤波器,在高频成分被充分地衰减后再将信号输入到有源滤波器。

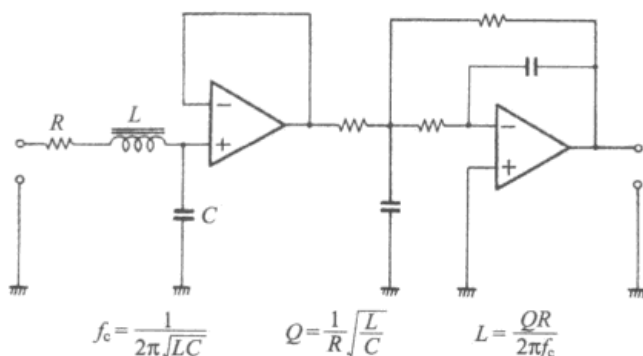


图 3.17 有高频噪声混入时,要在初级使用 LC 滤波器

3.3 有源高通滤波器的设计

3.3.1 正反馈型 2 阶 HPF 的构成

高阶有源高通滤波器的构成基本上与低通滤波器的情况相同。基本电路是 2 阶 HPF。

图 3.18 是 5 阶切比雪夫 HPF(增益=1)的构成。请与前面示于图 3.1 中的 5 阶 LPF 的构成进行比较。

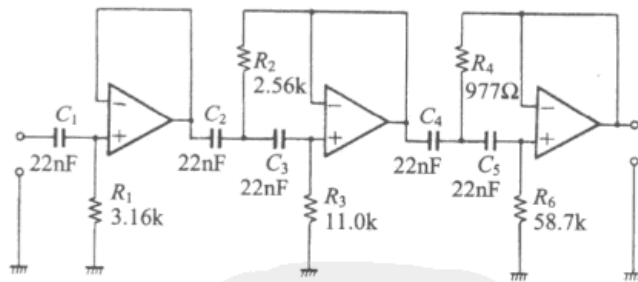


图 3.18 正反馈型增益 $A=1$ 的 5 阶切比雪夫 HPF

将图 3.3 低通滤波器的电阻与电容器的位置调换,就成为 2 阶高通滤波器(HPF)。它的构成示于图 3.19 中。在图 3.19 的电路中, C_1 和 C_2 采用相同的容量,所以比 LPF 容易选择电容器。

关于参数的计算是将表 3.1 中 LPF 的频率归一化值变成倒数使用。

HPF 与 LPF 一样,也有具有任意增益的正反馈型 HPF。图 3.20 示出其电路以及参数的计算式。这个电路的特点是可以与

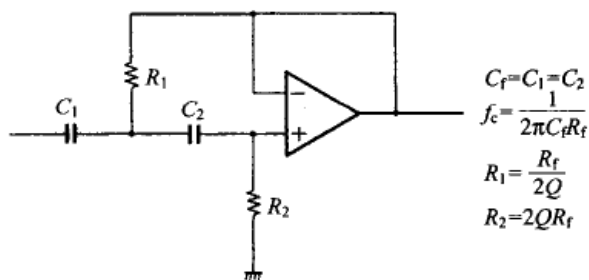
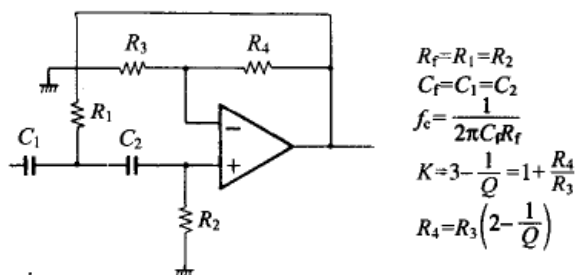
图 3.19 正反馈型增益 $A=1$ 的 2 阶 HPF

图 3.7 所示的 LPF 中电容器取相同的容量值。不过在 HPF 中, 即使增益 $=1$ 类型的电路也可以使用相同容量的电容器, 所以无须使用这个电路。因此, 这里仅限于介绍存在的电路方式。

图 3.20 正反馈型增益 $A \neq 1$ 的 2 阶 HPF

3.3.2 5 阶切比雪夫 HPF 的计算例

现在依照下面的顺序对图 3.18 所示的 5 阶切比雪夫 HPF (截止频率 1kHz, $A=1$) 各元件参数进行计算。

首先, 由表 3.1 求 5 阶切比雪夫 (波动 0.25dB) 的截止频率和 Q 值。

$$f_1: 1/0.436\ 95, Q_1: 0.5$$

$$f_2: 1/0.732\ 41, Q_2: 1.035\ 93$$

$$f_3: 1/1.046\ 63, Q_3: 3.875\ 68$$

由于是切比雪夫特性, 它与巴特沃斯特性的情况不同, 各级的截止频率是不同的。与 LPF 相同的是如果 Q 值大则频率特性会出现凸峰, OP 放大器的输出容易饱和, 所以电路也应该按自小到大的顺序接续。

其次, 用图 3.19 中的数学式求电容器的值。基于 E12 系列, 电容数值取 $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 22\text{nF}$ 。

第一级, Q_1 是 0.5, 所以是 1 阶 RC 滤波器。

$$R_1 = \frac{1}{2\pi \times 2.2886\text{kHz} \times 22\text{nF}} \approx 3.161\text{k}\Omega$$

第二级,由 $C_2=22\text{nF}$, $Q_2=1.035\ 93$,得到

$$R_2 = \frac{1}{2\pi \times 1.3654\text{kHz} \times 22\text{nF}} \times \frac{1}{2 \times 1.035\ 93} \approx 2.557\text{k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{1}{2\pi \times 1.3654\text{kHz} \times 22\text{nF}} \times (2 \times 1.035\ 93) \approx 10.98\text{k}\Omega$$

第三级,按同样的方法可以得到

$$R_4 = \frac{1}{2\pi \times 0.9554\text{kHz} \times 22\text{nF}} \times \frac{1}{2 \times 3.875\ 68} \approx 976.9\Omega$$

$$R_5 = \frac{1}{2\pi \times 0.9554\text{kHz} \times 22\text{nF}} \times (2 \times 3.875\ 68) \approx 58.69\text{k}\Omega$$

电阻值的选择方法与 LPF 时相同。不过需要注意,OP 放大器的输入偏置电流流过图 3.19 中的 R_2 ,会产生失调电压。当电阻值过大的时候,要采用 FET 输入的 OP 放大器。

图 3.21 是对图 3.18 中的 HPF 进行模拟的结果。

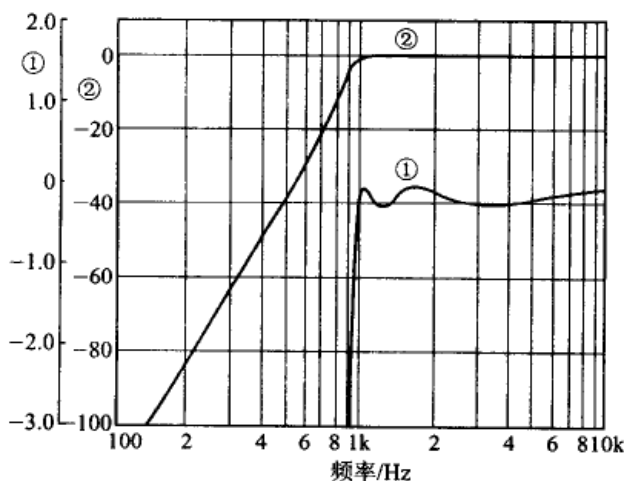


图 3.21 图 3.18(5 阶切比雪夫 HPF)的模拟结果
(曲线①是将曲线②放大后的情况)

3.3.3 多重反馈型 HPF 的构成

图 3.22 是多重反馈型 HPF 的电路及参数的计算式。这个电路也与多重反馈型 LPF 时的情况一样,渴望得到优于正反馈型的低失真特性。

所有电容器可以取相同的容量,但是需要 3 个电容器。所以成本高于正反馈型。

另外,对于多重反馈型 HPF 来说,当频率提高时, C_1 、 C_3 的阻抗会降低,在输入阻抗降低的同时变成了 OP 放大器的负载,所以

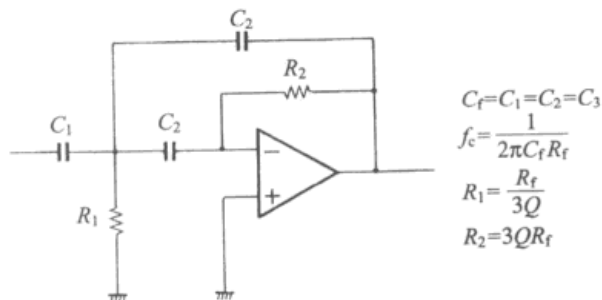


图 3.22 多重反馈型 2 阶 HPF

在频率范围很宽の場合不能使用它。

OP 放大器的增益非常高,只要输出不饱和,“+输入”与“-输入”间的差动输入电压非常小。由于多重反馈型滤波器和后面将讲到的双截型滤波器中 OP 放大器的“+输入”都接地,“-输入”电压的摆动也极小,使 OP 放大器第一级的工作点的变化很小,所以能够实现低失真。所以在高精度的测量仪器或高级音频分配放大器之类中使用时,会发挥很好的效能。

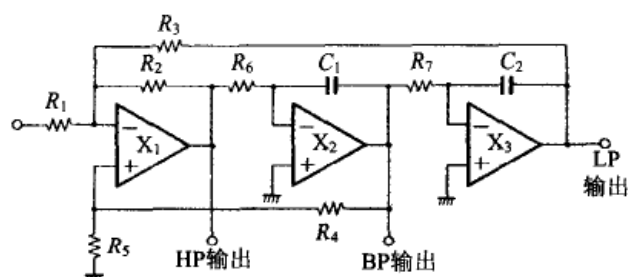
OP 放大器第一级的工作点变化大时产生失真的程度因 OP 放大器的种类而不同,所以必须注意 OP 放大器的选择。

3.4 状态可调滤波器的设计

3.4.1 状态可调滤波器的概念

图 3.23 是一种叫做状态可调滤波器(状态变量型滤波器)的电路。有反转输入和非反转输入两种类型。它们都使用 3 个 OP 放大器,电阻数量较多,有 7 个。不过具有别的电路所不具备的一些优点:① 决定截止频率和 Q 值的元件可以各自单独确定,相互之间没有影响;② 可以设计两个电容器的容量相同,在电容器容量的选取上有自由度;③ 元件灵敏度低,能够实现高 Q 值(可达到 100)的滤波器;④ 一个电路中可以同时取 LPF、HPF、BPF 三种输出。最近,许多厂家开发出有源滤波器模块,里面采用的几乎都是这种状态可调滤波器。

现在许多电子电路的发展趋于组件化,采用了非常时尚的实装组件外型,因此减少了元器件的数目。使用容量相同的标准电容器,具有降低元件灵敏度的优点,所以多数滤波器模块都采用这种形式。



$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_2}{R_3 \cdot R_6 \cdot R_7 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

$$Q = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \left(\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right) \sqrt{\frac{R_6 \cdot C_1}{R_2 \cdot R_3 \cdot R_7 \cdot C_2}}$$

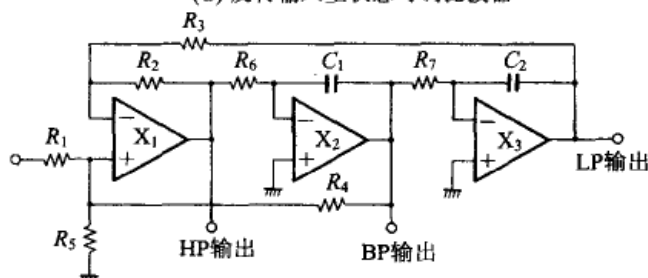
$$A_{LP} = \frac{R_3}{R_1}, A_{HP} = \frac{R_2}{R_1}, A_{BP} = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \frac{1}{R_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)}$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R, R_6 = R_7 = R_f, C_1 = C_2 = C_f$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_f \cdot C_f}$$

$$Q = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right), R_5 = \frac{R_4}{(3Q-1)}$$

(a) 反转输入型状态可调滤波器



$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_2}{R_3 \cdot R_6 \cdot R_7 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

$$Q = \frac{1 + \frac{R_4(R_1+R_5)}{R_1 \cdot R_5}}{1 + \frac{R_2}{R_3}} \sqrt{\frac{R_2 \cdot R_6 \cdot C_1}{R_3 \cdot R_7 \cdot C_2}}$$

$$A_{BP} = \frac{R_4}{R_1}, A_{LP} = \frac{R_4}{QR_1}, A_{HP} = \frac{R_4}{QR_1}$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R, R_6 = R_7 = R_f, C_1 = C_2 = C_f$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_f \cdot C_f}$$

$$Q = 1 + \frac{R_4}{2R_5}, R_5 = \frac{R_4}{2(Q-1)}$$

(b) 非反转输入型状态可调滤波器

图 3.23 状态可调滤波器

3.4.2 反转型与非反转型在特性上的差别

图 3.24 是基于反转输入型状态可调滤波器的 HPF、BPF、LPF 的振幅-频率特性。在 LPF 和 HPF 中,不管 Q 值如何,通频

带中增益为 1 ($R_1 = R_2 = R_3$ 的场合), BPF 的通频带中的增益与 Q 值成正比变化。

图 3.25 是非反转输入型状态可调滤波器的特性。在 BPF 中与 Q 值无关, 在设定频率的增益为 1 ($R_1 = R_2 = R_3$ 的场合), 而 LPF 和 HPF 通频带中的增益相反, 与 Q 成反比减少。

所以, 实际的 LPF 或 HPF 采用通频带中增益为 1 的反转输入型, 而 BPF 则采用中心频率处增益为 1 的非反转输入型状态可调滤波器。

观察图 3.25 中非反转输入型 LPF 和 HPF 的特性, 可以看出与 Q 值无关, 设定频率下的增益为 1, LPF 的高频衰减量以及 HPF 的低频衰减量均比 BPF 的大。因此作为 BPF 使用时, 根据要求衰减的频率成分来决定将 LPF 或 HPF 的输出作为 BPF 使用可以获得良好的效果。图 3.26 是基于图 3.23(a) 构成的 5 阶 LPF, 设定电容器的容量存在 5% 的误差时的蒙特卡罗模拟结果。

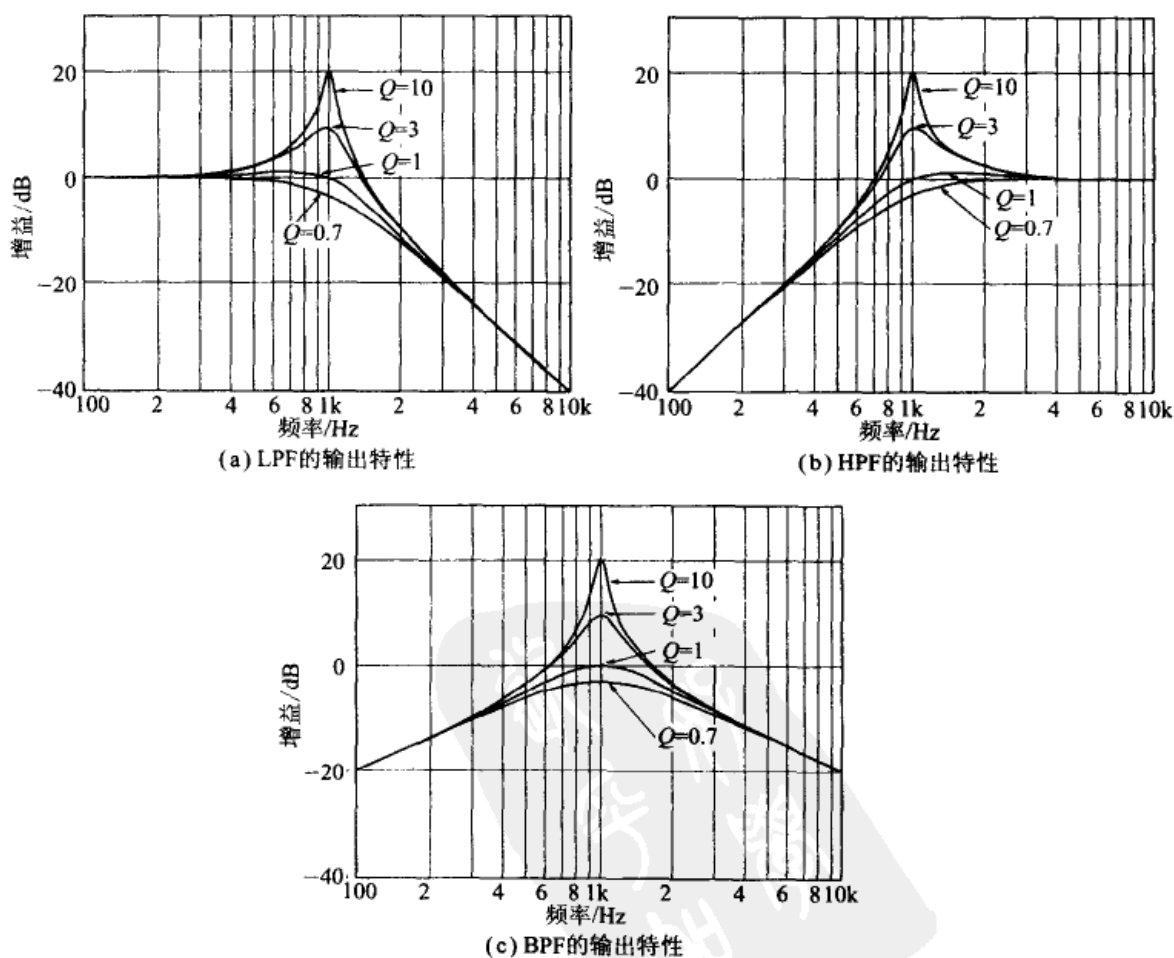


图 3.24 反转输入型状态可调滤波器的输出特性 ($Q=0.7, 1, 3, 10$)

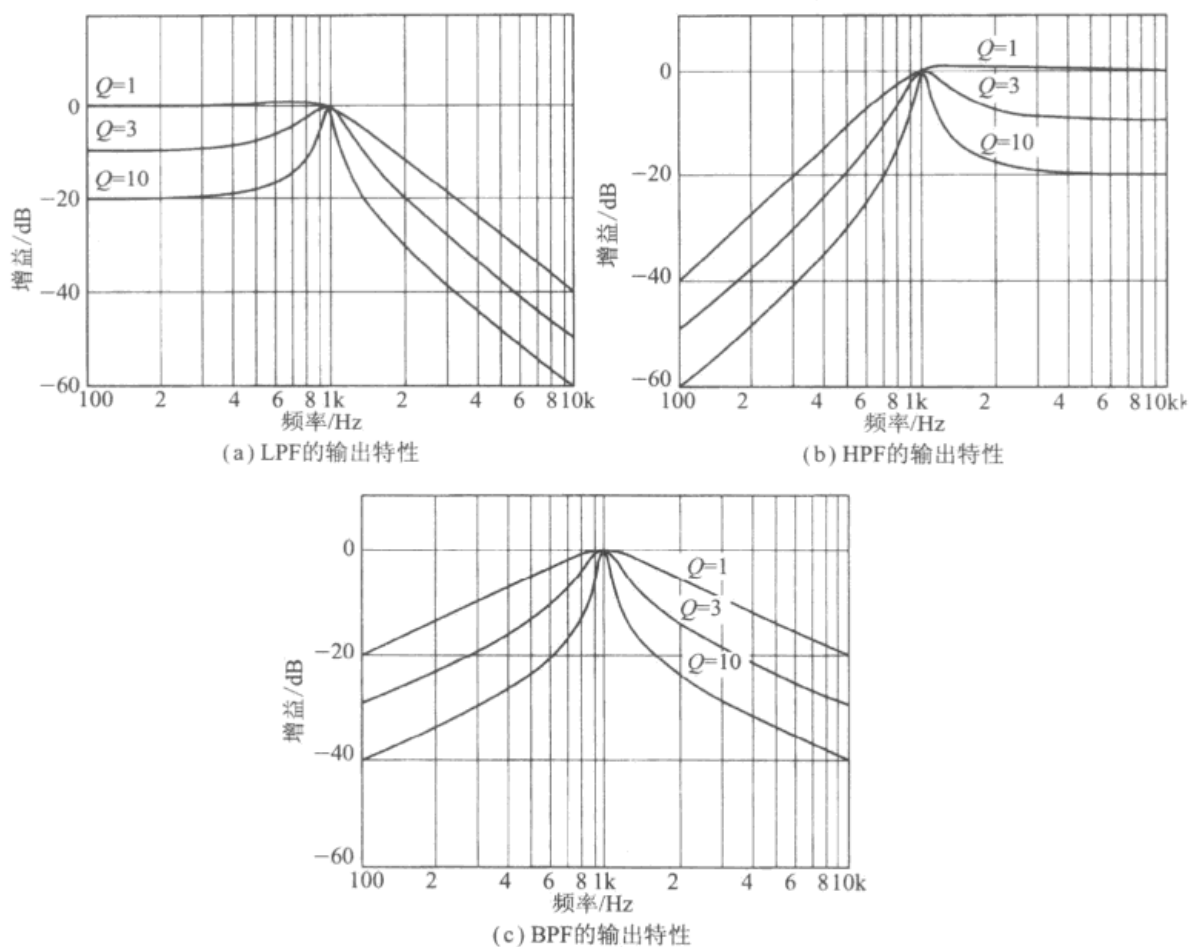


图 3.25 非反转输入型状态可调滤波器的输出特性($Q=1, 3, 10$)

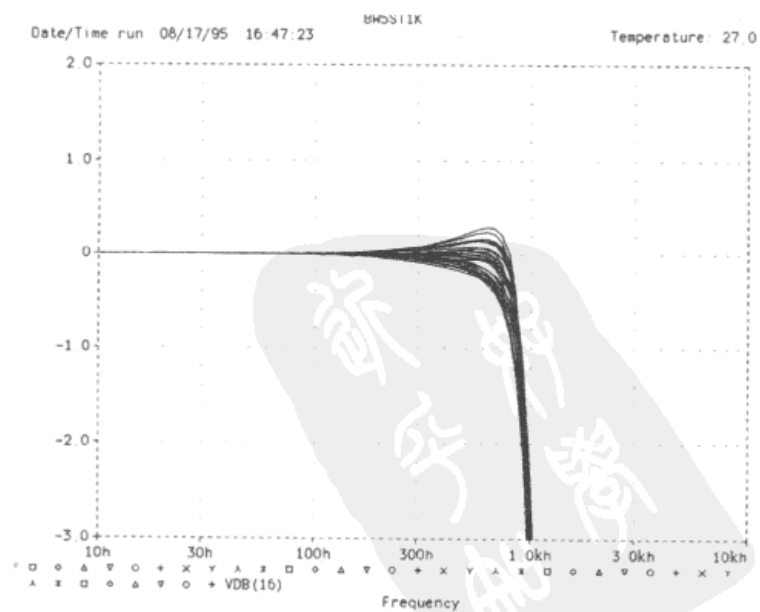


图 3.26 状态可调 5 阶 LPF 的电容器容量产生 5% 的误差时的模拟结果

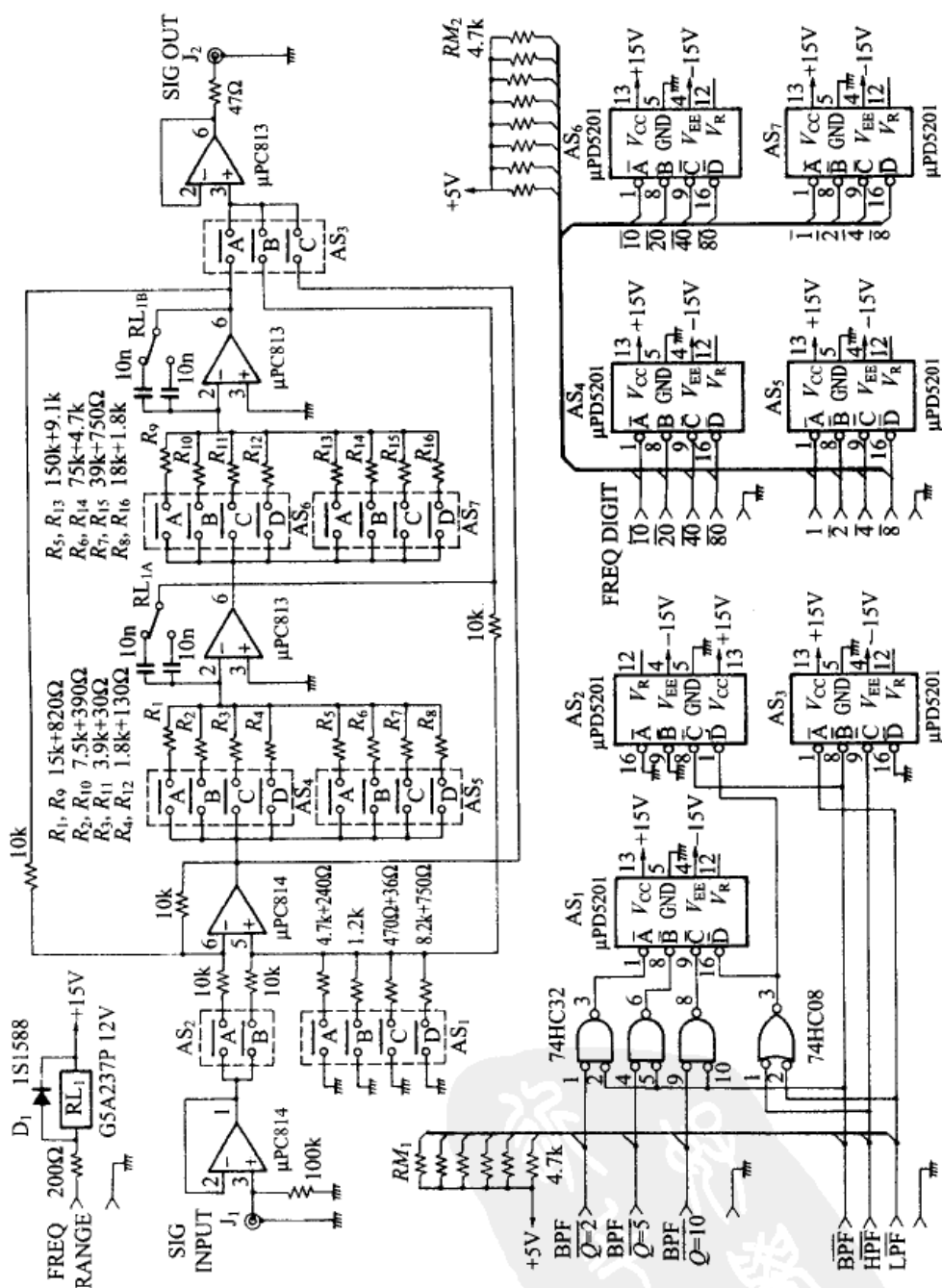


图 3.27 可变频率-可变 Q 值的通用滤波器 (10Hz~15kHz)

3.4.3 在可变频率-可变 Q 的通用滤波器中的应用

图 3.27 是将状态可调滤波器用作可变频率-可变 Q 的通用滤波器所设计的电路。在这个电路中,用继电器(R_L)切换 10 倍的电容器,用模拟开关切换电阻值。电阻值设计为 1 倍、2 倍、4 倍、8 倍,用具有 BCD 码的旋转开关切换,以节约电阻数目。

频率设定为 10Hz~1.5kHz 的 10Hz 挡和 100Hz~15kHz 的 100Hz 挡两个量程。BPF 的 Q 值可以选择 2、5、10 这三点。

另外,模拟开关中,在 ON 状态有残留电阻——ON 电阻。确定参数时应该将这些成分考虑在内进行调整。这里采用的模拟开关是通用的 μ PD5201,在使用状态下 ON 电阻可以取 50Ω 进行计算。

模拟开关的 ON 电阻成分对于电压呈现非线性关系,用于滤波器电路时会成为产生失真的原因之一。所以,应该尽量使用 ON 电阻小的模拟开关。另外,电阻与模拟开关的 ON 电阻之比应取较大的值,以减小失真的发生。

本来希望使用半导体模拟开关切换电容器,但是当电容器上附加了电阻成分时会对衰减特性产生直接影响。所以尽量不使用模拟开关。或者用旋转开关切换,或者使用小型机械继电器。

3.4.4 状态可调滤波器模块

由于状态可调滤波器的性能优良,而且应用范围广,许多厂家都在开发实用的模块。这些模块内藏有改变频率用的电阻和模拟开关,以及为确保频率精度而采用激光调整电阻。希望盒装时,使用这种模块非常方便。表 3.2 介绍了典型的产品。

表 3.2 状态可调滤波器模块商品例((株)NF 电路设计)

型 号	衰减陡度	截止(中心)频率范围			频率设定逻辑
DT-212	12dB/oct;(高通/低通) 6dB/oct(带通)	D 型	DC1 型	DC2 型	BCD3 位(最高位可达 15)
		160 kHz max.	1 Hz~1.599 kHz	100Hz~159.9 kHz	
DT-408	12dB/oct;×2 级(高通/低通) 6dB/oct×2 级(带通)	D 型		DC2 型	BCD2 位(最高位可达 15)
		基于外附电容器		1~159 kHz	
DT-208	12dB/oct;(高通/低通) 6dB/oct(带通)	D 型		DC2 型	BCD2 位(最高位可达 15)
		1.6 MHz max		10 kHz~1.59 MHz	
DT-5FL	相当于 60dB/oct 5 阶联立切比雪夫	1 型		2 型	3 位二进制
		10 Hz~2 kHz		100 Hz~20 kHz	

续表 3.2

型 号	衰减陡度	截止(中心)频率范围		频率设定逻辑
DT-6FL	相当于 80dB/oct 6 阶联立切比雪夫	1 型	2 型	3 位二进制
		10 Hz~2 kHz	100 Hz~20 kHz	
DT-8FL	相当于 130dB/oct	1 型	2 型	4 位二进制
		20 Hz~20 kHz	100 Hz~100 kHz	
OP-102	与 DT-212 组合 能够用逻辑信号设定频率的正弦波振荡用适配器频率:1Hz~100Hz, 失真率:0.01%、90°(相位滞后) 附输出端子			BCD3 位(基于 DT-212)



3.4.5 低失真率的双截型滤波器

与状态可调滤波器的结构相似的滤波器中,有一种如图 3.28 所示的双截型滤波器。与正反馈型滤波器和多重反馈型滤波器

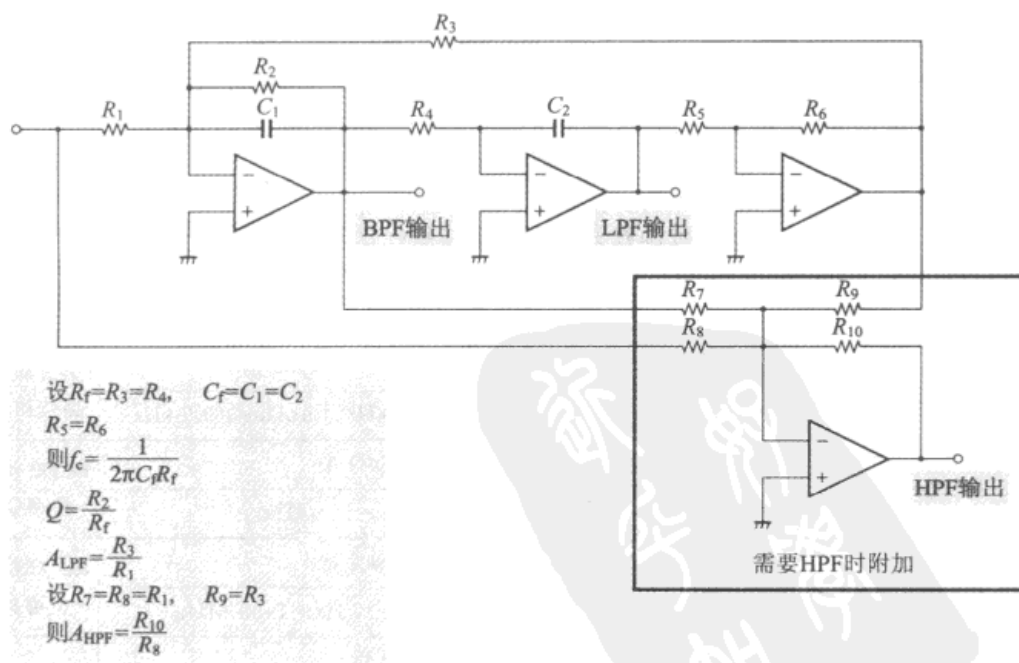


图 3.28 双截型滤波器的构成

相比较,它与状态可调滤波器一样可以降低元件灵敏度,是一种能够实现高 Q 值的滤波器,而且可以从 1 个电路同时取出 LPF、BPF 的输出,如果同时需要 HPF,可做成 4 个 OP 放大器的电路。这种双截型滤波器将所有 OP 放大器的“+输入”接地,所以与状态可调滤波器相比较,可望获得与多重反馈型滤波器同样低的失真率,这是它的特点。

遗憾的是,决定频率和 Q 值的元件相互有影响,这一点不如频率可调的通用滤波器。

3.5 带通滤波器的设计

3.5.1 将 LPF 与 HPF 级联

如图 3.29 所示,将低通滤波器(LPF)与高通滤波器(HPF)级联,就能够实现只允许特定频率范围通过的带通滤波器(BPF)。但是如果只是简单地级联起来,那么能够通过的频带就会变得很宽。

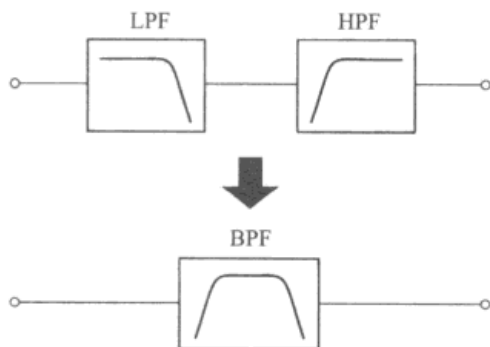


图 3.29 将 LPF 与 HPF 级联构成 BPF

在高频截止频率与低频截止频率之比很小,也就是要求 BPF 的通频带很窄的场合,如图 3.30 所示,通过将中心频率不同的 2 阶 BPF 电路级联,就能够实现衰减陡度更大的 BPF。

与其他滤波器一样,级联型 BPF 也有巴特沃斯特性、贝塞尔特性、切比雪夫特性,权衡平坦性、过渡响应特性以及衰减特性哪个更重要,选择相应的滤波器种类。

表 3.3 是各种特性的级联型 BPF 的归一化表。表中的增益 G 表示对因级联造成的增益降低的补偿增益。

构成级联型 BPF 的 2 阶 BPF 电路中,除前面介绍过的状态可调滤波器外,还可以使用图 3.29 所示的电路。

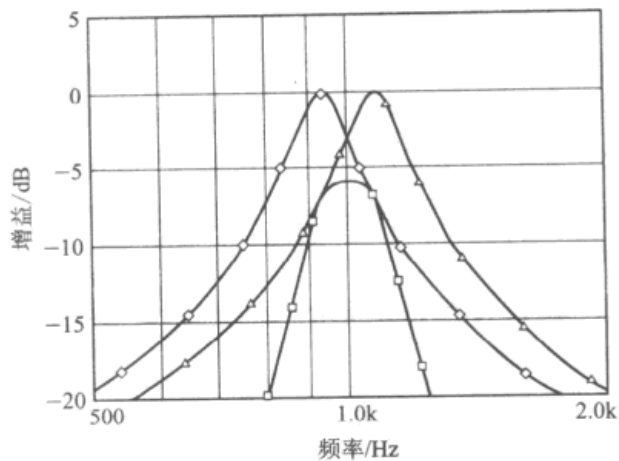


图 3.30 窄带宽带通滤波器的合成

表 3.3 级联型带通滤波器设计用归一化表

(a) 级联型巴特沃斯 BPF 的归一化表

实现的 BPF			各级的 f_0 与 Q				
阶数 n	Q_n	增益 G	$f_{01}(Q_1)$	$f_{02}(Q_2)$	$f_{03}(Q_3)$	$f_{04}(Q_4)$	$f_{05}(Q_5)$
2	2	2.046	0.8365(2.87)	1.1955(2.87)	—	—	—
	5	2.010	0.9316(7.09)	1.0734(7.09)	—	—	—
	10	2.003	0.9653(14.15)	1.0360(14.15)	—	—	—
3	2	4.190	0.8054(4.09)	1.2417(4.09)	1.0000(2.00)	—	—
	5	4.030	0.9170(10.04)	1.0905(10.04)	1.0000(5.00)	—	—
	10	4.007	0.9576(20.02)	1.0443(20.02)	1.0000(10.00)	—	—
4	2	8.512	0.9065(2.18)	1.1031(2.18)	0.7946(5.37)	1.2585(5.37)	—
	5	8.080	0.9623(5.42)	1.0392(5.42)	0.9118(13.12)	1.0967(13.12)	—
	10	8.018	0.9810(10.83)	1.0193(10.83)	0.9549(26.16)	1.0473(26.16)	—
5	2	17.294	0.8612(2.50)	1.1612(2.50)	0.7896(6.65)	1.2665(6.65)	1.0000(2.00)
	5	16.204	0.9428(6.19)	1.0607(6.19)	0.9094(16.25)	1.0997(16.25)	1.0000(5.00)
	10	16.053	0.9710(12.37)	1.0299(12.37)	0.9536(32.40)	1.0487(32.40)	1.0000(10.00)

(b) 级联型贝塞尔 BPF 的归一化表

实现的 BPF			各级的 f_0 与 Q				
阶数 n	Q_n	增益 G	$f_{01}(Q_1)$	$f_{02}(Q_2)$	$f_{03}(Q_3)$	$f_{04}(Q_4)$	$f_{05}(Q_5)$
2	2	1.370	0.8482(1.84)	1.1790(1.84)	—	—	—
	5	1.339	0.9380(4.54)	1.0661(4.54)	—	—	—
	10	1.335	0.9686(9.07)	1.0324(9.07)	—	—	—

续表 3.3

实现的 BPF			各级的 f_0 与 Q				
阶数 n	Q_n	增益 G	$f_{01}(Q_1)$	$f_{02}(Q_2)$	$f_{03}(Q_3)$	$f_{04}(Q_4)$	$f_{05}(Q_5)$
3	2	2.038	0.7739(1.97)	1.2922(1.97)	1.0000(1.51)	—	—
	5	1.929	0.9043(4.78)	1.1059(4.78)	1.0000(3.77)	—	—
	10	1.915	0.9511(9.53)	1.0515(9.53)	1.0000(7.54)	—	—
4	2	3.156	0.8977(1.48)	1.1140(1.48)	0.7293(2.13)	1.3711(2.13)	—
	5	2.878	0.9598(3.68)	1.0419(3.68)	0.8825(5.10)	1.1332(5.10)	—
	10	2.840	0.9798(7.36)	1.0206(7.36)	0.9395(10.14)	1.0644(10.14)	—
5	2	5.058	0.8267(1.47)	1.2096(1.47)	0.6907(2.23)	1.4478(2.23)	1.0000(1.33)
	5	4.385	0.9299(3.62)	1.0754(3.62)	0.8627(5.62)	1.1592(5.26)	1.0000(3.32)
	10	4.296	0.9646(7.22)	1.0367(7.22)	0.9289(10.44)	1.0766(10.44)	1.0000(6.64)

(c) 级联型切比雪夫(0.25dB)BPF 的归一化表

实现的 BPF			各级的 f_0 与 Q				
阶数 n	Q_n	增益 G	$f_{01}(Q_1)$	$f_{02}(Q_2)$	$f_{03}(Q_3)$	$f_{04}(Q_4)$	$f_{05}(Q_5)$
2	2	2.705	0.8356(3.62)	1.1968(3.62)	—	—	—
	5	2.633	0.9309(8.92)	1.0742(8.92)	—	—	—
	10	2.623	0.9649(17.8)	1.0364(17.8)	—	—	—
3	2	9.529	0.8052(6.69)	1.2420(6.69)	1.0000(3.27)	—	—
	5	9.164	0.9166(16.4)	1.0910(16.4)	1.0000(8.16)	—	—
	10	9.112	0.9574(32.7)	1.0445(32.7)	1.0000(16.3)	—	—
4	2	47.265	0.9081(4.46)	1.1013(4.46)	0.7945(11.0)	1.2586(11.0)	—
	5	44.883	0.9623(11.1)	1.0392(11.1)	0.9116(26.9)	1.0970(26.9)	—
	10	44.547	0.9810(22.2)	1.0194(22.2)	0.9547(53.7)	1.0474(53.7)	—
5	2	278.63	0.8631(6.23)	1.1586(6.23)	0.7896(16.6)	1.2665(16.6)	1.0000(4.98)
	5	261.26	0.9428(15.4)	1.0607(15.4)	0.9092(40.5)	1.0999(40.5)	1.0000(12.5)
	10	258.82	0.9710(30.8)	1.0299(30.8)	0.9535(80.7)	1.0488(80.7)	1.0000(24.9)

专栏 A

状态可调滤波器在低失真率振荡器中的应用

状态可调滤波器容易调整频率,产生的失真小,所以加上正反馈,并附加振幅控制电路(Auto Gain Control, AGC)后,就能够实现低失真率的振荡器。图 3. A 示出一例框图。

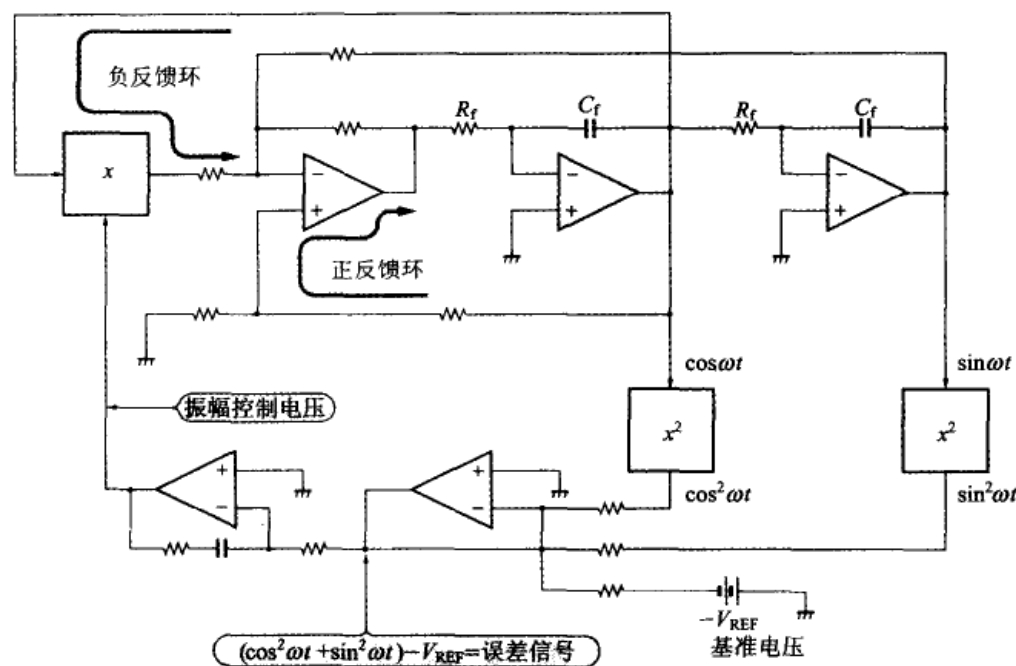


图 3.10 使用状态可调滤波器的低失真率振荡器

在一般的低失真率振荡器中,为了使振荡输出的振幅为一个定值而使用 AGC。不过为了检出加 AGC 后的输出振幅,对振荡输出检波后将其平均化,得到与输出振幅成比例的直流信号。这时,如果有脉动重叠在检波后的直流信号上,就会因 AGC 而产生失真。为了实现低失真率的振荡器,就必须使平均化所需要的时间常数变得非常长,在 100Hz 以下的场合,振幅达到一个定值所需要的时间变得不可忽略,对于振荡器来说这是不实用的。

在状态可调滤波器的场合,巧妙地使 BPF 的输出与 LPF 的输出相位相差 90° , 变成 $\cos$ 输出与 $\sin$ 输出。然后将两者导入平方电路进行合成,根据三角函数关系式,就得到

$$\cos^2 + \sin^2 = 1$$

上式表示求出 $\cos$ 输出与 $\sin$ 输出的平方和就能够得到持有振幅信息的直流。由于是不需要平均化的直流,所以即使在低频下也不需要等待相当长的时间就能够得到 AGC 所需的直流信号,这一点是非常重要的(实际上,由于运算误差会出现若干脉动,所以还需要时间常数短的平均化电路)。

利用状态可调滤波器时,能够实现响应速度快、频率可变的振荡器。

3.5.2 $Q=10$ 以下的 1 个 OP 放大器的多重反馈型 BPF

$Q=10$ 以下的 1 个 OP 放大器的多重反馈型 BPF 电路由用 1 个 OP 放大器构成,可以以更少的元器件数目实现 BPF。图 3.31 示出它的构成和计算式。但是这种电路是通过 Q 值来确定增益的,而且与 Q^2 成比例,电路缺乏柔性。一般来说,它的实用界限在 $Q=10$ 以下,而且

要求共振频率下 OP 放大器的开环增益也必须比 $2Q^2$ 大很多。

图 3.32 是对图 3.31 改良后的电路。这个电路的重要优点在于只追加了 1 个电阻就能够自由地设定增益,而且通过对这个追加电阻 (R_2) 的微小改变,就能够调整中心频率而不会对增益 A 和 Q 产生影响。

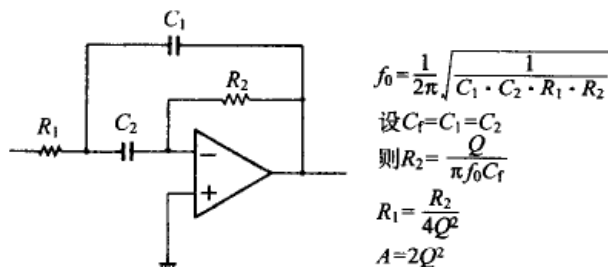


图 3.31 多重反馈型带通滤波器(1)

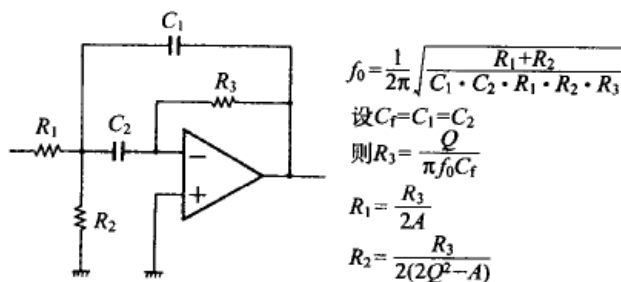


图 3.32 多重反馈型带通滤波器(2)

从该电路工作的稳定性来考虑,它的实用界限在 $Q=10$ 以下。当 BPF 为级联时,如图 3.32 所示,由于中心频率的准确度十分重要,所以能够在不影响增益 A 与 Q 的情况下调整中心频率是它的突出优点。

3.5.3 中心频率为 1kHz, $Q=5$ 的带通滤波器

现在设计使用图 3.32 电路的中心频率为 1kHz、 $Q=5$ 、增益=1 的巴特沃斯 2 级接续的 BPF。其电路构成如图 3.33 所示。实际制作的时候,给 R_2 和 R_5 连接微调用的半可变电阻,进行中心频率的调整。

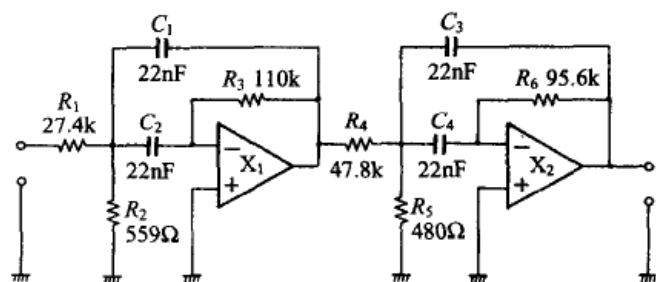
因为是 2 阶巴特沃斯 BPF,所以首先由表 3.3(a)选择:

$$f_{01} = 0.9316, \quad f_{02} = 1.0734, \quad Q_1 = Q_2 = 7.09,$$

$$\text{增益 } G_1 = 2.010$$

在第一级进行电路增益的补偿。第一级的参数取为:

$$f_{01} = 931.6 \text{ Hz}, \quad Q_1 = 7.09, \quad \text{增益 } G_1 = 2.010$$

图 3.33 中心频率为 1kHz, $Q=5$ 的巴特沃斯 BPF

所有电容器的值取为 22nF, 则有

$$R_3 = \frac{7.09}{\pi \times 931.6 \text{ Hz} \times 22 \text{ nF}} = 110.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_3}{2 \times 2.010} = 27.39 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_3/2}{2 \times 7.09^2 - 2.010} = 558.7 \Omega$$

接着确定第二级的参数, 由于

$$f_{02} = 1.0734 \text{ kHz}, \quad Q_2 = 7.09, \quad \text{增益 } G_2 = 1$$

所以

$$R_6 = \frac{7.09}{\pi \times 1.0734 \text{ kHz} \times 22 \text{ nF}} = 95.57 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{R_6}{2 \times 1} = 47.78 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = \frac{R_6/2}{2 \times 7.09^2 - 1} = 480.0 \Omega$$

用以上参数对频率特性的模拟结果示于图 3.34 中。

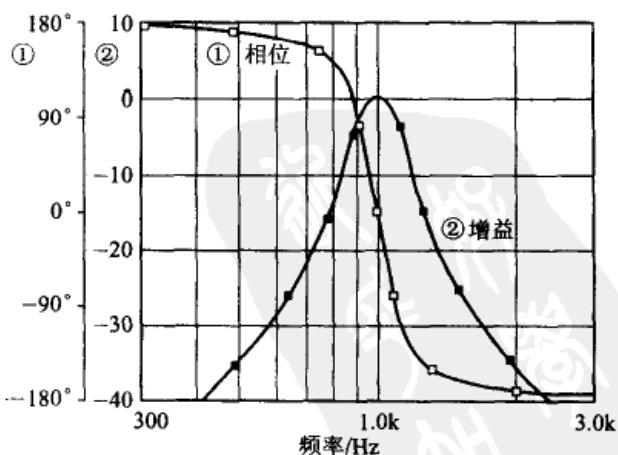


图 3.34 图 3.33 电路的增益-相位-频率特性的模拟结果

3.5.4 2 个放大器的高 Q 值 BPF

图 3.35 是一种使用 2 个 OP 放大器能够实现更高 Q 值的 BPF, 是 2 级放大器型, 也叫做 DABP (Dual Amp Band Pass Filter, DABP)。这个电路中实用的 Q 值大约可达 100。

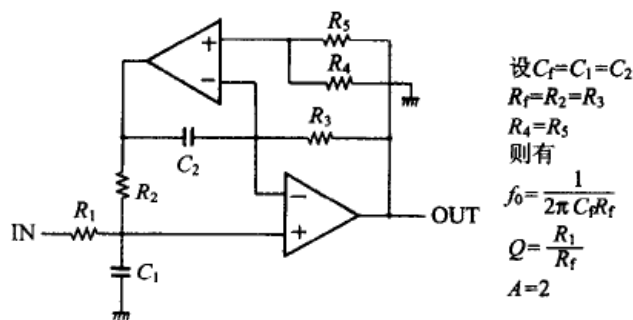


图 3.35 2 级放大器型(DABP)带通滤波器

但是这个电路的增益与 Q 值无关, 是 2。如果希望增益低于 2, 与多重反馈型 BPF 的情况一样, 可以使用图 3.36 那样的电路。

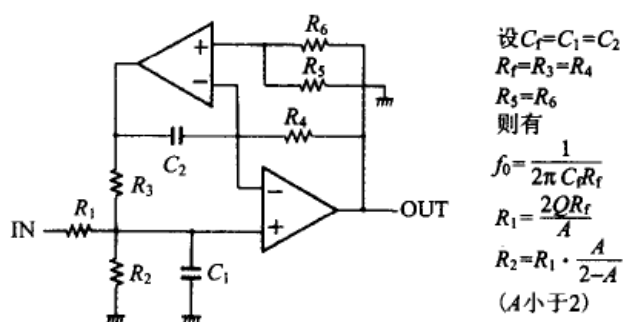


图 3.36 $A=2$ 以下的 2 级放大器型(DABP)带通滤波器

这个 DABP 使用了 2 个 OP 放大器, 成本似乎有些高。但是如果使用 2 电路输入的 OP 放大器, 那么使用的元件数目比状态可调型的还少, 对于实现窄带宽——尖锐的 BPF 来说是一种有用的电路。

在调整时, 先用图 3.35 中的 R_2 进行频率微调, 然后用 R_1 调整 Q 值, 这样就可以使频率与 Q 值之间没有相互影响, 独立地进行调整。

DABP 还有一个特性, 就是当 2 个 OP 放大器的带宽相等时 Q 值的变动会减小。通过选用 2 个输入特性一致的 OP 放大器, 可以期待在高频范围也具有良好的特性。

3.5.5 能够用于评价 OP 放大器噪声的带宽 100Hz 的 BPF

下面实际设计能够对 OP 放大器之类进行噪声评价的 BPF, 它的中心频率是 1kHz、带宽为 100Hz。

在进行 OP 放大器噪声评价的场合, 可能的话, 甚至希望有 1Hz 的带宽。不过对于 1kHz 的中心频率来说, 在 1Hz 带宽下要实现 Q 值达到 1000, 这对于有源 BPF 来说是非常困难的。

但是 OP 放大器的中部噪声是白噪声。从这种噪声的性质来看, 噪声大小与频率带宽的平方根成比例。所以, 如果设中心频率 1kHz、带宽为 100Hz 的噪声电压为 1/10, 就可以换算为 1Hz 的噪声电压。

图 3.37 是设计的 BPF 的构成。电容器全采用容量为 33nF、容量误差在 1% 以内的元件。电阻取值按照 E24 系列, 将误差在 1% 以内电阻组合, 使计算值误差在 1% 以内。

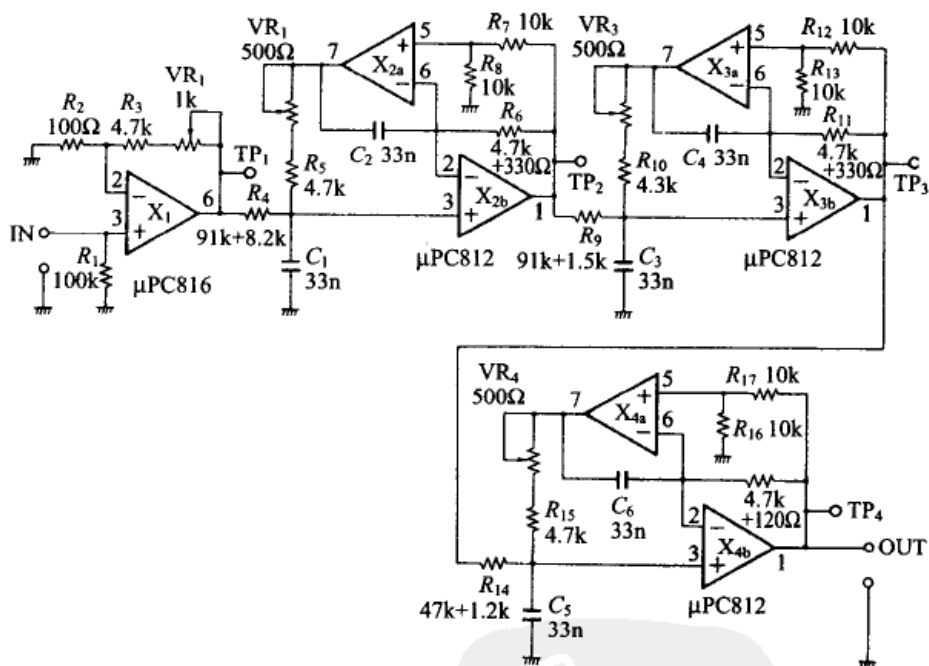


图 3.37 使用 DABP 的中心频率为 1kHz、 $Q=10$ 的巴特沃斯 BPF

首先由表 3.3(a) 求归一化值, 各级的中心频率和 Q 值如下:

第一级 $f_{01}=0.9576\text{kHz}$, $Q_1=20.02$

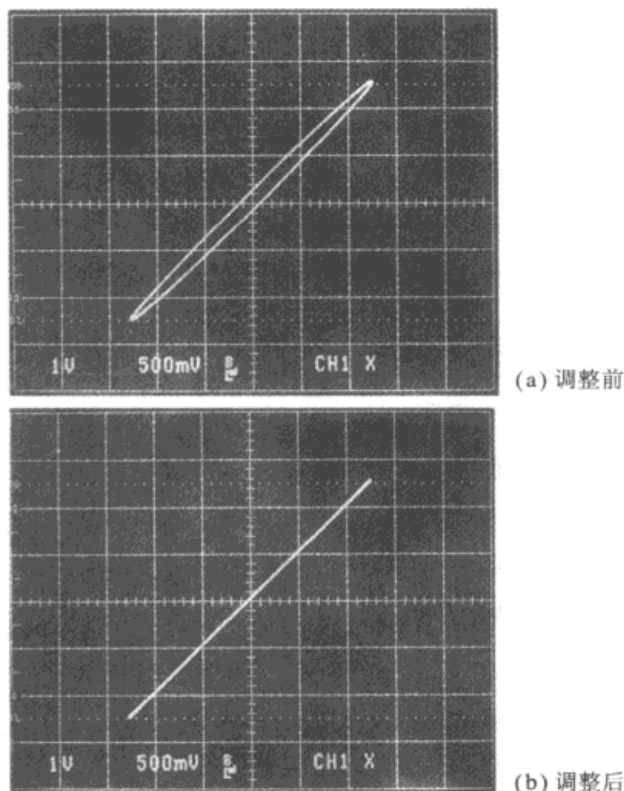
第二级 $f_{02}=1.0443\text{kHz}$, $Q_2=20.02$

第三级 $f_{03}=1.0000\text{kHz}$, $Q_3=10$

由于增益补偿是 4.007, 各级的增益为 2, 所以初级设计为低噪声放大器, 其增益约为 50 倍。通过调整 VR_1 使最后的总增益达到 100。

在级联 BPF 的场合,如果各级的中心频率有误差,通频带就会有波动。所以,各级分别设计有半可变电阻,以便准确地调整中心频率。各级 BPF 中心频率处输入、输出的相位为 0° 。

第一级对中心频率进行调整时,给输入端加 $f_{01}=957.6\text{Hz}$ 的信号。为了准确调整相位,示波器采用 X-Y 模式,表示 TP_1 和 TP_2 的李沙育波形。调整的情况如照片 3.1 所示。具体来说,旋转 VR_2 使波形从(a)调整到(b)。



照片 3.1 李沙育波形

同样,在第二级给输入端加 $f_{02}=1.0443\text{kHz}$ 的信号,在第三级给输入端加 $f_{03}=1\text{kHz}$ 的信号,分别调整 VR_3 与 VR_4 。

图 3.38 是调整后的频率特性。可以看出很好地实现了 100dB 以上的衰减特性。 -3dB 点的带宽相对于理论值扩展了大约 3% 。

图 3.39 是 1kHz 的失真特性。可以看出失真也是非常小的。

可是在 BPF 中,即使因噪声成分而输入过大的信号,由于 BPF 的作用其输出波形也没有失真,不过存在着难以发现 BPF 饱和的危险性。实际使用时,为了监视 OP 放大器工作过程中的输出电压 (TP_1),应该附加检测过大信号的电路。

照片 3.2 是将 1kHz 的正弦波信号作为 50 波形单音脉冲信号

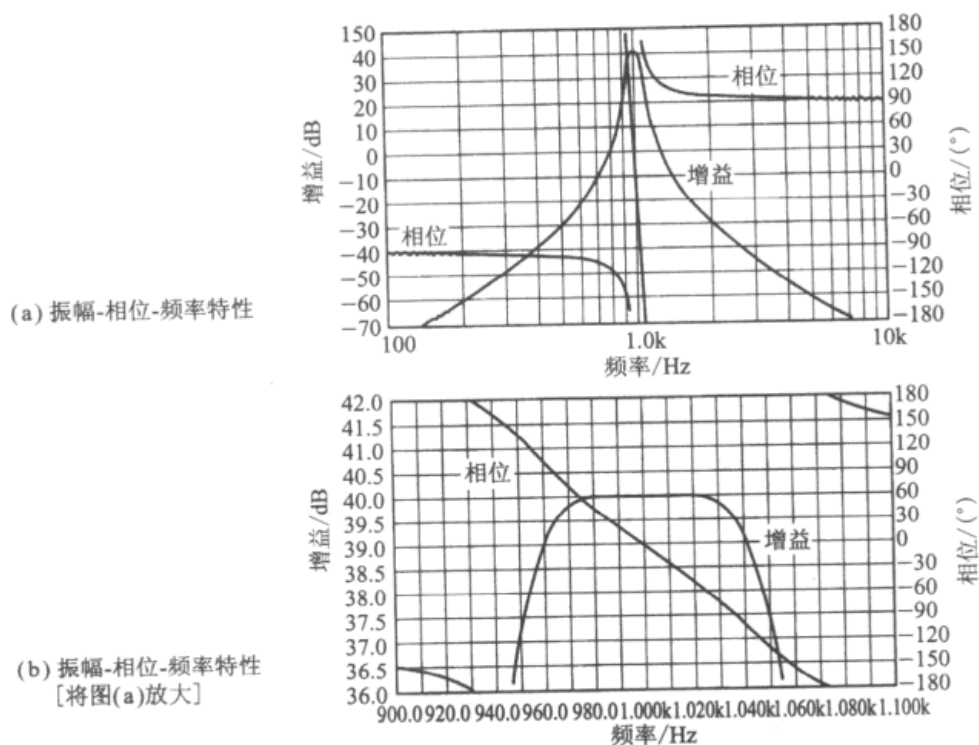
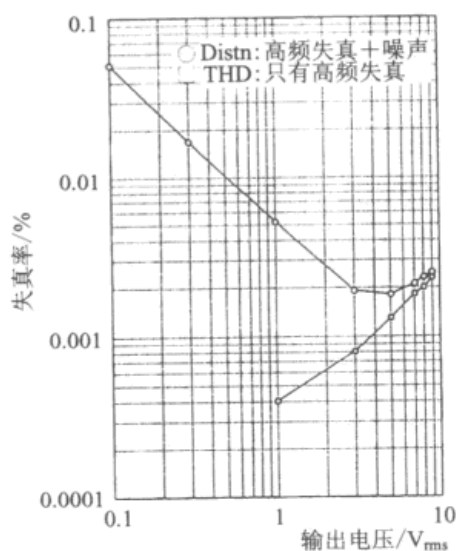
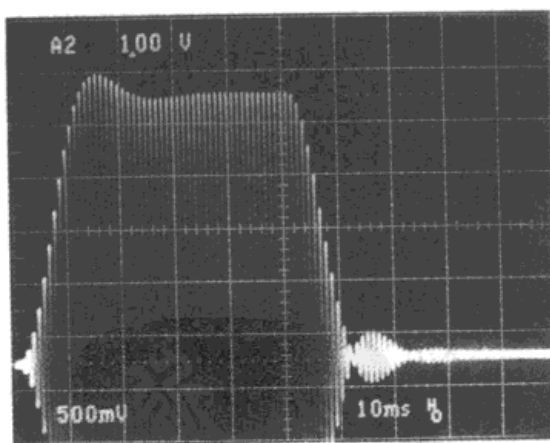


图 3.38 图 3.37 电路的特性(实测值)

图 3.39 DABP 1kHz BPF 的
失真-输出电压特性照片 3.2 1kHz 正弦波短脉冲群
信号的响应波形

输入时的输出响应波形。因为这种滤波器是最优先考虑通频带的平坦性的巴特沃斯特性,所以过渡特性产生起伏。另外,在下降特性中信号一旦变为 0 后会再次产生小的凸起,形成很有趣的形状,

如果追寻上升与下降的包络线的形状,可以直观地看到形状是相同的。

第4章还将介绍基于LC的BPF。这种响应波形的包络线特性与截止频率为50Hz的3阶巴特沃斯LPF的阶跃响应波形形状相同。

3.6 带阻滤波器的设计

当电源频率或时钟频率混入信号中时,往往希望只除去特定的频率。这时使用的滤波器叫做带阻滤波器(Band Elimination Filter, BEF),或者噪声滤波器(Notch Filter)。

3.6.1 使用BPF的带阻滤波器

带通滤波器(BPF)是只允许特定信号频率通过的滤波器,如图3.40所示,如果从输入信号中减去BPF的输出信号就变成阻止特定频率的滤波器。就是说,变成给前面介绍过的BPF电路追加一个减法器的电路。这时,如果使用能使BPF的输出相位反转的电路形式,那么只要原封不动地进行加法运算就可以了,这样就使电路变得很简单。

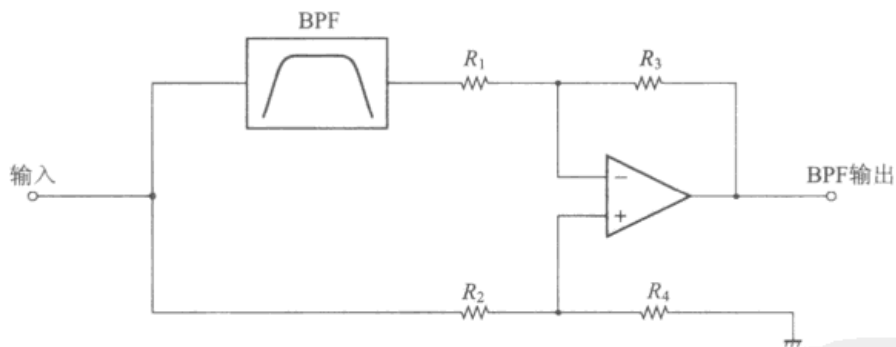


图 3.40 减去 BPF 形成 BEF

图3.41是使用多重反馈型BPF的带阻滤波器BEF电路。由于BEF需要除去的频带(带宽)非常狭窄,如果所使用的RC元件有微小的误差就会导致衰减量的恶化。因此,衰减特性要利用半可变电阻器进行调整。对于交流信号来说则需要对相位和振幅这两个要素进行调整。

图3.41的电路中,VR₂、VR₁分别是振幅和相位调整用的半

可变电阻器。在加上希望除去的频率信号后,交替地进行调整使输出为最小。用示波器的 X-Y 模式监视这时的输入、输出就可以看得很清楚。如图 3.42 所示,调整相位时使椭圆变窄,最后成为一条直线。在这种状态下,再调整振幅使直线倾斜到平,输出信号就消失。

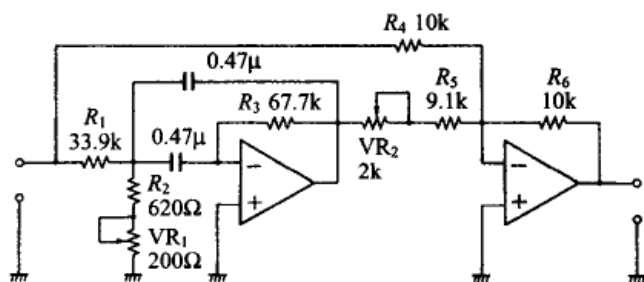


图 3.41 使用多重反馈 BPF 的 50Hz BEF, $Q=5$



图 3.42 BEF 的输入输出李沙育波形(输入:X,输出:Y)

图 3.43 是改变 Q 值时的衰减特性。 Q 值越大,谷变得越狭窄,对其他频率的影响就越小。不过微小的频率变化就会使衰减量变小。

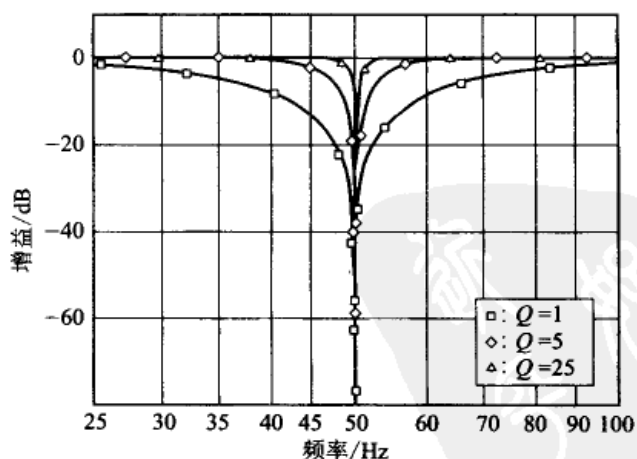


图 3.43 图 3.41 的电路中 Q 为 1、5、25 时的振幅-频率特性

BEF 经常用于除去电源频率(交流噪声)。交流噪声不是单一的基波频率,还含有 2 倍、3 倍的频率成分。特别是在电源全波整流波形影响较大的场合多含有 2 倍波,电源变压器漏磁通影响显著的场合多含有 3 倍波。根据电源情况的不同,BEF 也要必须与 2 次、3 次频率相对应,采用多个级联。

3.6.2 测量失真用的双 T 陷波滤波器

测量放大器的失真时也使用 BEF。在与 BPF 组合构成 BEF 的场合,会受到 BPF 自身失真的影响,这对于低失真测量是不利的。这种情况下使用的滤波器如图 3.44 所示,叫做双 T 陷波滤波器。失真测量系统的构成如图 3.45 所示。滤波器除去的是基波成分,所以振幅大。用双 T 电路除去这个基波成分,变成小信号后再加到 OP 放大器上,因此 OP 放大器中发生的失真变小了。

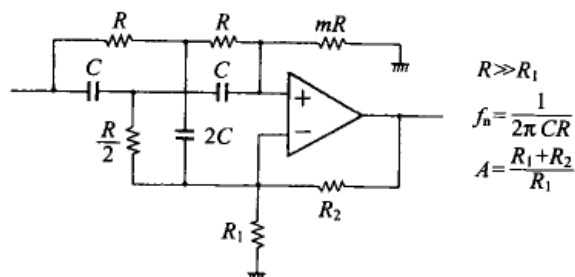


图 3.44 双 T 陷波滤波器的构成

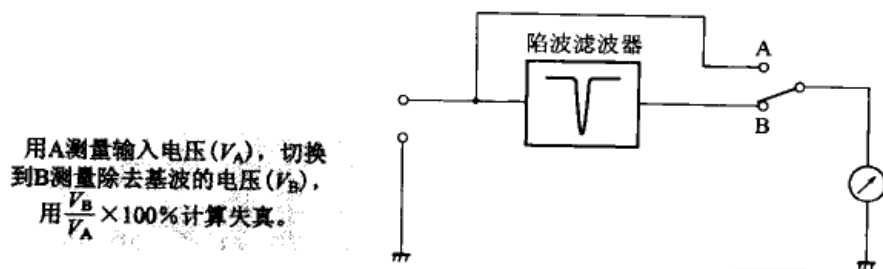


图 3.45 失真测量系统

图 3.46 是图 3.44 的电路中双 T 陷波滤波器的系数 m 值从 1 变化到 2 时频率特性的模拟结果。在测量失真的场合,2 阶和 3 阶的响应特性很重要。取 m 值为 1.6 时,可使误差减小在 0.5dB 以内。

图 3.47 是固定频率(1kHz)用的测量失真用的 BEF 电路。各级陷波滤波器对于高次谐波具有 20dB 的增益。通过选择各级的输出,使满量程为 10%、1%、0.1%。

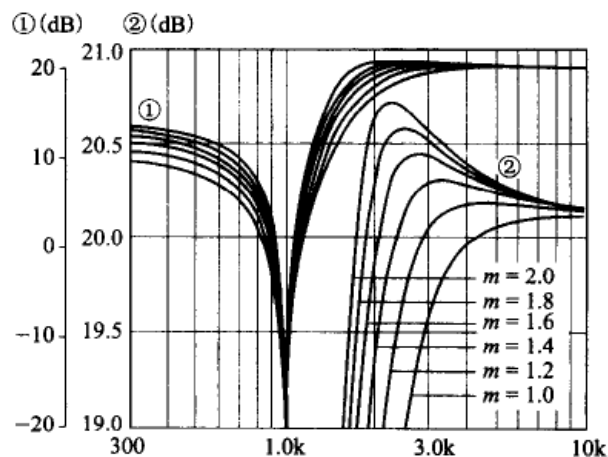


图 3.46 改变图 3.44 中双 T 陷波滤波器电路的 m 值时的模拟结果(②是①的放大曲线)

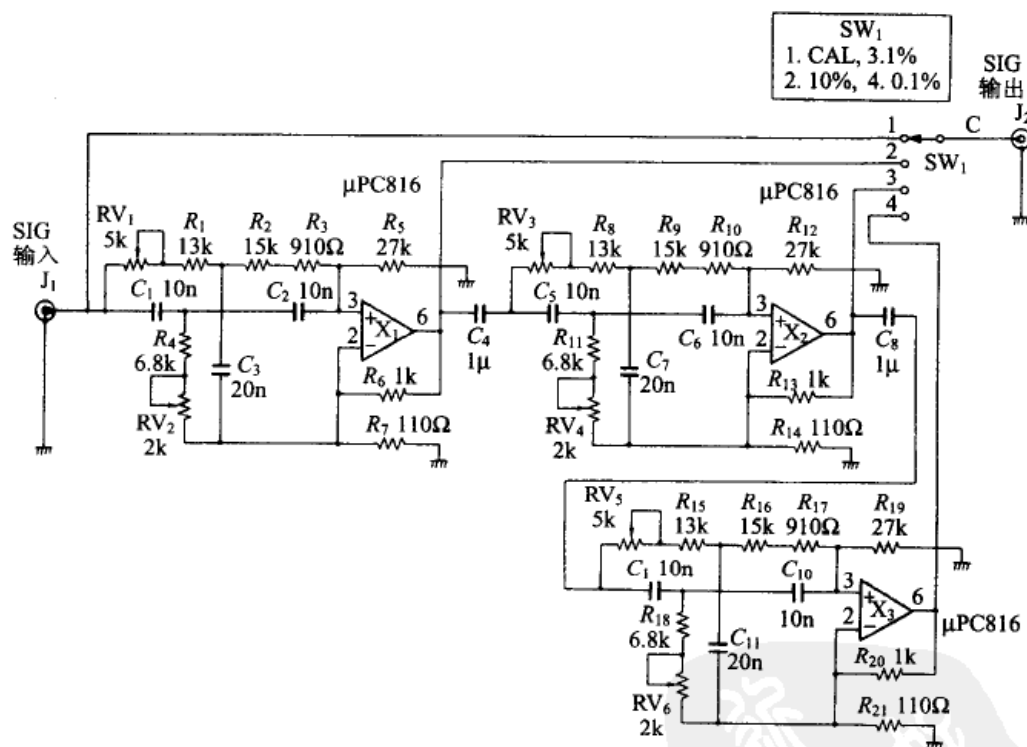


图 3.47 测量失真用的 1kHz BEF 电路

这个电路没有调谐的必要,所以把输出接到交流电压表上,只要计算出直接通过时与使用陷波滤波器时之比,就能够测量出直到 0.001% 的谐波失真。另外,如果将这个输出接到频谱分析仪上,甚至能够观测到 -120dB 的各次谐波。

附录 有源滤波器设计用的归一化表

通过前人的努力已经基本完成了滤波器特性的理论解析。但是从基础知识起做全面的介绍需要很大的篇幅和大量的数学式,在本书中无法做到这些。

这里仅就第3章设计有源滤波器时使用的表3.1和表3.3的归一化表的产生原委,利用S平面,通过图示作简单而形象的说明。

1. S平面(复频率平面)

滤波器理论中首先需要理解的就是表现复频率的S平面。

如果用三角函数来表现正弦波电压,即

$$E = \cos \omega t \quad (1)$$

用指数形式表示时,就是

$$E = e^{j\omega t} \quad (2)$$

如果用复数替代这个 $j\omega t$, 即 $s = \sigma + j\omega$, 则有

$$E = e^s = e^\sigma + e^{j\omega t} \quad (3)$$

这时,令X轴为 σ ,Y轴为 $j\omega$,就构成图3.48所示的S平面。

式(3)表明,当 $\sigma > 0$ 时振幅随时间增大, $\sigma = 0$ 时振幅为一定值, $\sigma < 0$ 时振幅随时间减少。

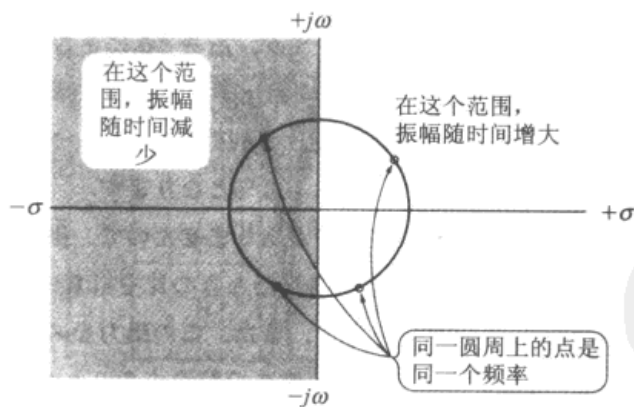
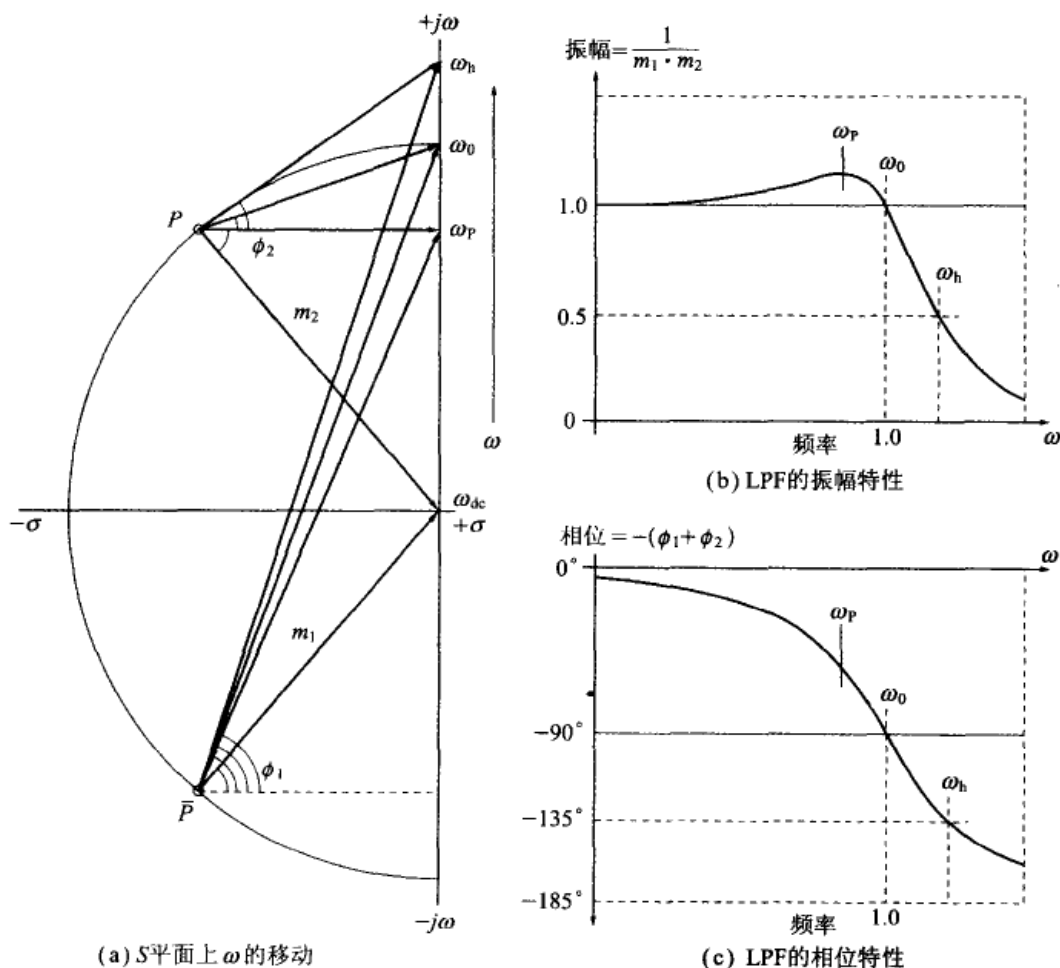


图 3.48 S平面

在振幅随时间增大的S平面的右半部分,电路非常不稳定,所以滤波器理论中使用的是S平面的左半部分。另外,同一圆周上的点其频率是相同的。

如果用 S 平面来表示 2 阶 LPF, 就是图 3.49 所示那样。与两个极点相对应的工作点的频率等于零, 就是说这是直流原点, 随着频率的提高虚数轴上升。这时从极点到工作点的矢量长度可以表示振幅, 矢量的角度可以表示相位。



ω_{dc} : 直流 ω_P : 凸峰频率 ω_0 : 截止频率 ω_h : 高频衰减频率

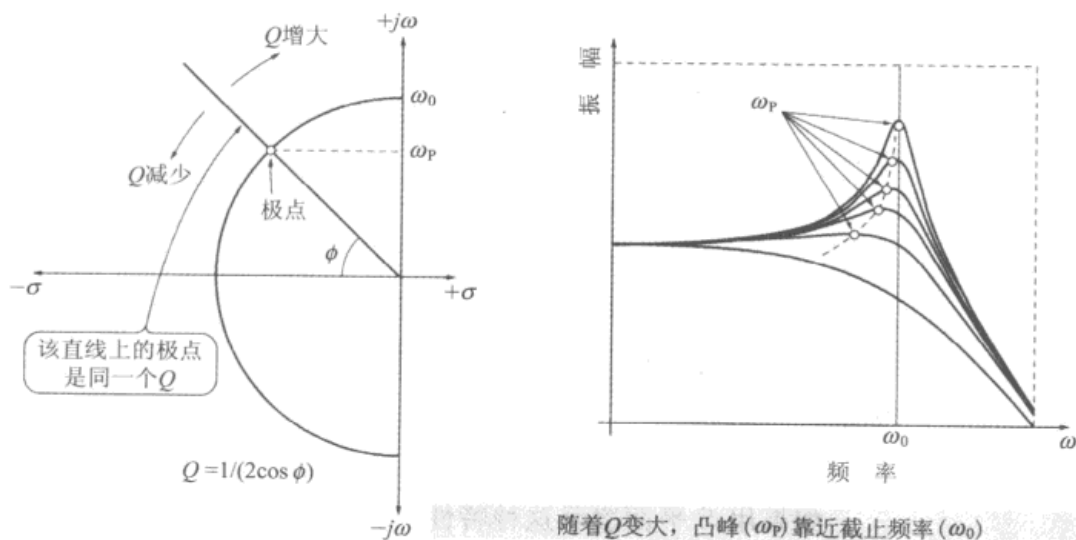
图 3.49 S 平面上 LPF 的动作

如图 3.50 所示, 在归一化频率的单位圆上设极点、描述振幅的场合, 角度 ϕ 越大, 振幅特性产生的凸峰越高。这个角度与 Q 值之间具有如下的关系:

$$Q = 1/2\cos\phi \quad (4)$$

2. 巴特沃斯特性

巴特沃斯特性的特征是通频带的振幅特性最宽。LPF 中振幅特性用式(5)表示:

图 3.50 S 平面与 Q

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (5)$$

式中, n 为阶数。

如果用 S 平面表示这个特性, 如图 3.51 中 $[\cdot]$ 所示, 是在单位圆周上, 角度由式(6)决定的点定为极点。

$$\sin\left(\frac{2k-1}{2n}\right) \times 180^\circ + j\cos\left(\frac{2k-1}{n}\right) \quad (k=1, 2, \dots, n) \quad (6)$$

因此, 通过单位圆周上, 也就是同一截止频率处不同的 Q 的组合就能够实现巴特沃斯特性。

计算巴特沃斯特性在各阶极点的角度, 就形成如表 3.4 所示的那样。由此用式(4)计算出 Q 值, 就是本书中的表 3.1(a)。

表 3.4 巴特沃斯特性极点的角度

2 阶	$\pm 45.0^\circ$		
3 阶	0.0°	$\pm 60.0^\circ$	
4 阶	$\pm 22.5^\circ$	$\pm 67.5^\circ$	
5 阶	0.0°	$\pm 36.0^\circ$	$\pm 72.0^\circ$
6 阶	$\pm 15.0^\circ$	$\pm 45.0^\circ$	$\pm 75.0^\circ$
7 阶	0.0°	$\pm 25.7^\circ$	$\pm 51.4^\circ$ $\pm 77.1^\circ$
8 阶	$\pm 11.3^\circ$	$\pm 33.8^\circ$	$\pm 56.3^\circ$ $\pm 78.8^\circ$

3. 切比雪夫特性

切比雪夫特性的特点是通频带有一定的波动, 而衰减特性非

常陡峭。LPF 中的振幅特性如下:

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)} \quad (7)$$

式中

$$C_n(\omega) = \cos n \arccos \omega \quad (\omega \leq 1 \text{ 时})$$

$$C_n(\omega) = \cosh n \operatorname{arch} \omega \quad (\omega > 1 \text{ 时})$$

ω 是决定波动幅度的参数, 则

$$\text{波动幅度 (dB)} \alpha = 20 \log(\sqrt{1 + \epsilon^2}) \quad (8)$$

所以

$$\epsilon = \sqrt{10^{\alpha/10} - 1}$$

如果用 S 平面表示这种特性, 如图 3.51 的 [°] 所示, 极点在短轴为 a 、长轴为 b 的椭圆上。这个椭圆越是细长, 衰减特性越陡峭, 不过波动也会变大。所以, 切比雪夫特性的滤波器也叫做椭圆滤波器。

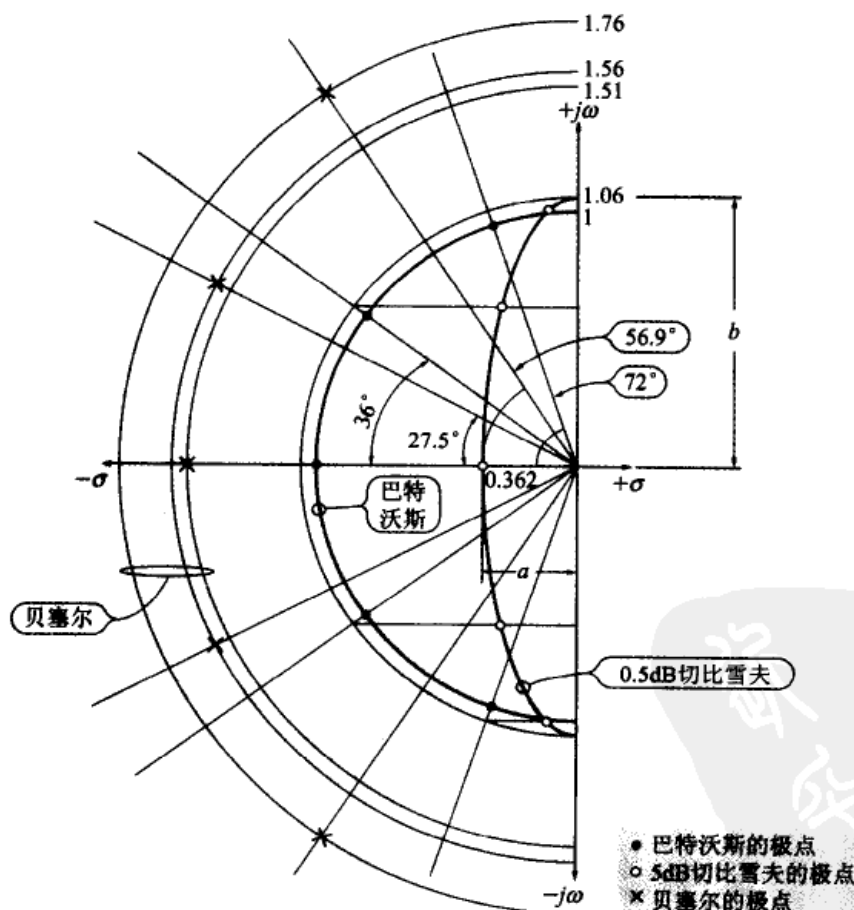


图 3.51 各种 5 阶 LPF 的极点位置

a 和 b 的值可以由阶数 n 和波动参数 ϵ 所构成的式(9)求得:

$$\nu = \frac{1}{2n} \arccos h \frac{\epsilon^2 + 2}{\epsilon^2} \quad (9)$$

$$a = \sinh \nu$$

$$b = \cosh \nu$$

4. 贝塞尔特性

由于贝塞尔特性没有相位失真,所以即使输入方波也不产生波动和上冲。LPF 中的振幅特性由式(10)给出:

$$|T(j\omega)| = \frac{k_n}{D_n(j\omega_c)} \quad (10)$$

式中 D_n ——贝塞尔多项式;

$$D_1(s) = 1 + s;$$

$$D_2(s) = 3 + 3s + s^2;$$

$$D_3(s) = 15 + 15s + 6s^2 + s^3;$$

⋮

$$D_n(s) = (2n-1)D_{n-1}(s) + s^2 D_{n-2}(s);$$

k_n —— $D_n(s)$ 的参数项。

用表达式表示归一化表过于复杂,这里省略。图 3.51 中的 [×]即是用 S 平面比较贝塞尔的极点位置。



第 4 章

LC 滤波器的设计

4.1 LC 滤波器概述

4.1.1 LC 滤波器在 10kHz 以上的使用价值高

能够使用 LC 滤波器的频率范围非常宽,从几十赫一直到集中参数的极限——300MHz。但是在音频范围——低频范围,由于 LC 滤波器的体积大,而且线圈的价格也高,所以直到现在仍然是以第 3 章所介绍的有源滤波器为主流。

在低频范围,LC 滤波器留给人们的强烈印象是由于价格高而落后于时代。但是当截止频率提高到 10kHz 以上时,与有源滤波器相比较,LC 滤波器在体积、价格以及特性方面的优势在扩大。特别是因为它不需要电源,在节省电力方面具有突出的优势。

影响 LC 滤波器应用的主要障碍是线圈和电容器的参数值比较特殊。也就是说,不能使用标准元件,所用的元件是特别订制的。特别是难以购买到线圈,订制时需要有一定的交货期,如果数量少则价格更高。所以,当需要使用 LC 滤波器时,往往采用连同设计在内一起交给厂家制作的方法。但是,在对性能有特别要求的场合,设计者如果常备有制作线圈的铁心和绕线架,自己绕制线圈,用 RLC 测量仪表选择电容器,就能够在短时间内制作出在任意截止频率下特性都比较陡峭的滤波器。另外,如果是阶数较低的低通滤波器或高通滤波器,也可以用市售的标准品——微型电感进行简单的设计。

所以对于从事电路设计-制作的技术人员来说,LC 滤波器的设计、制作也是一种必须掌握的技术、技能。

关于滤波器使用的 LC 元件,将在第 6 章详细介绍。

4.1.2 利用归一化表和模拟器使设计变得简单

有关滤波器的专业书籍会从原理开始进行详细说明,并给出大量复杂的数学表达式。这些对于数学基础较差的学习者来说比较难以接受,往往是敬而远之。但是对于不从事滤波器的研究而只进行设计工作的人来说,并不需要这些复杂的数学式。

一般来说,LC 滤波器的设计与第3章介绍过的有源滤波器相同,如果需要选择与目的相适应的滤波器特性(巴特沃斯、切比雪夫等),并根据必要的衰减量确定阶数,那么可以由预先准备好的归一化表简单地计算出元件的数值。

表4.1是LC低通滤波器的归一化表。表4.1(a)是3阶滤波器的值;表4.1(b)是5阶滤波器的值。表4-1也可以用于高通滤波器和带通滤波器。用电路模拟器对这样求得的数值进行特性的确认,就完成了LC滤波器的设计。

使用电路模拟器的优点不仅能够方便地确定设计值,而且还很容易求得元件误差引起特性的变化、过渡响应特性以及群延迟特性等。

如果专门从事模拟电路方面的工作,那么电路模拟器无论如何是不可缺少的。

表 4.1 LC 低通滤波器的归一化表

(a)3 阶 LC 低通滤波器的归一化值

π 型	T 型	贝塞尔	巴特沃斯	切比雪夫	联立切比雪夫
C_1	L_1	0.337	1.000	1.633	1.519
L_2	C_2	0.971	2.000	1.436	1.465
C_2	L_2	—	—	—	0.0259
C_3	L_3	2.203	1.000	1.633	1.519

(b)5 阶 LC 低通滤波器的归一化值

π 型	T 型	贝塞尔	巴特沃斯	切比雪夫	联立切比雪夫
C_1	L_1	0.174	0.618	1.505	1.399
L_2	C_2	0.507	1.618	1.444	1.441
C_2	L_2	—	—	—	0.0352
C_3	L_3	0.804	2.000	2.405	2.240
L_4	C_4	1.111	1.618	1.444	1.371
C_4	L_4	—	—	—	0.0934
C_5	L_5	2.258	0.618	1.505	1.344

4.1.3 LC 滤波器的两种类型

LC 滤波器的构成类型有图 4.1 所示的 π 型和 T 型两种。无论怎么连接都可以得到相同的特性, T 型的特点是在阻止频率下的输入阻抗大, 而 π 型的特点则是输入阻抗小。

所以, 用 OP 放大器驱动含有阻止频率成分多的信号时, T 型 LC 滤波器的负载比较轻。

另外, 在 LC 滤波器中, L (线圈) 的价格比 C (电容器) 高, 而且体积比较大, 所以往往选用 L 数目少的电路结构。

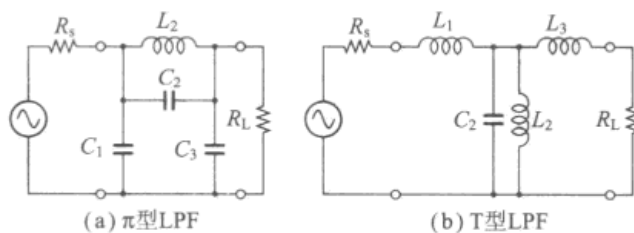


图 4.1 LPF 的两种类型(与表 4.1 对应)

4.2 LC 滤波器的设计

4.2.1 低通 LC 滤波器的设计

图 4.2 是用 5 阶 LC 滤波器设计典型的低通滤波器贝塞尔特性、巴特沃斯特性、切比雪夫特性以及联立切比雪夫电路。

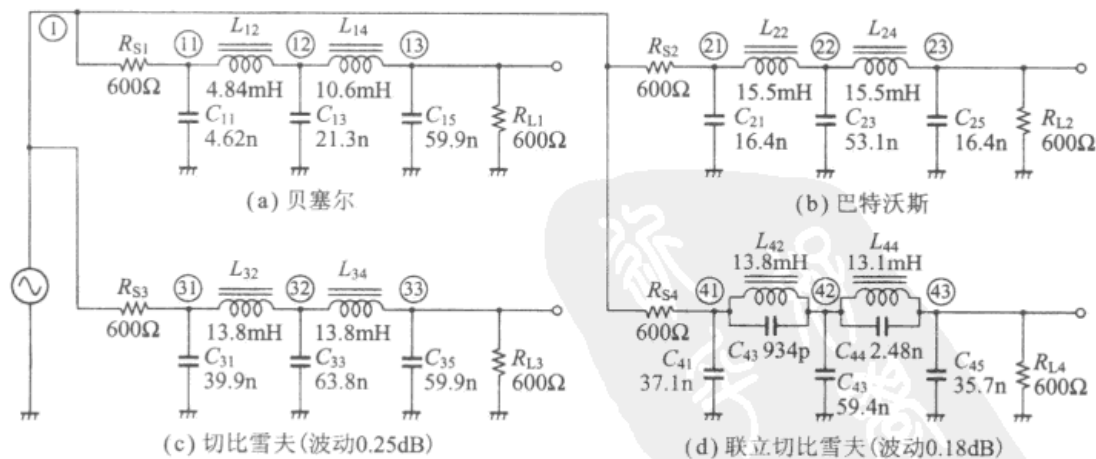


图 4.2 典型特性的 5 阶 LC 低通滤波器的设计

(截止频率: 10kHz, 输入输出阻抗: 600 Ω)

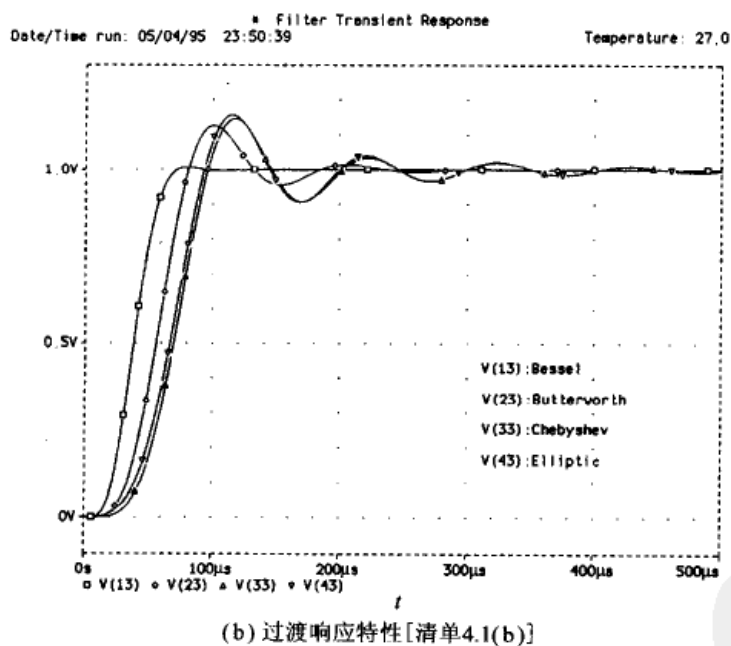
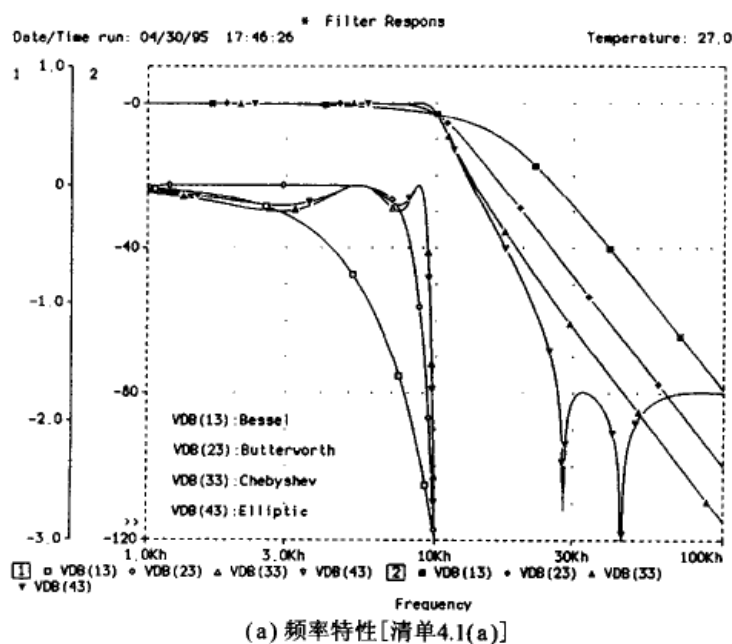


图 4.3 5 阶 LC 低通滤波器的特性

4.2.2 归一化表的使用方法

求低通滤波器(LPF)的参数时要使用前面的归一化表。不过实际的 C 和 L 值需要将输入输出阻抗和截止频率代入下式求得。

例如,图 4.2 的 5 阶贝塞尔 LPF 的参数要使用表 4.1(b)用下式求出:

$$C_n = K_n \times \frac{1}{2\pi FR}$$

$$L_n = K_n \times \frac{R}{2\pi F}$$

式中 K_n ——归一化值；

F ——截止频率；

R ——输入输出阻抗。

如果 $F = 10\text{kHz}$, $R = 600\Omega$, $C = 1/(2\pi FR)$, $L = R/(2\pi F)$, 则得到

$$C_{11} = C \times 0.174 = 4.62\text{nF}$$

$$C_{13} = C \times 0.804 = 21.3\text{nF}$$

$$C_{15} = C \times 2.258 = 59.9\text{nF}$$

$$L_{12} = L \times 0.507 = 4.84\text{mH}$$

$$L_{14} = L \times 1.111 = 10.6\text{mH}$$

就这样,即使没有掌握比较高深的理论,如果有了表 4.1 的归一化表,很容易就能进行滤波器的设计。由于可以方便地利用计算机进行模拟,所以这些工作可以在很短的时间内完成。

关于高阶滤波器的设计,参考本书最后列举的参考文献,也能够很容易地进行各种 LC 滤波器的设计。

但是,实际使用的线圈和电容器并不会呈现出理想的特性。如果没有关于元器件的基本知识和实际经验,就很难对制作出的滤波器特性以及所允许的误差做出准确的判断。

4.2.3 由低通滤波器(LPF)变换为高通滤波器(HPF)

设计高通滤波器时,可以改变一下表 4.1 的设计方法。

下面进行由 LPF 向 HPF 的变换。

如图 4.4 所示,将 L 变换为 C ,将 C 变换为 L 之后,乘以归一化值的倒数。例如,现在将巴特沃斯特性的 5 阶 T 型 LPF 变换为 HPF。

令 $F = 10\text{kHz}$, $R = 600\Omega$, $C = 1/(2\pi FR)$, $L = R/(2\pi F)$, 则得到

$$C_1 = C \times (1/0.618) = 42.9\text{nF}$$

$$L_2 = L \times (1/1.618) = 5.9\text{mH}$$

$$C_3 = C \times (1/2.000) = 13.3\text{nF}$$

$$L_4 = L \times (1/1.618) = 5.9\text{mH}$$

$$C_5 = C \times (1/0.618) = 42.9\text{nF}$$

用这个设计值对 LPF 和 HPF 进行模拟的结果示于图 4.5。
可以看出 LPF 与 HPF 的 -3dB 处都是 10kHz。

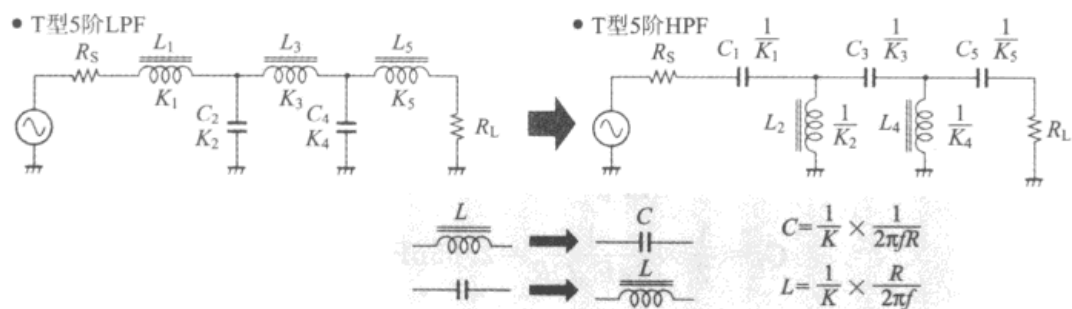


图 4.4 由 LPF 变换为 HPF

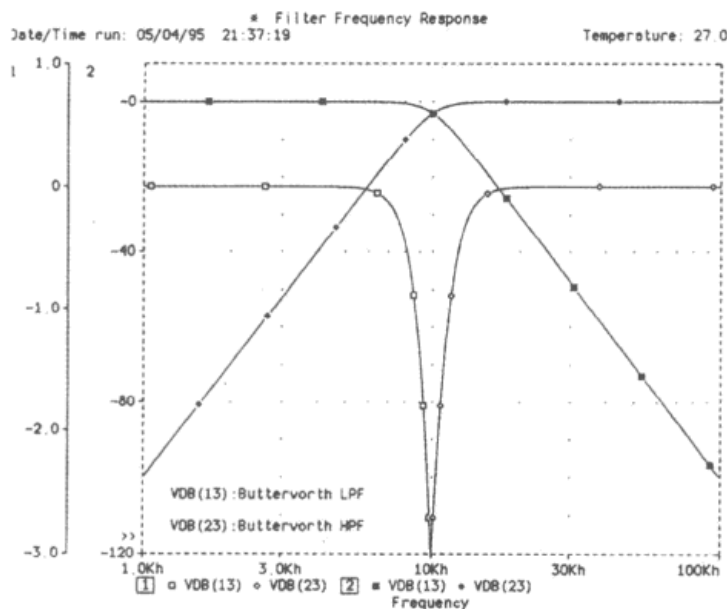


图 4.5 巴特沃斯 LPF 和 HPF 的模拟结果

(下面的曲线是放大的曲线)

4.2.4 变换为带通滤波器(BPF)

对于 BPF 来说,可以如图 4.6 所示进行元件的变换。

如果只看数学式,BPF 中好像只要通频带窄就能提高 Q 值,但是实际的线圈中有浮游电容和损耗。另外,设计的 L 值有时是不可能制作出的,所以不能实现比较大的 Q 值。

也与频率和使用的线圈有关,不过一般实用的 Q 值大多是在几十以下。

例如,由表 4.1 将 3 阶 π 型巴特沃斯特性的 LPF 变换为

BPF。

令 $F_m = 10\text{kHz}$, $BW = 2\text{kHz}$, $Q = 5$, $R = 600\Omega$, 则得到

$$L_1 = \frac{1}{1} \times \frac{R}{2\pi F_m Q} = 1.91\text{mH}$$

$$C_1 = 1 \times \frac{Q}{2\pi F_m R} = 133\text{nF}$$

$$L_2 = 2 \times \frac{QR}{2\pi F_m} = 95.5\text{mH}$$

$$C_2 = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2\pi F_m QR} = 2.65\text{nF}$$

$$L_3 = \frac{1}{1} \times \frac{R}{2\pi F_m Q} = 1.91\text{mH}$$

$$C_3 = 1 \times \frac{Q}{2\pi F_m R} = 133\text{nF}$$

分别设计贝塞尔特性、巴特沃斯特性以及切比雪夫特性的 BPF, 其模拟的结果示于图 4.7 中。图 4.7(a) 是振幅-频率特性; 图 4.7(b)~(d) 是过渡响应特性。与 LPF 一样, 衰减特性陡峭的是切比雪夫特性; 过渡特性优良的是贝塞尔特性; 通频带特性最平坦, 中心频率有微动时电平变动小的是巴特沃斯特性。

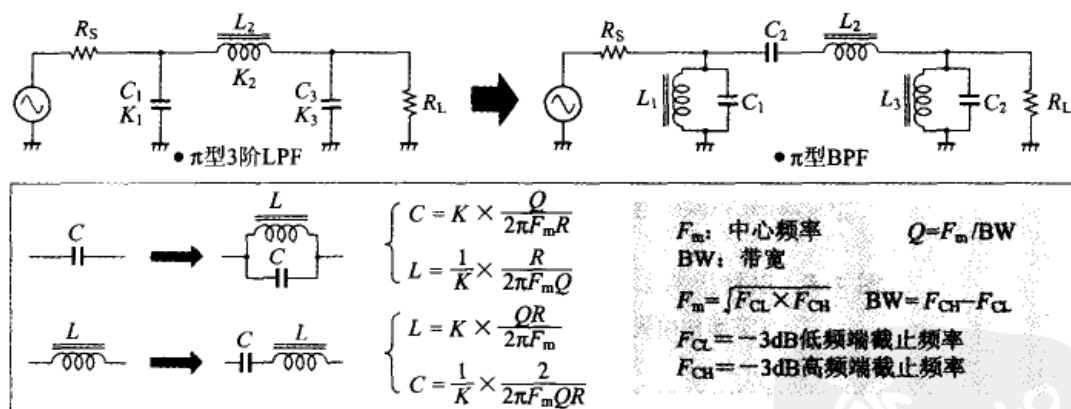
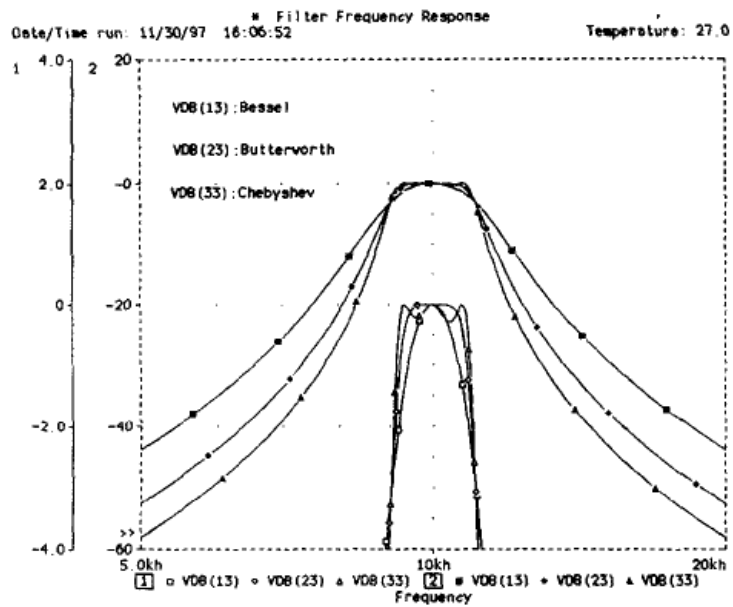
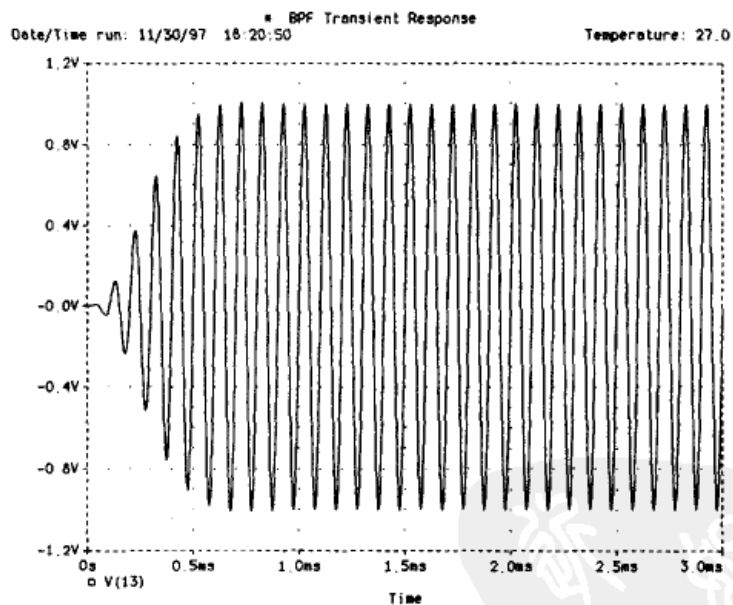


图 4.6 由 LPF 变换为 BPF

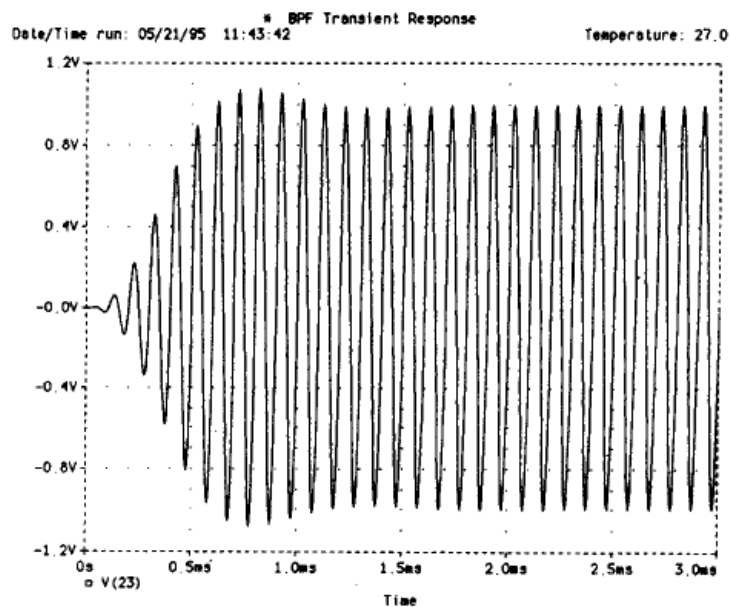


(a) 频率特性

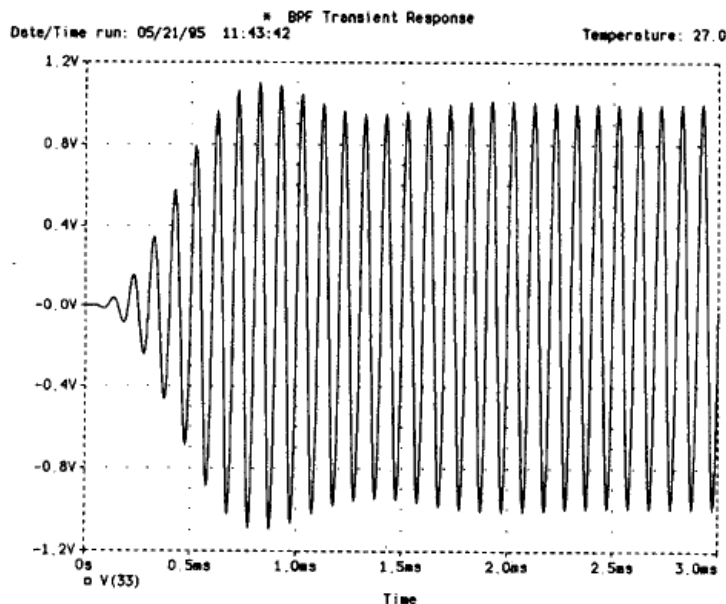


(b) 贝塞尔BPF的过渡特性

图 4.7 3 阶 LC BPF 的特性



(c) 巴特沃斯BPF的过渡特性



(d) 切比雪夫BPF的过渡特性

图 4.7 3 阶 LC BPF 的特性(续)

专栏 B

函数台式计算机的应用

正如本书中所介绍的那样,电路设计中经常使用电路模拟器。但是,函数台式计算机由于小而轻便,在电子电路的设计与调整中也非常有用。

本人近年来经常使用数字式有记忆功能的 fx-4500P。

现在记忆的数学式有下面 11 个。在时常数的计算方面不仅对于滤波

器,就是在放大器相位补偿或有浮游电容影响的情况下,也可以很容易地求得必要的参数。

公式	所求的参数
(1) $(AB)/(A+B)$	并联合成电阻值 P
(2) $(PB)/(B-P)$	并联电阻值 A
(3) $1/(2\pi RC)$	RC 电路的 F
(4) $1/(2\pi RF)$	RC 电路的 C
(5) $1/(2\pi FC)$	RC 电路的 R
(6) $R/(2\pi L)$	RL 电路的 F
(7) $R/(2\pi F)$	RL 电路的 L
(8) $2\pi FL$	RL 电路的 R
(9) $1/(2\sqrt{LC})$	LC 电路的 F
(10) $1/[(2\pi)^2 F^2 C]$	LC 电路的 L
(11) $1/[(2\pi)^2 F^2 L]$	LC 电路的 C

只有 1 个不满意之处,就是调出数学式比较麻烦。

卡西欧有什么办法吗?

4.2.5 BPF 的带宽越窄响应越慢

BPF 的带宽越窄过渡响应越慢,它的包络线的过渡响应与带宽为其 1/2 的 LPF 的过渡响应相同。图 4.8 是这种情况的模拟结果。带宽为 2kHz 的 3 阶巴特沃斯 BPF 的包络线过渡响应与截

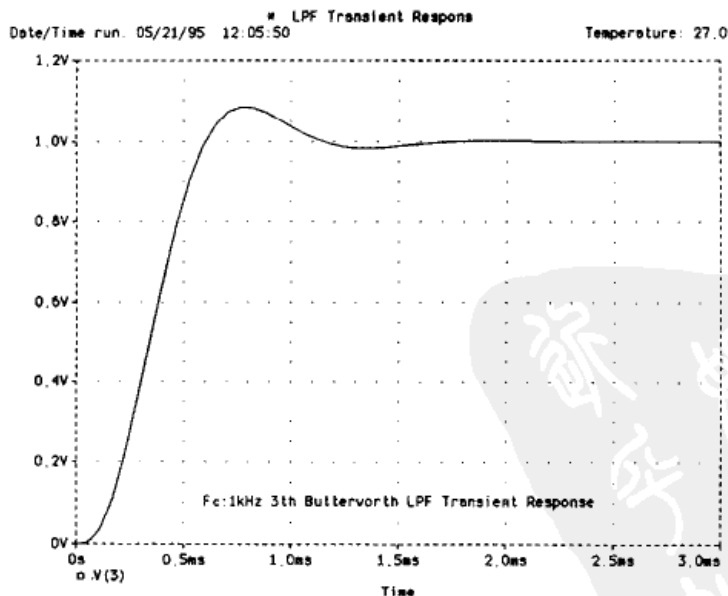


图 4.8 3 阶巴特沃斯 LPF($F_c:1\text{kHz}$)的过渡响应特性

止频率为 1kHz 的 3 阶巴特沃斯 LPF 的过渡响应基本相同。

另外,在观察 BPF 的过渡响应时,可以利用电路模拟器 PSpice 加深理解。但是在 PSpice 的 TRAN 命令下,如果没有指定最大步进值往往会得到错误的结果(参看清单 4.2 和图 4.9)。

清单 4.2 模拟 BPF 过渡响应的 PSpice 表

BPF Transient Response				C22	21	22	2.65N
*				L22	22	23	95.5M
.TRAN 1U 3M 0 1U ← 最大步进值				C23	23	0	133N
*				L23	23	0	1.91M
VIN 1 0 SIN(0 2V 10KHZ)				RL2	23	0	600
*				*			
* Bessel				* Chebyshev			
RS1	1	11	600	RS3	1	31	600
C11	11	0	44.7N	C31	31	0	217N
L11	11	0	5.67M	L31	31	0	1.17M
C12	11	12	5.46N	C32	31	32	3.69N
L12	12	13	46.4M	L32	32	33	68.6M
C13	13	0	292N	C33	33	0	217N
L13	13	0	0.867M	L33	33	0	1.17M
RL1	13	0	600	RL3	33	0	600
*				*			
* Butterworth				*			
RS2	1	21	600	.PROBE V(1) V(13) V(23) V(33)			
C21	21	0	133N	*			
L21	21	0	1.91M	.END			

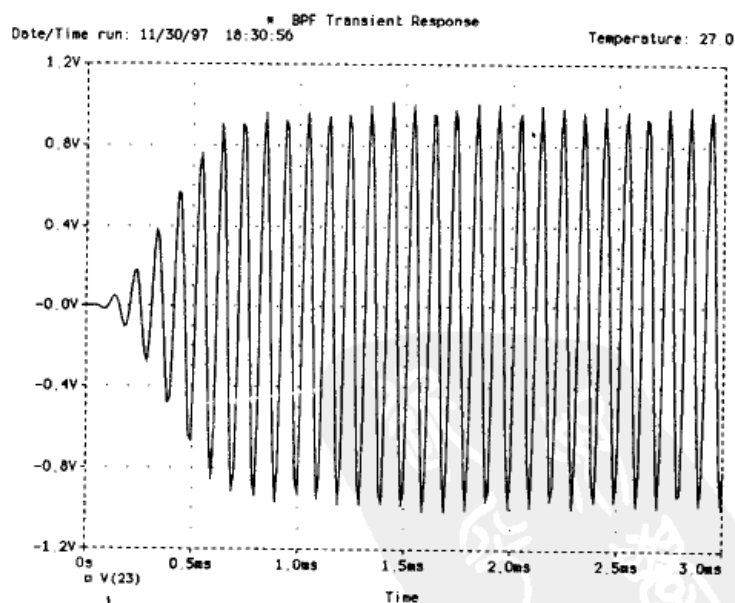


图 4.9 没有指定最大步进值时的 3 阶巴特沃斯 BPF 的过渡响应特性[与图 4.7(c)比较]

为了正确、熟练地使用电路模拟器,必须熟悉有关模拟对象的相关知识,并且要对模拟结果进行细致的分析和准确的判断。对于模拟器的功能及使用方法不能囫圇吞枣,必须清楚它的优、缺点。

4.3 LC 滤波器的实验制作

4.3.1 附有 5 阶低通滤波器的前置放大器

这里试制处理音频信号用的附有 LPF 的前置放大器。LPF 具有巴特沃斯特性,是由电感量相同的 2 个电感器构成的 5 阶 LC 滤波器。

设计的要求是截止频率为 25kHz,输入输出阻抗定为能够用 OP 放大器直接驱动的 600Ω 。

利用前面的表 4.1 计算 LC 的值,结果示于图 4.10 中。但是,这种计算是以使用磁屏蔽的微型电感为前提的,所以必须采用符合 E12 系列电感量的线圈商品。

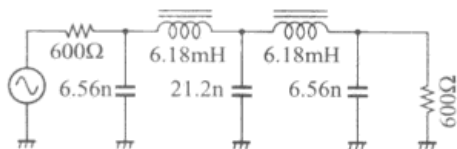


图 4.10 5 阶巴特沃斯 LPF(f_c :25kHz, R :600 Ω)

计算得到电感值是 6.18mH,所以取最接近的 E12 系列值为 6.8mH。按照 6.8mH 电感值计算出的输入输出阻抗值约为 660 Ω 。在这个条件下再次算出 LC 的值,如图 4.11 所示。

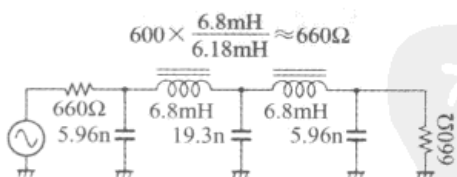


图 4.11 用 E12 系列的 L 值再设计 5 阶巴特沃斯 LPF(f_c :25kHz, R :660 Ω)

清单 4.3 是元件含有误差时模拟特性分散性时使用的表。假设电阻、电容器、电感器的误差分别为 1%、5%、10%,图 4.12 示出

模拟的结果。

清单 4.3 模拟元件误差的影响

25kHz 5th LPF	RL	4	0	RLOD	660
*	*				
* 25kHz 5th LPF	.MODEL RSRC RES(R=1 DEV 1%)				
*	.MODEL C1ST CAP(C=1 DEV 5%)				
.AC DEC 100 10K 100K	.MODEL L2ND IND(L=1 DEV 10%)				
*	.MODEL C3RD CAP(C=1 DEV 5%)				
VIN 1 0 AC 2	.MODEL L4TH IND(L=1 DEV 10%)				
*	.MODEL C5TH CAP(C=1 DEV 5%)				
RS 1 2 RSRC 660	.MODEL RLOD RES(R=1 DEV 1%)				
C1 2 0 C1ST 5.93N	.MC 50 AC VDB(4) YMAX LIST OUTPUT ALL				
L2 2 3 L2ND 6.8M	*				
C3 3 0 C3RD 19.2N	.PROBE VDB(4)				
L4 3 4 L4TH 6.8M	*				
C5 4 0 C5TH 5.93N	.END				

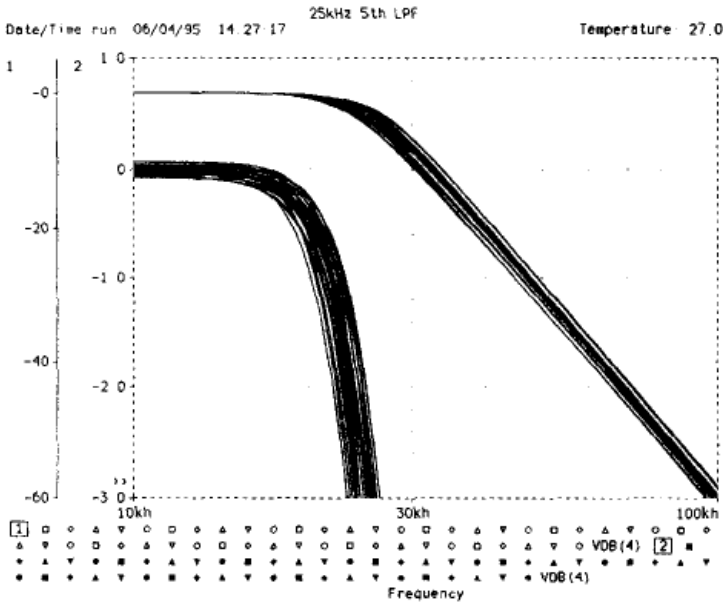


图 4.12 元件误差引起 5 阶 LPF 特性分散性的模拟

图 4.13 是附有 LPF 的前置放大器的电路图。LPF 部分是就 E24 系列的电阻值与 E12 系列的电容器值组合使用的。

电路总增益为 40dB,OP 放大器由 2 级构成。第一级按 30dB 增益使用低噪声/低漂移 OP 放大器 μ PC816,第二级含有 LPF 增益的补偿,按 16dB 增益使用。

由于第二级是输出部分,所以使用对电容性负载性能稳定的 OP 放大器 μ PC815。

图 4.14 是所试制电路的增益-相位-频率特性。大体上与理论

值一致,在 25kHz 处衰减为 -3dB ,在 100kHz 处约为 -60dB 。

图 4.15 是测得的失真-输出电压特性。很遗憾,它算不上是低失真,而且越接近截止频率失真越大。为了进一步减小失真,有必要再次对成为 OP 放大器负载的 LPF 的阻抗和所使用的微型电感仔细斟酌后再选定。

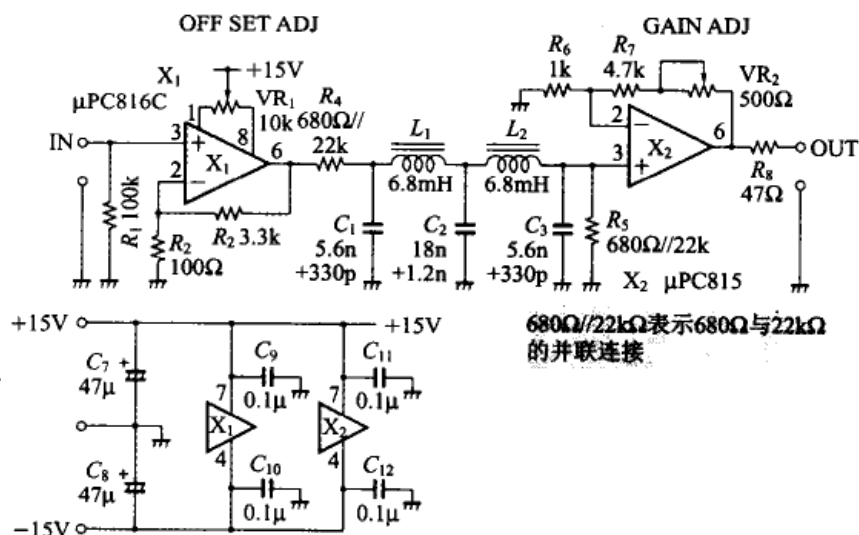


图 4.13 附有 25kHz 5 阶 LPF 的音频前置放大器

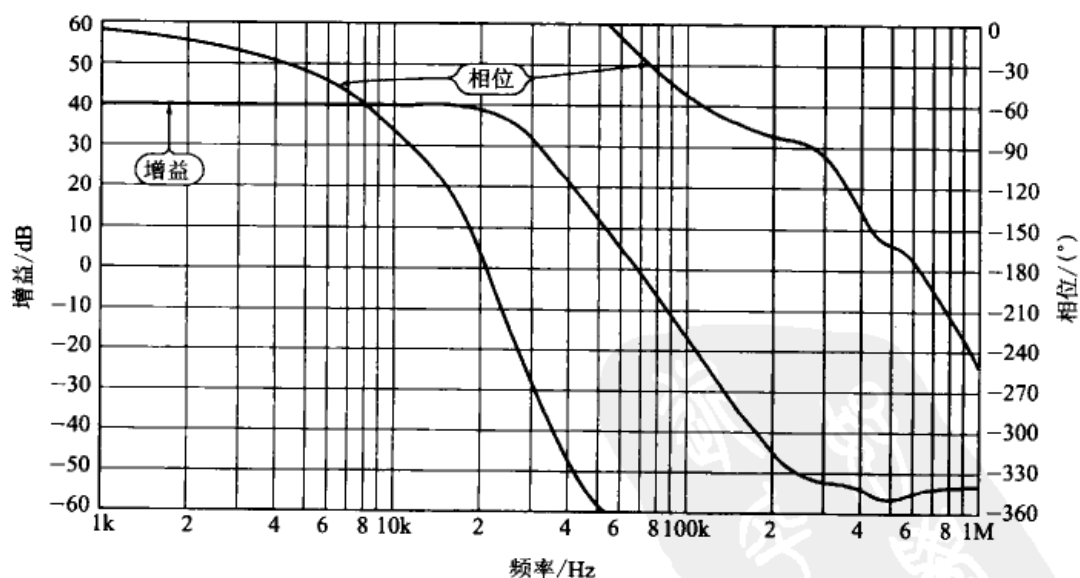


图 4.14 试制的前置放大器的增益-相位-频率特性

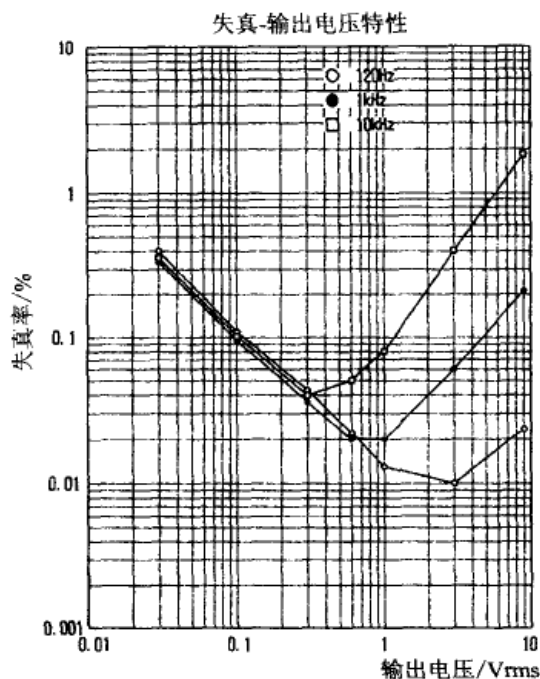


图 4.15 试制的前置放大器的失真-输出电压特性

4.3.2 巴特沃斯 BPF 的试制

图 4.16 是中心频率为 1MHz、带宽为 200kHz、阻抗为 50Ω 的巴特沃斯 LC 带通滤波器(BPF)的设计例子。它是一个使用元件少的简单电路。在这个电路中,电容器选用频率特性优良的温度补偿型叠层陶瓷电容器,电感器选用方形线圈。图 4.17 是模拟的结果。图 4.18 是假设电阻器、电容器和电感器都含有 2% 误差时的分散性模拟结果。

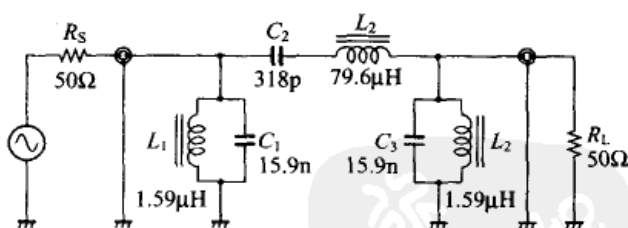


图 4.16 中心频率为 1MHz、带宽为 200kHz 的巴特沃斯 BPF

不同用途的要求有所不同。不过为了获得比较满意的分散性,叠层陶瓷电容器 5% 的误差太大了。应该用 RLC 测量仪表进行筛选。

方形线圈是在 10K 型线圈架上绕 15 匝,调整铁心使电感量为 $1.59\mu\text{H}$;在 10DS 型线圈架上绕 42 匝,调整铁心使电感量为

79.6 μ H。

图 4.19 是实际试制的 BPF 的振幅-相位-频率特性。插入损耗约 2dB。可以看出特性还是很好的。

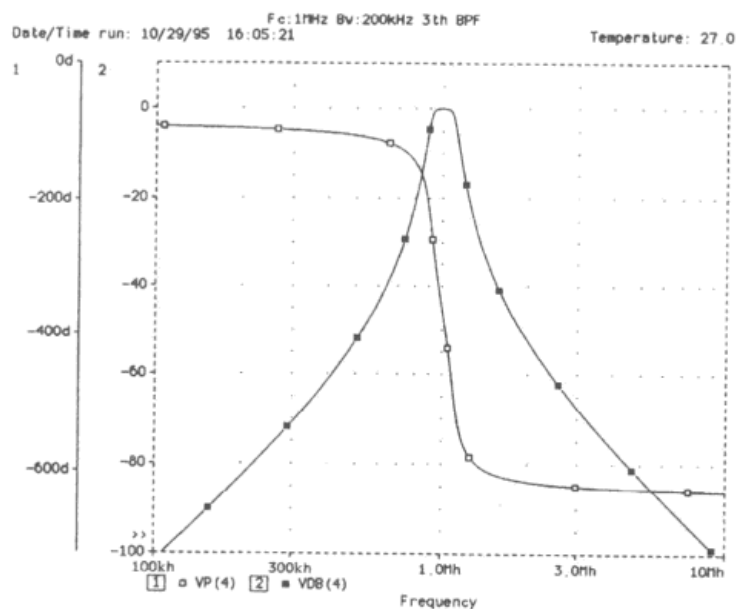


图 4.17 巴特沃斯 BPF 的模拟结果

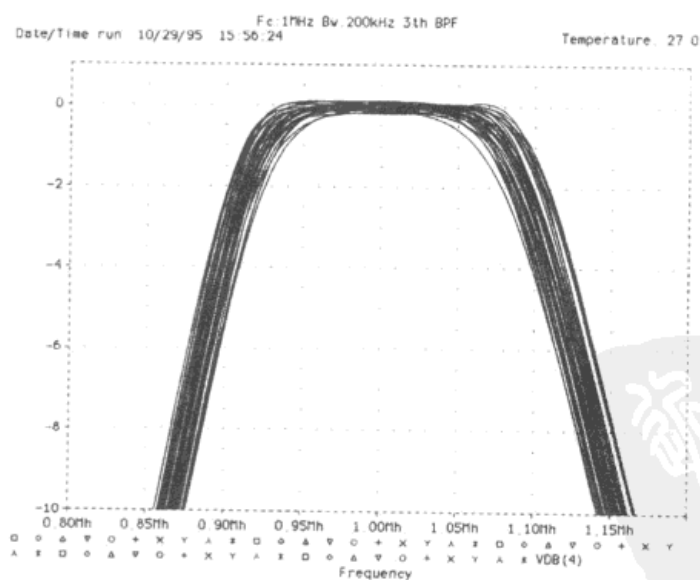
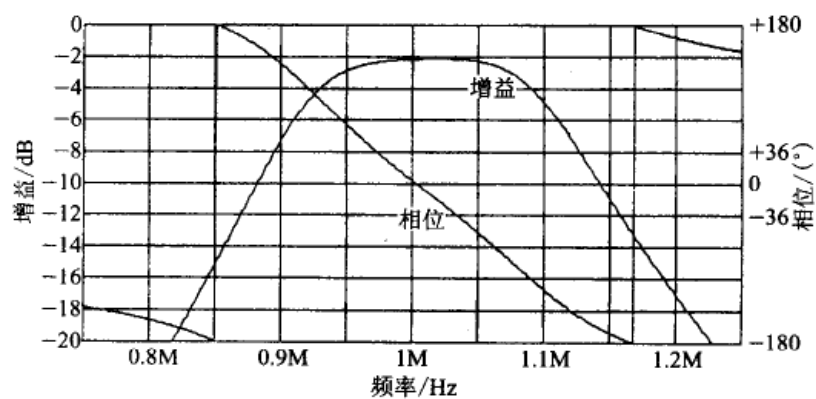
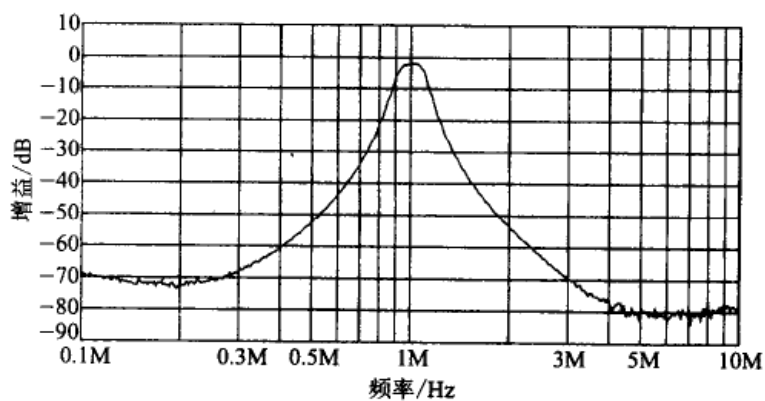


图 4.18 元件含有 2%误差时的巴特沃斯 BPF 的模拟结果



(a) 增益-相位-频率特性



(b) 增益-频率特性

图 4.19 巴特沃斯 BPF 的实际特性

第 5 章

模拟 LC 型

有源滤波器的设计

5.1 模拟 LC 的概念

5.1.1 不希望使用线圈

当希望实现低频 LC 滤波器时,最大的困难就是线圈,这一点在第 4 章已经做了说明。

有源滤波器中有多种不使用这种线圈就可以工作的电路。频率相关负阻(Frequency Dependent Negative Resistance, FDNR)电路就是其中的一种,它有许多优点,最近应用得很多。

LC 滤波器一般的构成类型如图 5.1(a)所示。现在试给各元件均乘以 $1/s(1/j\omega)$ (如果给所使用的元件均乘以 $1/s$,其输入输出特性没有变化)。于是如图 5.1(b)所示, L 成分中没有了 s ——就是说变换成了电阻,而 R 成分变成 R/s ,即变换为电容。 C 成分则变换成叫做 $1/(s^2C)$ 的元件。这种变换由来于对研究 FDNR 作出贡献的 Bruton, 所以称为 Bruton 变换。把这个所谓 $1/(s^2C)$ 的不可

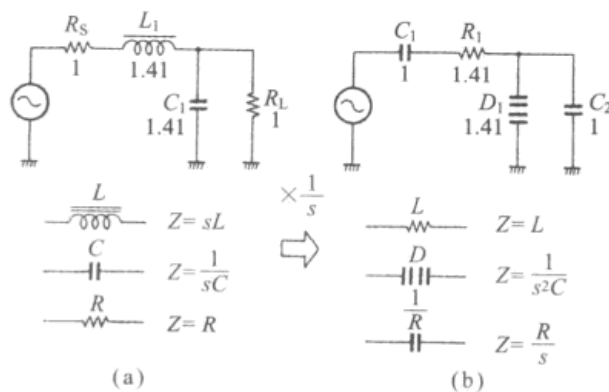


图 5.1 给 LC 滤波器的各元件乘以 $1/s$ (Bruton 变换)

思议的成分叫做 D 元件,实现这种 D 元件的电路被称为 FDNR。

5.1.2 实现 FDNR 的电路

图 5.2 是实现 D 元件的 FDNR 电路。通过对 LC 滤波器电路的 Bruton 变换,导入 D 元件,就能够去掉困扰人们的线圈。于是只用 RC 和 OP 放大器就能够实现与 LC 滤波器等效的特性。

使用 FDNR 滤波器的基础是 LC 滤波器。在电路构成上,LC 滤波器中 L 的数目少是有利的。不过如图 5.1(b)所示,由于能够将困扰人们的 L 变换为廉价且容易实现理想特性的 R,所以在 FDNR 中的情况相反,L 数目多、C 和 R 数目少的结构是有利的。

另外,图 5.2 的 FDNR 的一端必须接地。只有低通滤波器(LPF)才有电容器接地的形式,所以使用图 5.2 的 FDNR 所能够实现的滤波器只是 LPF。

由于滤波器中抗误差滤波器——LPF 使用得非常多,所以可以说这是一种非常有用的电路。

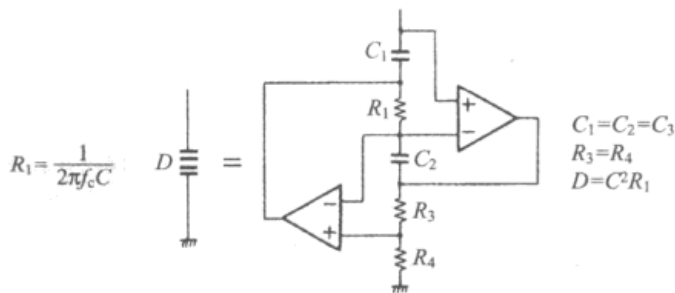


图 5.2 实现 FDNR 的电路

5.2 实用的 FDNR 滤波器的设计

5.2.1 5 阶 LPF 的设计

现在对 LC 滤波器中 L 数目多的 T 型 LPF 进行设计。

图 5.3 示出一种基本的 T 型 5 阶巴特沃斯 LPF 的构成以及它的 FDNR 变换。设计参数用的归一化表使用第 4 章曾经使用过的 5 阶 LC 低通滤波器的表(表 4.1(b)),对适用的参数乘以 $1/s$ 。

图 5.4 是 FDNR 的电路构成以及计算顺序。

由于使用的所有电容器都可以取相同的值,所以从 E6 系列中选取 22nF。所以,由截止频率 1kHz 得到基本的 R 值为

7.234k Ω 。

这里需要注意的是将信号源电阻 R_s 变换成的电容 C_1 的问题。如果原封不动地进行变换,由于电容器不能通过直流,所以很明显不能构成 LPF。为了使直流通过,给 C_1 追加 1 个并联电阻 R_4 ,这个电阻应该比 R_1 、 R_2 、 R_3 大得多,而且还需要追加 1 个修正 R_4 值的电阻 R_{11} ,使 $(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)$ 与 R_{11} 产生的直流分压比为 1/2。

图 5.5 是基于图 5.4 电路参数的 FDNR LPF 的模拟结果。

希望 R_4 的取值更大一些。但是究竟多么大是必要的?模拟的结果示于图 5.6 中(模拟时与 R_4 的值相对应的修正用的 R_{11} 也变化)。也要考虑必要的精度,不过 R_4 大约取为 $(R_1 + R_2 + R_3)$ 的 100 倍是必需的。

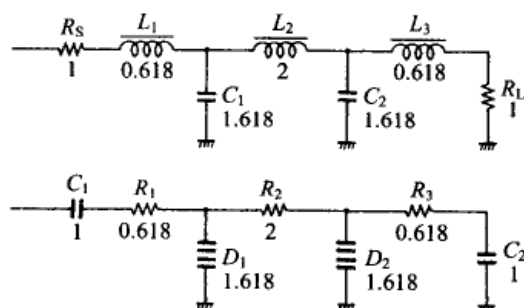
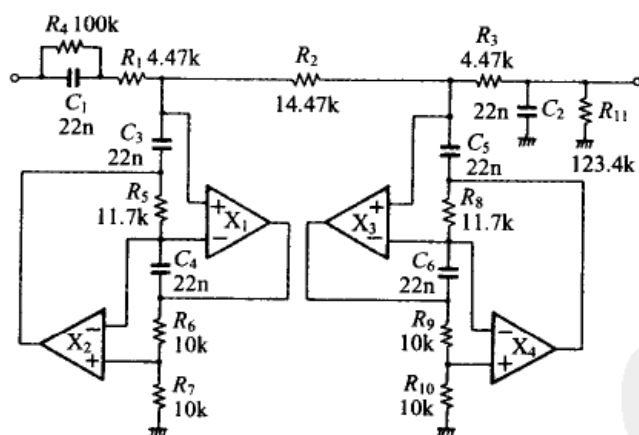


图 5.3 T 型 5 阶巴特沃斯 LPF 的 Bruton 变换(各元件乘以 1/s)



由 $f_c: 1\text{kHz}$ $C=22\text{nF}$ 得 $R = \frac{1}{2\pi f_c C} \approx 7.234\text{k}\Omega$

$R_1=R_3=R \times 0.618 \approx 4.47\text{k}\Omega$

$R_2=R \times 2 \approx 14.47\text{k}\Omega$

$C=C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=22\text{nF}$

$R_5=R_8=1.618 \times R \approx 11.70\text{k}\Omega$

令 $R_6=R_7=R_9=R_{10}=10\text{k}\Omega$

取 $R_4=100\text{k}\Omega$

得 $R_{11}=R_1+R_2+R_3+R_4=123.4\text{k}\Omega$

图 5.4 使用 FDNR 的 5 阶巴特沃斯 LPF

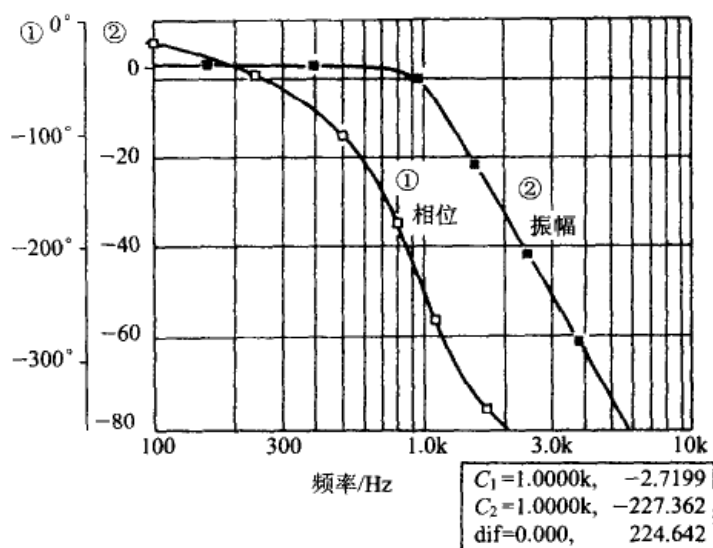
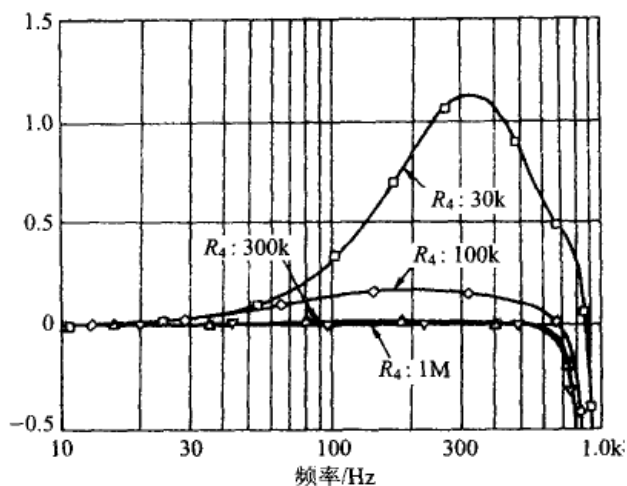


图 5.5 图 5.4(5 阶巴特沃斯 LPF)的模拟结果

图 5.6 图 5.4 中改变 R_4 的值时的模拟结果

但是,如果这个 R_4 值达到几百 $k\Omega$,那么滤波器后面接续的 OP 放大器的偏置电流流过时, R_4 产生的直流失调电压就不可忽略。所以,必要时应该使用 FET 输入的 OP 放大器。

5.2.2 特点——不受 OP 放大器直流漂移的影响

从图 5.4 可以看出,使用 FDNR 的滤波器中,OP 放大器的输出没有对信号加直流。被电容器隔断了。因此,OP 放大器的直流漂移不会出现在滤波器的输出端,所以能够实现没有直流漂移的有源 LPF。

但是正如在前面说明的那样,使用 FDNR 的 LPF 中阻抗往往会变得大,所以应该注意滤波器的后续电路。

图 5.7 是设定使用的电容器容量含有 5% 的误差时的模拟结果。如果使用的电阻值没有误差,在直流下为 0dB,那么产生大约 $\pm 0.4\text{dB}$ 的起伏。

图 5.8 是设定电容器 C_1 和 C_2 容量值没有误差时的模拟结

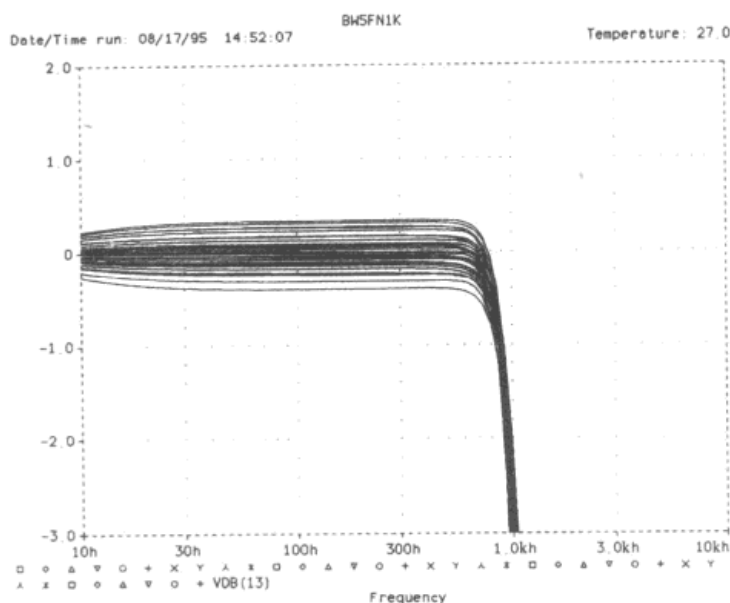


图 5.7 图 5.4 中使用的所有电容器都有 5% 误差时的情况

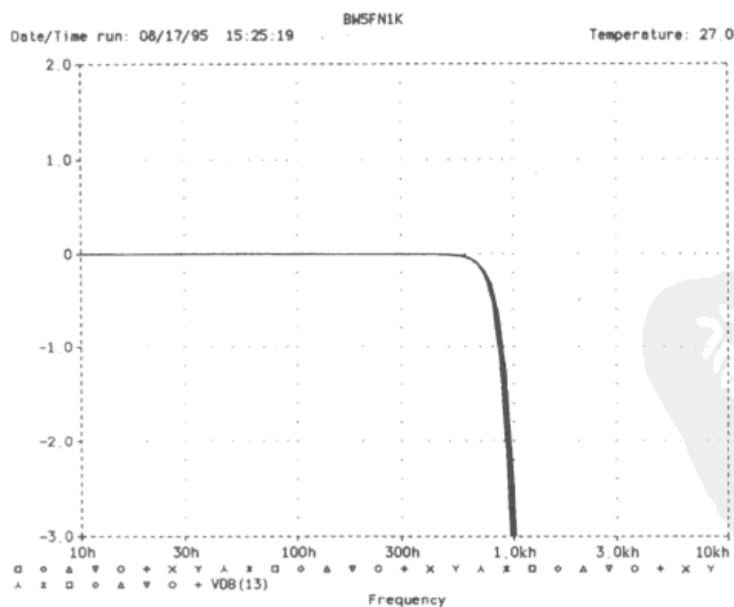


图 5.8 图 5.4 中 C_3 、 C_4 、 C_5 、 C_6 含有 5% 误差时的情况

果。与图 5.7 相比,可以看出其特性的分散性格外小。就是说,这个滤波器通频带增益的准确度受 C_1 和 C_2 的误差,以及 $R_1, R_2, R_3, R_4, R_{11}$ 的误差的支配。所以,必须充分注意这些元件的误差。

5.2.3 注意最大输入电平

图 5.9 是在输入 1V, 输出 0.5V 时,对使用的 4 个 OP 放大器各自输出情况进行模拟的结果。OP 放大器 X_2 的输出在频率为 977Hz 时发生最高的凸峰,这时的值是 1.68V。所以,如果 OP 放大器能够在 $\pm 10A$ 的输出条件下工作,那么,OP 放大器 X_2 的输出为 $\pm 10V$ 时就是输入电压为 $\pm 5.95V$ 时。这时的输出电压就是它的一半,即 $\pm 2.98V$ 。如果用正弦波的有效值表示,最大输入电压为 $4.2V_{rms}$,这时的输出电压就是 $2.1V_{rms}$ 。

这样使用 FDNR 的滤波器中,所使用的 OP 放大器的输出随频率而变化,有的地方就会产生比输入电压大得多的电压。因此,在设计的时候需要进行充分模拟,必须对所有 OP 放大器的最大输出电压进行确认。

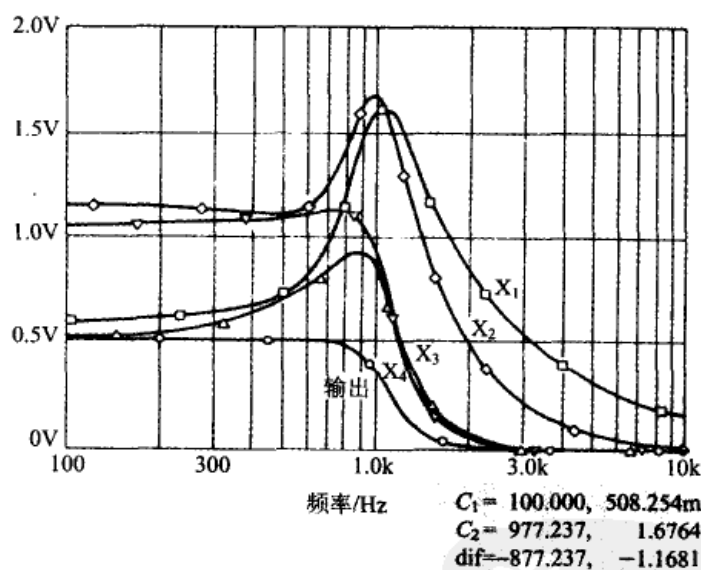


图 5.9 对图 5.4 电路中 4 个 OP 放大器的输出及 LPF 输出的模拟结果

5.2.4 信号源电阻为 0Ω 的 FDNR 滤波器

前面设计的 FDNR 的 LPF 中,曾经讲到由于将信号源电阻变换为电容而无法传输直流,需要进行修正,因而关系到特性恶化的问题。

但是, LC 滤波器中信号源电阻不一定是必要的。表 5.1 示出了设定信号源电阻为 0Ω 时设计 T 型 LPF 的归一化表。利用这个表进行设计时, 由于没有信号源电阻, 也就不需要信号源电阻所变换成的那个电容器, 也就没有必要附加修正电阻, 因而可以降低直流阻抗, 也减少了元件数目, 这样就防止了特性的恶化。

表 5.1 信号源电阻为 0Ω 时的 LPF 归一化表

(a) 巴特沃斯 T 型 LPF

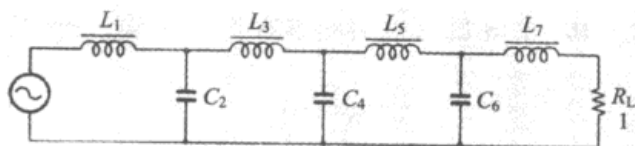
阶数	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7
2	1.4142	0.7071					
3	1.5000	1.333	0.5000				
4	1.5307	1.5772	1.0824	0.3827			
5	1.5451	1.6944	1.3820	0.8944	0.3090		
6	1.5529	1.7593	1.5529	1.2016	0.7579	0.2588	
7	1.5576	1.7988	1.6588	1.3972	1.0550	0.6556	0.2225

(b) 贝塞尔 T 型 LPF

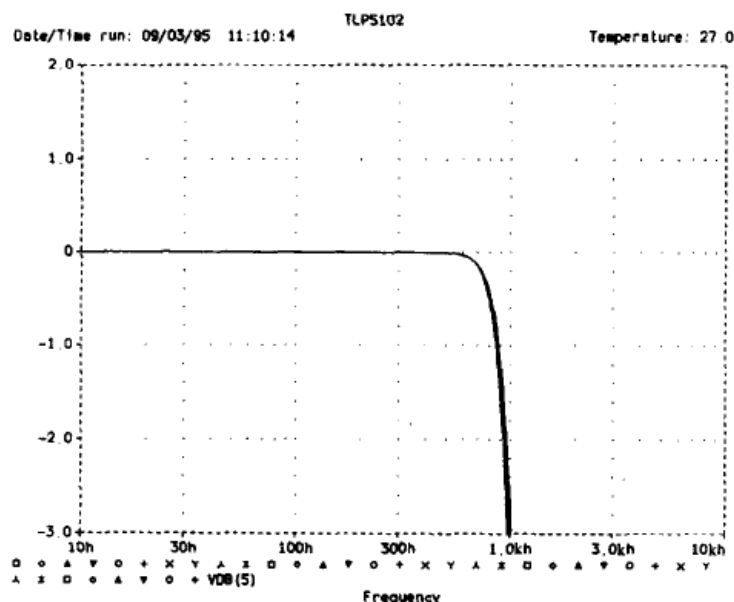
阶数	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7
2	1.3617	0.7539					
3	1.4631	0.8427	0.2926				
4	1.5012	0.9781	0.6127	0.2114			
5	1.5125	1.0232	0.7531	0.4729	0.1618		
6	1.5124	1.0329	0.8125	0.6072	0.3785	0.1287	
7	1.5087	1.0293	0.8345	0.6752	0.5031	0.3113	0.1054

(c) 切比雪夫(0.25dB) T 型 LPF

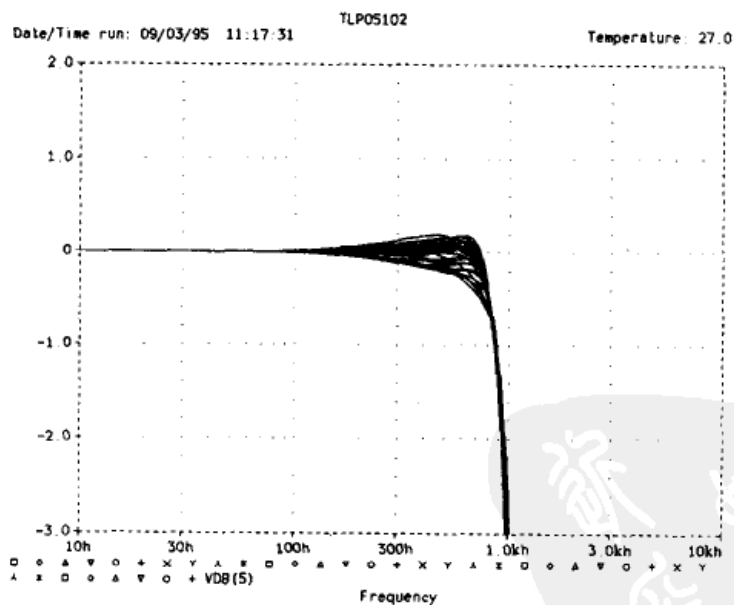
阶数	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7
2	1.3854	0.8902					
3	1.5341	1.5285	0.8169				
4	1.4817	1.8213	1.5068	0.7853			
5	1.5765	1.7822	1.8225	1.4741	0.7523		
6	1.5060	1.9221	1.8191	1.8329	1.4721	0.7610	
7	1.6009	1.8287	1.9666	1.8234	1.8266	1.4629	0.7555



遗憾的是,在负载电阻等于信号源电阻的LC LPF电路和信号源电阻等于 0Ω 的LC LPF电路中,由电容器误差所引起的特性恶化程度是不同的。后者特性恶化的程度更甚。图5.10示出了这种情况的模拟结果。



(a) $R_S=10k\Omega$, $R_L=10k\Omega$ 时



(b) $R_S=0\Omega$, $R_L=10k\Omega$ 时

图 5.10 T型LC LPF 中电容器产生5%误差时的情况

5.2.5 信号源电阻为 0Ω 的 FDNR 5 阶低通滤波器的试制

图 5.11 是从表 5.1(a) 中选择归一化值的 1kHz 5 阶巴特沃斯 LPF 的等效电路。图 5.12 是基于 FDNR 的电路构成及计算顺序。图 5.13 是设定这个电路中电容器含有 5% 误差时的模拟结果。在截止频率附近产生了最大约 0.7dB 的凸峰。这表明即使用途不同,电容器的误差还是有必要控制在 1% 的程度。图 5.14 是对实际制作的图 5.12 电路的特性进行测定所得到的频率特性。电阻值采用 E24 系列的组合值,与电容器相同,都使用 RLC 测试仪器将误差控制在 0.3% 以内。

观察频率特性可以看到,直到 10kHz 都得到了与理论值一致的衰减特性。不过频率进一步提高时,由于 OP 放大器的增益减少,使衰减特性恶化。但是,由于直到 1MHz 都能确保在 -80dB 以上,这样的特性还算是可以的。

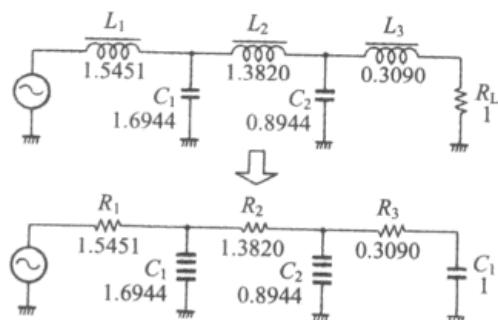
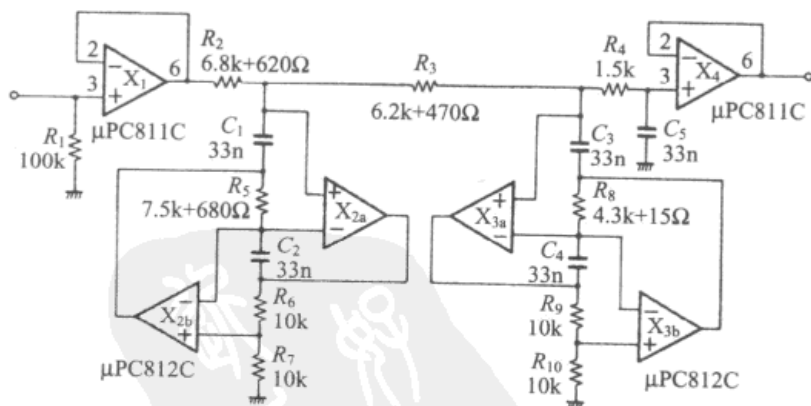


图 5.11 信号源电阻为 0Ω 的 5 阶巴特沃斯 LPF 的 Bruton 变换



由 $f_c: 1\text{kHz}$ $C=33\text{nF}$ 得到 $R \approx 4.823\text{k}\Omega$
 $R_2 = R \times 1.5451 \approx 7.452\text{k}\Omega$
 $R_5 = R \times 1.6944 \approx 8.172\text{k}\Omega$
 $R_3 = R \times 1.3820 \approx 6.665\text{k}\Omega$
 $R_8 = R \times 0.8944 \approx 4.314\text{k}\Omega$
 $R_4 = R \times 0.3090 \approx 1.490\text{k}\Omega$

图 5.12 按信号源电阻为 0Ω 所设计的 FDNR 5 阶巴特沃斯 LPF

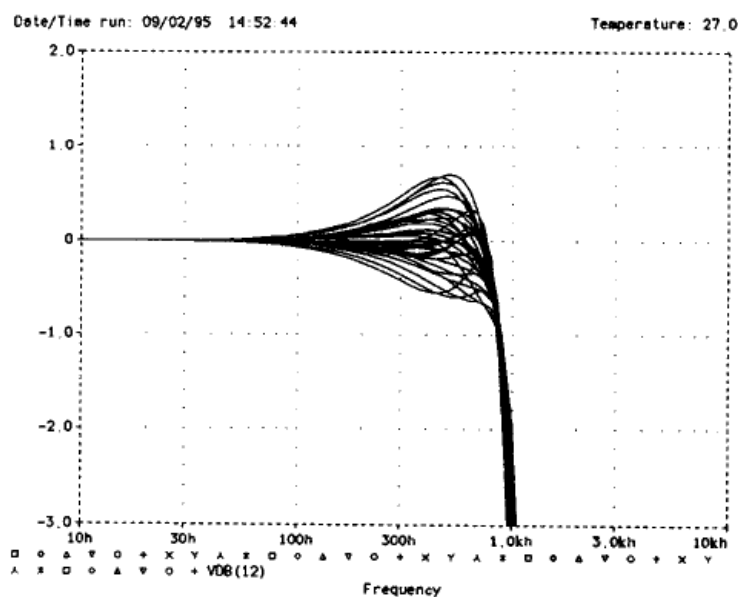
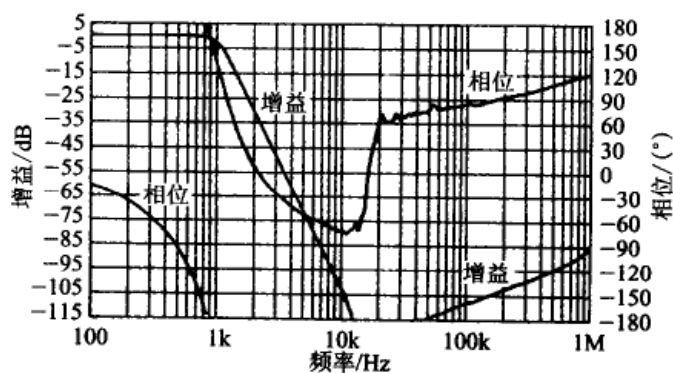
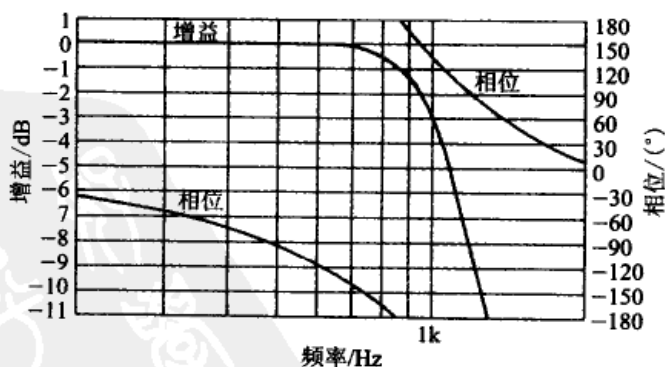


图 5.13 图 5.12 中电路的电容产生 5% 误差时的模拟结果



(a) 增益-相位-频率特性



(b) 增益-相位-频率特性(图(a)的放大)

图 5.14 FDNR 5 阶巴特沃斯 LPF(图 5.12)的实测特性

图 5.15 是测得的失真特性。失真虽然没有多重反馈型有源滤波器(见第 3 章图 3.11)那么低,不过还是很低的。

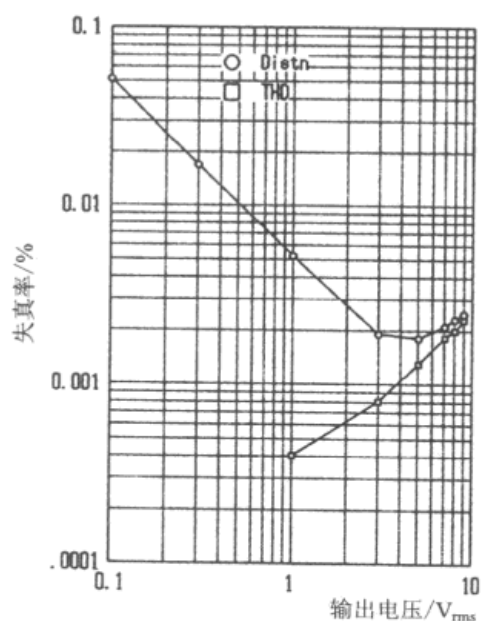
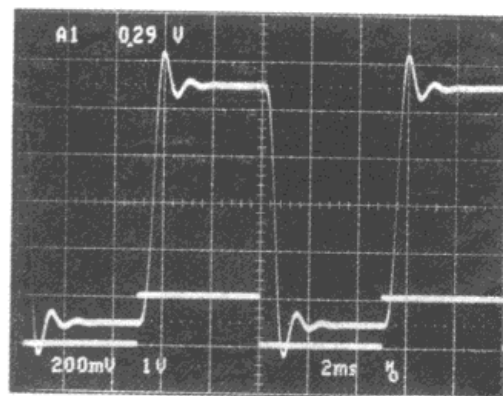


图 5.15 FDNR 5 阶巴特沃斯 LPF(图 5.12)的失真-输出电压特性(600Hz)

照片 5.1 是输入 100Hz 的方波时的输出波形。因为是作为巴特沃斯特性设计的,所以有波动发生。



照片 5.1 给 FDNR 5 阶巴特沃斯 LPF(图 5.12)输入 100Hz 的方波时的输出波形

这样,作为信号源电阻为 0Ω 的 FDNR LPF,由于不需要修正电阻,所以能够设计低的直流阻抗,用比较少的 OP 放大器数目,用容量完全相同的电容器构成高阶 LPF。因此,在 LPF 最重要应用的抗误差滤波器中,它是一种非常有效的电路。

5.2.6 抗误差用 7 阶切比雪夫滤波器的设计

为了进一步讨论信号源电阻为 0Ω 的 FDNR 滤波器中元件误差带来的影响,现在设计具有陡峭截止频率特性的抗误差用 7 阶切比雪夫 LPF,并对特性进行模拟。

截止频率设定为音频范围的最高频率 20kHz 。选择最适当的阻抗作为 OP 放大器负载,电容器的值从 E6 系列中选取,以下面值为基准:

$$f_c: 20\text{kHz}, \quad C: 2200\text{pF}, \quad R: 3.617\text{k}\Omega$$

基本的 LC 滤波器作 Bruton 变换,形成如图 5.16 所示的电路。图 5.17 示出电路图和计算顺序。图 5.18 是用理论值进行模

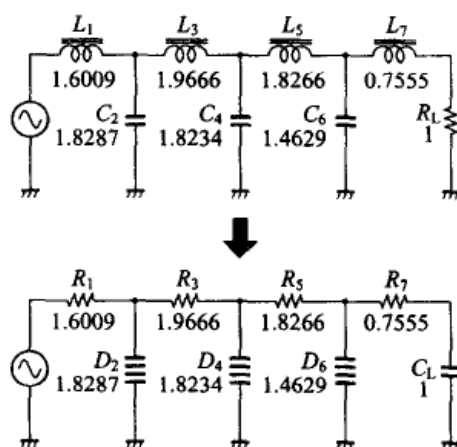
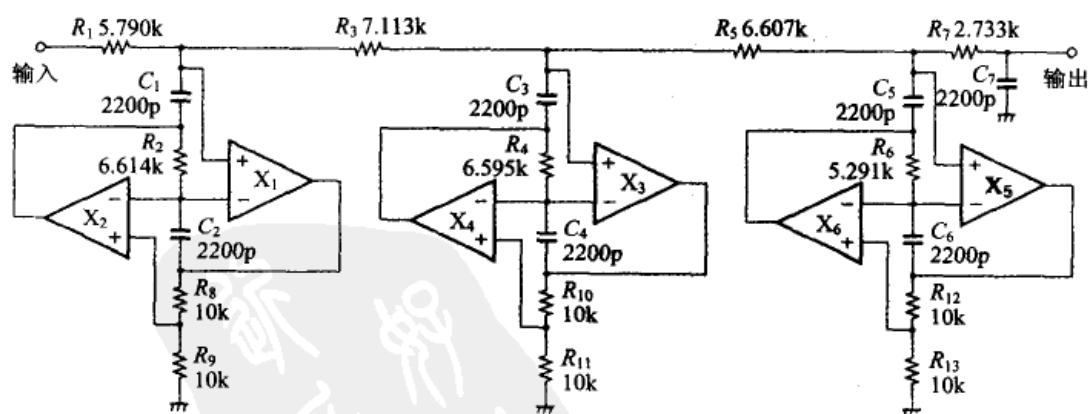


图 5.16 7 阶切比雪夫 LPF(波动 0.25dB)的 Bruton 变换



$$\begin{aligned} f_c: 20\text{kHz} \quad C: 2200\text{pF} \quad R: 3.617\text{k}\Omega \\ R_1 = R \times 1.6009 \approx 5.790\text{k}\Omega \quad R_5 = R \times 1.8266 \approx 6.607\text{k}\Omega \\ R_2 = R \times 1.8287 \approx 6.614\text{k}\Omega \quad R_6 = R \times 1.4629 \approx 5.291\text{k}\Omega \\ R_3 = R \times 1.9666 \approx 7.113\text{k}\Omega \quad R_7 = R \times 0.7555 \approx 2.733\text{k}\Omega \\ R_4 = R \times 1.8234 \approx 6.595\text{k}\Omega \end{aligned}$$

图 5.17 使用信号源电阻为 0Ω 的 FDNR 的 7 阶切比雪夫 LPF

拟结果。波动大约是 0.25dB, -3dB 的截止频率是 19.907kHz, 差不多就是 20kHz。图 5.19 是改变 OP 放大器的增益带宽 (GBW) 时的模拟结果。从这个结果看出应该使用 GBW 至少在 3MHz 以上的 OP 放大器。

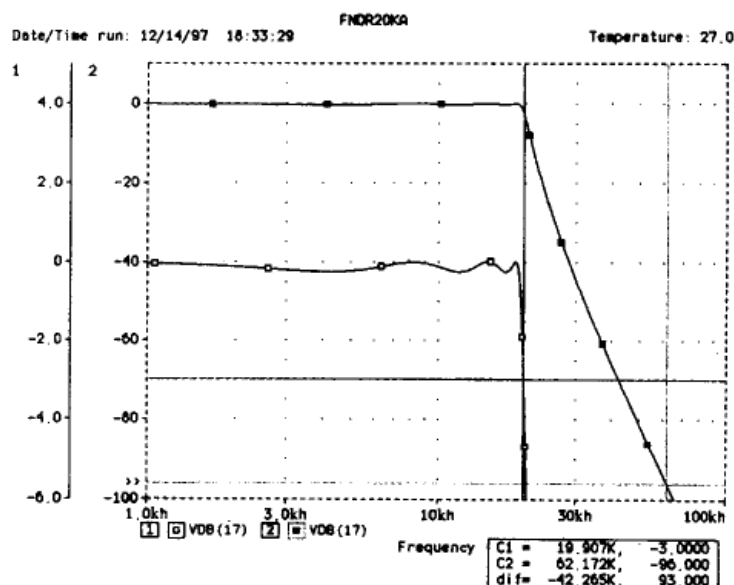


图 5.18 FDNR 7 阶切比雪夫 LPF 的模拟结果

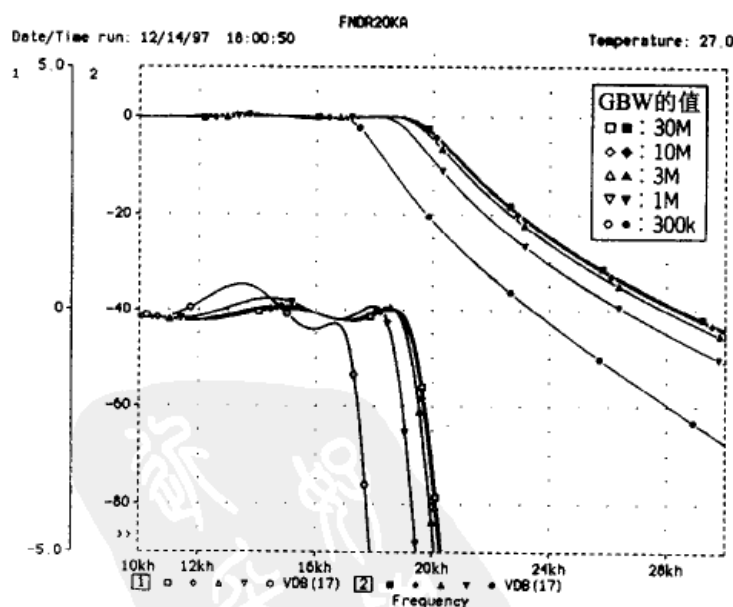


图 5.19 FDNR 7 阶切比雪夫 LPF 中 GBW 的影响
(模拟用的清单示于本章末)

5.2.7 特性的检验

图 5.20 是设计的 7 阶切比雪夫滤波器中使用的电容器含有 1% 误差时的模拟结果。振幅的波动为 $\pm 0.5\text{dB}$ 。为了减小波动必须使用误差小的电容器,不过振幅波动的产生是因所用电容器的相对误差引起的。如果测得电容器的值后挑选容量相同者将其组合,就可以有效地使用电容器。

例如,如果按照 $2220\text{pF} \pm 0.2\%$ 挑选 7 个电容器,截止频率仅降低 1%,而振幅波动要比图 5.20 小得多。

图 5.21 是电阻含有 1% 误差时的模拟结果。误差小的电阻比较容易购买到,所以要得到具有良好截止特性的滤波器,电阻误差必须控制在 0.2% 以内。图 5.22 示出误差为 0.2% 时的模拟结果。

这种滤波器中, 0Ω 的信号源是必要的。信号源电阻究竟小到怎样的程度就不会扰乱特性? 图 5.23 给出了模拟结果。可以看出,如果信号源电阻小于 10Ω 就不会有什么问题。

图 5.24 是输入电压为 1V 时各 OP 放大器输出电压的模拟结果。输出电压最大的是 X_2 , 在 19.275kHz 时为 3.5191V 。设各 OP 放大器的最大输出为 $\pm 10\text{V}$, 如果输入电压为 $\pm 2.84\text{V}$, 输入电压波形为正弦波, 那么 $2V_{\text{rms}}$ 大约就是能够容许的最大输入电压。由于信号源电阻是 0Ω , 所以这时通频带的输出电压当然也是 $2V_{\text{rms}}$ 。

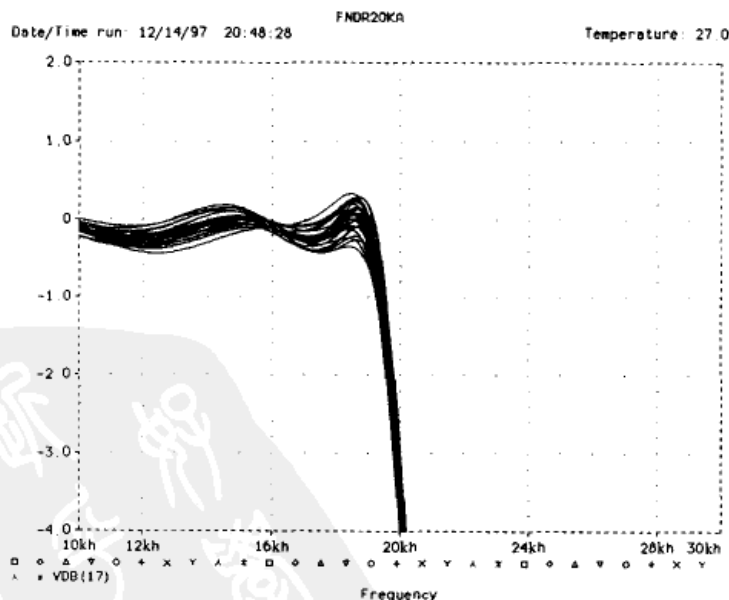


图 5.20 FDNR 7 阶切比雪夫 LPF 中电容器 1% 的误差对特性的影响
(模拟用的清单示于本章末)

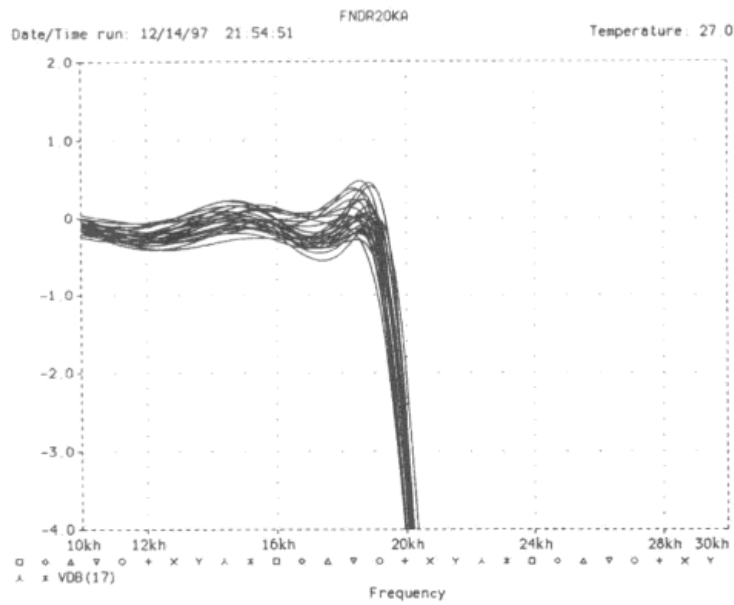


图 5.21 FDNR 7 阶切比雪夫 LPF 中电阻 1% 的误差对特性的影响

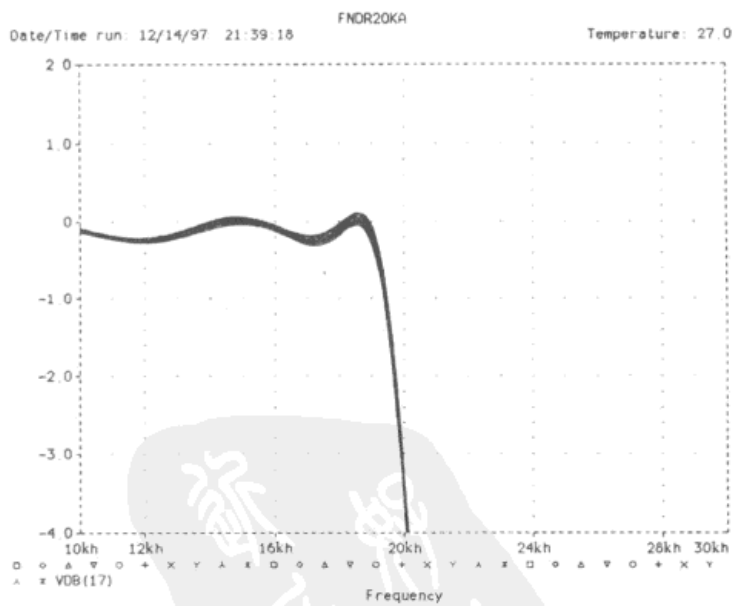


图 5.22 FDNR 7 阶切比雪夫 LPF 中电阻 0.2% 的误差对特性的影响

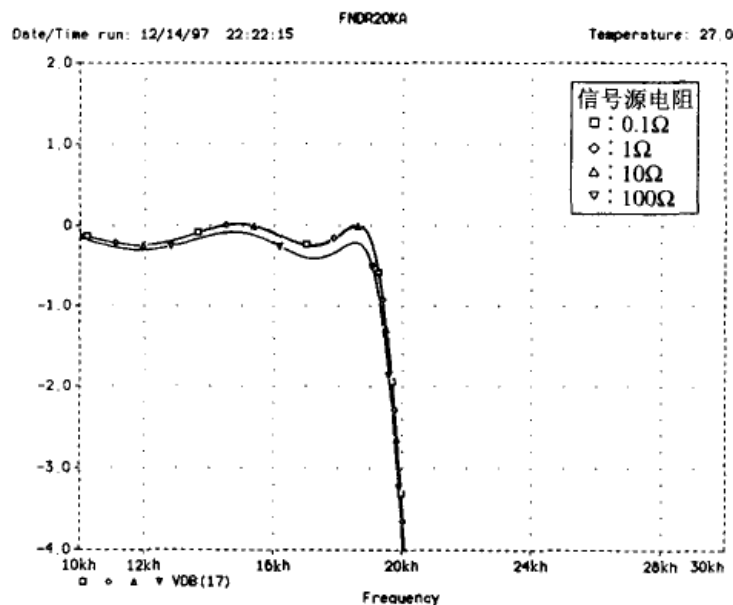


图 5.23 FDNR 7 阶切比雪夫 LPF 中信号源电阻的增加对特性的影响

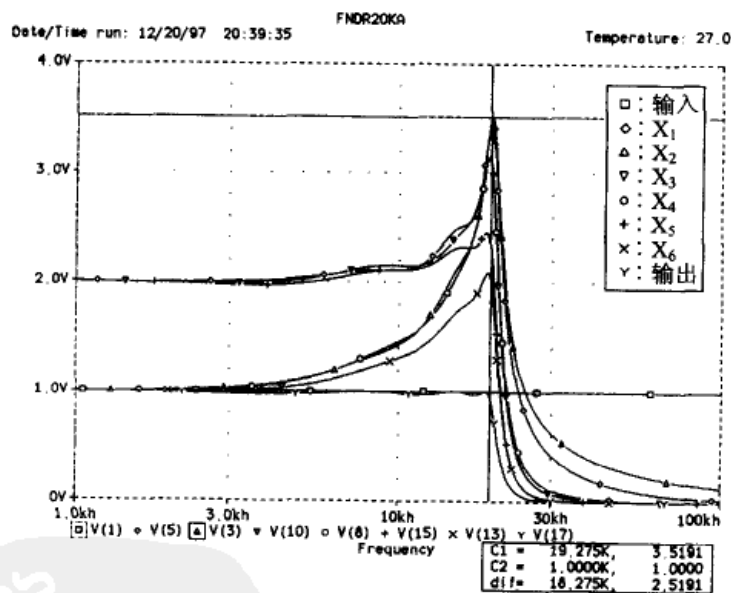


图 5.24 对图 5.17 电路中 OP 放大器输出电压的模拟

5.2.8 利用高速 A/D 转换器减轻滤波器的负担

在将设计的 7 阶切比雪夫 FDNR 滤波器作为 16 位 A/D 转换器的抗误差 LPF 使用的场合,如果将 16 位 A/D 转换器的 1 个最低有效位 (LSB) 设定为数据的容许误差,由于动态范围是 $1/2^{16}$,那么倒过来算就是一 96dB。

由于这个 LPF 衰减量为 -96dB 的频率是 62.172kHz , 可以看出如果以它的倍频 124kHz 以上的频率进行采样, 就完全能够避免产生误差(图 5.25)。

如果再增加滤波器的阶数, 或者采用联立切比雪夫的方法, 还可以进一步实现截止特性陡峭的抗误差 LPF。但是, 这对于 RC 精度的要求会更加严格, 再考虑到环境温度的影响以及长期稳定性等因素, 制作时会遇到更多的困难。

近来, 由于半导体技术的进步, 数字音频用的高速/高分辨率 A/D 转换器已经能够大批量地生产, 价格也便宜了。由于计算机的普及, 存储器的价格也急剧下降, 所以与其使用更加陡峭的抗误差 LPF, 还不如使用更高速的转换器, 提高采样频率, 使数字处理承担更大的责任, 更具有实用价值。

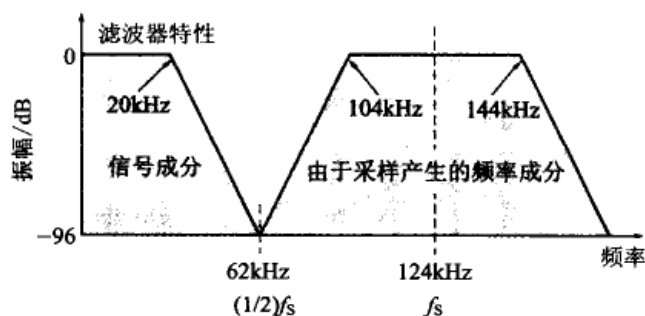


图 5.25 16 位 A/D 转换器(截止频率 20kHz)的抗误差滤波器的性能要求

5.2.9 将电容变换为电感的 GIC

另一种与 FDNR 非常相似的方法叫做广义导纳变换器(Generalized Immittance Converters, GIC)。它是用 OP 放大器构成导纳变换电路再连接电容器, 实现线圈的动作。

图 5.26 是一例典型的 GIC 电路。由于这个电路一端接地, 所以很适合实现 LC 高通滤波器(HPF)。

利用 GIC 设计了第 4 章曾经设计过的截止频率 10kHz 的 5 阶巴特沃斯 LC HPF(图 4.4), 图 5.27 示出它的电路图和设计顺序。

可以看到, 电容器的值不是完全相同, 而且还需要 4 个 OP 放大器, 与正反馈有源滤波器之类相比没有多少优势。但是要求用 LCZ 测量仪表校正, 以得到准确的大容量电感时它就能发挥大的功效。提供准确的基准电感器是很费事的工作, 如果能够用电容器替换当然是人们所希望的。

图 5.28 是图 5.27 电路的模拟结果。可以看出,得到了与第 4 章的 LC 滤波器相同的结果。

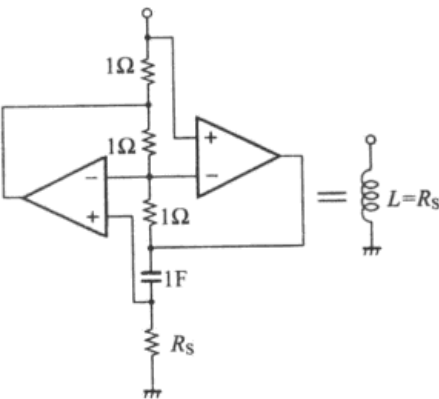
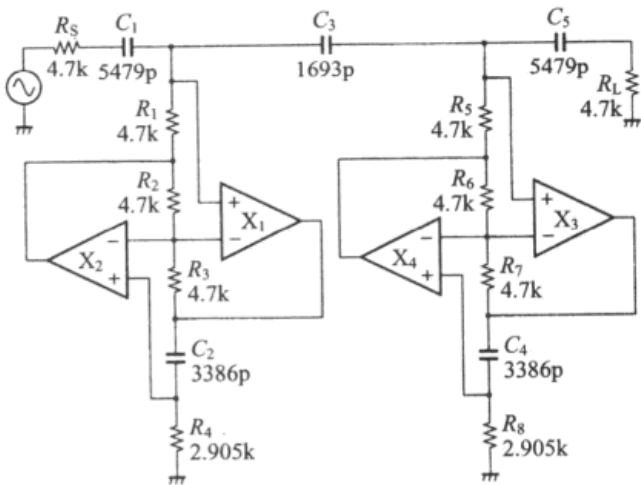
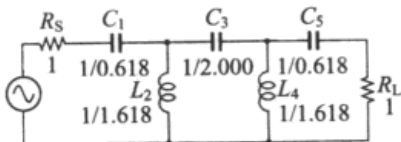


图 5.26 GIC 的构成



(b) 用GIC实现的电路



(a) 等效电路

设 $f_c: 10\text{kHz}$, $R: 4.7\text{k}\Omega$,
 $C: 3386\text{pF}$
 $R_S=R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R_6$
 $=R_7=R_L=R=4.7\text{k}\Omega$
 $C_1=C_5=C \times \frac{1}{0.618} \approx 5479\text{pF}$
 $C_2=C_4=C \approx 3386\text{pF}$
 $R_4=R_8=R \times \frac{1}{1.618} \approx 2.905\text{k}\Omega$
 $C_3=C \times \frac{1}{2.000} \approx 1693\text{pF}$

(c) 计算式

图 5.27 基于 GIC 的巴特沃斯 HPF(截止频率 10kHz)

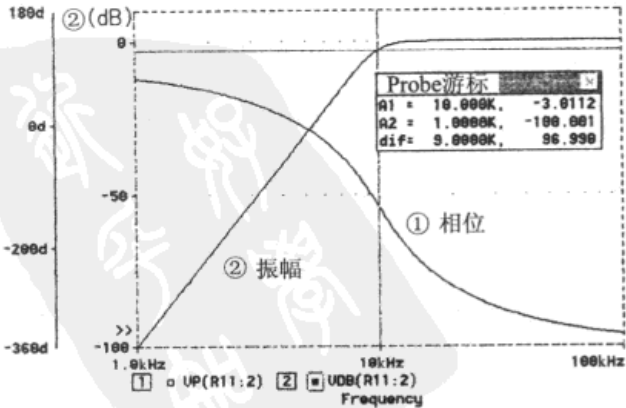


图 5.28 图 5.27 的 5 阶巴特沃斯 LPF 的模拟结果

```

FNR20KS
*
*      20kHz FNR LFP
*
.AC   LIN 200 10K 30K
*
VIN   1      0      AC      1
*
R1     1      2              5.790K
R3     2      7              7.113K
R5     7     12              6.607K
R7     12     17              2.733K
C7     17     0              2200P
*
C1     2      3              2200P
R2     3      4              6.614K
C2     4      5              2200P
R8     5      6              10K
R9     6      0              10K
X1     2      4              5      OPAMP      PARAMS:CC={X}
X2     6      4              3      OPAMP      PARAMS:CC={X}
*
C3     7      8              2200P
R4     8      9              6.595K
C4     9     10              2200P
R10    10     11             10K
R11    11     0              10K
X3     7      9      10      OPAMP      PARAMS:CC={X}
X4     11     9      8      OPAMP      PARAMS:CC={X}
*
C5     12     13              2200P
R6     13     14              5.291K
C6     14     15              2200P
R12    15     16             10K
R13    16     0              10K
X5     12     14     15      OPAMP      PARAMS:CC={X}
X6     16     14     13      OPAMP      PARAMS:CC={X}
*
.PARAM      X=1U
.STEP      PARAM X LIST 0.3U 1U 3U 10U 30U
*
*.PROBE V(17)
*
.SUBCKT  OPAMP      1      2      6      PARAMS:CC=1U
RIN      1      2              10MEG
E1       3      0      1      2      1000K
R1       3      4              15.9K
C1       4      0      {CC}
E2       5      0      4      0      1
RO       5      6              50
.ENDS
*
.END

```

```

FNR20KM
*
*      20kHz FNRD LPF
*
.AC   LIN 200 10K 30K
*
VIN   1      0      AC      1
*
R1    1      2              5.790K
R3    2      7              7.113K
R5    7     12              6.607K
R7    12     17              2.733K
C7    17      0      C7TH  2200P
*
C1    2      3      C1ST  2200P
R2    3      4              6.614K
C2    4      5      C2ND  2200P
R8    5      6              10K
R9    6      0              10K
X1    2      4      5      OPAMP
X2    6      4      3      OPAMP
*
C3    7      8      C3RD  2200P
R4    8      9              6.595K
C4    9     10      C4TH  2200P
R10   10     11              10K
R11   11      0              10K
X3    7      9      10      OPAMP
X4    11      9      8      OPAMP

```


滤波器使用的 *RLC*

6.1 滤波器使用的电阻器

6.1.1 各种电阻器

三大无源元件 R 、 L 、 C 中性能最稳定、最容易购买到的就是电阻器。如果仅靠电阻就能够实现滤波器,那就容易得多了。不过原理上电阻器的阻抗是不随频率变化的,所以这是不可能的。

电阻器主要有以下种类:① 绕线电阻器——作为功率用电阻器或直流用精密电阻器使用。② 碳膜电阻器——也叫做碳电阻,是一种价格低廉的通用电阻器,不过温度系数不太好,因此不宜用于对精度有较高要求的滤波器电路。③ 金属膜电阻器——是一种通用的精密电阻器,商店销售的产品温度系数一般在 $\text{ppm}/^{\circ}\text{C} \sim 100\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$,电阻值也能按 E96 系列购买,所以是滤波器中经常使用的电阻器。④ 金属箔电阻器——目前是最精密、长期稳定性良好的电阻器,温度系数能够达到 $0.1\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。⑤ 氧化金属膜电阻器——是一种功率用电阻器,耐热性强。

表 6.1 示出各种电阻器的容许误差和温度系数。当然,不可能都买得到这个范围中的所有电阻器。一般来说,低阻值和高阻值电阻器的容许误差和温度系数要差些。

照片 6.1 是各种电阻器的外观。这是对于电子元件整体而言的,如果仅靠外观来判断种类和性能是危险的。必须按照型号和数据表来确认电阻器。

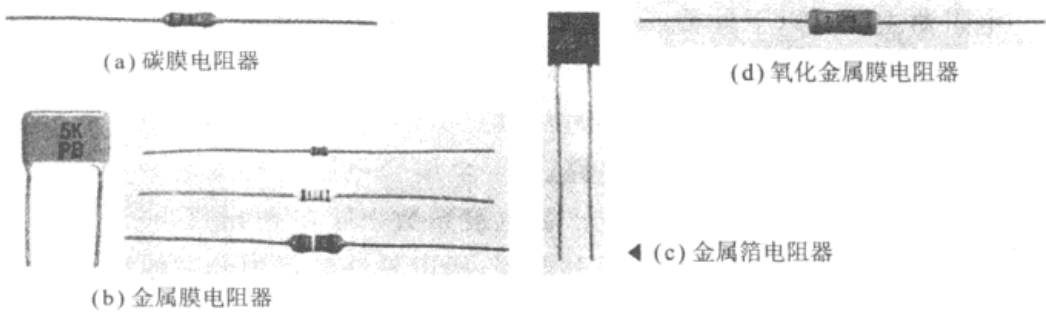
6.1.2 滤波器电路中的金属膜电阻器

不限于滤波器电路,在以 OP 放大器为主体的测量用模拟电路中也大量使用这种频率特性比较好、温度系数小的金属膜电阻器。如果按 E96 备全了误差为 $\pm 1\%$ 电阻,那么,滤波器的设计、制

作将会轻松得多。

表 6.1 电阻器的种类与特性

种 类	可能制作的 电阻值/ Ω	额定功率 /W	允许误差 /%	温度系数 /(ppm/ $^{\circ}\text{C}$)
功率用绕线电阻	10m~3k	3~1k	$\pm 1 \sim \pm 10$	$\pm 30 \sim \pm 300$
精密绕线电阻	10m~1M	0.1~1	$\pm 0.005 \sim \pm 1$	$\pm 3 \sim \pm 30$
碳膜电阻	1~3M	0.1~3	$\pm 2 \sim \pm 10$	$\pm 200 \sim \pm 100$
金属膜电阻	100m~10M	0.1~3	$\pm 0.5 \sim 5$	$\pm 10 \sim \pm 200$
金属箔电阻	10m~100k	0.1~1	$\pm 0.005 \sim \pm 5$	$\pm 0.4 \sim \pm 10$
氧化金属膜电阻	100m~100k	1~10	$\pm 2 \sim \pm 10$	$\pm 200 \sim \pm 500$



照片 6.1 主要电阻器的外观

如果增加零部件的种类,就会给零部件的购买和安装增加负担。特别是进行表面实装的场合,安装零部件的固定件对于零部件的种类有所限制,在削减零部件的取舍上颇为费事。

要求制作精密的滤波器时,必须注意温度系数。即使温度特性优良的金属膜电阻器,不同的产品的温度系数也会不同。选择50ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 的元件就可以获得很高的稳定度。

表 6.2 示出典型的金属膜电阻器的特性。当然温度系数越小价格也就越高,所以应该考虑组合使用电容器的性能,以及针对滤波器的性能要求,选用适当的电阻器。

表 6.2 金属膜电阻器(SN/SNF)的特性(KOA(株))

型 号	电阻温度 系数 /(ppm/℃)	电阻值范围/Ω				
		D(±0.5%)	F(±1%)	G(±2%)	J(±5%)	
		E24,E192	E24,E96	E24		
SN C2C	C(±50)	49.9~562K	10~1M	——	——	
SN K2C	K(±100)	——		——	——	
SN C2E	C(±50)	10~2.21M	10~2.21M	——	——	
SN K2E	K(±100)			10~2.21M		
SN L2E	L(±200)	——	1.0~10	0.51~10	0.2~10	
SN C2H	C(±50)	10~5.05M	10~5.11M	——	——	
SH K2H	K(±100)		10~10M	10~10M		
SH L2H	L(±200)	——	1.0~1.0	0.51~10	0.2~10	
SNF 2C	——	——	——	——	0.47~9.1	
SNF 2E			10~100k		0.47~100k	
SNH 2H						

额定功率
C:0.25W
E:0.25W
H:0.5W

6.1.3 电阻的频率特性

图 6.1 示出典型的金属膜电阻器的频率特性。即使相同的金属膜电阻,由于阻值不同,其频率特性也会有较大差异。

图 6.2 是电阻器的等效电路。C 是电阻器的浮游电容,L 主要是引线产生的电感。这些值不因阻值而变,是一定值。所以,当频率升高时,浮游电容产生的阻抗会使高电阻的阻值降低。对于低阻值的电阻,其阻值则因引线电感的影响而升高。

例如,从图 6.1 可以看到,低频时 51kΩ 的电阻在频率升高到 150MHz 时就降低了 30%(约-3dB)。如果计算这时的浮游电容值,按 $C=1/(2\pi fR)$,大约是 0.02pF。

引线电感可以从图 6.3 求得。如果在电阻器两端各接长度为 2.5mm、直径为 0.5mm 的引线,其电感量约为 2.9nH。用这个 0.02pF 和 2.9nH 对各电阻值的频率特性进行模拟,其结果如图 6.4 所示。所以,对于阻值超过 100kΩ 的电阻器应该注意它的浮游电容,对于阻值在 1Ω 以下的电阻器应该注意它的引线电感,否则会产生较大的误差。

在实装元器件的场合,浮游电容的值往往会更大。这就是认为 50~100Ω 电阻值的频率特性最好,在高频范围多采用这个范围阻抗值的理由。

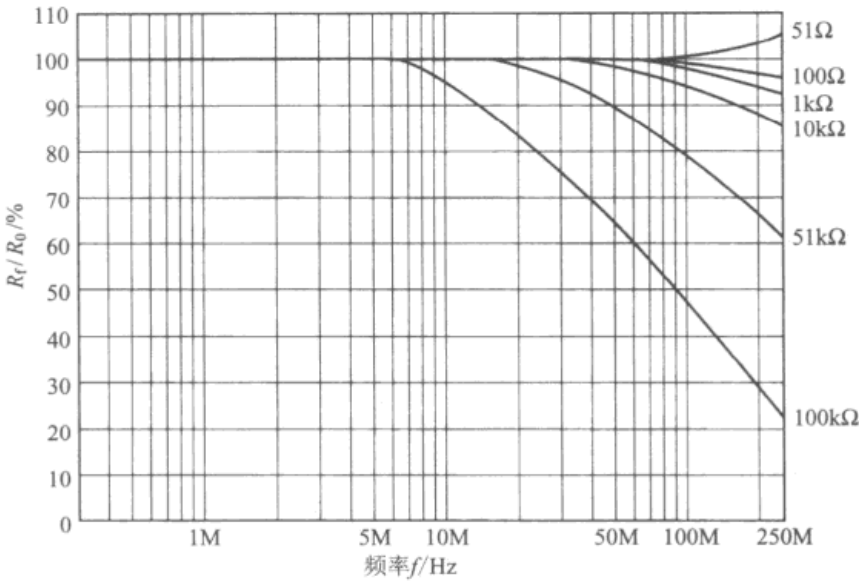


图 6.1 金属膜电阻器(SN/SNF)的电阻值-频率特性(KOA 株)

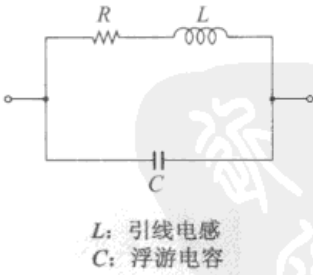
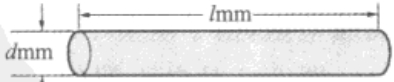


图 6.2 电阻器的等效电路



$$L(\mu\text{H})=2\times10^{-4}\times l\times\left[2.3\log\left(\frac{4l}{d}-0.75\right)\right]$$

图 6.3 引线的电感

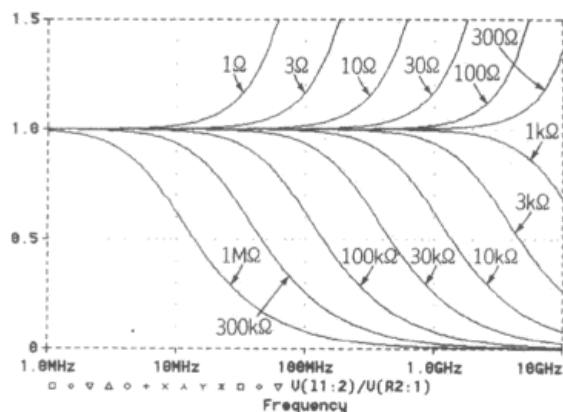


图 6.4 电阻器频率特性的模拟结果
($C=0.02\text{pF}$, $L=2.9\text{nH}$)

6.2 滤波器使用的电容器

6.2.1 电容器要注意等效串联电阻 R_s

不论哪种滤波器中都少不了电容器。电容器的阻抗是 $1/\omega C$ ，频率升高时阻抗下降。

无源元件中电容器的种类是最多的。对于初学者来说往往因为不知应该选用哪种电容器而烦恼。

电容器虽然有很多种，表 6.3 列出了适合滤波器的电容器种类。另外，JIS 规定了电容器容许误差和温度系数的标记方法，它示于表 6.4 中。

电容器的等效电路可以表示为图 6.5 那样。当然， R_p 大， R_s 、 L 小的，就是品质优秀的电容器。

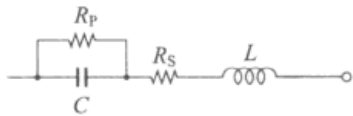
特别是 R_s ，表示电容器的阻抗不能比这个值小，滤波器的衰减量由于这个值而受限制。在要求有源滤波器具有高 Q 值の場合，如果 R_s 大，那么距 Q 理论值的偏离量就大。

在电容器的数据表中，规定这个 R_s 值用 $\tan\delta$ （称为介质损耗角正切）来表征。如图 6.6 的矢量图所示，它表示损耗角。 $\tan\delta$ 的倒数就是电容器的 Q 值。

R_s 的大小主要取决于电介质的种类。苯乙烯和云母材料的值最小。

L 主要由电容器的内部结构决定。像电解质电容器那样的曲卷状结构的 L 值大；无感应曲卷和层状结构的 L 值小。这个 L 与

C 会产生串联共振。由于串联共振频率的影响,在高频范围会失去作为电容器的功效。对这种情况的模拟示于图 6.7 中。



R_p : 绝缘电阻
 R_s : 主要由电介质决定的串联电阻
 L : 主要由电极决定的电感
自共振频率 $= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
 $Q = \frac{1}{2\pi f C R_s}$

图 6.5 电容器的等效电路

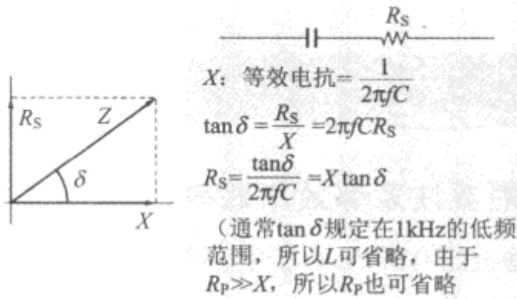


图 6.6 电容器的 $\tan\delta$

表 6.3 适用于滤波器的电容器种类及特性

型号	材料	厂家	电容 范围/F	电容允 许误差	温度系数	介质损 耗角 正切	额定电压 /VDC	使用温度 范围/℃	标准数	形状
ENQ	S	SO	10p~10n	GJK M	-110±50 mmp/℃	0.01	160		E24	
CQ14	S	SO	20p~20n	GJK M	-150±50 ppm/℃	0.01	150		E24	
QS	S	SO	300p~200n	CDFG	-180±30 ppm/℃	0.01	50		特别订做	
NQS	S	SO	100p~100n	CDFG	-130±30 ppm/℃	0.01	50		特别订做	
NQ	S	SO	2p~200n	FGJKM	-135±35 ppm/℃	0.01	150		特别订做	
CM	M	SO	1p~56n	FGJKM	BCDEF		300~2.5k		E24	
FM	M	SO	1p~330p	JK	±200 ppm/℃		500	-25~+85	E24	
MC	M	SO	100p~50n	DFG	A~R±200 ppm/℃	0.02	50, 250	-40~+85	特别订做	
SE	M	SO	1p~100n	CDFGJ	200, 100, 70 ppm/℃		100, 500	-30~+85	特别订做	
UC	M	SO	0.5p~2n	CDFGJ	200, 100, 50 ppm/℃	0.1% 以下	100, 500	-55~ +125	特别订做	SMD

续表 6.3

型号	材料	厂家	电容范围	电容允许误差	温度系数	介质损耗角正切	额定电压/VDC	使用温度范围/℃	标准数	形状
DM	M	SO	1p~100n	DFGJK	CEF		100,300,500	-55~+125	E12~E192	
RPE	SC	MU	0.5p~82n	JK	CH	0.1%以下	50	-55~+125	E24	
GRM	SC	MU	0.5p~16n	JK	CH	0.1%以下	25,50	-55~+125	E24	SMD
DD100	C	MU	1p~1n	J	CLPRSTUJSL		50	-25~+85	E24	
ECHU	SF	MA	100p~100n	GJ		0.6%以下	16,50	-55~+125	E12	SMD
ECQV	SF	MA	10n~2.2μ	J			50,63,100	-40~+85	E12	
ECHS	F	MA	100p~470n	FGJ	-100 ppm/℃	0.3%以下	50,100	-40~+125	E12	
ECQP	F	MA	100p~470n	FGJ		0.1%以下	50,10	-40~+85	E24	
ECQK	F	MA	1n~470n	GJK			100	-40~+85	E12	
ECHE	F	MA	10n~1μ	J	-100 ppm/℃	0.3%以下	50,100	-40~+125	E12	

S:苯乙烯,M:云母,SC:叠层陶瓷,C:陶瓷,SF:叠层薄膜,F:薄膜,SO:双倍电机(株),MU:(株)村田制作所,MA:松下电子部品(株)

表 6.4 电容器的静电电容容许误差及符号(JIS C5101)

(a)标称静电电容超过 10pF(单位%)

符 号	B	C	D	F	G	J	K	M	N
静电电容 允许误差	±0.1	±0.25	±0.5	±1	±2	±5	±10	±20	±30
符 号	P	Q	S	T	V	Z			
静电电容 允许误差	+100 0	+30 -10	+50 -20	+50 -10	+20 -10	+80 -20			

续表 6.4

(b)标称静电电容在 10pF 以下

符号	B	C	D	F	G
静电电容 允许误差	± 0.1	± 0.25	± 0.5	± 1	± 2

单位: pF

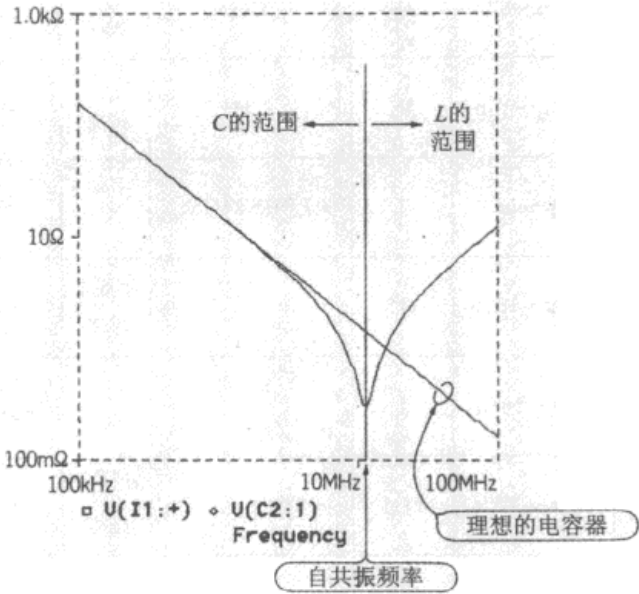


图 6.7 对图 6.5 的等效电路模拟的结果
($C: 10\text{nF}, L: 20\text{nH}, R_s: 0.3\Omega$)

6.2.2 精密滤波器中不使用铝电解电容器

电容器中,电源电路的平滑滤波器中使用的铝电解电容器是很一般的电容器。电解电容器的电容量误差高达 $\pm 20\%$,容量也容易因温度以及使用时间而变化,所以不能指望它能够提供准确的截止频率。

如图 6.8(a)的等效电路所示,由于电解电容器具有极性,所以不能在图 6.9 所示那种没有直流电位差的场所作为耦合电容器使用。这时应该使用双极性铝电解电容器。双极性电解电容器的等效电路如图 6.8(b)所示,它是将两个普通的电解电容器背靠背连接而成的。容量误差与一般的电解电容器相同,大多在 $\pm 20\%$ 左右。

如图 6.10 所示,也可以故意将直流失调叠加在普通的电解电容器上,使之对最大输出电压不发生影响。但是必须注意这样容

易混入来自电源的噪声。

在设定准确的低的截止频率时,可以用小容量构成如图 6.11 所示的电路。由于容量小,就可以使用容量准确的滤波器电容器。输出的直流失调等于 X_3 的输入换算直流失调电压。

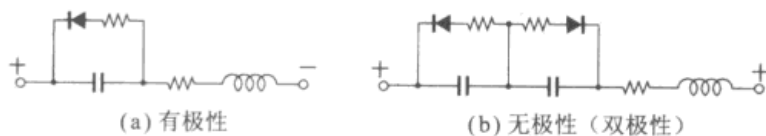


图 6.8 电解电容器的等效电路

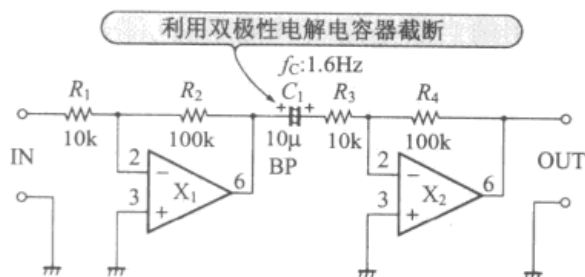


图 6.9 截断直流信号的耦合电容器

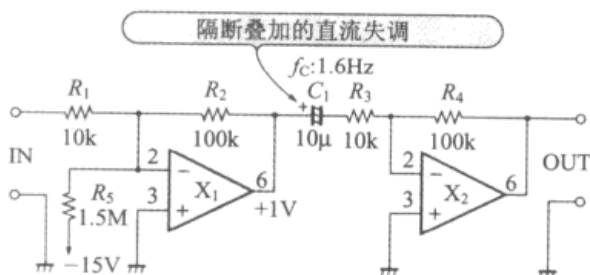


图 6.10 使用普通的电解电容器

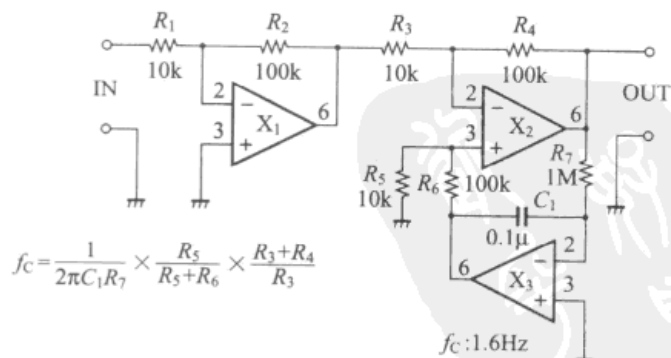


图 6.11 基于浮动电路的直流截断

6.2.3 叠层陶瓷电容器

叠层陶瓷电容器在最近得到了大量的使用。如图 6.12 所示,其内部结构是将多层陶瓷电介质和电极重叠起来。照片 6.2 是其典型的外观。

叠层陶瓷电容器有温度补偿用和高介电常数系两类。它们的名称相同,外观也相似。不过如图 6.13 所示,由于温度特性和电压依赖关系等特性完全不同,所以使用时要注意区分开。

温度补偿用叠层陶瓷电容器的容量范围在 $0.5\text{pF}\sim 82\text{nF}$ 之间,而高介电常数系陶瓷电容器的容量大约是 $100\mu\text{F}$ 。

滤波器中使用的当然是温度补偿用叠层陶瓷电容器。因为希望它承担补偿其他元件温度特性的任务。如表 6.5 所示,可以选用各种温度系数的电容器。 C 特性电容器的温度系数为 0,滤波器中多使用它。

虽然标称温度系数是 0,但是温度系数完全为 0 的元件是不存在的,还规定了温度系数的允许值。温度补偿用叠层陶瓷电容器的温度系数允许值约为 $\pm 60\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。温度系数为 $0\text{ppm}\pm 60\text{ppm}$ 的符号是 CH。村田制作所的 RPE 系列等产品在此范围。

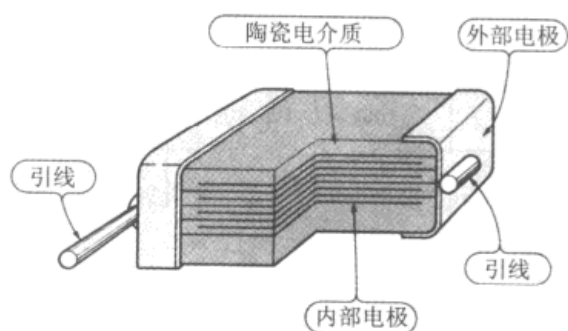
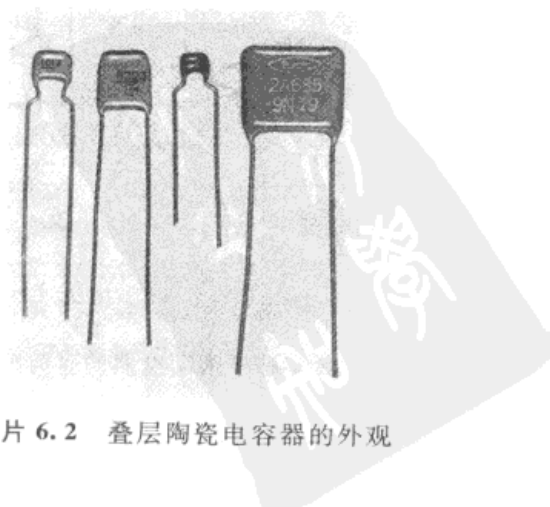


图 6.12 叠层陶瓷电容器的内部结构



照片 6.2 叠层陶瓷电容器的外观

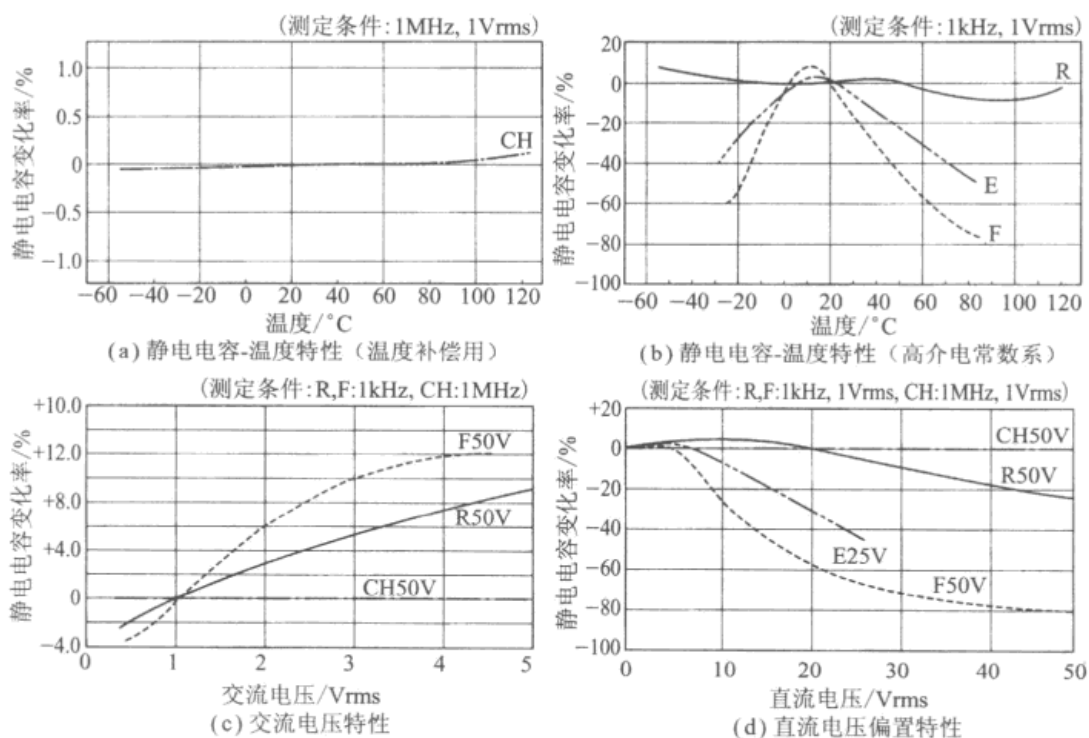


图 6.13 叠层陶瓷电容器的特性((株)村田制作所 RPE)

表 6.5 陶瓷电容器的特性(JIS C5130)

(a) 静电电容温度系数及符号

符 号	静电电容温度系数的额定值/(ppm/°C)
A	+100
B	+30
C	0
H	-33
L	-75
P	-150
R	-220
S	-330
T	-470
U	-750
V	-1000
W	-1500
X	-2200
Y	-3300
Z	-4700

(b) 静电电容温度系数允许误差及符号

符号	静电电容温度系数允许误差/(ppm/°C)
F	±15
G	±30
H	±60
J	±120
K	±250
L	±500
M	±1000
N	±2500

如图 6.14 所示,温度补偿用叠层陶瓷电容器中,CH 特性的电容器在温度特性、电压特性、频率特性、可靠性等方面都非常好。但是需要注意如果容量误差在 5% 以内,用于高精度滤波器时还有些大。如果希望用于高精度滤波器,应该进一步选择、组合使用。

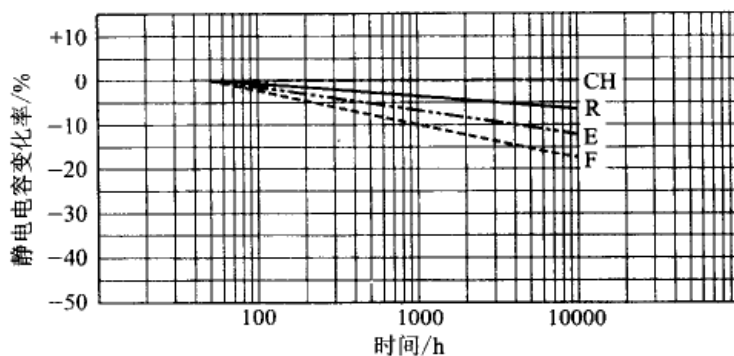
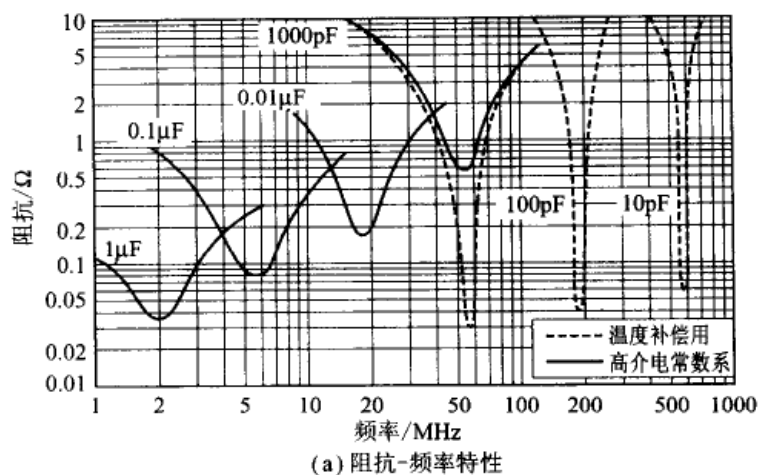


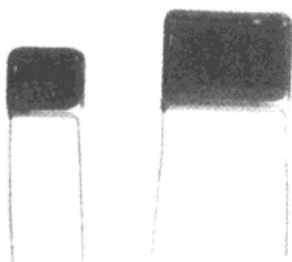
图 6.14 叠层陶瓷电容器(RPE)的特性[(株)村田制作所]

6.2.4 薄膜电容器

电容器中薄膜电容器的种类最多,特性也各异。照片 6.3 是其外观图。最近叠层型的薄膜电容器使用也较多,是容量比较小的类型。可以扩展到几微法范围,经常应用于 1kHz 以下的低频有源滤波器中。

电容器的容量值不仅随环境温度变化,而且还因工作频率和电压,以及使用的时间而变化。在选择时必须仔细地阅读有关数据表。

在对特性有严格要求的场合,必须考虑事先进行老化处理的



照片 6.3 薄膜电容器的外观

问题,使特性稳定后再使用。电容器的种类很多,有的电容器种类在稳定性方面非常差。如何选用电容器也是滤波器制造厂家一项重要的专业技术。

图 6.15 示出一些薄膜电容器温度特性。高性能的产品体积仍然有些大。图 6.16 是频率依赖特性的例子。小型电容器中截止频率在 1MHz 以上时容量变化比较大。因此,用于高精度滤波器还是有困难的。

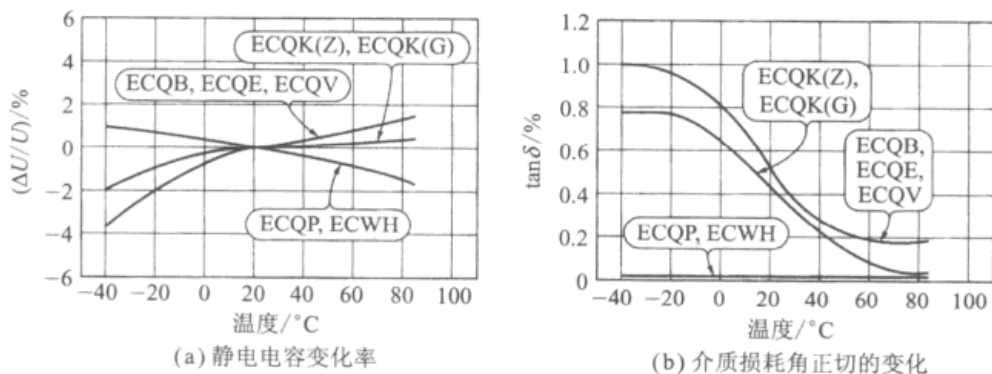


图 6.15 薄膜电容器的温度特性[松下电子部件(株)]

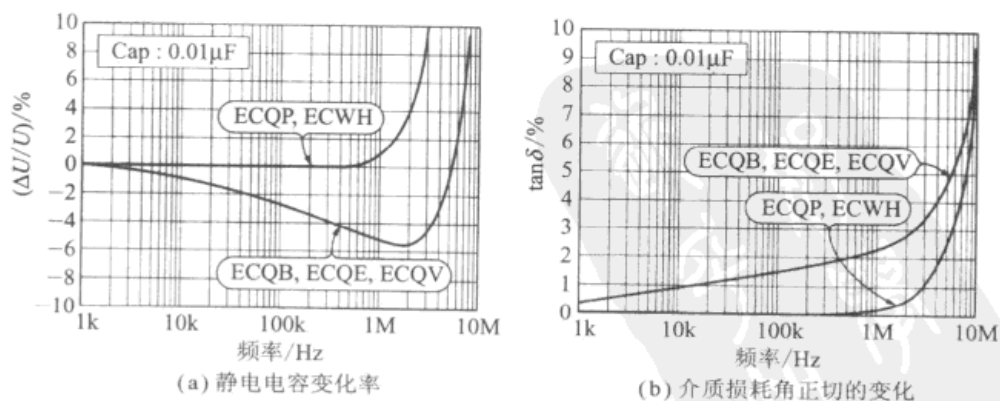


图 6.16 薄膜电容器的频率特性[松下电子部件(株)]

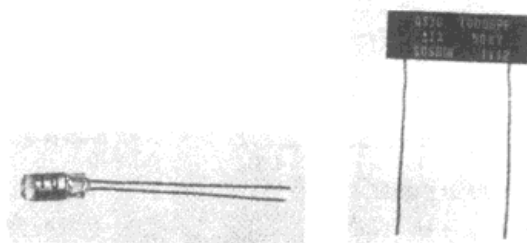
滤波器电容器中,由于种类不同,也有容量误差在1%以下的商品,也有接受特定容量生产订货的厂家。但是,即使容量误差小,也不是容量一点都不因温度、电压、频率、时间而变化的。所以,除了仔细阅读数据表以外,还必须进行各种环境试验,确保电容量的稳定性。

6.2.5 苯乙烯电容器

苯乙烯电容器通称苯乙烯树脂,准确地应该叫做聚苯乙烯电容器。照片6.4是它的外观,也是薄膜电容器的一种。这种电容器介质损耗角正切小而稳定,很早就应用于高精度滤波器 and 高级音响(补偿器等)。由于温度系数比较小,而且是负温度系数,所以它的特点就是与具有正温度系数的铁氧体磁心(H6B, H6E, K6A)线圈组合使用,能够进行共振频率的温度补偿。

苯乙烯电容器中,既有容量误差在0.25%以下性能优良的商品,也可订做对容量有特别要求的产品。遗憾的是,它的体积比叠层陶瓷电容器大。

图6.17示出典型的聚苯乙烯电容器额定值与特性。



照片 6.4 苯乙烯电容器的外观

6.2.6 云母电容器

云母电容器几乎成了温度变化小、长期稳定性好、高精度、高可靠性电容器的代名词。照片6.5是它的外观,作为标准电容器使用,甚至容量误差小于0.01%的电容器。其容量范围很宽,从1pF~0.5 μ F,也生产专用于滤波器的特定容量的电容器产品。图6.18是典型的云母电容器例子。

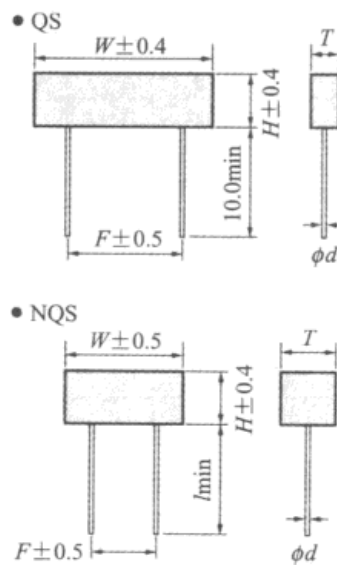
云母电容器价格非常高,购买时要注意这一点。

项目 形状	标称静电电容/pF	静电电容 允许误差	外形尺寸			
			W	H	T	F
QS 25	300~7000	C($\pm 0.25\%$)	23.5	8.0	2.5	17.5
QS 30	300~10000		23.5	8.0	3.0	17.5
QS 50	10001~30000		23.5	8.0	5.0	17.5
QS 04	300~10000		14.5	12.5	3.8	10.0
QS 06	10001~25000	D($\pm 0.5\%$)	20.0	12.0	6.0	15.0
QS 10	25001~51100		20.0	14.0	10.0	15.0
QS 11	51101~1000000	F($\pm 1\%$)	20.2	19.5	10.0	15.0
QS 15	100001~200000		29.5	19.5	14.5	20.0
NQS 5	100~6000	G($\pm 2\%$)	10.0	10.0	5.0	7.5
NQS 6	6001~25000		20.0	12.0	6.0	15.0
NQS 8	25001~50000		20.0	16.0	8.0	15.0
NQS 10	50001~100000		20.0	19.0	10.0	15.0

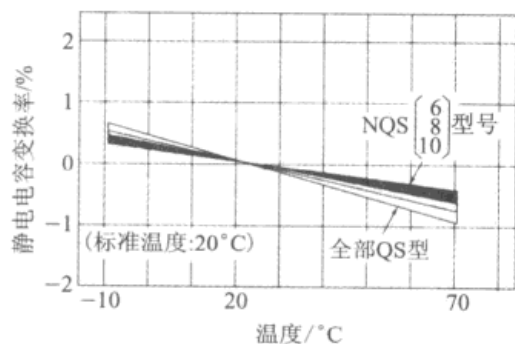
*标准标称静电电容: E192系列。

※最小静电电容允许误差是指0.25%或者偏离0.5pF较大一方的值。

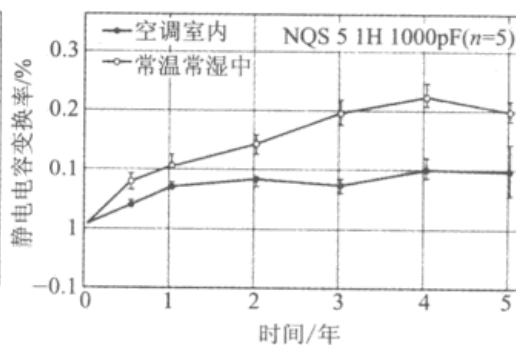
(a) 特性(额定电压: 50WVDC)



(b) 外形

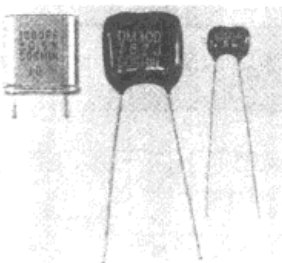


(c) 静电电容的温度特性



(d) 静电电容的长期稳定性

图 6.17 苯乙烯电容器(QS/NQS)的额定值(双信电机(株))



照片 6.5 云母电容器的外观

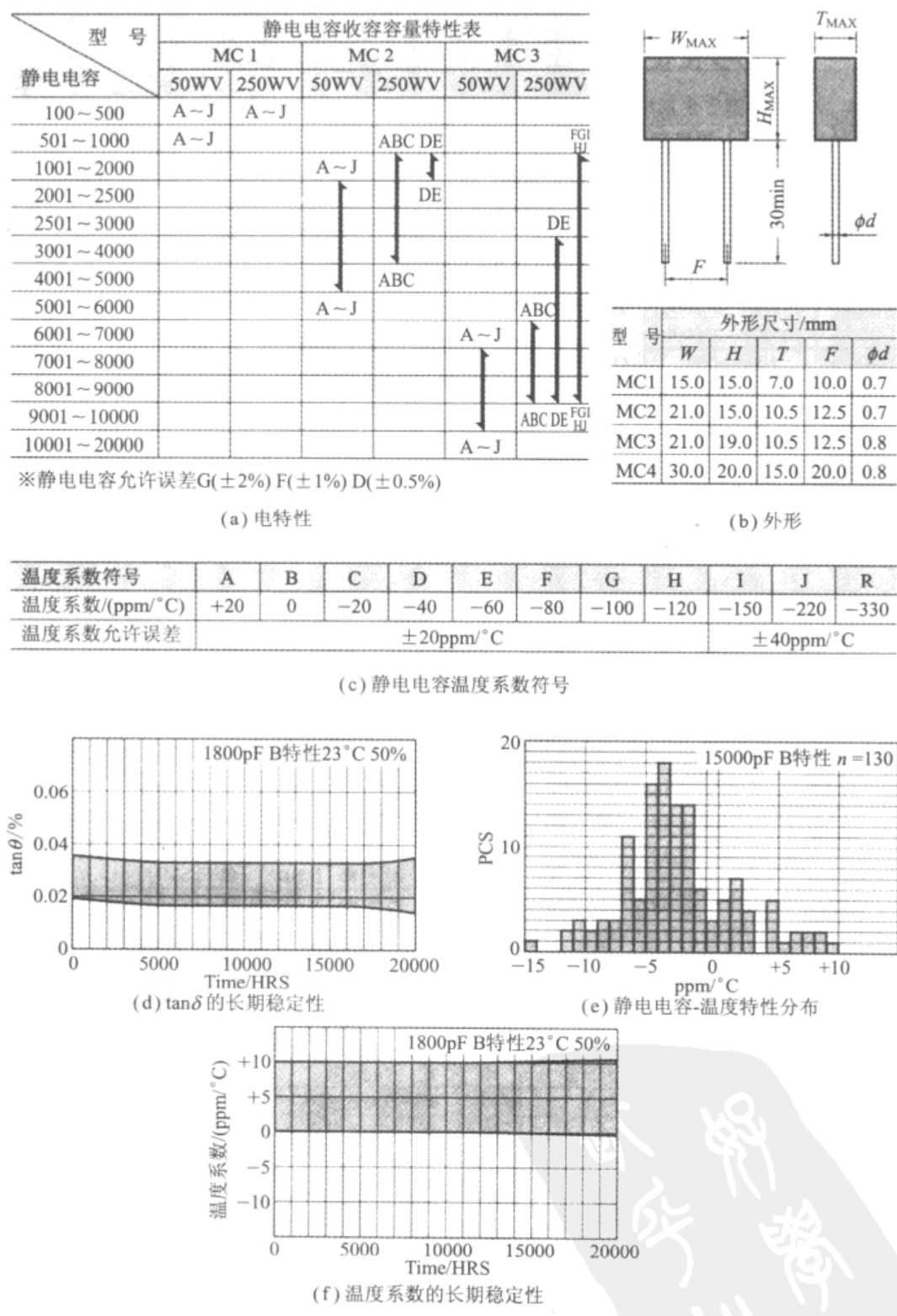


图 6.18 云母电容器(MC)的额定值[双信电机(株)]

6.3 滤波器使用的线圈

6.3.1 线圈的种类和等效电路

与电容器相同,线圈也是一种特性依赖于频率的元件。其阻抗由 ωL 决定。

制作滤波器时的一个难点就是如何获得具有特定电感量的线圈。如果是低阶滤波器,可以使用微型电感器商品。表 6.6 列出部分能够用于 LC 滤波器的线圈。

表 6.6 可用于滤波器的线圈

型 号	厂 家	容量范围/H	容量容许 误差	使用温度 范围/℃	标准数	磁屏蔽 (有/无)	形 状
TP	TDK	$0.1\mu\sim 10\text{m}$	GJK	$-55\sim 105$	E12	无	轴向
EL	TDK	$0.22\mu\sim 56\text{m}$	JKM	$-20\sim 80$	E12	无	方形
ELF	TDK	$0.22\mu\sim 100\text{m}$	KM	$-20\sim -80$	E12	有	方形
ACL	TDK	$10\text{n}\sim 1\text{m}$	KM	$-25\sim 85$	E12	有	SMD
MLF	TDK	$47\text{n}\sim 220\mu$	KM		E12	有	SMD
NLF	TDK	$1\mu\sim 1\text{m}$	KM		E12	有	SMD
LEM	TAI	$0.12\mu\sim 220\mu$	JKM	$-25\sim 85$	E12	无	SMD
LAL	TAI	$0.22\mu\sim 1\text{m}$	KM	$-25\sim 85$	E12	无	轴向
LHL	TAI	$1\mu\sim 150\text{m}$	JKM	$-25\sim 90$	E12	无	方形
LHFP	TAI	$10\mu\sim 10\text{m}$	k	$-25\sim 90$	E12	有	方形
K5-R	MIT		可调整		特	有	5mm 角 SMD
K5-H	MIT	$1\mu\sim 1\text{m}$	可调整		特	有	5mm 角
K7-H	MIT	$1\mu\sim 1\text{m}$	可调整		特	有	7mm 角
K7-T3	MIT	$1\text{mH}\sim 20\text{m}$	可调整		特	有	7mm 角
K10-H	MIT	$1\mu\sim 1\text{m}$	可调整		特	有	10mm 角
K10-F5	MIT	$1\mu\sim 50\text{m}$	可调整		特	有	10mm 角
04T-QJ	MA	$1\mu\sim 300\mu$	可调整		特	有	4.8mm 角 SMD
05T-QB	MA	$1\mu\sim 1\text{m}$	可调整		特	有	5.8mm 角
07T-QG	MA	$5\mu\sim 20\text{m}$	可调整		特	有	7.5mm 角
10T-Q100	MA	$10\mu\sim 100\text{m}$	可调整		特	有	11.4mm 角

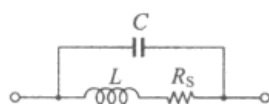
[TDK:TDK(株),TAL:太阳诱电(株),MIT:MITSUMI 电机(株),MA:松下电子部品(株)]

线圈的等效电路可以用图 6.19 表示。与 L 比较, C 、 R_s 值小的线圈性能优良。 R 、 L 、 C 中线圈是最难接近理想状态的元件。特别是电感量大的线圈更困难。

空心结构很难具有大的电感量,它也容易受环境磁场的影响,所以几乎所有的线圈都使用铁心。

示于图 6.19 中 C 的值主要来自绕线的浮游电容, R_s 的值由线圈的电阻和铁心损耗决定。所以,如果有损耗低、以少的匝数能够得到大电感量的铁心,对于线圈的制作就非常有利。但是,没有万能的铁心材料。每种铁心都是以各自最得意的频带为特征的。

图 6.20 是由微型电感 ELF0706SKI-103k 的额定值计算出参数,对频率进行模拟的结果。从这个例子可以看出 L 与 C 可以发生自共振,在高于自共振频率的范围会失去作为线圈的功能。



C : 绕线产生的浮游电容
 R_s : 绕线和铁心产生的等效串联电阻

$$\text{自共振频率} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{2\pi fL}{R_s}$$

图 6.19 线圈的等效电路

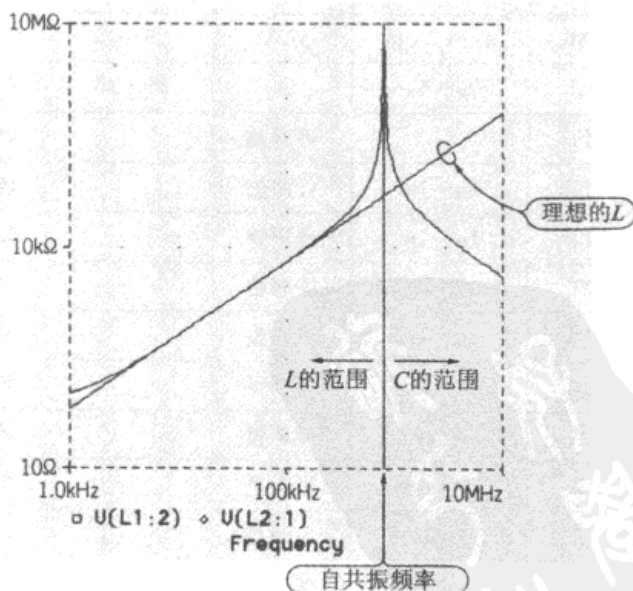
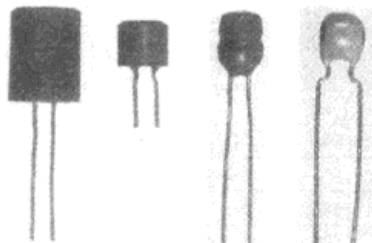


图 6.20 对图 6.19 的等效电路进行模拟的结果
 (L : 10mH, R_s : 80Ω, C : 4pF)

6.3.2 微型电感(圆筒形)

微型电感是最容易购买到的标准电感元件。照片 6.6 是微型电感的外观。它是先将线绕在圆筒形的磁心(图 6.29(c))上,然后装入热收缩管或塑料管内。



照片 6.6 微型电感的外观

可以按 E12 系列获得电感量从 $0.1\mu\text{H}$ 至几十 mH 的元件。图 6.21 示出典型产品的特性。因为是用等效电路的各参数表示的,所以可以便捷地了解其他特性。(电容器如果这样表示出各参数也应该很方便吧!)

但是,一般的微型电感没有加磁屏蔽。为了不受磁场的影响,在使用多个元件时应该注意或者改变安装的角度,或者留有一定的间隔。另外,在电源变压器附近,由于存在磁场的影响会混入交流噪声,所以要远离电源变压器。

有的电感器的外壳是黑色的塑料管,注意不要与磁屏蔽电感器混淆。

有些情况下需要除去被 OP 放大器放大的高频噪声,如图 6.22 所示,可以使用 1 个微型电感构成 2~3 阶 LC 滤波器。这是一种廉价而有效的滤波器。

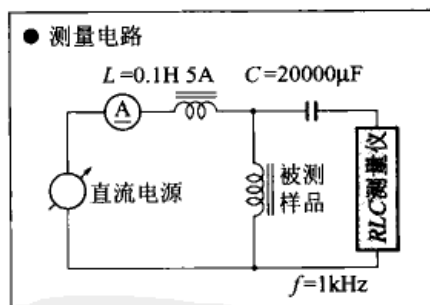
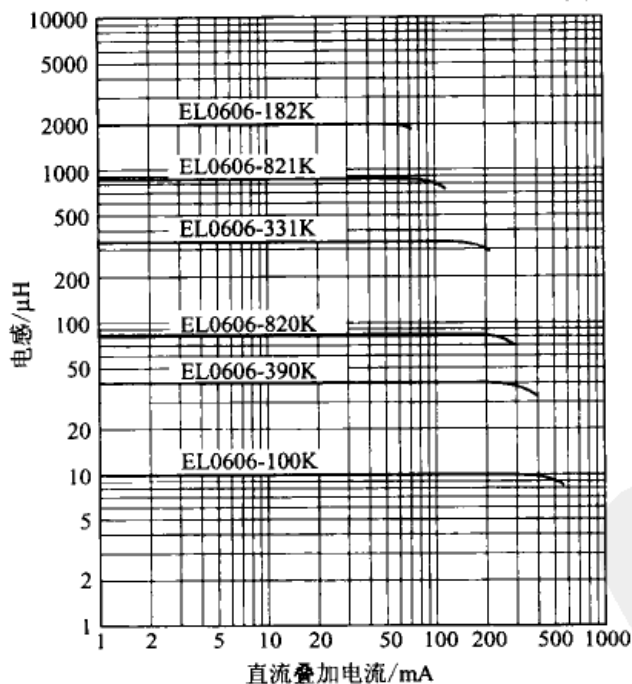
照片 6.6 中也示出了装入壶形铁心的磁屏蔽型微型电感。这种铁心比较难获得,不过由于采用了磁屏蔽,所以即使几个电感配置距离很近也不会有磁耦合。图 6.23 列出磁屏蔽型电感器的特性。

只要认真选择电路参数,按 E12 系列电感值设计滤波器,就能够实现廉价而且截止特性优良的 LC 滤波器。

型 号	电感/ μH	Q / /min	L 、 Q 测量 频率/MHz	自共振 频率/MHz	直流电阻 / Ω max	额定电流 /mA max
EL0606RA-EL0606SKI-R22□	$0.22 \pm 20\%, \pm 10\%$	50	25.2	150	0.15	816
EL0606RA-EL0606SKI-R27□	$0.27 \pm 20\%, \pm 10\%$	50	25.2	150	0.15	816
EL0606RA-EL0606SKI-R33□	$0.33 \pm 20\%, \pm 10\%$	50	25.2	150	0.15	816
EL0606RA-EL0606SKI-R39□	$0.39 \pm 20\%, \pm 10\%$	50	25.2	130	0.15	816
EL0606RA-EL0606SKI-R47□	$0.47 \pm 20\%, \pm 10\%$	50	25.2	130	0.15	816
EL0606RA-EL0606SKI-R56□	$0.56 \pm 20\%, \pm 10\%$	50	25.2	130	0.20	707
EL0606RA-EL0606SKI-R68□	$0.68 \pm 20\%, \pm 10\%$	50	25.2	120	0.20	707
EL0606RA-EL0606SKI-R82□	$0.82 \pm 20\%, \pm 10\%$	50	25.2	120	0.20	707
EL0606RA-EL0606SKI-1R0□	$1.0 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	100	0.20	707
EL0606RA-EL0606SKI-1R2□	$1.2 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	85	0.20	707
EL0606RA-EL0606SKI-1R5□	$1.5 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	70	0.22	674
EL0606RA-EL0606SKI-1R8□	$1.8 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	60	0.22	674
EL0606RA-EL0606SKI-2R2□	$2.2 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	55	0.25	632
EL0606RA-EL0606SKI-2R7□	$2.7 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	50	0.27	608
EL0606RA-EL0606SKI-3R3□	$3.3 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	45	0.30	577
EL0606RA-EL0606SKI-3R9□	$3.9 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	40	0.32	559
EL0606RA-EL0606SKI-4R7□	$4.7 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	35	0.35	534
EL0606RA-EL0606SKI-5R6□	$5.6 \pm 10\%, \pm 5\%$	50	7.96	33	0.37	519

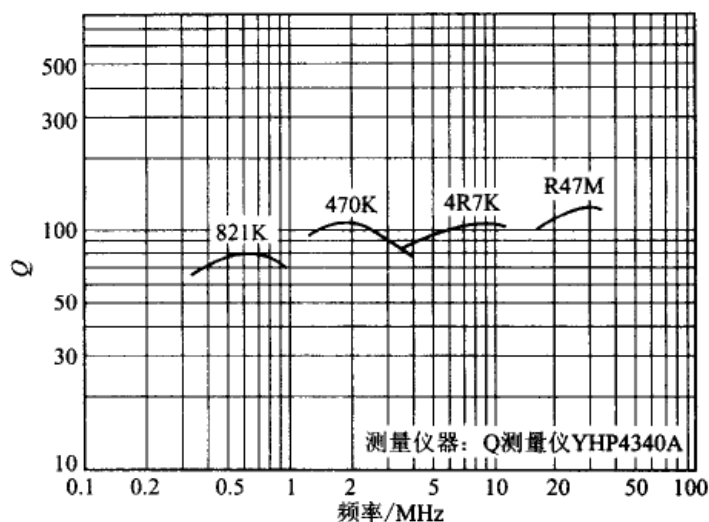
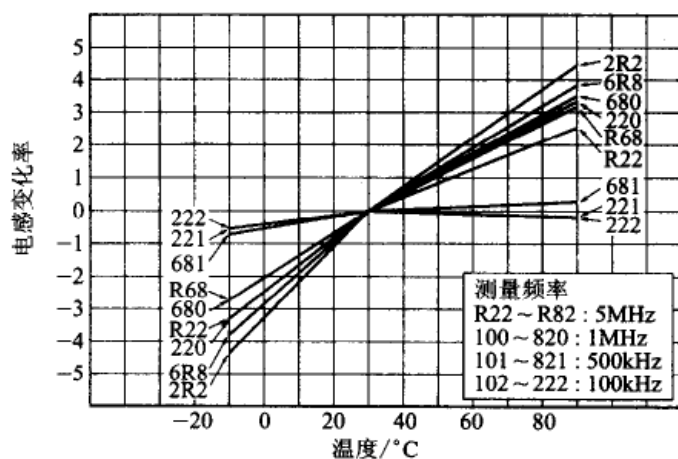
*根据电感量的公差, 第四色标中, 无色: $\pm 20\%/M$, 银色:
 $\pm 10\%/K$ (只适于 $10\mu\text{H}$ 以下), 金色: $\pm 5\%/J$

(a) 电学特性



(b) 电感直流叠加特性

图 6.21 微型电感(EL0606)的特性[TDK(株)]

(c) Q -频率特性

(d) 电感量-温度特性

图 6.21 微型电感(EL0606)的特性[TDK(株)](续)

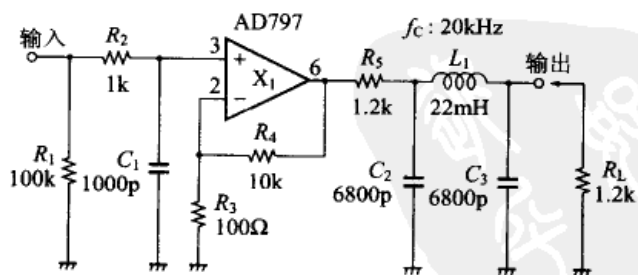


图 6.22 使用微型电感的滤波器例

6.3.3 壶形铁心

在制作低频LC滤波器时,需要有准确的大电感量。这时,最适合使用照片6.7所示的铁氧体壶形铁心来制作线圈。由于这种结构形式没有漏磁,所以不必担心磁耦合。

过去的壶形铁心系列有1~5型,现在只生产1型、2型、5型。图6.24示出典型的壶形铁心例子。

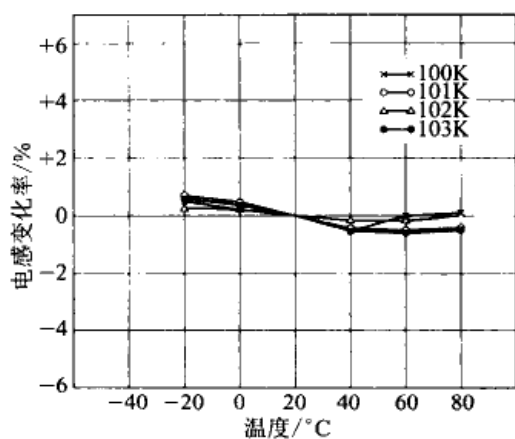
① 1型。上下磁心间没有间隙,能够以少的匝数获得大的电感量。绕线完成后的电感量不能调整。

② 2型。上下磁心间有间隙,所以有利于直流叠加特性。绕线完成后电感量不能调整。

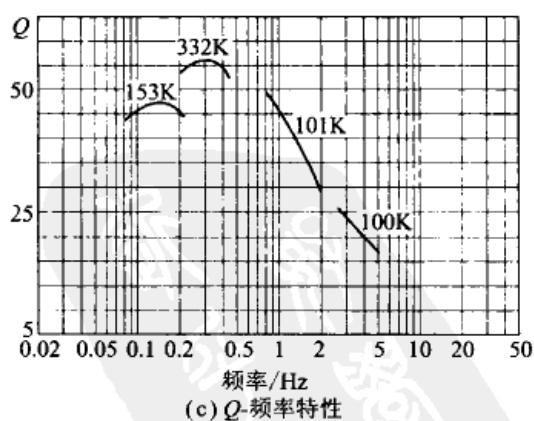
型 号	电感/ μH	Q /min	L 、 Q 测量 频率/MHz	自共振频率 /MHz ref	直流电阻 / Ω max	额定直流电流 /mA ^注
ELF0708SKI-332K	$3300 \pm 10\%$	30	0.252	1.4	34	33
ELF0708SKI-392K	$3900 \pm 10\%$	30	0.252	1.3	38	30
ELF0708SKI-472K	$4700 \pm 10\%$	30	0.252	1.2	44	28
ELF0708SKI-562K	$5600 \pm 10\%$	30	0.252	1.1	51	25
ELF0708SKI-682K	$6800 \pm 10\%$	30	0.252	0.97	59	23
ELF0708SKI-822K	$8200 \pm 10\%$	30	0.252	0.90	68	21
ELF0708SKI-103K	$10000 \pm 10\%$	25	$L:0.001 Q:0.0796$	0.80	80	19
ELF0708SKI-123K	$12000 \pm 10\%$	25	$L:0.001 Q:0.0796$	0.75	92	17
ELF0708SKI-153K	$15000 \pm 10\%$	25	$L:0.001 Q:0.0796$	0.68	110	15
ELF0708SKI-183K	$18000 \pm 10\%$	20	$L:0.001 Q:0.0796$	0.60	120	14
ELF0708SKI-223K	$22000 \pm 10\%$	20	$L:0.001 Q:0.0796$	0.54	130	12
ELF0708SKI-273K	$27000 \pm 10\%$	20	$L:0.001 Q:0.0796$	0.48	160	11
ELF0708SKI-333K	$33000 \pm 10\%$	20	$L:0.001 Q:0.0796$	0.42	180	10

注:基于电感变化率的场合

(a) 电学特性

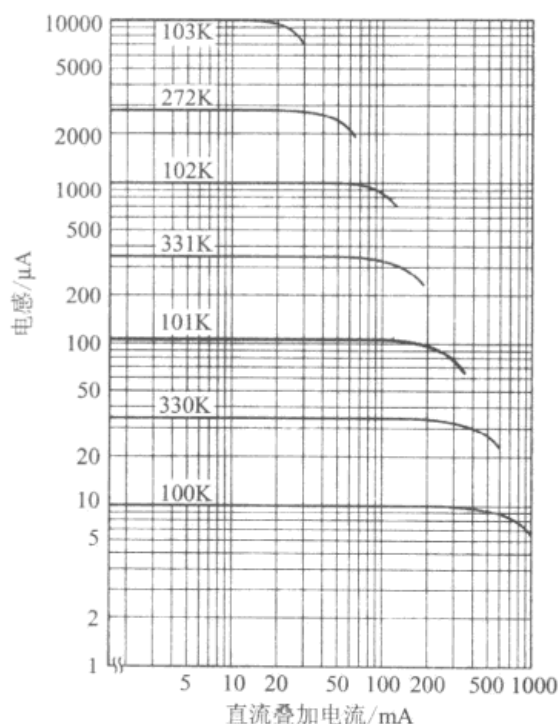


(b) 电感量-温度特性



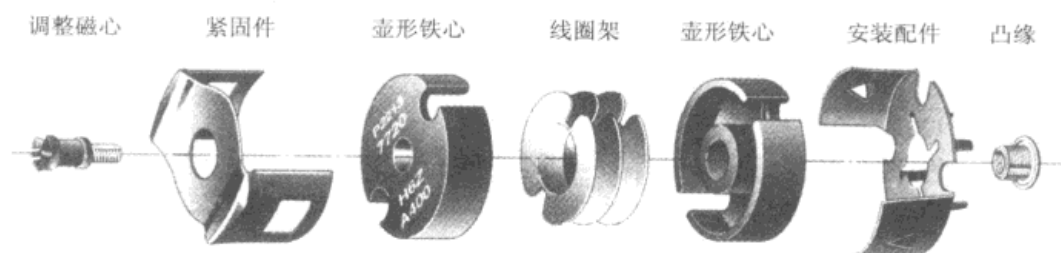
(c) Q-频率特性

图 6.23 磁屏蔽型微型电感器(ELF0708)的特性[TDK(株)]



(d) 电感直流叠加特性

图 6.23 磁屏蔽型微型电感器(ELF0708)的特性[TDK(株)](续)



照片 6.7 5 型壶形铁心的组装图

③ 5 型。磁心的中心有孔,插入调整磁心后可以调整电感量。能够制作准确的电感器。

1 型和 2 型用于传输扼流圈,5 型由于能够获得准确的电感量,所以可以应用于滤波器中。

6.3.4 用壶形铁心制作电感器的要点

近来,使用壶形铁心比较少。不过对于 LC 滤波器来说,在几十 mH 以上且对电感量的准确性有要求的场合还是少不了它。

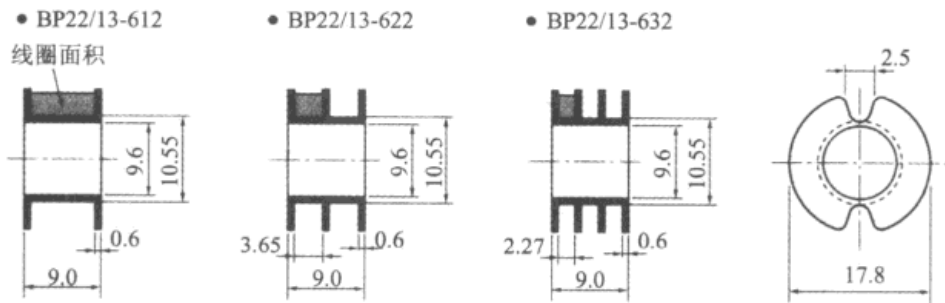
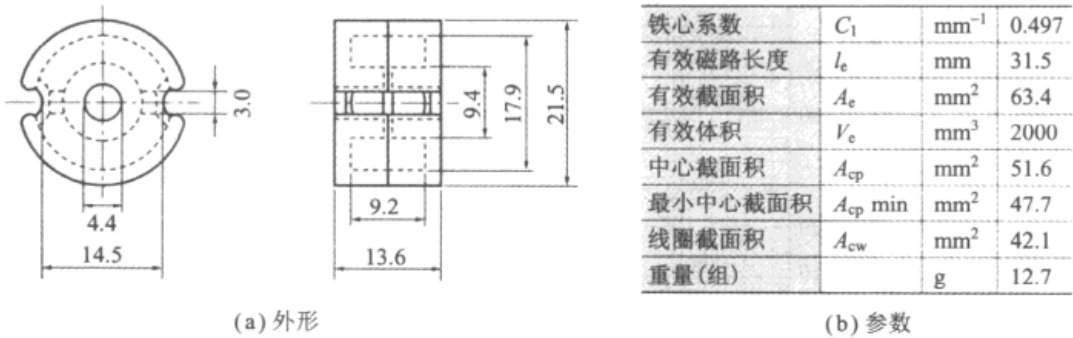
电感量与圈数的平方成比例。不过它的系数却因材料和结构而各不相同。这里示出的是称为电感值 AL-value 的系数。

例如,如果在 AL-value:250nH/N² 的铁心上绕 100 圈,那么

$250\text{nH}/N^2 \times 100^2 = 2.5\text{mH}$

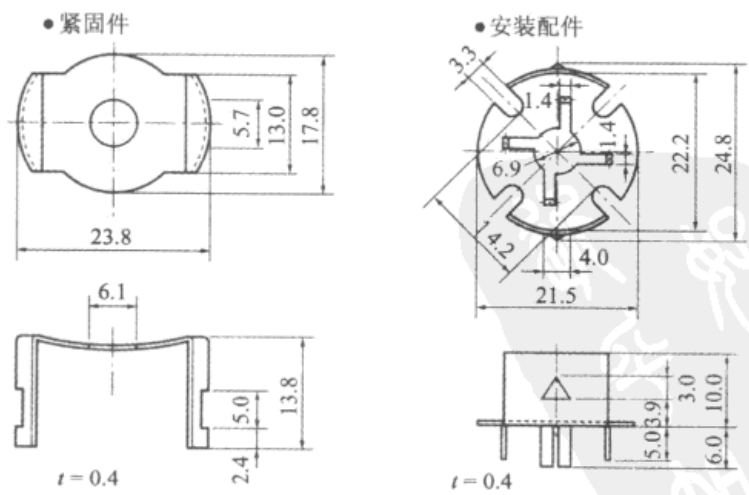
就得到 2.5mH 的电感器。

对于同样的铁心,不能简单地认为这个 AL-value 值也相同,它受一些因素的影响而变化。



型 号	分割数	材料 (最高温度)	线圈截面积 /mm ²	平均线圈长 /cm	重量 /g
BP22/13-612	1	聚缩醛 (110℃)	25.0	4.4	0.4
BP22/13-622	2		12.0×2		0.5
BP22/13-632	3		7.9×3		0.6

(c) 线圈架形状



(d) 配件

图 6.24 壶形铁心的特性(5 型 P22/13)

首先必须注意的是铁心的接合面。对于壶形铁心来说是上下两个铁心组合使用的,如果这两个接合面的状态不同,那么,这个系数会发生大幅度的变化。

壶形铁心中,为了得到稳定的接合状态,对接合面要进行精细地研磨。购买时要注意成对的上下两个铁心。购买多个元件时,必须注意不能零零散散的互不成对。

型 号	AL-valu (nH/N ²) 公差	有效磁导率 /μe	温度系数 /(ppm/°C)
● 无间隙			
H6BP22/13Z-52H	3700±25%	1450	
H6ZP22/13Z-52H	4200±25%	1660	
H5AP22/13Z-52H	5900±25%	2333	
H5BP22/13Z-52H	12300±25%	1865	
H5C2P22/13Z-52H	19500±30%	7700 (ar 217 gauss)	
	16000 +40 % -30 %	6318 (ar 5 gauss)	
H7BP22/13Z-52H	3750min.	1411min.	
● 有间隙			
K6AP22/13A40-52H	40	15.9	55 to 135
K6AP22/13A63-52H	63 ±3%	24.9	62 to 188
K5P22/13A63-52H	60	25	- 60 to 90
K5P22/13A100-52H	100 ±3%	39.8	- 105 to 135
K5P22/13A160-52H	160	63.5	- 176 to 205
K6FP22/13A63-52H	60	25	27 to 77
K6FP22/13A100-52H	100 ±3%	39.8	26 to 122
K6FP22/13A160-52H	160	63.5	47 to 173
K6FP22/13A250-52H	250	99.5	65 to 263
K6H3P22/13A160-52H	160	63.5	46 to 80
K6H3P22/13A250-52H	250 ±3%	99.5	64 to 125
K6H3P22/13A315-52H	315	125	62 to 138
K6H3P22/13A400-52H	400	154	79 to 175
K6A3P22/13A160-52H	160	63.5	68 to 142
K6A3P22/13A250-52H	250 ±3%	99.5	94 to 214
K6A3P22/13A315-52H	315	125	100 to 250
K6A3P22/13A400-52H	400	154	127 to 319
K6A3P22/13A630-52H	630 ±5%	250	200 to 500
K6BP22/13A160-52H	160	63.5	38 to 134
K6BP22/13A250-52H	250 ±3%	99.5	62 to 214
K6BP22/13A315-52H	315	125	61 to 250
K6BP22/13A400-52H	400	154	80 to 318
K6BP22/13A630-52H	630 ±5%	250	125 to 501
K6KP22/13A160-52H	160	63.5	40 to 79
K6KP22/13A250-52H	250 ±3%	99.5	54 to 115
K6KP22/13A315-52H	315	125	50 to 125
K6KP22/13A400-52H	400	154	61 to 154
K6KP22/13A630-52H	630 ±5%	250	100 to 250
K6ZP22/13A250-52H	250	99.5	- 45 to 70
K6ZP22/13A315-52H	315 ±3%	125	- 75 to 75
K6ZP22/13A400-52H	400	154	- 93 to 93
K6ZP22/13A630-52H	630 ±5%	250	- 150 to 150
K6AP22/13A160-52H	160	63.5	- 3 to 143
K6AP22/13A250-52H	250 ±3%	99.5	- 34 to 214
K6AP22/13A315-52H	315	125	- 47 to 265
K6AP22/13A400-52H	400	154	- 80 to 318
K6AP22/13A630-52H	630 ±5%	250	- 125 to 501
K6AP22/13A12500-52H	1250 ±10%	497	- 223 to 969

测定条件: 线圈: φ0.352UEW100Ts, 频率: 1kHz, 电流: 0.5mA

(e) 主要种类

图 6.24 壶形铁心的特性(5 型 P22/13)(续)

壶形铁心有中心部和外部两个接合面。中心部的接合面分有间隙型和无间隙型两种。通过对这个接合面间隙宽度的精密设计,能够起到使 AL-value 值稳定的作用。

但是设计了间隙后,会降低 AL-value 值,得不到大的电感量。在对电感量的准确性没有要求的变压器或扼流圈的场合,采用无间隙型;在诸如滤波器这样对电感量的准确性有要求的场合,采用有间隙型。

当直流电流流过铁心的间隙时,会起到防止铁心饱和的作用。电源平滑电路中使用的铁心的间隙就起这种作用,并不是为了获得准确的电感。

注意图 6.24,可以看出由于有间隙而使 AL-value 的值出现差异。间隙越大,AL-value 的值越小,不过误差也变小了。

图 6.24 所示的壶形铁心使用的线圈架是厂家生产的。图 6.25 示出线圈架上线圈可绕的圈数。当然,线径不同可绕的圈数也有差异。

如图 6.26 所示,AL-value 的值也因绕线的高度有所变化,需要进行修正。线径越细,能够绕的圈数就越多,不过这样也会导致电阻增加,使 Q 值降低。

圈数增加时,线材间的分布电容也会增加。由这个电容与电感一起所产生的自共振频率会变低。如图 6.20 示出的等效电路模拟结果那样,导致阻抗上升,视在电感增加。

为了抑制线材的分布电容,需要采用图 6.24(c)所示的分割状绕线架,使电位差大的初始绕线层与最终绕线层不接触。

6.3.5 基于壶形铁心的 100mH 电感器的设计

现在用普通的 H5AP22/13A400-52H 磁心设计 100mH 的电感器。首先由下式确定圈数:

$$\text{圈数} = \sqrt{\frac{\text{目的电感量}}{\text{AL-value}}} = 500 \text{ 匝}$$

如果采用 3 分割绕线架 BP22/13-632,使用 0.16 的线材,从图 6.25 可以得出需要绕 750 匝。绕线架的高度约 3.6mm,500 匝的线圈高度约为 2.4mm,根据图 6.26 线圈高度的修正系数为 +0.2%。这些误差通过调整磁心可以充分吸收掉。按照每个槽绕 166 匝,绕在 3 个分割槽内。

线圈制造厂家用绕线机制作。不过也可以人工绕制。绕制过程中绕线的匝数要记忆准确。

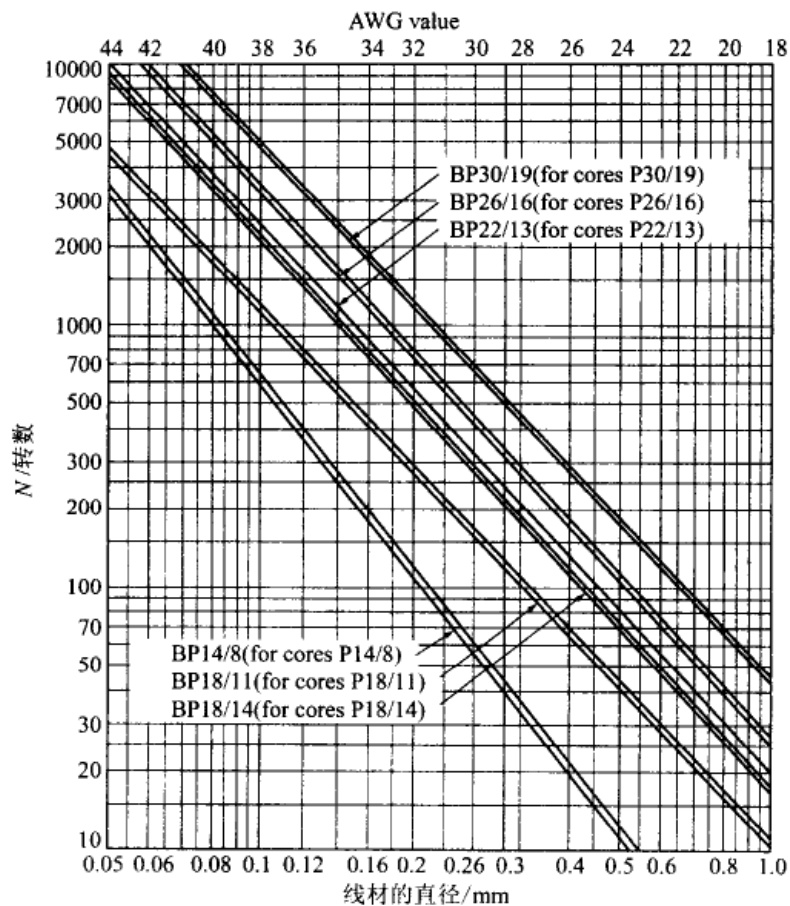


图 6.25 壶形铁心用绕线架的最大绕线数表

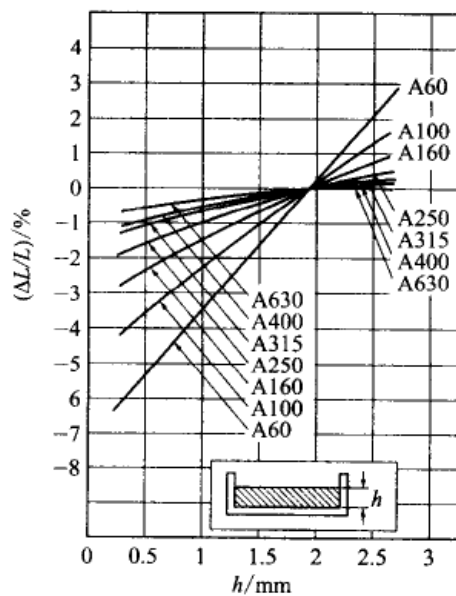


图 6.26 卷线高度与电感量的关系

很早以前,计算机的数据是利用在纸带上打孔记忆的。现在将这种卷纸带用的机架稍做改进,就可以做成简单的绕线机。

线材在铁心上绕好后,要用棉线扎紧。然后,为了不因环境中湿汽影响而降低 Q 值,需要放在频率特性好的清漆或石蜡溶液中浸泡(图 6.27)。图 6.28 是铁心的组装方法。清漆干后,如图 6.28(a)那样使用橡胶黏合剂,将线圈固定在下部铁心上。压入调整用的凸缘时,要像图 6.28(b)那样,不要给铁心施加太强的冲击。然后如图 6.28(c)那样进行组装,再用橡胶黏合剂固定 2 点。最后连接到 RLC 测量仪上,旋转调整用的铁心进行测量,使之调整到目的电感量。

进一步进行可靠性试验时,要按 8 小时完成 1 个 $0\sim 70^{\circ}\text{C}$ 的热处理循环周期,共进行 3 次,再连接到 RLC 测量仪上,进行最终的调整。

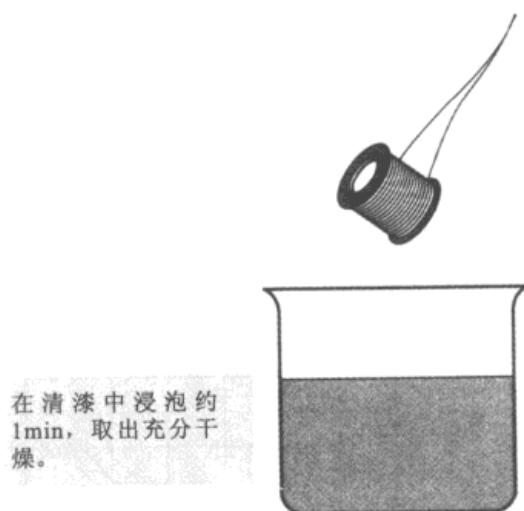


图 6.27 绕线完成后进行浸泡

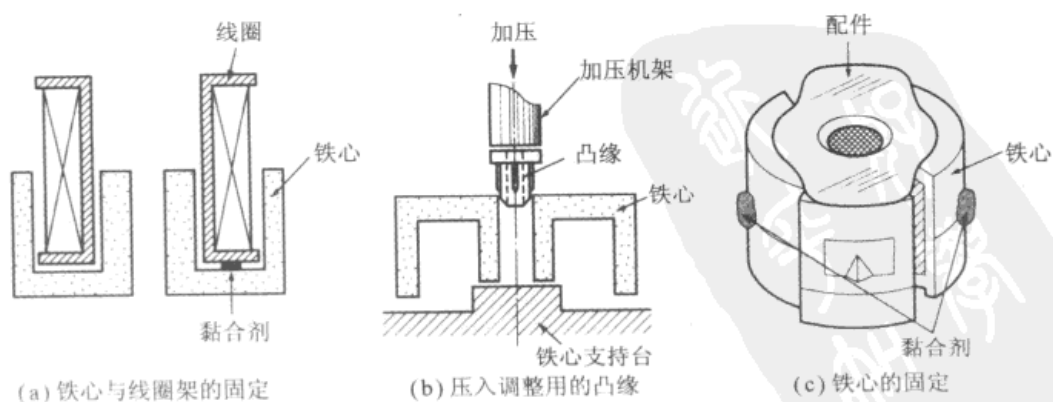


图 6.28 铁心的组装方法

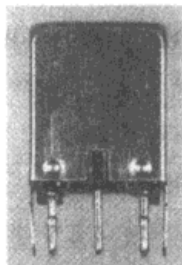
6.3.6 方形金属外壳电感器

方形金属外壳电感器经常作为晶体管收音机的中频变压器使用,通常是5mm/7mm/10mm的方形体。其外观如照片6.8所示。

图6.29是方形金属外壳电感器使用的铁心材料。有两种形式:①将线材绕在塑料分槽线圈架上,用杯状铁心覆盖形成磁屏蔽,中心插入螺旋状铁心,用于调整电感量。由于使用分槽线圈架,所以这种形式可以减小分布电容,适合电感量较小的高频电路。

②将线材直接绕在筒状铁心上,用THP铁心覆盖,在磁屏蔽的同时,通过旋转THP铁心,调整铁心的位置,从而调整电感量。用10mm的筒形制作的电感量大约能够达到几十mH,可以作为10kHz~1MHz的LC滤波器电感器使用。

分槽线圈架型可以利用从业余无线电零部件商店购买到的线



照片 6.8 方形金属外壳电感器的外观

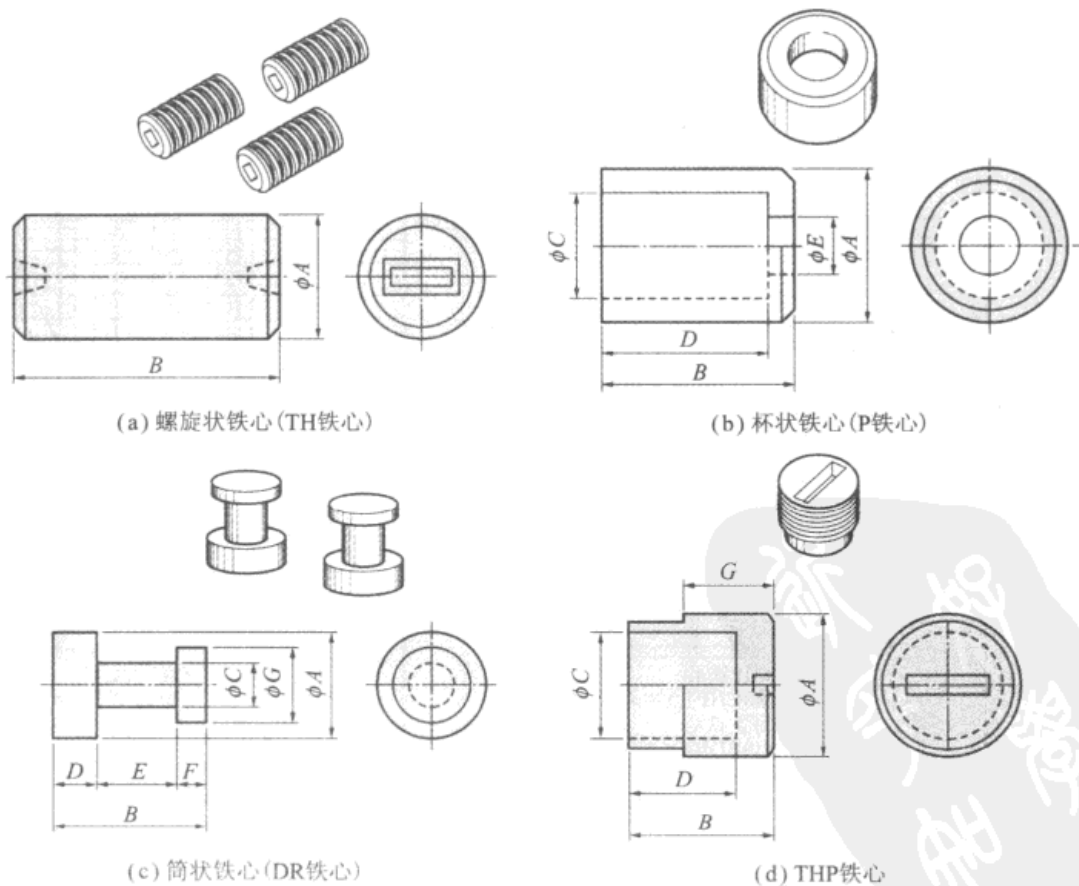


图 6.29 方形金属外壳电感器使用的铁心材料

圈架与铁心套件制作。筒形商品比较少见。在实验和试制时可以自己动手制作,如果线圈厂家备有零部件就会方便一些。

图 6.30 是典型的使用铁心的方形电感器圈数与电感量的关系表。图中两条直线分别表示出了铁心所能够调整到的最大值和最小值,只要选定某个中间值时就可以确定圈数。

图 6.31 示出可以购买到的业余无线电用各种 FCZ 线圈的电感量。

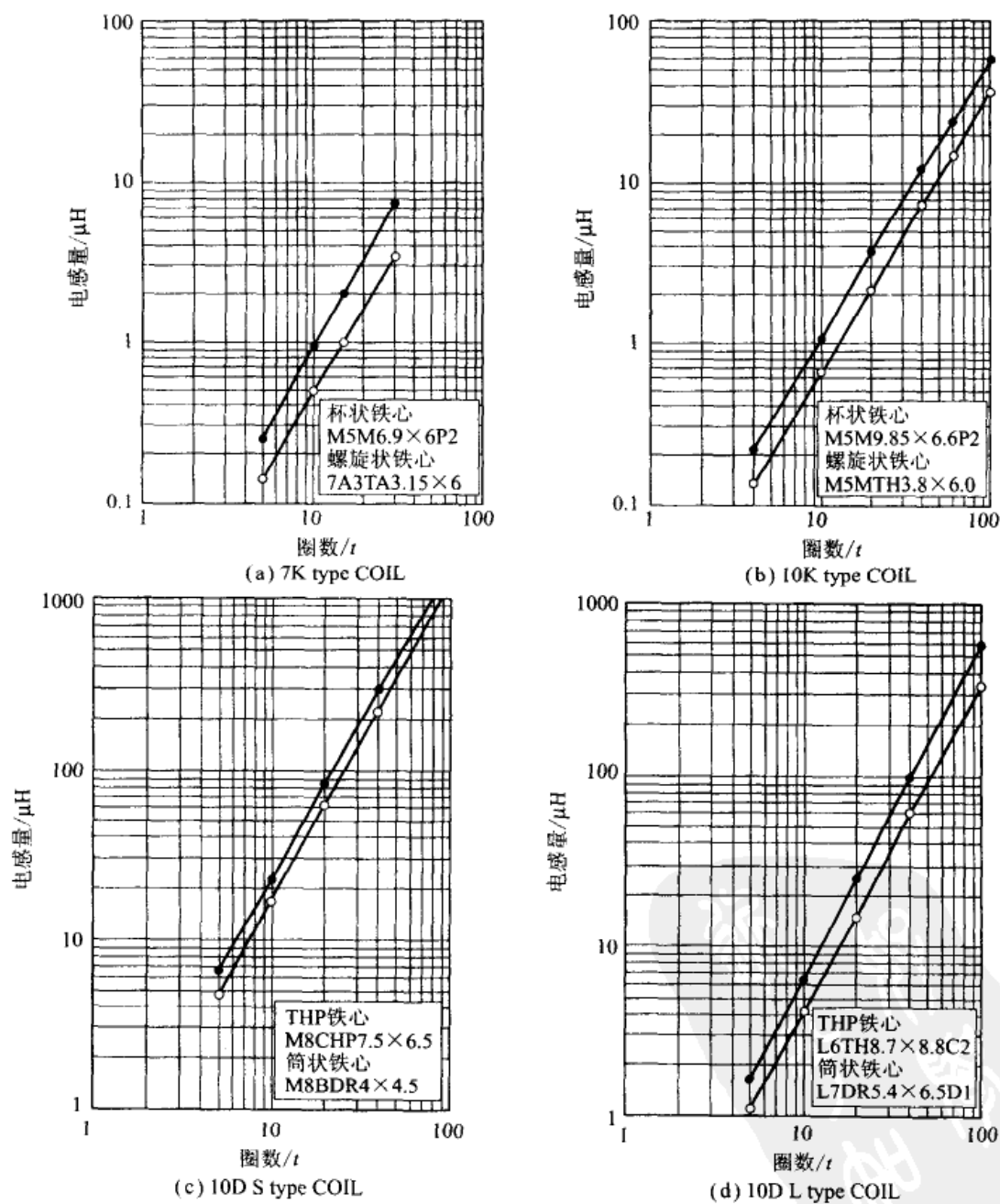


图 6.30 方形金属外壳电感器电感量-圈数关系

频率 /MHz	调谐电感(L)/电容(C)						耦合线圈 圈数(匝)
	圈数 (匝)	L(μH)			C (pF)	Q ₀	
		最小	中心	最大			
1.9	34	16.5	17.99	26.0	390	95	12
3.5	20	7.6	9.40	10.0	220	70	7
5	18	4.0	6.75	9.0	150	80	6
7	14	3.2	4.31	4.5	120	80	5
9	12	2.5	3.13	3.9	100	80	4
14	12	1.0	1.85	3.0	70	75	4
21	10	0.8	1.44	2.3	40	95	3
28	8	0.5	1.08	1.4	30	70	3
50	6	0.25	0.68	0.85	15	100	2
80	6	0.20	0.40	0.60	10	80	2
144	3		0.17		7	50	1

注:调谐电感附有中心抽头,除 144MHz 外是双线绕制。

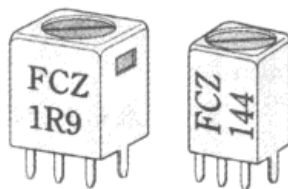
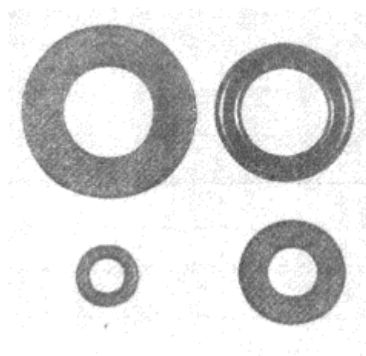


图 6.31 FCZ 线圈(无线电波段线圈)

6.3.7 环形铁心

照片 6.9 是所谓的环形铁心。使用这种铁心时磁通不向外泄漏,所以不需要磁屏蔽。它产生的磁通量比其他大小相同的铁心多,所以能够产生大的电感量。



照片 6.9 环形铁心

但是从铁心的形状就可以看出,当圈数多时很难由手工完成,需要用专门的绕线机。

另外,由于绕线完成后无法调整电感量,所以对电感量有准确要求的滤波器来说,需要对铁氧体铁心进行控制,这给制作带来一定的困难。

近来,在传输滤波器和共模扼流圈的电感器中大量使用这种铁心以除去噪声。

6.3.8 环形铁心电感器的设计例

表 6.7 示出秋叶原电气商店能够购买到的一些高频用环形铁心。表 6.8 列出了 TDK 生产的多种产品。不过除了普及的 H5A 铁心外,要少量购买其他产品好像有困难。

在环形铁心上绕线时,用手工绕制最多也就几十匝。这时可以按照预定的长度将线材切断后绕制。线材过长,要通过铁心就有困难。如果线材短,可以保持线材不弯折。必须注意不能使线材受损,并且均匀地绕线。

表 6.7 列出环形铁心绕线 100 匝时的电感值,用 10 000 除得的值就是 AL-value。

表 6.7 环形铁心

(a)铁心材料的性质

线材名称	主要成分	磁导率	温度系数	适用频率	色 标
# 2	炭基 E,SF,W,IRN-8	$\mu=10$	95	400k~10M	红
# 6	炭基 E,SF,W,IRN-8	8	35	10M~30M	黄
# 10	炭基 E,SF,W,IRN-8	6	150	30M~60M	黑
# 12	炭基 E,SF,W,IRN-8	3.5	170	60M~200M	绿/白

(b)铁心的尺寸及每 100 匝的电感量

名 称	尺寸/mm			每 100 匝的电感量/ μ H			
	外径	内径	高度	# 2	# 6	# 10	# 12
T-200	50.8	31.8	14.0	120	105	—	—
T-130	33.0	19.8	11.1	110	96	—	—
T-100	26.9	14.2	11.1	135	116	—	—
T-94	23.9	14.2	7.9	84	70	—	—
T-80	20.2	12.6	6.4	55	45	34	—
T-68	17.5	9.4	4.8	57	47	32	—
T-50	12.7	7.7	4.8	50	40	31	18
T-37	9.4	5.2	3.3	42	30	25	15
T-25	6.5	3.0	2.4	34	27	19	13
T-12	3.2	1.6	1.3	24	19	12	8.5

表 6.8 TDK 生产的环形铁心

类型 ($\phi A \times C \times \phi B$)	H5A	H5B	H5B2	H5C2	H5D	HP3	HP4	HP5	H6F	H6B	PC30	K5	K6A
T3.05 $\times$ 1.27 $\times$ 1.27	540 $\pm 20\%$		1700 $\pm 25\%$	2200 $\pm 25\%$	3340 $\pm 30\%$	690 $\pm 20\%$	890 $\pm 20\%$	1100 $\pm 20\%$	170 $\pm 20\%$	400 $\pm 20\%$		6.38 $\pm 30\%$ -20	15.5 $\pm 20\%$ -30
T4 $\times$ 1 $\times$ 2	330 $\pm 25\%$	900 $\pm 25\%$	1000 $\pm 25\%$	1350 $\pm 25\%$	2000 $\pm 30\%$	400 $\pm 20\%$	530 $\pm 20\%$	670 $\pm 20\%$	100 $\pm 20\%$	240 $\pm 20\%$	320 $\pm 25\%$	38.8 $\pm 30\%$ -20	9.3 $\pm 20\%$ -30
T3.94 $\times$ 1.27 $\times$ 2.23	340 $\pm 25\%$	940 $\pm 25\%$	1080 $\pm 25\%$	1440 $\pm 25\%$	2170 $\pm 30\%$	430 $\pm 20\%$	580 $\pm 20\%$	720 $\pm 20\%$	110 $\pm 20\%$	260 $\pm 20\%$		41.8 $\pm 30\%$ -20	10 $\pm 20\%$ -30
T4.83 $\times$ 1.27 $\times$ 2.29	460 $\pm 25\%$	1230 $\pm 25\%$	1400 $\pm 25\%$	1900 $\pm 25\%$	2840 $\pm 30\%$	570 $\pm 20\%$	760 $\pm 20\%$	950 $\pm 20\%$	140 $\pm 20\%$	340 $\pm 20\%$		55.0 $\pm 30\%$ -20	13.3 $\pm 20\%$ -30
T6 $\times$ 1.5 $\times$ 3	500 $\pm 25\%$	1350 $\pm 25\%$	1500 $\pm 25\%$	2050 $\pm 25\%$	3000 $\pm 30\%$	600 $\pm 20\%$	800 $\pm 20\%$	1000 $\pm 20\%$	150 $\pm 20\%$	360 $\pm 20\%$	480 $\pm 25\%$	57.5 $\pm 30\%$ -20	14 $\pm 20\%$ -30
T5.84 $\times$ 1.52 $\times$ 3.05	480 $\pm 25\%$		1480 $\pm 25\%$	1970 $\pm 25\%$	2960 $\pm 30\%$	590 $\pm 20\%$	790 $\pm 20\%$	990 $\pm 20\%$	150 $\pm 20\%$	360 $\pm 20\%$		57.5 $\pm 30\%$ -20	13.8 $\pm 20\%$ -30
T8 $\times$ 2 $\times$ 4	800 $\pm 25\%$	1750 $\pm 25\%$	2000 $\pm 25\%$	2650 $\pm 25\%$	4000 $\pm 30\%$	800 $\pm 20\%$	1070 $\pm 20\%$	1330 $\pm 20\%$	210 $\pm 20\%$	550 $\pm 20\%$	680 $\pm 25\%$	77.5 $\pm 30\%$ -20	18.8 $\pm 20\%$ -30
T9.52 $\times$ 3.18 $\times$ 4.75								2120 $\pm 20\%$					
T10 $\times$ 2.5 $\times$ 5	100 $\pm 25\%$	2200 $\pm 25\%$	2500 $\pm 25\%$	3360 $\pm 25\%$	5000 $\pm 30\%$	1000 $\pm 20\%$	1340 $\pm 20\%$	1670 $\pm 20\%$	260 $\pm 20\%$	650 $\pm 20\%$	850 $\pm 25\%$	97.5 $\pm 30\%$ -20	23.3 $\pm 20\%$ -30

续表 6.8

类型 ($\phi A \times C \times \phi B$)	H5A	H5B	H5B2	H5C2	H5D	HP3	HP4	HP5	H6F	H6B	PC30	K5	K6A
T12 $\times$ 3 $\times$ 6	1400 $\pm 25\%$	1800 $\pm 25\%$	3000 $\pm 25\%$	3600 $\pm 25\%$	6000 $\pm 30\%$		1600 $\pm 20\%$		320 $\pm 20\%$	800 $\pm 20\%$	1020 $\pm 25\%$	$\begin{smallmatrix} +30\% \\ 115 \\ -20 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} +20\% \\ 27.5 \\ -30 \end{smallmatrix}$
T14 $\times$ 3.5 $\times$ 7	1650 $\pm 25\%$	2100 $\pm 25\%$	3500 $\pm 25\%$	4200 $\pm 25\%$	7000 ± 30				370 $\pm 20\%$	950 $\pm 20\%$	1200 $\pm 25\%$	$\begin{smallmatrix} +30\% \\ 135 \\ -20 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} +20\% \\ 32.5 \\ -30 \end{smallmatrix}$
T16 $\times$ 4 $\times$ 8	1850 $\pm 25\%$	2650 $\pm 25\%$		4800 $\pm 30\%$					420 $\pm 20\%$	1100 $\pm 20\%$	1350 $\pm 25\%$	$\begin{smallmatrix} +30\% \\ 155 \\ -20 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} +20\% \\ 37.5 \\ -30 \end{smallmatrix}$
T18 $\times$ 4.5 $\times$ 9	2100 $\pm 25\%$	3000 $\pm 25\%$		5400 $\pm 30\%$					470 $\pm 20\%$	1200 $\pm 20\%$	1550 $\pm 25\%$	$\begin{smallmatrix} +30\% \\ 175 \\ -20 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} +20\% \\ 42.5 \\ -30 \end{smallmatrix}$
T20 $\times$ 5 $\times$ 10	2350 $\pm 25\%$	3350 $\pm 25\%$		600 $\pm 30\%$					520 $\pm 20\%$	1350 $\pm 20\%$	1750 $\pm 25\%$	$\begin{smallmatrix} +30\% \\ 193 \\ -20 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} +20\% \\ 47.5 \\ -30 \end{smallmatrix}$
T20 $\times$ 7.5 $\times$ 14.5	1800 $\pm 25\%$	2700 $\pm 25\%$		4100 $\pm 30\%$					380 $\pm 20\%$	950 $\pm 20\%$	1050 $\pm 25\%$	$\begin{smallmatrix} +30\% \\ 135 \\ -20 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} +20\% \\ 33.7 \\ -30 \end{smallmatrix}$
T28 $\times$ 13 $\times$ 16	5300 $\pm 25\%$	7900 $\pm 25\%$		1400 $\pm 30\%$					1150 $\pm 20\%$	2850 $\pm 20\%$	3180 $\pm 25\%$	$\begin{smallmatrix} +30\% \\ 412 \\ -20 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} +20\% \\ 100 \\ -30 \end{smallmatrix}$
T31 $\times$ 8 $\times$ 1.9	2900 $\pm 25\%$	4300 $\pm 25\%$		7700 $\pm 30\%$					620 $\pm 20\%$	1500 $\pm 20\%$	1720 $\pm 25\%$	$\begin{smallmatrix} +30\% \\ 220 \\ -20 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} +20\% \\ 55 \\ -30 \end{smallmatrix}$

例如,使用[T-50, #2]环形铁心,制作 $10\mu\text{H}$ 的电感时,

$$\text{AL-value} = 50\mu\text{H} \div 10\,000 = 5\text{nH}/N^2$$

$$\text{圈数} = \sqrt{\frac{\text{目的电感量}}{\text{AL-value}}} = 45 \text{ 匝}$$

专栏 C

关于 E 系列标准值

电阻器和电容器的值是由 JIS 按等比数列确定的标准数值,称为系列标准值,示于表 6. A 中。例如,E6 系列就是把从 1~10 的数用对数 6 等分,即为

$$10^{(0/6)} \approx 1, 10^{(1/6)} \approx 1.5, 10^{(2/6)} \approx 2.2, \dots, 10^{(5/6)} \approx 6.8$$

E96 系列大体上是按 2% 的间隔来排列数值,E96 系列中,如果把 $\pm 1\%$ 误差的电阻都备齐,就可以覆盖所有的电阻值。但是如果按 E96 系列把从 $1\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ 的所有数值备齐,就会膨胀到 577 种,这是非常大的数目。

所以,通常是将电阻按 E24 系列备齐,对于中间的数值,如果必要的话可将 2 个电阻串、并联使用。

通常比较多的情况是要求电阻的相对值要准确,而对绝对值的准确性要求不高,这时如果按 E3 或 E6 系列选择,可以减少元件的种类,这对于元件的购买和安装都有利。

表 6. B 示出基于 JIS 的允许误差和温度系数的符号与颜色。

表 6. A E 系列标准值

E3 数列	E6 数列	E12 数列	E24 数列	E48 数列						E96 数列						E192 数列					
1.0	1.0	1.0	1.0	1.00	1.47	2.15	3.16	4.64	6.81	1.00	1.47	2.15	3.16	4.64	6.81	1.00	1.47	2.15	3.16	4.64	6.81
			1.1													1.01	1.49	2.18	3.20	4.70	6.90
		1.2	1.2							1.02	1.50	2.21	3.24	4.75	6.98	1.02	1.50	2.21	3.24	4.75	6.98
			1.3													1.04	1.52	2.23	3.28	4.81	7.06
	1.5	1.5	1.5	1.05	1.54	2.26	3.32	4.87	7.15	1.05	1.54	2.26	3.32	4.87	7.15	1.05	1.54	2.26	3.32	4.87	7.15
			1.6													1.06	1.56	2.29	3.36	4.93	7.23
		1.8	1.8							1.07	1.58	3.32	3.40	4.99	7.32	1.07	1.58	3.32	3.40	4.99	7.32
			2.0													1.09	1.60	2.34	3.44	5.05	7.41
2.2	2.2	2.2	2.2	1.10	1.62	2.37	3.48	5.11	7.50	1.10	1.62	2.37	3.48	5.11	7.50	1.10	1.62	2.37	3.48	5.11	7.50
			2.4													1.11	1.64	2.40	3.52	5.17	7.59
		2.7	2.7							1.13	1.65	2.43	3.57	5.23	7.68	1.13	1.65	2.43	3.57	5.23	7.68
			3.0													1.14	1.67	2.46	3.61	5.30	7.77
	3.3	3.3	3.3	1.15	1.69	2.49	3.65	5.36	7.87	1.15	1.69	2.49	3.65	5.36	7.87	1.15	1.69	2.49	3.65	5.36	7.87
			3.6													1.17	1.72	2.52	3.70	5.42	7.96
		3.9	3.9							1.18	1.74	2.55	3.74	5.49	8.06	1.18	1.74	2.55	3.74	5.49	8.06
			4.3													1.20	1.76	2.58	3.79	5.56	8.16

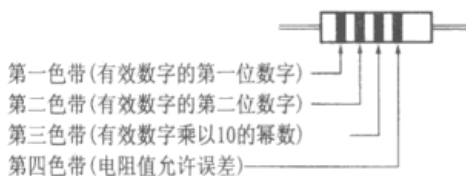
续表 6. A

E3 数列	E6 数列	E12 数列	E24 数列	E48 数列						E96 数列						E192 数列							
4.7	4.7	4.7	4.7	1.21	1.78	2.61	3.83	5.62	8.25	1.21	1.78	2.61	3.83	5.62	8.25	1.21	1.78	2.61	3.83	5.62	8.25		
			5.1													1.23	1.80	2.64	3.88	5.69	8.35		
	6.8	5.6	5.6							1.24	1.82	2.67	3.92	5.76	8.45	1.24	1.82	2.67	3.92	5.76	8.45		
			6.2														1.26	1.84	2.71	3.97	5.83	8.56	
			6.8	6.8	1.27	1.87	2.74	4.02	5.90	8.66	1.27	1.87	2.74	4.02	5.90	8.66	1.27	1.87	2.74	4.02	5.90	8.66	
			7.5															1.29	1.89	2.77	4.07	5.97	8.76
			8.2								1.30	1.91	2.80	4.12	6.04	8.87	1.30	1.91	2.80	4.12	6.04	8.87	
			8.2	9.1														1.32	1.93	2.84	4.17	6.12	8.98
					1.33	1.96	2.87	4.22	6.19	9.09	1.33	1.96	2.87	4.22	6.19	9.09	1.33	1.96	2.87	4.22	6.19	9.09	
																		1.35	1.98	2.91	4.27	6.26	9.20
											1.37	2.00	2.94	4.32	6.34	9.31	1.37	2.00	2.94	4.32	6.34	9.31	
																		1.38	2.03	2.98	4.37	6.42	9.42
				1.40	2.05	3.01	4.72	6.49	9.53	1.40	2.05	3.01	4.72	6.49	9.53	1.40	2.05	3.01	4.72	6.49	9.53		
																1.42	2.08	3.05	4.48	6.57	9.65		
										1.43	2.10	3.09	4.53	6.65	9.76	1.43	2.10	3.09	4.53	6.65	9.76		
																1.45	2.13	3.12	4.59	6.73	9.88		

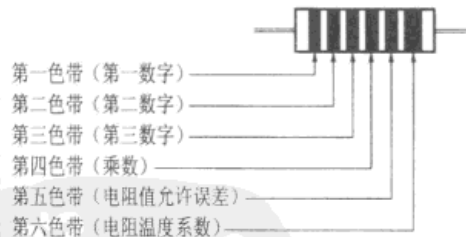
表 6. B 电阻的允许误差和温度系数的符号和颜色

颜色	数字	10 的 幂数	电阻值允 许误差/%		电阻温度系 数/(ppm/℃)	
				符号		符号
银色	—	10^{-2}	±10	K	—	—
金色	—	10^{-1}	±5	J	—	—
黑色	0	1	—	—	±250	K
茶色	1	10	±1	F	±100	H
红色	2	10^2	±2	G	±50	G
红黄	3	10^3	—	—	±15	D
黄色	4	10^4	—	—	±25	F
绿色	5	10^5	±0.5	D	±20	E
蓝色	6	10^6	±0.25	C	±10	C
紫色	7	10^7	±0.1	B	±5	B
灰色	8	10^8	—	—	±1	A
白色	9	10^9	—	—	—	—
无色	—	—	±20	M	—	—

● 2位有效数字电阻的色带表示



● 3位有效数字电阻的色带表示



第 7 章

变压器对噪声的 阻断/抑制作用

7.1 变压器概述

7.1.1 不可轻视变压器的作用

现在是轻、薄、短、小的时代。变压器因其“重、大、贵”往往是设计者敬而远之的部件。但是,由于具有如下特点,使它成为对噪声特性有重要作用的不可轻视的部件。

① 能够传输功率但同时也是一个隔离器。

最近出现了利用压电变换器或太阳电池的光耦合器等,不过它们仅应用于限定的用途。

② 可靠性高,长期稳定性好。

③ 频率范围宽。

④ 振幅的动态范围宽。

⑤ 可以自由地进行阻抗变换。

⑥ 产生的噪声小。

变压器不同于半导体器件、电阻或电容器,它几乎都是由电路设计者提出规格要求,依赖于变压器厂家制作的定制品。为了购买和有效地使用变压器,必须熟悉有关变压器原理、材料及构造的知识,并且能够提出规格要求。

7.1.2 变压器的基本动作

图 7.1 示出我们熟知的变压器的动作。理想的变压器中,初级/次级间的电压比与圈数比成比例,初级/次级间的电流比与圈数比成反比。

如果给初级加信号,给次级接负载电阻 R_L , 根据图 7.1 中的

式(2),从初级一侧看到的负载阻抗就与圈数比的平方成反比。

就是说,如果给圈数比为 1:10 的变压器的次级接上 1kΩ 的负载电阻,那么,从初级看到的负载阻抗就是 10Ω。同样地,如果给负载加 100pF,看到的就是 10nF;如果加 1mH,看到的就是 10μH。

变压器不仅能够变换电压、电流,还有一个重要的特点就是能够自由地进行阻抗变换。

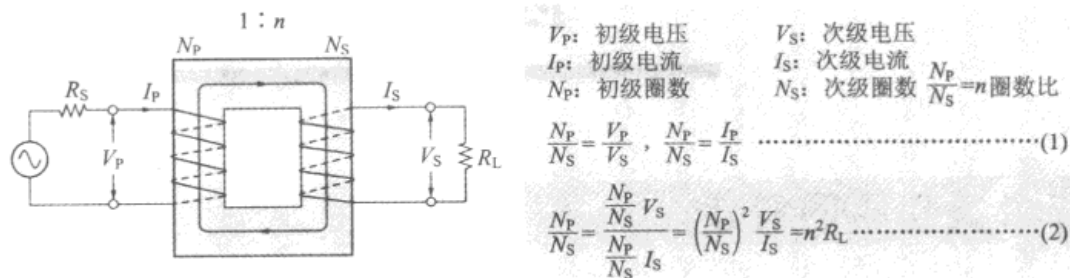


图 7.1 变压器的基本动作

7.1.3 变压器的等效电路

如果仅靠图 7.1 中的计算式就能够制作出理想的变压器,当然可以大大减少设计者的烦恼。不过实际情况并非如此。有各种因素影响变压器特性的理想化。图 7.2 是表达这些因素的等效电路。变压器的等效电路因用途不同而有多种,图 7.2 是最基本的等效电路。变压器还有非线性因素,不过这里不涉及它。

r_1 和 r_2 是变压器线圈的直流电阻。在信号变压器中,线圈电阻会影响低频频率特性,产生热噪声;在电源变压器中,它产生功率损耗。理想状态是线圈电阻值尽可能小。

L_p 是初级线圈的电感(激磁电感)。在信号变压器中,这个电感决定低频频率特性;在电源变压器中,它决定激磁电流。理想状态是激磁电感尽可能大。但是如果过于大,泄漏电感和线圈电阻也会变大,所以还需要与其他参数权衡决定。

R_i 是将变压器铁心损耗换算成电阻的成分。变压器铁心所采用的磁性材料在直流下不产生损耗,不过在交流下内部会产生损耗。根据这种损耗产生的原因不同,可分为磁滞损耗和涡流损耗。

铁心损耗因使用的铁心材料及其形状而异,频率越高损耗越大(等效电路的电阻值变小)。损耗越小,也就是 R_i 的值越大,越

接近理想状态。

L_{11} 和 L_{12} 是变压器特有的参数,叫做泄漏电感。由于变压器的结构,初级线圈中发生的大部分磁通会通过次级线圈,不过要全部通过是不可能的。所发生的磁通中,有 $0.01\% \sim 0.1\%$ 的磁通没有通过次级线圈。

这个漏磁通产生不受次级线圈约束的电感,这就是泄漏电感。在信号变压器中,泄漏电感是决定高频特性的首要因素。理想状态是泄漏电感值尽量小。

C_1 和 C_2 是线圈产生的分布电容。这个参数与泄漏电感共同决定变压器的高频特性。理想状态要求它尽量小。

按照图 7.1 中的式(2),变压器次级一侧的参数都能够换算到初级一侧。图 7.3 是它的等效电路。

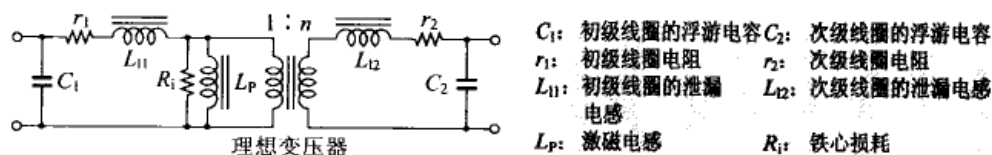


图 7.2 变压器的等效电路

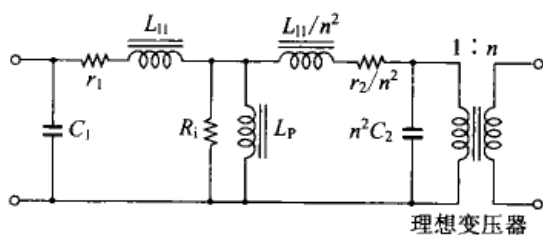


图 7.3 将所有参数换算到初级一侧的等效电路

7.1.4 决定低频特性的激磁电感和线圈电阻

图 7.3 的电路有些复杂。为了更好地理解变压器的动作,我们把等效电路分为低频电路和高频电路分别讨论。

一般来说,泄漏电感量大约是激磁电感 L_p 的 $1/1000$,所以可以省略。另外,由于 $r_2 \ll R_i$,所以 r_2 也可以省略,电容对低频没有影响,也去掉,这样就得到如图 7.4 所示的低频等效电路。这样一来就变成了由信号源电阻、线圈电阻、负载电阻以及激磁电感构成 R_i 的 1 阶高通滤波器。

所以它的斜率基本上是 6dB/oct (实际上 L_p 的值随信号电平而变化),信号源电阻和线圈电阻越小,激磁电感越大,则低频范围

频率特性的扩展范围越大。

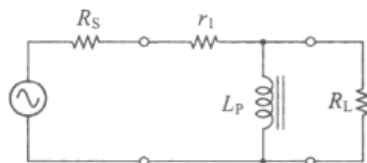
为了延伸低频频率特性,必须增大激磁电感。这就需要增加初级线圈的圈数。因此必须采用线径细的线材,或者增大线圈体积。

但是,线材线径变细必然会增大线圈电阻,体积增大也会增长绕线的长度,线圈电阻也会增大。

所以,为了有效地延伸低频范围的频率特性,应该选用在同样圈数情况下能够得到大电感的高导磁率的铁心。

在高导磁率铁心材料中,最有名的是贝尔实验室发明的镍铁钼超导磁合金(supermalloy)。不过目前由于信号变压器需要量的猛减,所以难以购买到。

表 7.1 是铁心材料一览表。特殊变压器中有不使用铜线而使用银线以减小线圈电阻的例子,当然它的价格比较高。



低频截止频率

$$f_{cl} = \frac{R_1}{2\pi L_P}$$

其中 $R_1 = \frac{(R_S + r_1) R_L}{R_S + r_1 + R_L}$

图 7.4 变压器的低频等效电路

表 7.1 各种铁心材料的特性

种 类		组成·备考	初始磁导率 μ_0	最大磁导率 μ_m	饱和磁通密度 G	固有电阻 ($\mu\Omega \cdot \text{cm}$)
硅钢片		H-14(新日铁) $t=0.5\text{mm}$	200 (100)	800	16100	45
方向性硅钢片		Z-9H(新日铁) $t=0.35\text{mm}$	1600 (100G ^①)	90000	20300	46
45% 坡莫合金	PB-1	Ni40~50%	2500 以上	20000 以上	14000 以上	45
	PB-2		2000 以上	14000 以上	13000 以上	
78% 坡莫合金 三元	PC-1	Ni70~80%	2500 以上	80000 以上	6500 以上	55
	PC-2	含特殊成分	15000 以上	50000 以上	6500 以上	
镍铁钼超导磁合金		Ni79%, Mo5%	100000 以上	1×10^5 以上	7900 以上	60
Mn-Zn 铁氧体		H6A(TDK)	2000	—	3500	4×10^9
Ni-Zn 铁氧体		K6A(TDK)	70	—	3500	2.5×10^{13}
Cu-Zn 铁氧体		氧化物铁心	580	1200	1700	1×10^{12}

1G=10⁻⁴T,下同。

7.1.5 决定高频特性的泄漏电感和线圈电容

在高频范围激磁电感变为高阻抗,所以可以省略。于是就得到如图 7.5 所示的高频等效电路。这样就变成为由 RLC 构成的 2 阶低通滤波器(LPF)。所以,在高频范围的斜率是 12dB/oct 。在信号源电阻小、负载电阻大的场合,LPF 的 Q 值变大,所以在高频范围产生凸峰。

为了扩展高频范围的频率特性,应该尽可能减小泄漏电感和分布电容。由于泄漏电感与激磁电感成比例,如果减少初级线圈的圈数,泄漏电感就会减小,不过这样却牺牲了低频特性。

为了能够同时扩展低频特性和高频特性,应该尽可能增强初级-次级间的耦合程度,以减小泄漏电感。因此,在低频用变压器中,如图 7.6 所示采用初级绕线与次级绕线多重交错的结构。而在高频用变压器中采用将初级绕线与次级绕线捻在一起绕制的结构。但是这样做会增加初级-次级间的浮游电容,牺牲变压器的 CMRR 特性。

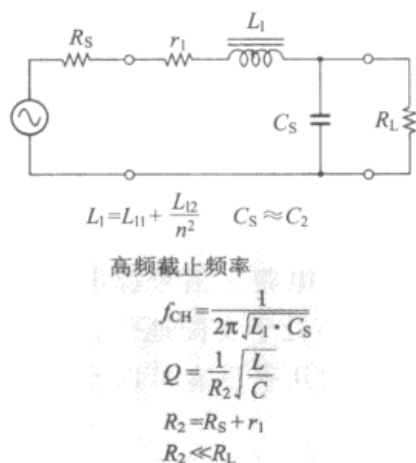


图 7.5 变压器的高频等效电路

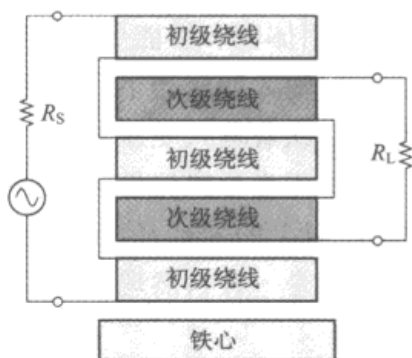


图 7.6 变压器的交错绕线结构

为了减少绕线电容,如图 7.7 所示,将线圈分割绕线,使电位差大的绕线互不靠近,这样就等效地减小了分布电容。但是分割绕线需要有专门的绕线机,自由地选择结构有困难。如何解决线圈结构与特性之间的关系好像属于变压器厂家的专业技术。

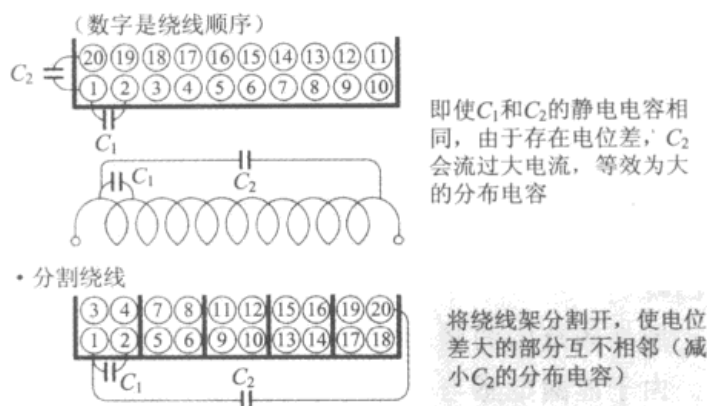


图 7.7 变压器的分布电容与分割绕线

7.2 利用输入变压器改善测量放大器的噪声特性

7.2.1 利用输入变压器使信号升压

在真空管时代,为了改善噪声系数 NF ,防止共模噪声,在拾音器的信号输入部分都使用过 $600\Omega : 10k\Omega$ 的输入变压器。但是在最近,由于半导体器件的噪声特性得到飞跃性改善,在拾音器方面,使用体积和性能更具优势的驻极体电容器拾音器,所以几乎不再使用输入变压器了。但是,在某些测量电路的部分特殊电路中,仍然活跃着输入变压器。

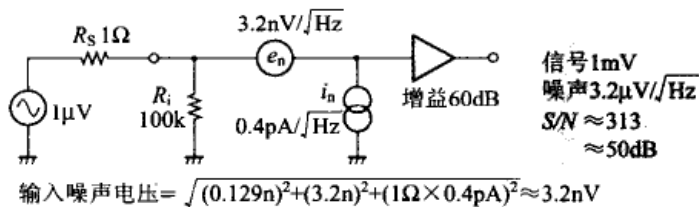
由于半导体器件噪声特性的提高,测量电路中信号源电阻在 100Ω 以上的领域,信号源电阻产生的热噪声处于支配地位。由于热噪声是一种自然现象,所以这种噪声特性几乎没有可以改善的空间。

但是,在物理测量领域,存在有信号源电阻在 1Ω 以下的微弱信号源,低噪声前置放大器的噪声系数几乎都超过 $20dB$, S/N 仍然有改善的空间。

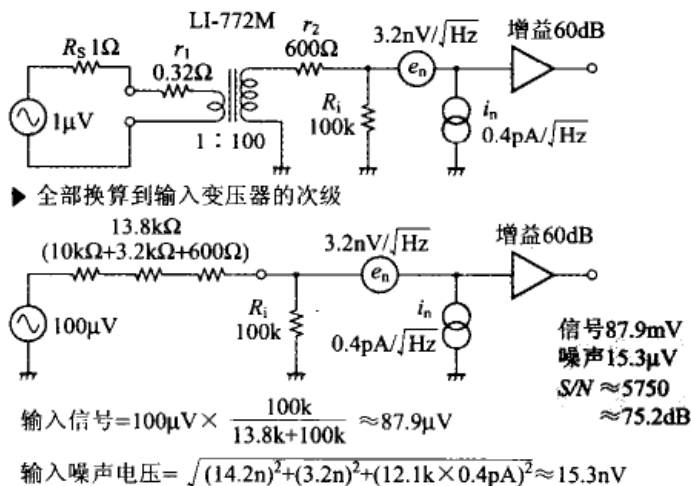
变压器可以不附加噪声地使信号电压升压。信号源电阻也与匝数的平方成比例地增加,而信号源的 S/N 没有变化。

例如, $1\mu V/1\Omega$ 的信号源,在 $1Hz$ 带宽中的 S/N 是 $1\mu V : 0.129nV$ 。如果使用 $1 : 100$ 的理想变压器,阻抗为 $10k\Omega$,热噪声的值是 $12.9nV$,那么, S/N 为 $100\mu V : 12.9nV$,其值是相同的。所以,变压器具有不改变噪声系数 NF 的值而可以自由地变换信号源阻抗的功能。

因此如图 7.8 所示,如果在放大器的前面插入升压变压器,那么,放大器的输入换算噪声相对于信号源噪声变小了,放大器输出的 S/N 就得到改善。



(a) 不使用变压器时的 S/N



(b) 使用 1:100 的变压器时 S/N 的改善

图 7.8 输入变压器的作用

7.2.2 进一步改善低噪声 OP 放大器电路的噪声特性

图 7.9 是采用低噪声 OP 放大器的前置放大器的噪声系数图。在信号源阻抗为 $10\text{k}\Omega$ 附近 NF 接近 1dB , 是低噪声。但是对于 1Ω 的信号源, NF 达到 20dB 以上, 噪声还有改善的空间。如果给这种前置放大器接升压比为 1:100 的理想变压器, 那么, Y 轴上 $10\text{k}\Omega$ 的点就变换为 1Ω 的阻抗。当连接 1Ω 的信号源时, 在没有变压器的场合 (图中没有画出曲线, 是概略图) 噪声系数为 26dB 。但是当连接变压器后变成了 1dB , S/N 改善了: $26 - 1 = 25\text{dB}$ (17.8 倍)。这个噪声系数图虽然只是概略图, 但还是能够方便地求得连接任意升压比的变压器时的噪声特性。实际上, 由于变压器存在线圈电阻, 会使 S/N 恶化, 在低频和高频范围随着变压器的频率特性使增益下降, 也使 S/N 恶化。

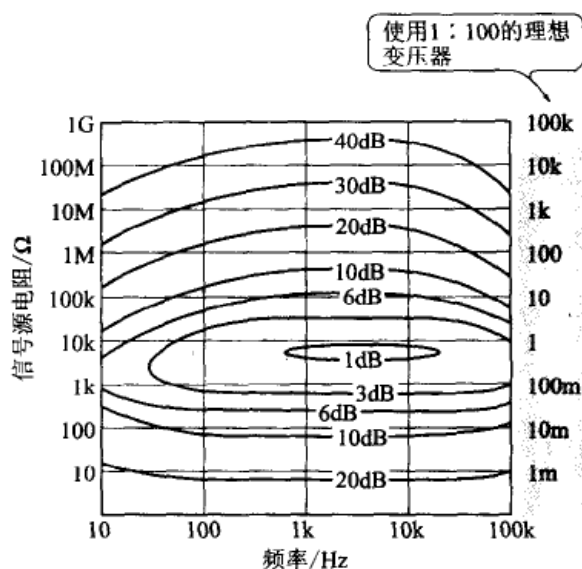


图 7.9 理想变压器对噪声系数的改善

另外,在实际应用的场合,外来噪声会产生很大的影响,所以必须充分注意磁通的混入。根据不同的场合,有必要采用铜和坡莫合金的多重磁屏蔽将微弱信号部分无间隙地围起来。

为减少因布线在初级一侧产生的电阻和电感以及在次级一侧产生的浮游电容,应尽量将输入变压器和前置放大器配置在靠近传感器的地方。表 7.2 是厂家为此目的开发的变压器产品例子。

7.2.3 输入变压器也有除去共模噪声作用

不要忘记输入变压器还有除去共模噪声的功能。

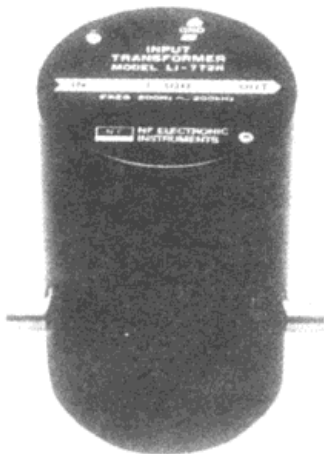
在没有采取任何措施的电路中,如图 7.10 所示,会有共模噪声电流引起的噪声混入。如果插入输入变压器,如图 7.11 所示,由于初级-次级之间是绝缘的,阻断了共模电流,就可以避免噪声混入。

当然并不是说使用变压器后,就能够完全阻断住共模噪声。变压器也有 CMRR,与差动放大器一样,这个值在高频范围也会恶化(参考本书姊妹篇《测量电子电路设计——模拟篇》第 5 章)。

变压器的 CMRR 受线圈结构所左右,通过在初级-次级间施加静电屏蔽可以提高该值。即使是同样的变压器,由于信号源阻

表 7.2 微弱信号用的输入变压器((株)NF 电路设计)

产品名称		锁相放大器用输入变压器 LI-771/772 INPUT TRANSFORMER	
型号		LI-771	LI-772
圈数比		1 : 10	1 : 100
频率带宽	L 型	2Hz~2kHz	
	M 型	20Hz~20kHz	
	N 型	200Hz~200kHz	
初级电感	L 型	90H	0.8H
	M 型	6H	50mH
	N 型	0.3H	2mH
初级直流电阻	L 型	360Ω	2.9Ω
	M 型	22Ω	0.32Ω
	N 型	0.97Ω	0.05Ω
次级直流电阻	L 型	14kΩ	14kΩ
	M 型	590Ω	600Ω
	N 型	31Ω	37Ω
最大输入电平		300mV _{rms}	30mV _{rms}
耐压		500V _{peak} 线圈之间以及线圈对外壳之间	
外形尺寸(mm)		97(H)×65(φ)	
质量(NET)		各 0.75kg	



〈输入变压器的外观〉

抗或变压器的连接方法不同也会引起 CMRR 的变化。图 7.12 示出实测输入变压器产品(TBS-11)时 CMRR 的差异。

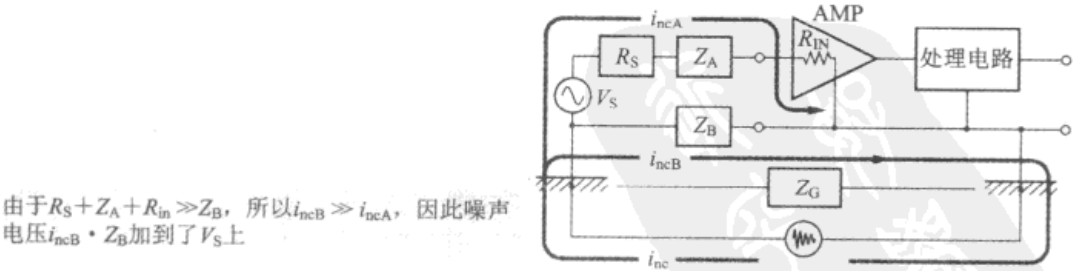


图 7.10 共模噪声的混入

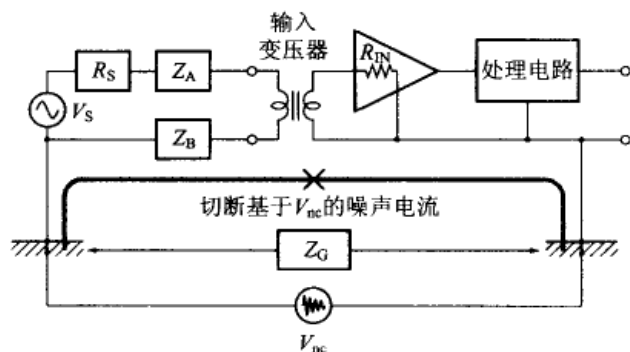
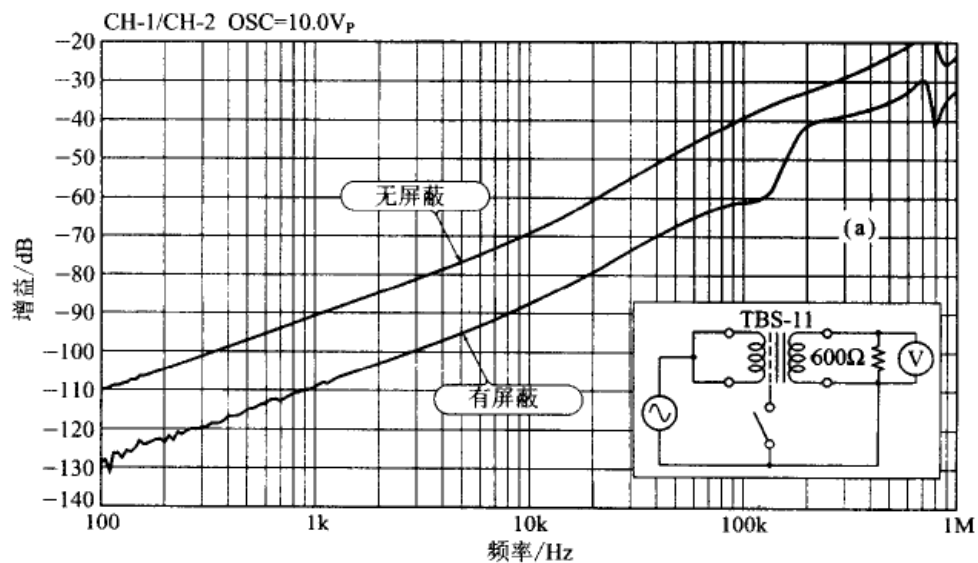
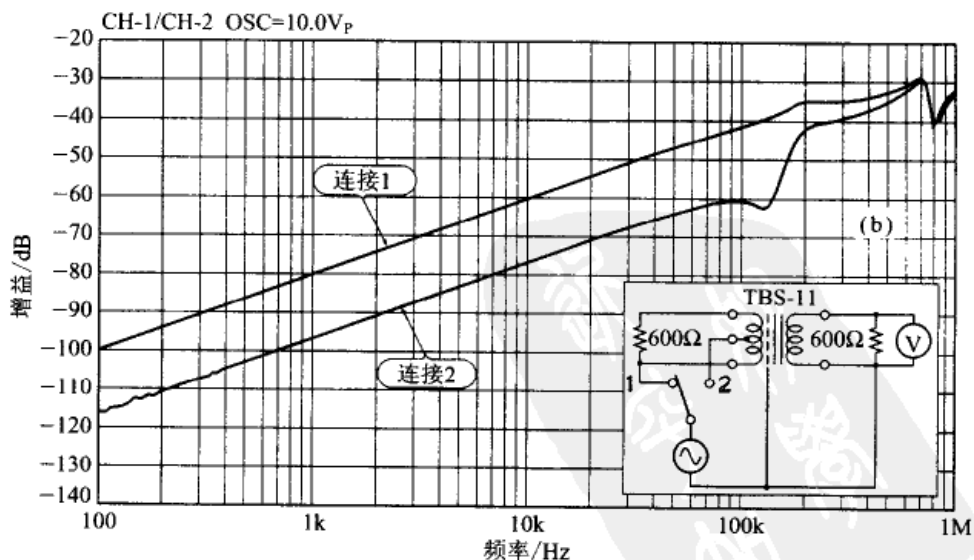


图 7.11 输入变压器切断共模噪声电流



(a) 静电屏蔽对同相增益的影响



(b) 连接方法对同相增益的影响

图 7.12 输入变压器(TBS-11)共模增益-频率特性的变化

图 7.12 中示出共模增益-频率特性的变化,其中图 7.12(a)是有、无静电屏蔽的情况;图 7.12(b)是改变连接方法时的情况。同相增益越低,CMRR 特性越好。

所以,变压器初级-次级间的静电屏蔽对于变压器的 CMRR 具有重要影响。连线时应该尽量使初级一侧的信号对地取平衡,这一点很重要。

7.2.4 输入变压器的参数

尽管输入变压器比较少,但是标准产品还是齐全的。有一定程度的选择空间。

输入变压器的数据表中一定会列出输入输出阻抗,不过这是在标准状态下使用时大体上的目标。数据表以外的阻抗值也能使用。但是,变压器与 OP 放大器等不同,频率特性会因输入输出阻抗有大的变化。

如果图 7.2 示出的等效电路中的参数是明确的,那么变压器频率特性的变化就可以方便地在希望使用的输入输出阻抗下进行模拟。如果变压器的数据表中只规定了等效电路的所有参数而没有提供具体数据,那么不明确的部分必须要进行实际的测量。

7.2.5 将变压器输出开路求激磁电感

变压器的激磁电感可以通过将次级线圈开路,测量从初级一侧看到的阻抗来求得。

在图 7.3 所示的电路中,如果将次级开路,那么,从初级一侧看到的阻抗在低频范围处于支配地位的是 L_p 和 r_1 ,在高频范围处于支配地位的则是 C_{s1} 和 C_{s2} 。

实际上,可以用分析频率响应的测量仪器 FRA 来测量输入变压器的阻抗特性。将 FRA 如图 7.13 所示那样连接,就可以测量以 $1k\Omega$ 为 0dB 的阻抗的频率特性。

图 7.14 中的曲线 A 是将输入变压器 TBS-11 的次级开路时的特性。由于激磁电感的缘故,随着频率的提高,阻抗以 6dB/oct 的斜率上升。当频率进一步提高时,由于绕线间的分布电容而发生共振,然后阻抗以 6dB/oct 的斜率下降。这个共振点的阻抗由铁心损耗 R_i 所决定。

如果由 C 点的阻抗求激磁电感,由

$$1k\Omega \times (-1dB) = 891\Omega$$

$$L = \frac{R}{2\pi f}$$

得到

$$L_p=7.1\text{H}$$

如果由 D 点阻抗求铁心损耗,则有

$$1\text{k}\Omega\times(+34\text{dB})=50\text{k}\Omega$$

从 E 点求初级一侧与次级一侧分布电容相加的值,由

$$1\text{k}\Omega\times(+12.5\text{dB})=4.22\text{k}\Omega$$

$$C=1/(2\pi fR)$$

得到

$$C_{S1}+n_2C_{S2}=943\text{pF}$$

由于是 1 : 1 的变压器,假定 $C_{S1}=C_{S2}$,

所以 $C_{S1}=C_{S2}=470\text{pF}$

这样就可以求得线圈的浮游电容量。

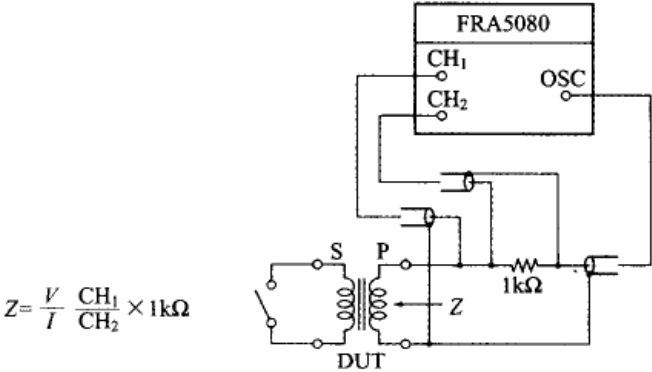


图 7.13 用 FRA 测量阻抗

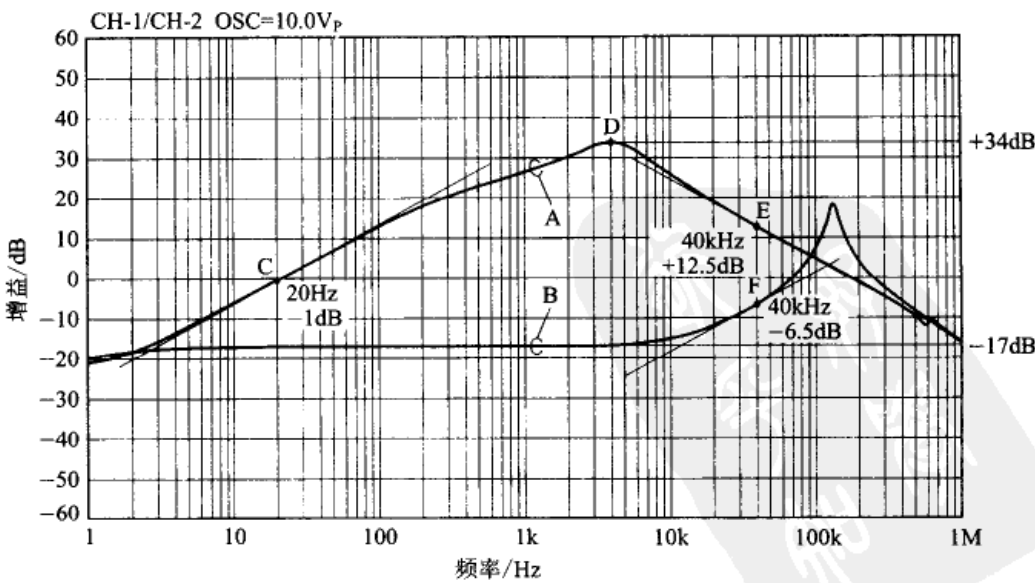


图 7.14 将 TBS-11 次级开路/短路时的阻抗特性

7.2.6 将变压器输出短路求泄漏电感

当变压器的次级短路时,从初级一侧看到的阻抗中处于支配地位的是 r_1 、 r_2 、 L_{11} 、 L_{12} 。 r_1 和 r_2 是线圈的电阻,其直流电阻值可以用数字万用表直接测得。

图 7.14 中的曲线 B 是次级短路时的特性。在低频范围,由于线圈电阻为 $(r_1 + r_2/n^2)$,所以是一定值。到了高频范围,由于泄漏电感 $(L_{11} + L_{12}/n^2)$ 的缘故,所以随着频率的提高,阻抗以 6dB/oct 斜率上升,然后因线圈间存在的分布电容而发生共振。

所以,由 F 点的阻抗求得泄漏电感,由

$$1\text{k}\Omega \times (-6.5\text{dB}) = 473\Omega$$

$$L = \frac{R}{2\pi f}$$

得到

$$L_{11} + L_{12}/n^2 = 1.88\text{mH}$$

由于是 1:1 的变压器,假定 $L_{11} = L_{12}$,由此可以求得泄漏电感量为 $L_{11} = L_{12} = 0.94\text{mH}$ 。

7.2.7 输入变压器的典型参数

用同样的方法可以求得各厂家生产的输入变压器的参数如表 7.3 所示。塔木拉制作所生产的两种变压器在初级-次级间施加静电屏蔽时,由于有金属外壳,所以外来磁通很难影响到它,因而具有高的 CMRR。山水电气公司生产的两种变压器没有静电屏蔽,不过与其他变压器相比它的价格低廉,所以使用方便。勒克斯公司的 OY15-3.5k(这是输出变压器)已经停止生产了,它是一种 HiFi 真空管放大器用的输出变压器。体积虽然大一些,不过如果将初级-次级间反向使用的话,由于线圈电阻小,升压比也大,所以非常适合作为改善噪声系数的输入变压器使用。

表 7.3 信号变压器的各参数

型 号	厂 家	阻 抗	圈数比	C_1/pF	r_1/Ω	L_{11}/H	R_i/Ω	L_p/H	R_s/Ω	C_2/pF
TBS-11	塔木拉	600:600	1:1	470	70	0.94m	50k	7.1	75	470
A503	塔木拉	600:60k	1:10	30	79	1.6m	36k	3.6	8.4k	30
ST-72	山水	600:1k	1:1.29	630	54	1.1m	22k	2.5	90	630
ST-12	山水	1k:100k	1:10	25	46	0.27m	8.9k	0.45	1.4k	25
QY15-3.5k	圈数比	4:3.5k	1:29.6	610	0.53	2.5 μ	631	25m	230	610

7.2.8 输入变压器的模拟

求输入变压器的各参数时,可将模拟值与实测值进行比较。

SPICE 的变压器模型是用初级与次级电感比表征线圈比,用耦合系数表征泄漏电感。

对勒克斯公司产品 OY15-3.5k 的模拟示于清单 7.1。L_P 是初级线圈的激磁电感,L_S 是次级线圈的电感,等于初级线圈电感乘以圈数比的平方。

由激磁电感 L_P 与泄漏电感 L_l 得到耦合系数,即

$$\text{耦合系数} = \frac{L_P - L_l}{L_P}$$

R_L 和 C_L 是测量仪表的输入阻抗。

图 7.15 是信号源电阻分别变化为 0.3Ω/1Ω/3Ω/10Ω/30Ω 时的模拟结果,实际测量结果示于图 7.16 中。信号源电阻为 0.3Ω 时高频范围的凸峰有若干差异,而其他结果基本上是一致的,对于实用没有什么影响。

清单 7.1 OY15-3.5k 模拟用表

O15A	K1	LP	LS	0.9999
* OY15-3.5 Transformer Simulation	R2	4	5	230
* .AC DEC 50 1 1MEG	C2	5	0	610P
* VIN 1 0 AC 1	RL	5	0	1MEG
* RS 1 2 RMOD 1	CL	5	0	50P
C1 2 0 610P	* .MODEL RMOD RES()			
R1 2 3 0.53	.STEP RES RMOD(R) LIST 0.3 1 3 10 30			
RI 3 0 630	* .PROBE V(5)			
LP 3 0 25M	* .END			
LS 4 0 21.9				

$$\begin{aligned} \text{次级电感 } L_S &= L_P \times (\text{圈数比})^2 \\ &\approx 25\text{mH} \times 29.6^2 \approx 21.9\text{H} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{耦合系数 } K_1 &= \frac{\text{初级电感} - \text{泄漏电感}}{\text{初级电感}} \\ &\approx \frac{25\text{mH} - 2.5\mu\text{H}}{25\text{mH}} \approx 0.9999 \end{aligned}$$

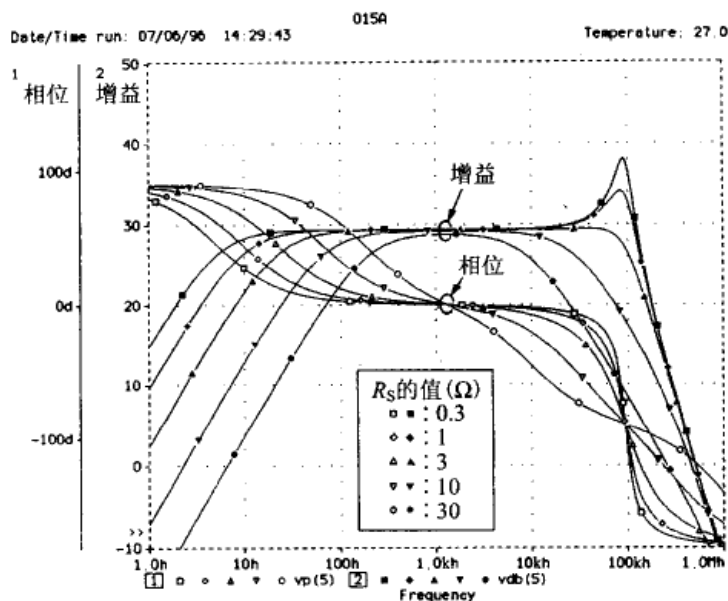


图 7.15 OY15-3.5k 的模拟结果
(R_s : 0.3, 1, 3, 10, 30 Ω , R_L : 1M Ω /50pF)

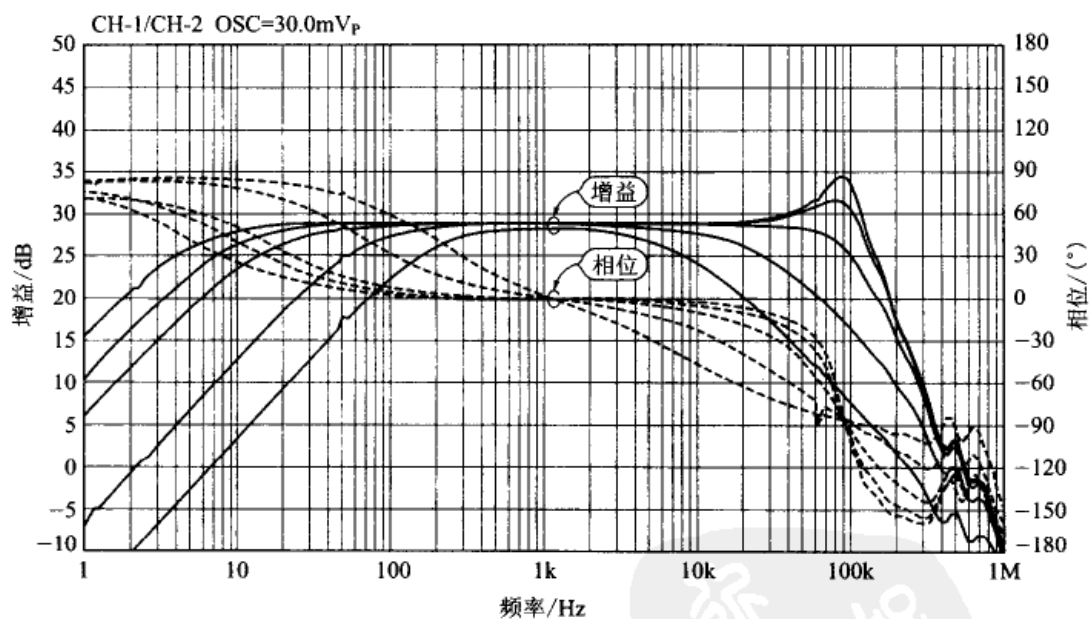


图 7.16 OY15-3.5k 的特性实测值

7.2.9 高频范围凸峰的补偿

如果将 OY15-3.5k 与 1 Ω 的信号源连接,用于改善噪声系数的话,在高频范围会出现凸峰的问题。

如图 7.17 所示,如果给次级附加 RC,降低高频范围的 Q,那

么,就可以在不牺牲中频范围升压比的情况下只抑制高频范围的凸峰。通过模拟可以求得这样的 RC 值。

首先给变压器的次级连接负载电阻。图 7.18 是负载电阻值的变化分别为 $1\text{k}\Omega/3\text{k}\Omega/10\text{k}\Omega/30\text{k}\Omega/100\text{k}\Omega$ 时的模拟结果。 $3\text{k}\Omega$ 时,高频范围的凸峰就消失了,不过中频范围的增益下降了约 3.5dB 。

然后给 $3\text{k}\Omega$ 串联电容器。图 7.19 是串联的电容器容量分别变化为 $100\text{pF}/300\text{pF}/1\text{nF}/3\text{nF}/10\text{nF}$ 时的模拟结果。可以看出,容量为 1nF 时的频率特性最平坦,而这时中频范围的升压比与无负载时的值相同。

基于这个模拟结果,将 $3\text{k}\Omega$ 的电阻与 1nF 的电容串联作为负载的实际测量结果如图 7.20 所示。可以看出,它与模拟结果基本一致。这表明,变压器的模型是正确的,模拟工作具有重要的实际意义。

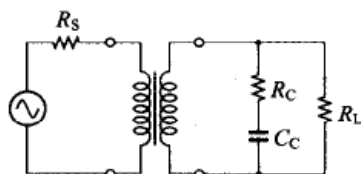


图 7.17 信号变压器高频范围凸峰的补偿

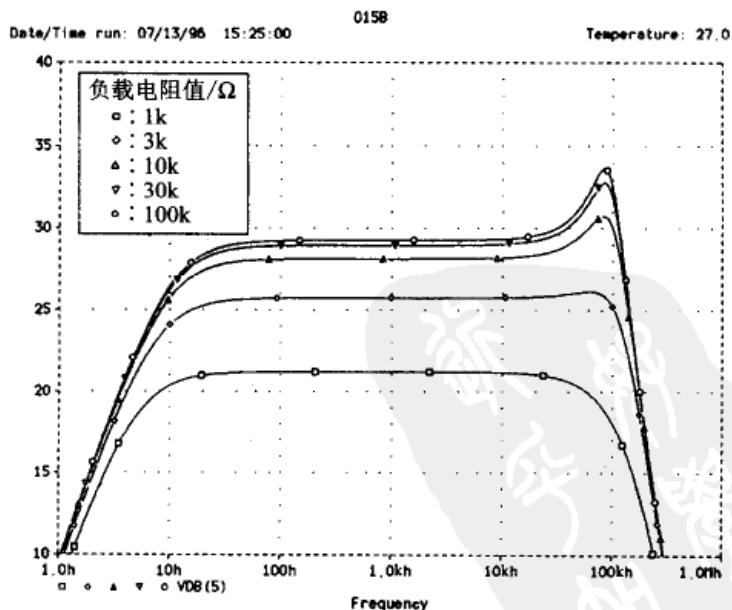


图 7.18 改变 OY15-3.5k 的负载电阻时的模拟结果

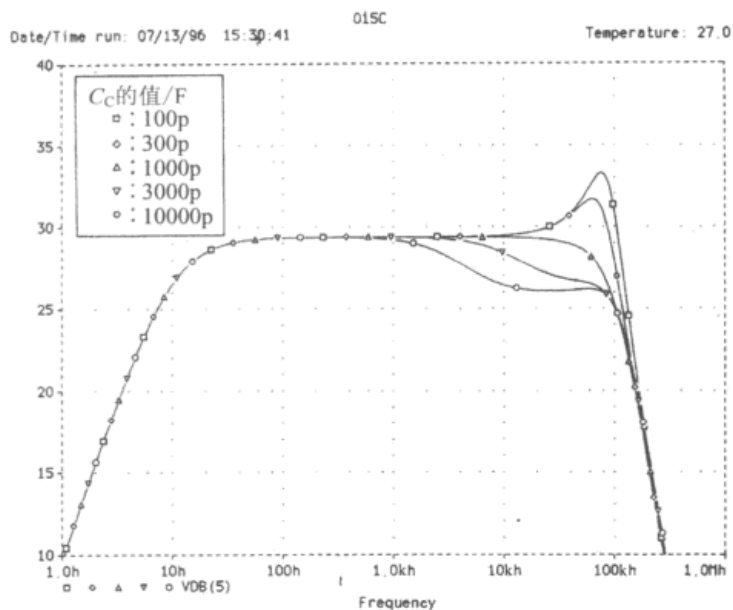


图 7.19 OY15-3.5k 中, R_C 为 $3k\Omega$, 改变 C_C 时的模拟结果

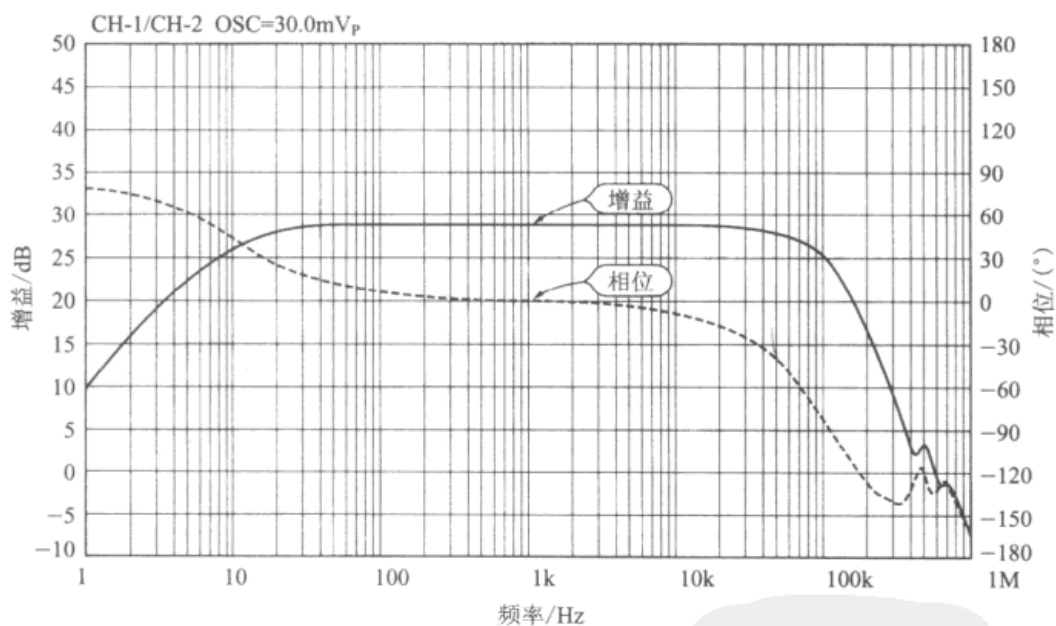


图 7.20 给 OY15-3.5k 附加 $3k\Omega$ 的 R_C 、 $1000pF$ 的 C_C 时的实测值

7.3 除去来自电源的噪声

7.3.1 电源噪声的混入由变压器的参数规格所决定

最近, 整流方式的电源由于体积小、重量轻、效率高, 因而被大

部分设备电源所采用。但是,在处理微弱信号的设备电源中,更多采用抗商业电源噪声混入能力强、电源自身噪声小的商业频率的电源变压器+降压型电源。

电源变压器最重要的基本性能是出于安全考虑的耐压性、绝缘电阻、温升、电压变动率等。这里仅讨论对处理微弱信号更为重要的有关噪声的问题。

要求的容量、电压、线圈的回路数目有多种多样,很难对电源变压器建立标准品,电源变压器商品中也几乎没有实施静电屏蔽和电磁屏蔽的产品。所以,在使用电源变压器的情况下,往往是由设计者自己提出具体的规格要求,委托电源变压器的专门制造厂家订做。

实际上整流电源的方式也有多种多样,其中也有采取了减少发生噪声措施的产品。一般来说,整流电源容易产生高次谐波,几乎不产生低次谐波。所以,在处理比整流电源中使用的几十 kHz~几百 kHz 的频率还要低的微弱信号的场合,即使使用整流电源,只要设计合理也能够实现高的 S/N 。

7.3.2 电源变压器的形状

电源变压器的形状对性能和价格有很大影响。图 7.21 是目前容易购买到的电源变压器的形状。图 7.21(a)是最普通的使用 EI 铁心的电源变压器。EI 铁心是由冲切成 E 形和 I 形的铁心相互交叠构成的。图 7.21(b)是使用 CI 铁心的电源变压器。线圈分为两个部分,由于铁心配置在内侧所以叫做内铁型。两个线圈分别是初级线圈和次级线圈,线圈取平衡的圈数。如图 7.22(b)所示,发生的泄漏磁通的磁通量相等而方向相反,磁通相互抵消,所以比图 7.22(a)的泄漏磁通要少。另外,这种形式的输入变压器中由外部磁通所产生的噪声电压在两个线圈间大小相等,而极性相反,相互抵消,所以也不易受外部磁通的影响。图 7.21(c)是将带状铁心卷成环状,在上面绕线做成环状变压器,这种结构形状的泄漏磁通最少,也不易受外部磁通的影响。但是,环状变压器的绕线比较困难,价格也高。另外在结构上难以静电屏蔽,所以在产业用设备中较少使用。图 7.21(d)与环状变压器一样也是将带状铁心卷成椭圆状,构成使用 C 形铁心的半环形铁心变压器。在绕线架上绕制好线圈后,可以与铁心组合使用,所以制作方便。另外,由两个线圈构成时,与图 7.22(b)的情况一样也可以减少泄漏磁通。这种变压器是在产业方面使用最多的变压器。图 7.21(e)是

采用 O 形和 I 形铁心的 OI 变压器。这种结构形式可以降低变压器的高度,容易组合,所以近来使用得较多。图 7.21(f)是将截面卷成圆形那样特殊形状的铁心后再做成长方形的所谓 R 铁心所构成的变压器。由于铁心的截面是圆形,所以将切成两半的绕线架安装在铁心上,组合后用绕线架的齿轮使绕线架旋转进行绕线。未切断铁心的泄漏磁通要比切断铁心的少,所以提高了效率。

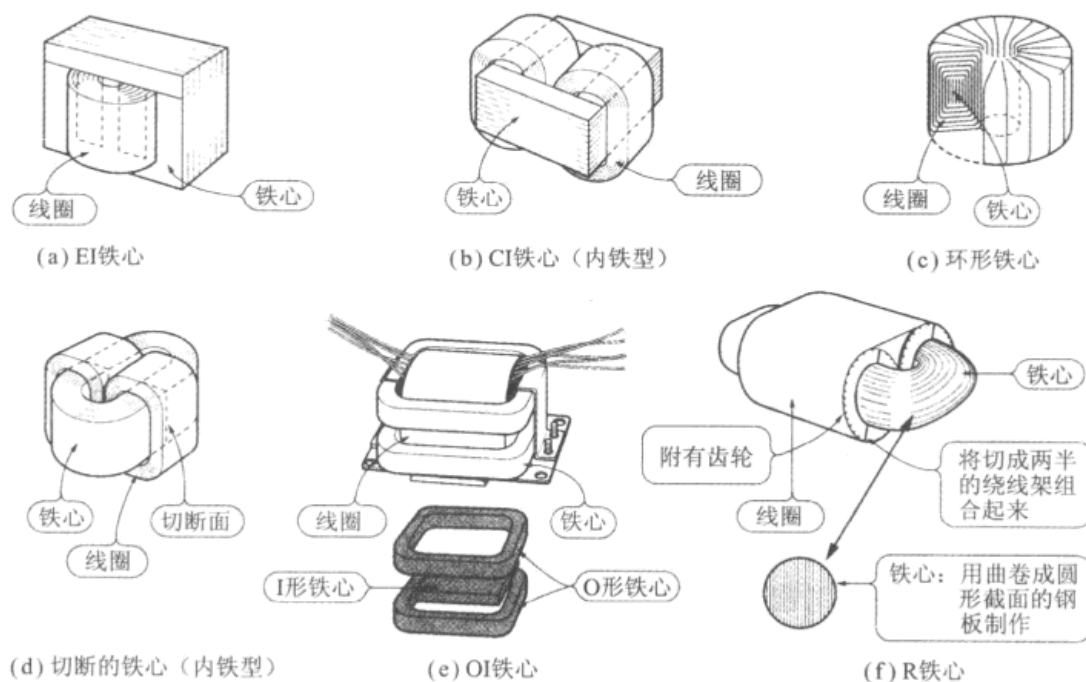


图 7.21 变压器的形状

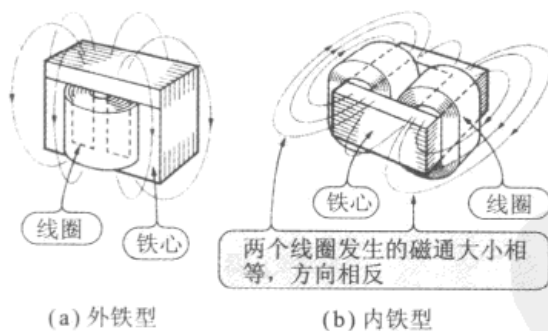


图 7.22 泄漏磁通产生的方向

7.3.3 阻断共模噪声的静电屏蔽

一个意外的发现就是电源变压器具有防止外来噪声影响的功能。

电源变压器也是变压器的一种,初级-次级之间无疑也是绝缘的,因此也就具有阻断共模噪声的功能。发挥这种作用的方法就是静电屏蔽。

如图 7.23 所示,静电屏蔽不会将来自商用电源的共模噪声传输到次级一侧,而是返回到初级的接地端。所以,如果静电屏蔽的连接发生错误,那么相反的噪声电流就会如图 7.24 所示那样流入信号源。这样就会通过电缆线的阻抗变换为简正模噪声电压,导致正好相反的结果。

对电源变压器实施静电屏蔽时的连线非常重要,它要求寻找准确的不能形成回路,而直接返回噪声源的接地点。静电屏蔽是为了断开初级-次级间的浮游电容而插入的,如图 7.25 所示,它的插入应该包围初级线圈部分,使初级线圈与次级线圈之间不产生直接的浮游电容。完成屏蔽的变压器中,表面上看不到静电屏蔽的部分。至于静电屏蔽的效果,如图 7.26 所示,可以通过 RLC 测量仪测量其电容来判断施加静电屏蔽的效果。

一般的电源变压器中,无屏蔽状态下的电容为 $100 \sim 300\text{pF}$,屏蔽后的电容急剧减小到约 1pF 的程度。这是良好的静电屏蔽状态。如果电容只减少了大约一成,就需要检查插入屏蔽的方法。即使使用静电屏蔽状态良好的电源变压器,如图 7.27 所示,如果初级一侧的布线与次级一侧的布线靠得很近,效果也可能大打折扣。特别是电源开关的布线,稍不注意就很容易靠近次级一侧。

静电屏蔽仅对阻断共模噪声有效,对简正模噪声完全不起任何作用。

对于简正模噪声,如图 7.28 所示,如果附加几微法的电容器,与变压器的泄漏电感形成 3 阶 π 型 LC 滤波器,就能衰减简正模噪声。但是,这种方法有效的频率范围仅在 $10\text{kHz} \sim 1\text{MHz}$ 的频带间。

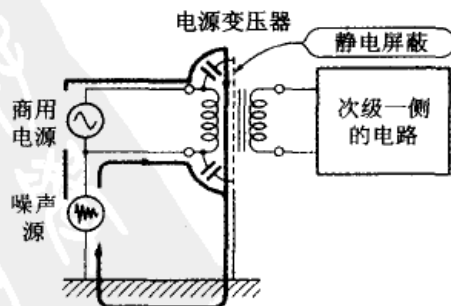


图 7.23 电源变压器中静电屏蔽的作用

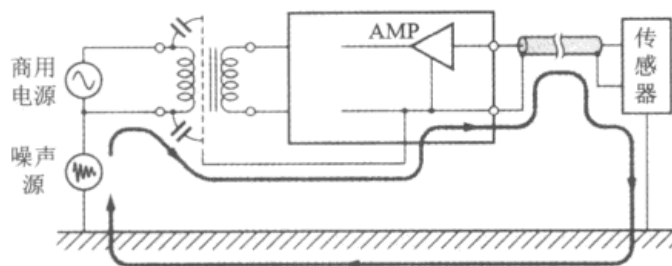


图 7.24 如果选错静电屏蔽的接地点,则效果相反

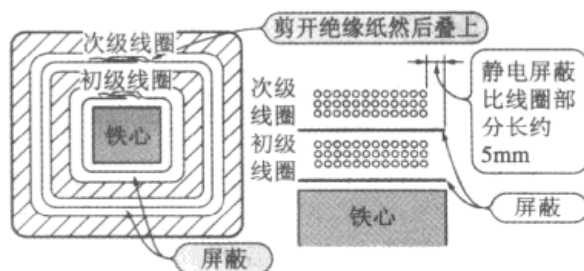


图 7.25 电源变压器的静电屏蔽

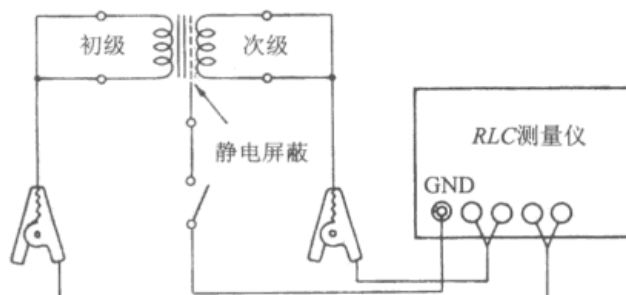


图 7.26 测量电源变压器初级-次级间的电容

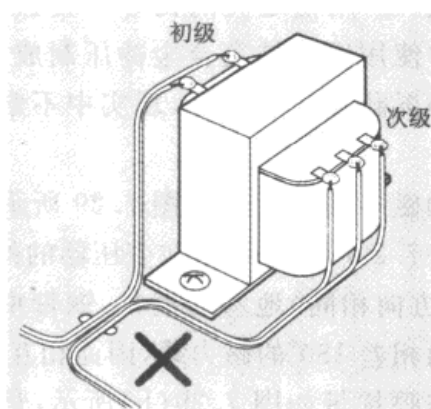


图 7.27 初级一侧与次级一侧的布线不要靠近

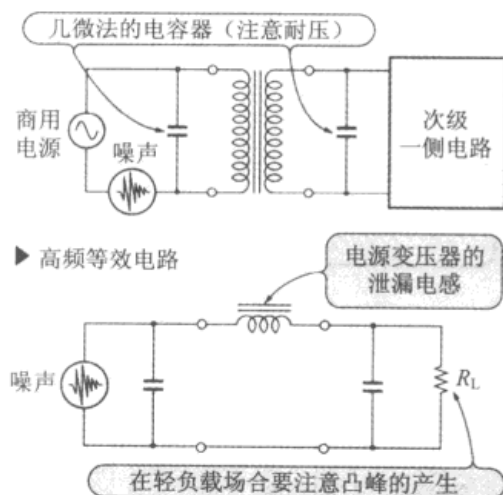


图 7.28 用电源变压器截断简正模噪声

在轻负载的场合,就像在变压器的高频等效电路(图 7.5)部分所说明的那样,由于泄漏电感与插入的电容器,在截止频率附近有出现凸峰的危险。所以应该在考虑了负载和变压器的泄漏电感后再决定电容的值,选择良好的高频特性。

7.3.4 抑制泄漏磁通的电磁屏蔽

变压器是一种应用磁力线的隔离元件,所以或多或少会发生磁通的泄漏。如果这些泄漏的磁通穿过信号回路变成噪声电压,就会混入到电路中。

针对交流磁通实施屏蔽的方法如下:① 采用高导磁率合金,如坡莫合金、硅钢片或铁氧体等覆盖;② 利用磁通穿过时所产生的涡流削弱磁力线;③ 用铜之类的良导体覆盖等。因此,高质量的输入变压器中常使用铜和坡莫合金冲压制成的多重屏蔽外壳。但是由于这些电磁屏蔽方法成本高,现实中不常应用于电源变压器。

电源变压器的磁屏蔽经常采用图 7.29 所示的短路环和防哼扰带。短路环如图 7.29(a)所示,是在变压器的外侧与发生的磁力线成直角(与绕线方向相同)地卷绕铜带,铜带中产生的涡流会产生相位与泄漏磁通相差 180° 的磁力线,因而相互抵消。铜带越厚,效果越佳。所谓防哼扰带如图 7.29(b)所示,是在铁心的外侧卷绕硅钢片遮蔽磁通进行磁屏蔽。卷幅越宽、圈数越多,效果就越好。

上面介绍了两种电源变压器使用的磁屏蔽方法。不过泄漏磁

通受变压器结构的影响较大,如果变压器的泄漏磁通比较严重,选用环形或内铁型变压器比较有利。

电源变压器中,要进行完全的磁屏蔽需要较高的成本。实际上,重要的是微弱信号部分应该离开变压器足够远,安装变压器的方向应该取受泄漏磁通影响最小的位置,并且尽量减小微弱信号部分的面积。

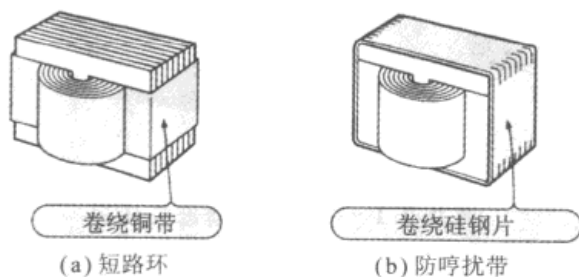


图 7.29 变压器的磁屏蔽

附录

针对电源噪声的噪声滤波变压器

(1) 噪声滤波变压器

针对来自商用电源的噪声问题,为了阻断噪声混入整个系统而使用的变压器中有一种叫做噪声滤波变压器(NFT)(照片 7.1)。

噪声滤波变压器的原理与绝缘变压器相同。不过由于以下原因,不仅对共模噪声,而且简正模噪声也能够有效地发挥滤波效果(图 7.30)。

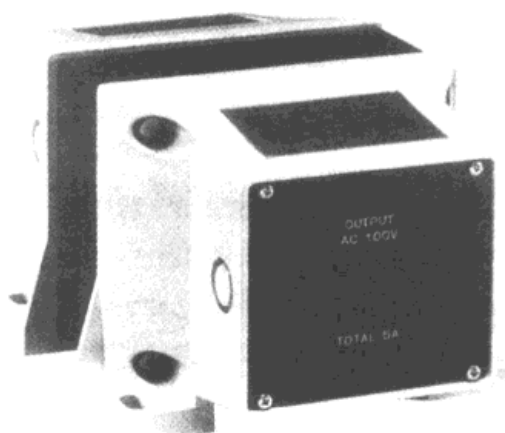
① 初级与次级之间相互独立地实施静电屏蔽,使切断共模噪声的效果更加完美。

② 保持适度的泄漏电感,利用对高频特性的衰减,使简正模噪声也被衰减掉。

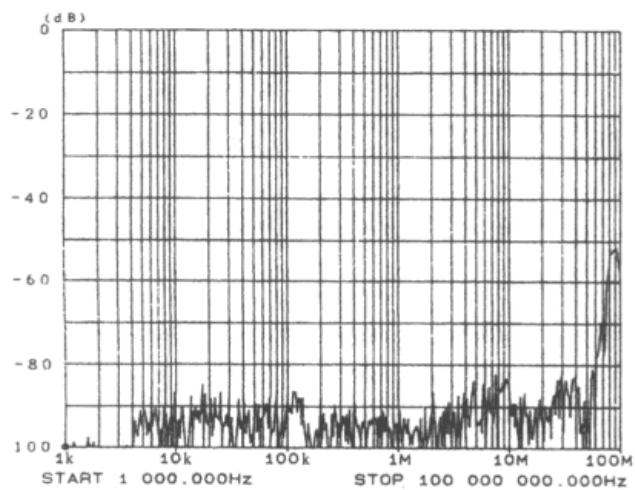
③ 采用高频损耗大的铁心材料,将简正模的高频噪声变换成热量衰减掉。

最近,对于电子设备中来自电源的传导噪声和电子设备发生的辐射噪声的要求越来越严格,所以对电子设备的噪声特性进行测定的必要性增加了。为了测定这种噪声特性,需要有屏蔽室和电波暗室。但是由于电源噪声的混入已经成为首要问题,所以使用噪声滤波变压器的需求增多了。

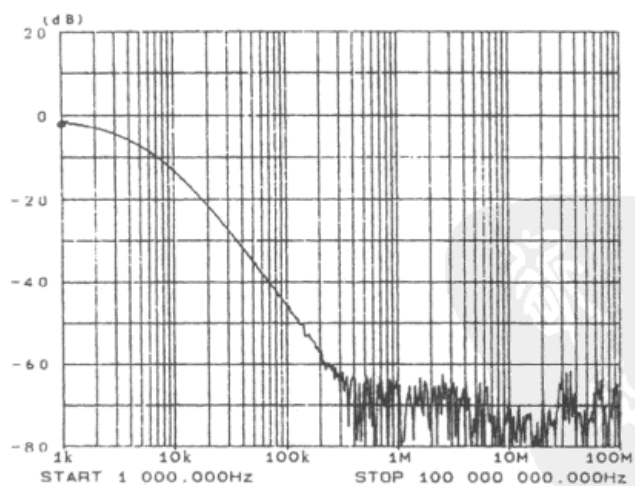
另外,由于噪声滤波变压器不具有稳定电源电压的功能,所以现在经常将交流稳压电源接续到噪声滤波变压器的输出端,以实现更加完备的电源环境。



照片 7.1 一例噪声滤波变压器



(a) 共模特性的实测值



(b) 简正模特性的实测值

图 7.30 噪声滤波变压器的效果(NT-500)

(2) 噪声滤波变压器的使用方法

图 7.31 是噪声滤波变压器的内部电路。初级和次级的静电屏蔽是相互独立的。就像在图 7.23 和图 7.24 中说明过的那样,初级一侧的静电屏蔽要寻找准确的接地点使共模噪声直接返回到噪声源。次级一侧的静电屏蔽与负载用 1 点连接。次级一侧的静电屏蔽要寻找噪声电流不能流动的点。

实际上,如图 7.32 所示,要注意设置完成以后使设备运转时,使噪声的影响降低到最小的连接方法。这时,最重要的是对于噪声源和噪声电流的路径要有准确的认识。

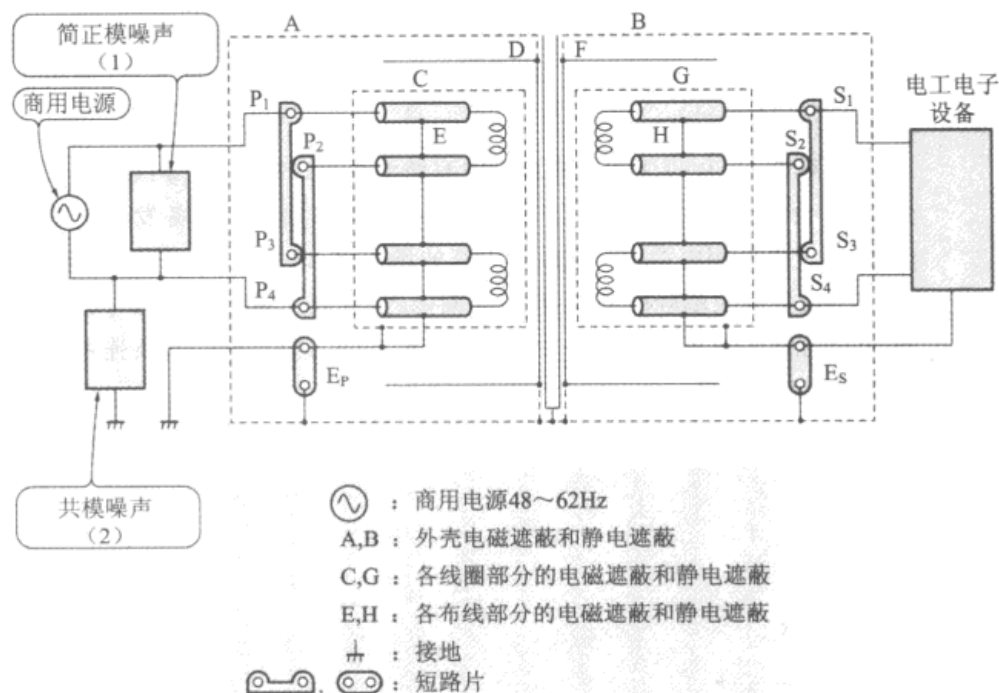


图 7.31 噪声滤波变压器的内部电路

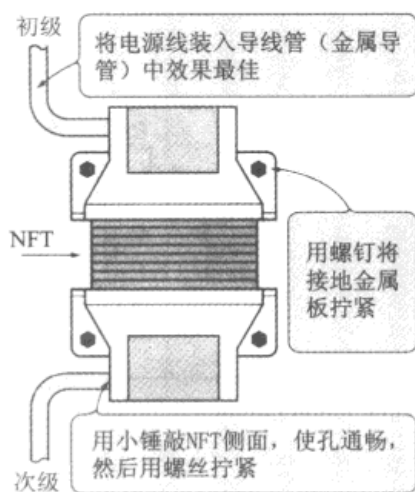


图 7.32 噪声滤波变压器的安装方法

噪声滤波变压器是一种对称结构,如果安装了一个成为噪声源的装置,它就会向商用电源放出噪声,就可以避免使其他装置发生误动作的危险。特别是在脉冲噪声等试验中,不仅是被试验的设备,就是连接同一商用电源的其他所有设备都会混入噪声。所以,在脉冲噪声试验系统中,要注意必须由噪声滤波变压器提供商用电源,而且必须与其他设备的商用电源分离开。

(3) 使用噪声滤波变压器时的注意事项

使用噪声滤波变压器当然不能解决电源的所有问题。还必须注意以下几点:

① 为了衰减简正模噪声,泄漏电感要比一般电源变压器的大,而且考虑到调整后,次级一侧有点升压,所以要正确连接初级/次级的方向,选用适当的容量。

② 对于 1kHz 以下的频率成分没有滤波效果。相反,在非线性负载的场合,有时会发生失真。1kHz 以下的低频成分失真减小了设备发生误动作的危险,不过在商用电源有严重波形失真的场合,应该并用交流稳压电源。

③ 在负载极端轻的场合,由于泄漏电感,在截止频率附近有时会产生凸峰(在变压器的高频等效电路中曾经介绍过)。在这种场合,需要连接诸如灯泡之类以调整负载。

.....

新华书店

第 8 章

共模扼流圈的应用

8.1 复习——电子设备的外来噪声

8.1.1 外来噪声有共模型和简正型

最近,高速数字电路和开关电源等设备得到了大量的使用。但是这些设备都会产生高频辐射噪声。所以,如何解决噪声的问题比以往任何时候都显得重要。由于在 LC 滤波器和变压器间大量使用共模扼流圈,所以这里单设一章进行介绍。

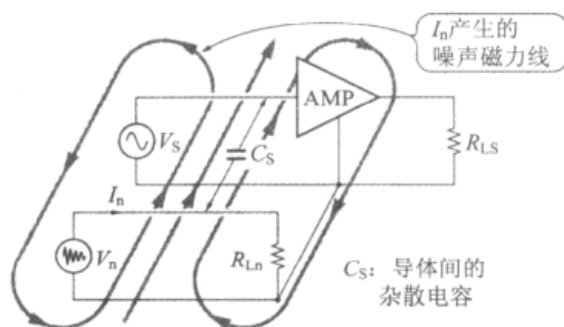
噪声中有来自 OP 放大器等半导体器件和电阻的原理性噪声(也叫做本征噪声),也有电动机、荧光灯、开关电源等产生的人工的外来噪声。这里介绍针对外来噪声采取的措施。

针对外来噪声采取措施的第一步就是查明噪声源的特点及其混入路径。如果查清了所有的噪声源及其混入路径,噪声问题的解决可以说就完成了 90%。但是噪声混入的路径不限于一条,往往很复杂。需要逐个查清噪声路径并采取相应的措施,并且进行反复调整使噪声电平降低到限定值以内。

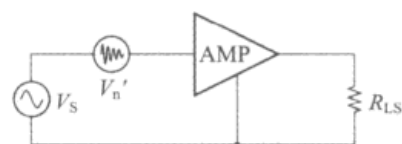
外来噪声的混入通常有两种路径,即简正模和共模。首先需要掌握这两种噪声的基本知识。

8.1.2 简正模噪声及措施

在第 7 章讨论输入变压器时曾经触及过这个问题。外来噪声的混入有两种模式:①如图 8.1 所示,噪声产生的磁力线穿过信号线,按照弗莱明定则在信号线中产生电动势,通过电磁耦合使噪声混入;②由于信号线间的浮游电容使噪声通过静电耦合混入。用等效电路表示就是图 8.1(b)所示的情况。噪声串联加到信号上,这叫做简正模噪声。



(a) 简正模噪声的混入



(b) (a)的等效电路

图 8.1 简正模噪声的混入及其等效电路

要除去加在信号上的噪声是非常困难的事情。

对于电磁耦合的噪声,采取的措施是将信号线拧起来(图 8.2)。将信号线拧起来可以减小噪声磁力线穿过的面积,噪声量与它同比例地减少。另外,通过将信号线拧在一起,由于在各自的回路中电磁耦合发生的噪声极性是相反的,所以噪声电压相互抵消。

当然还有采用铁氧体或坡莫合金包起来实施屏蔽的手段,不过这会提高成本。

对于静电耦合噪声来说,用屏蔽线将信号部分覆盖起来,并使静电耦合处处于地电位,可以防止噪声混入信号(图 8.3)。

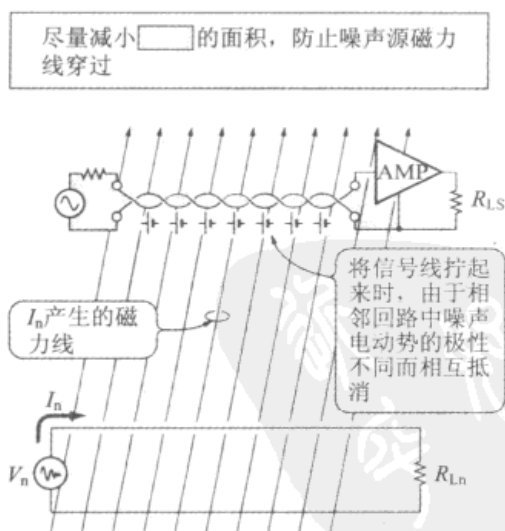


图 8.2 针对电磁耦合的措施

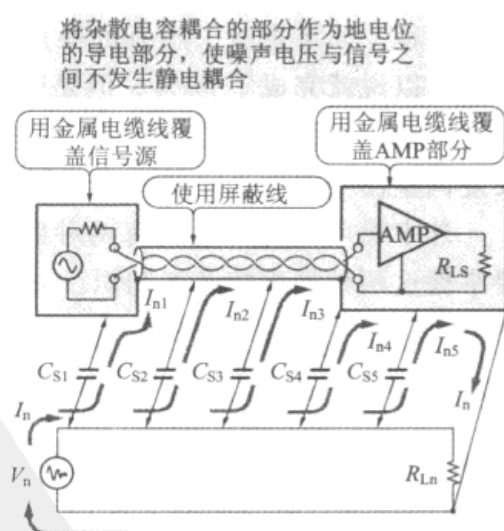


图 8.3 针对静电耦合的措施

8.1.3 由于共同接地发生的共模噪声

人们往往认为信号路径只是像图 8.1 所示那样。实际上,还存在一个如图 8.4(a)所示的叫做共同接地的难对付的路径,其等效电路示于图 8.4(b)。共同接地点不仅可以是大地,也可以是机壳或者机架等各种导电体,这种共同接地形成 2 根信号线之外的另一条信号路径。并不是所有的共同接地都处于等电位,噪声电流流过共同接地的阻抗而产生噪声电位,所以共同接地因位置不同电位(噪声电压)也会不同。

如果设备中有 2 个以上不同电位的共同接地相连接时,这个电位(噪声)会引起噪声电流流入回路中的共同接地。这就是基于共模噪声的电流。

就是说,如图 8.2(b)所示,共模噪声可以通过 2 根信号线之外的另一条路径(共同接地)使噪声电流流入信号线的接地端,因电缆线的阻抗而产生噪声电压,从而变换为简正模噪声混入信号。

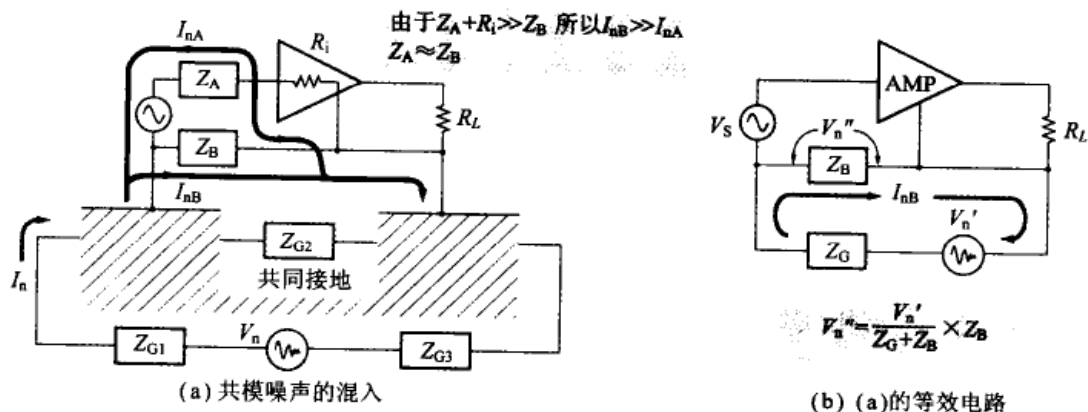


图 8.4 共模噪声混入的方法及其等效电路

8.1.4 设备内部的共模噪声

一般来说,共模噪声可以解释为与外部的接地之间存在有噪声电位。不过,实际上设备内部产生得比较多。

如图 8.5 所示,首先认为没有发生在放大信号的放大器中。但是后续的 A-D 转换器、CPU 电路、开关电源等部分在电路内部的接地间会产生噪声电压。如果输入部分和电源部分等 2 点连接到共同接地上,那么噪声电流就会流过信号线的地,因信号线的阻抗而产生噪声电压,从而混入到信号中。

如果截断信号源与共同接地之间的连接,当然可以很简单地

解决这个问题。不过在信号电缆长、存在浮游电容耦合的场合,或者信号源装置连接到商用电源上时,实际上要以高阻抗离开地悬浮起来是困难的。

作为截断来自共同接地的噪声电流的方法,在第7章曾经介绍过使用输入变压器的方法。这里介绍的共模扼流圈也具有相同的作用。

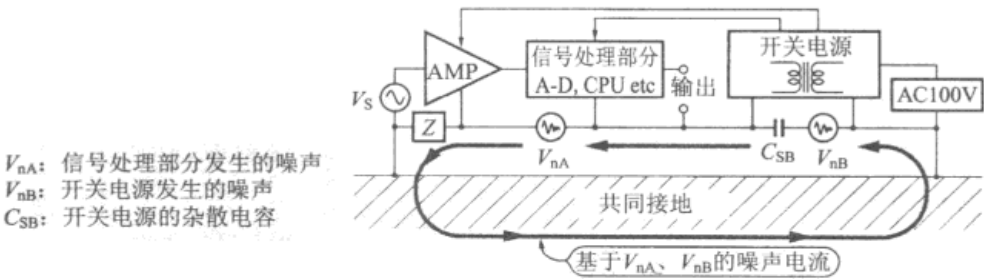


图 8.5 设备内部发生的噪声变为共模噪声

8.2 共模扼流圈的应用

8.2.1 共模扼流圈的作用

图 8.6 是共模扼流圈的动作示意图。 V_s 是信号成分,信号电流用实线表示。实线信号的流动是简正模。

图 8.6 中当简正模电流流过共模扼流圈的两个线圈时,可以看出铁心中产生的用实线表示的磁通大小相等,方向相反,相互抵消。所以,简正模电流不产生磁通。

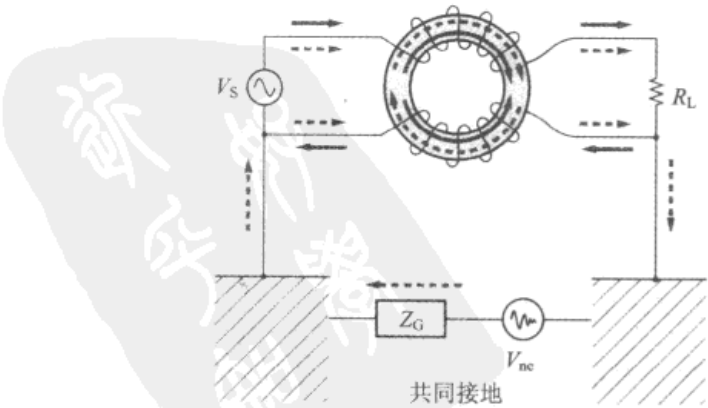


图 8.6 共模扼流圈的动作

简正模电流不产生磁通就意味着不产生电感。所以,共模扼流圈对于简正模信号不具有阻抗,信号可以无衰减地加到 R_L 上。

同样,在图 8.6 中, V_{nc} 是共模噪声。共模噪声产生的电流用虚线表示。当共模噪声流过共模扼流圈的两个线圈时,由于铁心中产生的用虚线表示的磁通方向相同,所以产生电感。就是说,共模扼流圈对于共模噪声电流产生阻抗,所以减少了噪声电流。

阻抗是 ωL ,所以噪声频率越高,共模的阻抗越大,衰减量当然也就越大。

8.2.2 共模扼流圈的等效电路

共模扼流圈的这种基本动作对于简正模信号没有影响,仅仅减小了共模噪声电流,所以是一种低通滤波器的动作。

但是,共模扼流圈中并不是完全没有产生简正模的电感。实际上,当一个线圈中发生磁通时,没有耦合到另一个线圈中的磁通尽管小却是存在的。这就是泄漏电感(leakage inductance)。

泄漏电感的大小因共模扼流圈的形状以及绕线方法不同而异,一般来说是共模电感量的 $0.1\% \sim 1\%$ 。

另外,线圈间存在有浮游电容,线圈中的电阻尽管小但毕竟也存在。把包含这些因素在内的共模扼流圈用等效电路表示则如图 8.7 所示。所以,实际的共模扼流圈的阻抗-频率特性如图 8.8 所示,当频率高于浮游电容的自共振频率时,阻抗下降,共模扼流圈的作用也随之下降。

基于共模扼流圈的这种特性,可以针对希望除去的噪声频率选择相对应的电感量。当希望除去的噪声频率涉及范围宽时,有效的方法是将电感量不同的共模扼流圈串联起来。

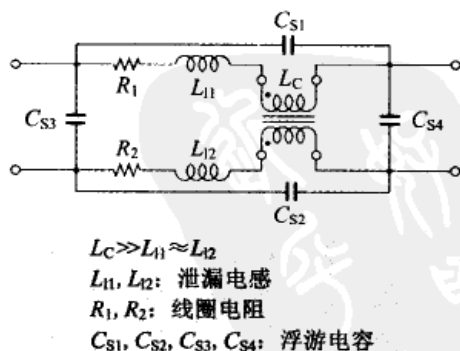


图 8.7 共模扼流圈的等效电路

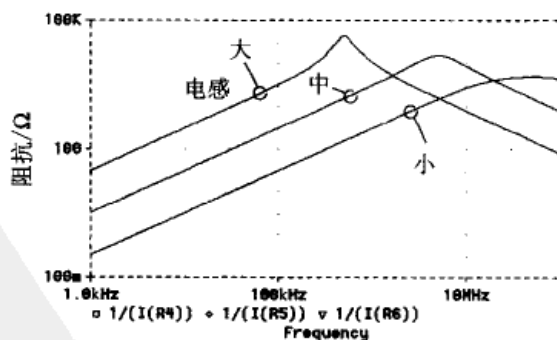


图 8.8 实际共模扼流圈的阻抗特性

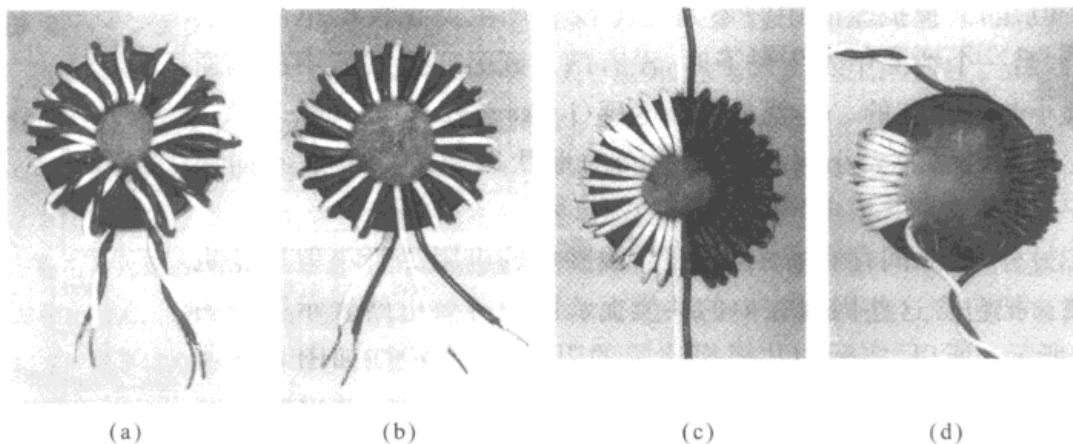
8.2.3 共模扼流圈的绕制

照片 8.1 是使用 T-20-5-10(H5A) 环形铁心制作的共模扼流圈。有 4 种不同的绕线方法。由第 6 章的表 6.8 可得到 T-20-5-10(H5A) 铁心的 AL-Value 为 $2350\text{nH}/\text{N}^2$ 。

这 4 种线圈每个都是绕 16 圈, 所以它们的共模电感量的设计值为:

$$2350\text{nH}/\text{N}^2 \times 16^2 = 600\mu\text{H}$$

照片 8.1(a) 是将 2 根线捻在一起形成麻花线对; 照片 8.1(b) 是 2 根线平行地各绕 16 圈的均匀绕线; 照片 8.1(c) 是将绕线左右分开, 各自绕 16 圈; 照片 8.1(d) 是将绕线左右分开, 而且集中在 $1/4$ 的部分分别绕 16 圈。



照片 8.1 制作的共模扼流圈

从绕线结构上考虑, 照片 8.1(a)~(d) 中泄漏磁通依次增多, 泄漏电感依次变大。

图 8.9 是测量共模扼流圈特性的电路。图 8.9(a) 是测量共模特性的电路。测量结果 4 个线圈的特性基本上相同, 其特性示于图 8.10。由 -3dB 衰减的截止频率 $f_c = 32.22\text{kHz}$ 得到电感量为

$$L = (R_s + R_l) / (2\pi f) = 741\mu\text{H}$$

该值与设计值有若干差异, 可以认为是因环形铁心 AL-Value 的分散性所致。图 8.9(b) 是测量简正模特性的电路。同样可以由 -3dB 衰减的截止频率求得泄漏电感的值, 其结果如图 8.11 所示。在图 8.11 中 30MHz 之前还未看到照片 8.1 中(a)和(b)的截止频率。不过如果设 100MHz 时为 -3dB , 则泄漏电感为 $0.24\mu\text{H}$, 可以认为实际值比它小。

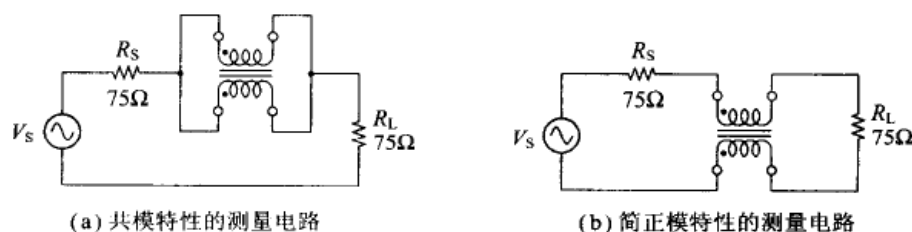


图 8.9 扼流线圈特性的测量

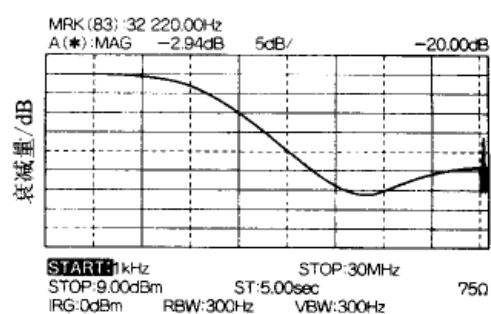
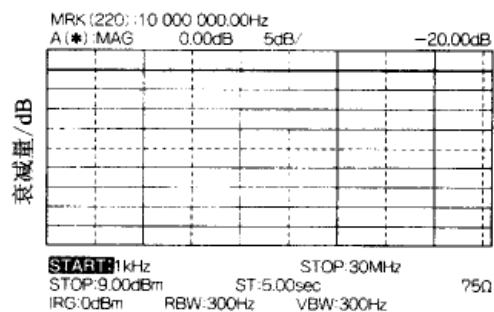
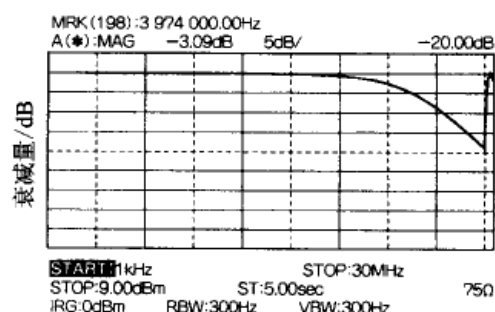


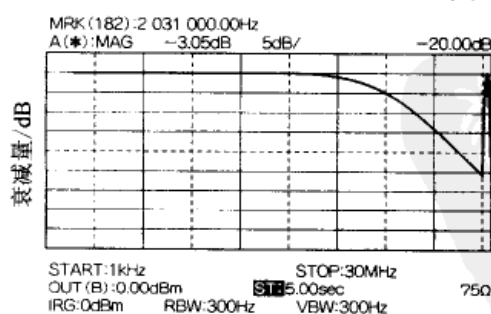
图 8.10 用图 8.9(a)的电路测量照片 8.1 中 4 个线圈的结果



(a) 测量照片 8.1(a)、(b)的结果



(b) 测量照片 8.1(c)的结果



(c) 测量照片 8.1(d)的结果

图 8.11 用图 8.9(b)的电路测量照片 8.1 中 4 个线圈的结果

照片 8.1(c) 中由 -3dB 的 3.974MHz 得到泄漏电感约为 $6\mu\text{H}$; 照片 8.1(d) 中由 -3dB 的 2.031MHz 得到泄漏电感约为 $12\mu\text{H}$ 。

由此可以看出,即使电感量相同的共模扼流圈,由于绕制方法不同,简正模的频率特性有很大差异。

8.2.4 选择泄漏电感小的扼流圈

图 8.4 和图 8.5 解释了共模噪声混入的方法。实际电路中是像图 8.12 那样插入共模扼流圈。这样一来对简正模信号电流不产生影响,而增大了共模阻抗,因而能够减小流入共同接地的共模电流。

当然并不像图 8.12 那样必须在输入、输出两端都插入共模扼流圈。可以寻找几个可以有效减小共模电流的点,使噪声降低到限定电平以下。

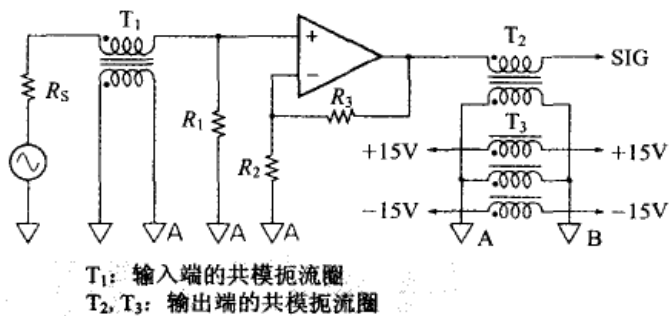


图 8.12 针对图 8.3 共模噪声的措施

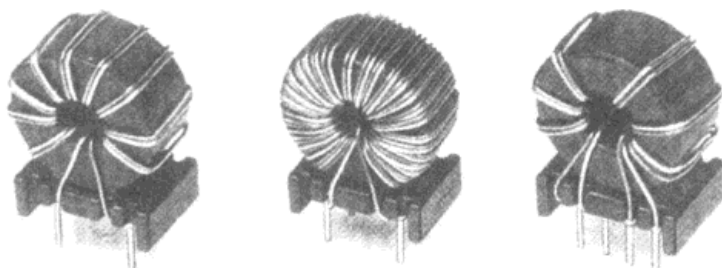
共模扼流圈的作用只是通过提高共模阻抗,减小共模电流,它并不能完全截断共模电流。

就像在图 8.7 的等效电路中说明过的那样,共模扼流圈中存在有泄漏电感。因此,如果共模电流有微小的差值,使简正模噪声变化,就会混入到信号中。

信号线中使用的共模扼流圈,要尽量选用泄漏电感小的元件。

另外,由于图 8.12 电路输入端的 T_1 容易受泄漏电感的影响,所以在某些场合也会出现因插入共模扼流圈而产生相反效果的情况。共模扼流圈在某种程度上也可以看作是磁敏传感器,因此也会招致噪声的混入。在这种情况下,大多使用差动放大器或隔离放大器除去共模噪声。

照片 8.2 示出 3 例信号用共模扼流圈的商品。



照片 8.2 信号用共模扼流圈例

8.3 电源用传输滤波器

8.3.1 传输滤波器的动作

按照与前面图 8.6 相同的原理,如果在电源输入线路上也插入共模扼流圈,很容易想像它也能够减小共模噪声电流。把在电源输入部分使用的共模扼流圈叫做传输滤波器。

在传输滤波器的场合,不仅可以减小共模噪声电流,对包含于商用电源中的简正模噪声也有望起到抑制效果。

在要求必须忠实地传输信号频率成分的信号用共模扼流圈中,希望泄漏电感尽量小。但是在传输滤波器中由于泄漏电感能够除去简正模噪声,所以反而希望有适度的泄漏电感。

另外,由于电源电压加在传输滤波器的两个线圈上,因而绝缘特性也很重要。所以,这种传输滤波器多采用如图 8.13 所示的形状,这样的形状对于泄漏电感和绝缘耐压都有利。

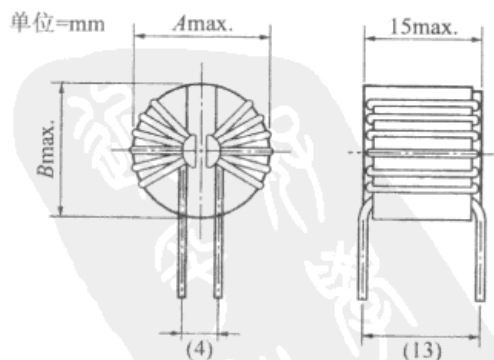


图 8.13 传输滤波器使用的共模扼流圈的形状

因此,具有如图 8.14 所示那样的内部结构的传输滤波器的等效电路如图 8.15 所示。对于简正模噪声 V_n 来说,有 L_{11} 、 L_{12} 、 C_1 所构成的 2 阶 LC LPF;对于共模噪声来说,由 L 、 C_2 、 C_3 构成了 2 阶 LC LPF。这样就可以防止任何模式的噪声混入到负载端。

传输滤波器中,基于电路的形状,把 C_1 叫做 X 电容器,把 C_2 、 C_3 称为 Y 电容器。

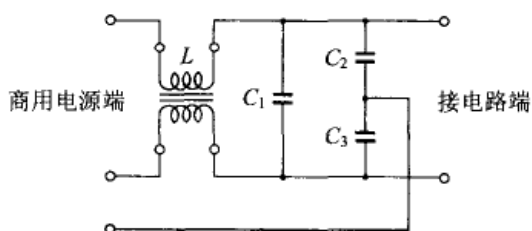


图 8.14 普通传输滤波器的内部电路

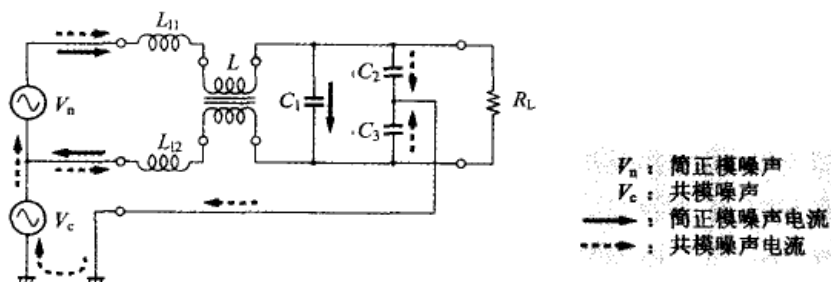


图 8.15 图 8.14 的传输滤波器的作用

8.3.2 传输滤波器的选用

传输滤波器由于不同的特性及用途所以产品种类很多。图 8.16 是 3 种典型产品的内部电路。

图 8.16(a)是最普通的产品,它的动作就像前面说明的那样。在传输滤波器内藏于设备中的场合,如果在电源的 OFF 状态拔掉 AC 插头,这时 C_1 处于充电状态,就有触电的危险。因此,要给 C_1 并联 1 个电阻 R ,使得处于 OFF 状态时的电荷能够泄放掉。

图 8.16(b)使用了 2 个线圈,可以确保更大的衰减量。如果 2 个线圈的电感量有差异,那么,最大衰减量就会变小,不过却可以在更宽的频率范围内确保其衰减量。

图 8.16(c)是特别设计的简正模专用线圈。不仅可以防止噪声混入传输滤波器,而且也具有防止设备内部产生的噪声流入商用电源的功能,所以对于简正模噪声产生量大的设备来说,使用这

种形式的传输滤波器可以获得良好的效果。

在厂家发表的传输滤波器的数据中,除了简正模和共模的术语外,还使用如下的名称:

简正模=差动模/对称模/差分模

共模=同相模/非对称模/对地电压模

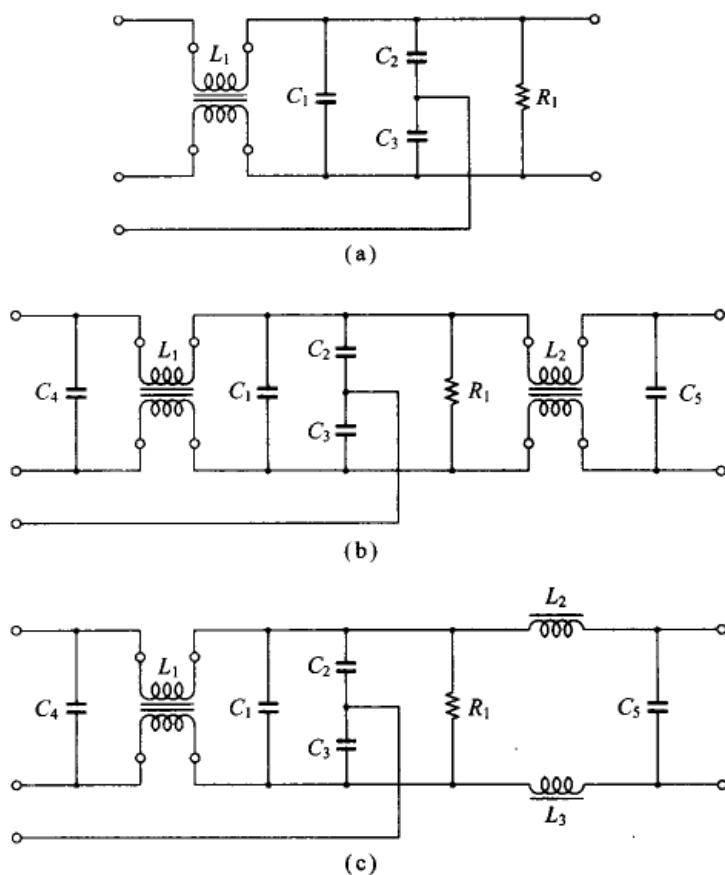


图 8.16 各种传输滤波器的内部电路

8.3.3 传输滤波器的数据与使用状态下不同

传输滤波器由于是插在商用电源与设备的电源输入之间,它们的阻抗当然有千差万别,而且也随频率变化。要求传输滤波器的制造厂家提供各种阻抗数据实际上是有困难的,并且为了进行比较还需要有基准的测量电路。

通常如图 8.17 所示,发表的数据是在规定输入输出阻抗为 50Ω 的条件下测得的。

传输滤波器的衰减量是用分贝表示的输入与输出电压比。所以,如图 8.7 所示的电路中,由于取掉传输滤波器后是 -6dB ,所以

从图 8.17 的测量结果中减去 6dB 的值就是衰减量。

在简正模的测定中所使用的 Balun 是 balance to unbalance transformer 的缩写,因为测量系统不平衡,而传输滤波器的简正模电路是平衡的,使用它的目的是进行不平衡-平衡的变换。

由于传输滤波器的数据是在不同于使用状态的条件下定测的,所以在应用于实际电路时的衰减量未必就是厂家发表的衰减量。一般来说,大多不如这个值好。因此,选择并实际安装到设备中时应该留有一定的余量,选用更有效的传输滤波器。

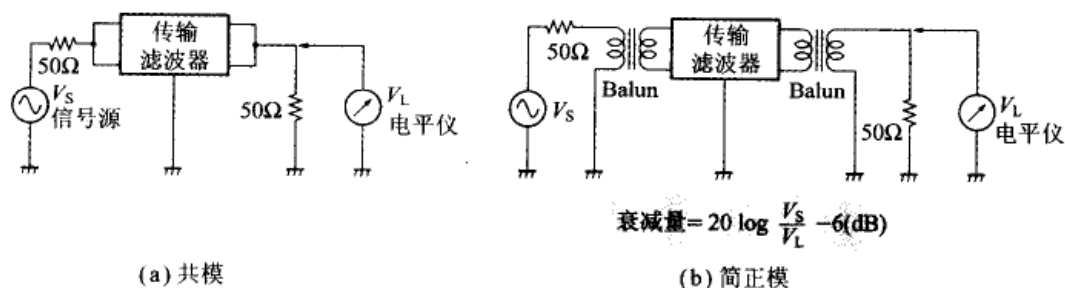


图 8.17 传输滤波器的测定方法

8.3.4 传输滤波器的安装方法

为了最大限度地发挥传输滤波器的效能,安装方法是一个非常重要的环节。基本的一点就是输入、输出电缆线要完全分离。

如图 8.18 所示,不能将输入、输出电缆线扎在一起。使高频噪声不能通过浮游电容混入。如图 8.18(b)所示,电源输入线与传输滤波器之间的布线应该尽量短,传输滤波器的金属外壳应该与机壳紧密接触。

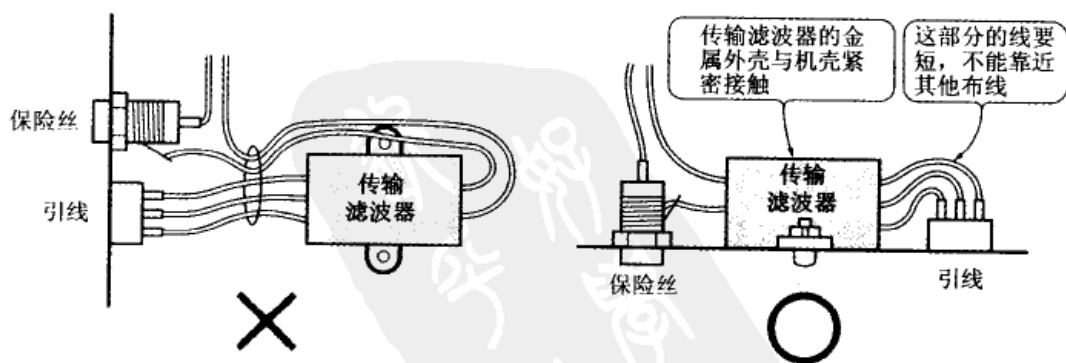
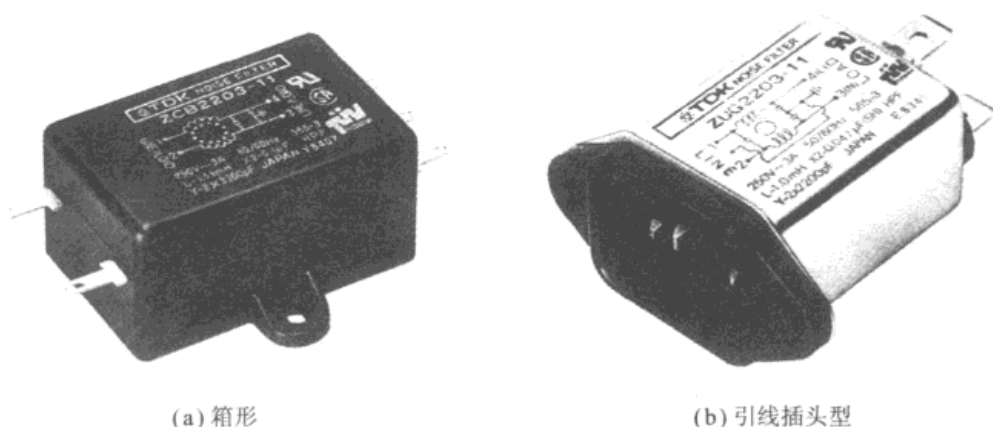


图 8.18 传输滤波器的实际安装

照片 8.3 是传输滤波器的外观。照片 8.3(a)是通用的箱形。如果使用引线插头型传输滤波器,如照片 8.3(b),那么包含有初级一侧噪声的部分被金属覆盖,输出变为贯通型电容器,这在高频范围很有效。

安装传输滤波器时,要注意如图 8.19 所示的例子。尽管图 8.19(a)中也接地了,但是图 8.19(b)在安装时能使传输滤波器的金属外壳与金属机壳完全紧密接触,所以在高频范围能够更好地发挥效能。



照片 8.3 高频效果好的传输滤波器的形状

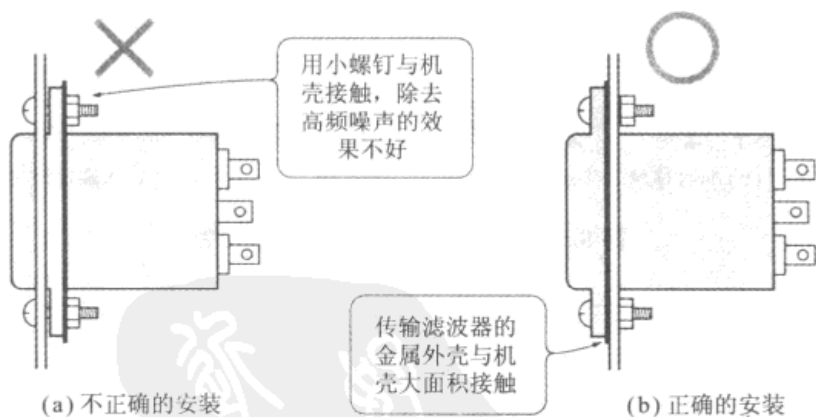


图 8.19 照片 8.3(b)的传输滤波器的安装方法

8.3.5 注意脉冲电流使铁心饱和的问题

在使用 CPU 的数字设备中,商用电源产生的噪声会使设备产生误动作,所以耐电源脉冲电压特性非常重要。这时,根据设备用

途的不同,往往要求耐脉冲电压值达到 2kV。

一般来说,商用频率的电源变压器的输入、输出之间是绝缘的,没有共模的脉冲电压所引起的电流流过,所以,不存在铁心饱和的问题。不过在传输滤波器的场合,由于会有大电流流过共模扼流圈,有时会使铁心饱和,使它完全丧失滤波器的功能。特别是当脉冲宽度达到 $1\mu\text{s}$ 以上时,由于低频成分增加而容易饱和(图 8.20)。

有些传输滤波器也会呈现出如图 8.21 所示的特性。图 8.21(a)的情况没有什么问题,而图 8.21(b)的情况,由于宽度为 $0.4\mu\text{s}$ 的脉冲高达几百伏,所以铁心饱和了。对于饱和电压以上的脉冲噪声来说,铁心失去了功效。

在小型传输滤波器的场合往往不提供有关这种特性的记录,所以在标有 500V 以上高压脉冲的场合,必须使用标明高压脉冲特性的专用传输滤波器。

铁心的饱和情况因传输滤波器中使用的铁心种类而有所不同。使用非晶态铁心时的性能要比使用铁氧体铁心好一些。

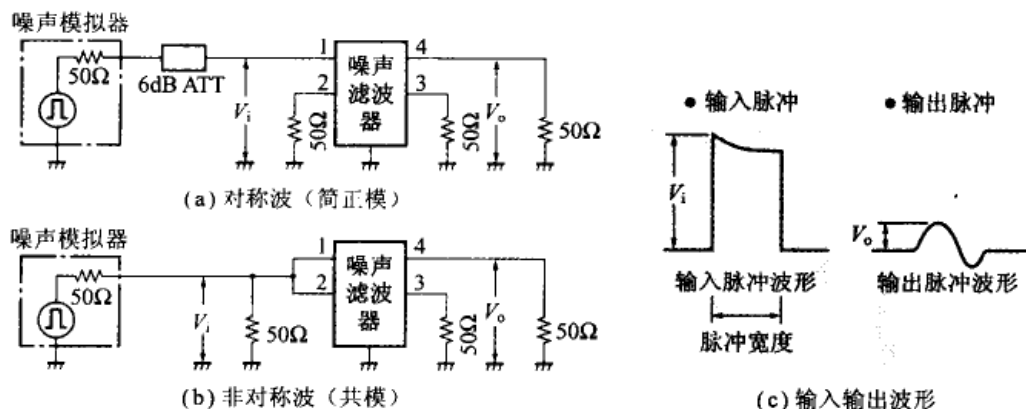


图 8.20 脉冲衰减特性的测量方法

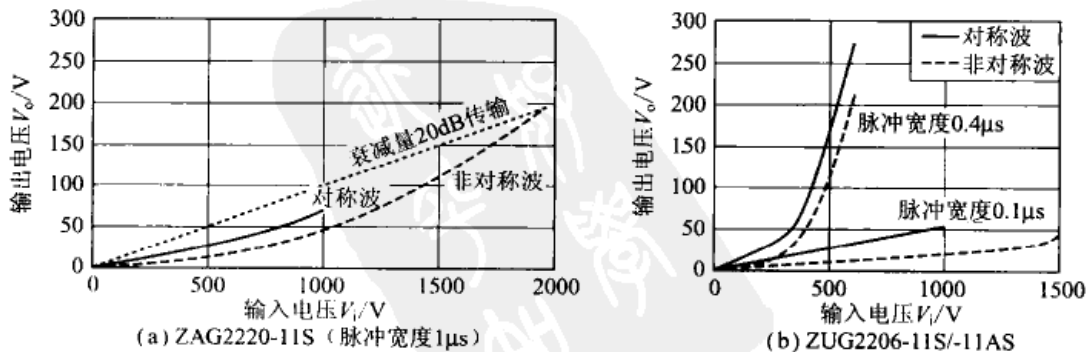


图 8.21 传输滤波器的脉冲衰减特性例

8.3.6 注意传输滤波器漏电流引起的触电

使用传输滤波器时必须首先注意的是传输滤波器的漏电流。

如图 8.22 所示,商用电源一侧的降压变压器必须接地,而且传输滤波器的 Y 电容器也要接机壳接地。如果组装了传输滤波器的设备没有机壳接地,当人触摸到机壳时就会触电。

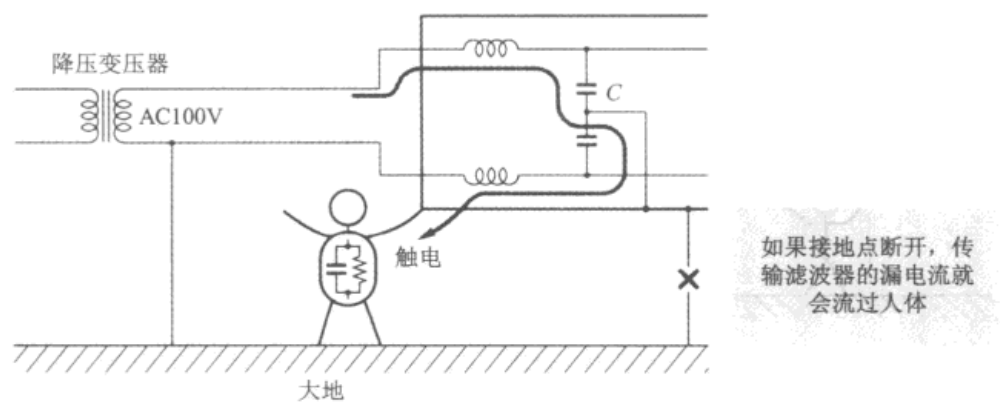


图 8.22 传输滤波器的触电

在一般的传输滤波器中,Y 电容器的容量为 2000~5000pF。在 100V 商用电源的场合不怎么能感觉到,但是对于 200V 的电源电压,人们几乎都会感觉到一定程度的漏电流。

Y 电容器不仅在传输滤波器中有,在商店出售的开关电源中几乎都有它。所以,当一个设备使用了多个开关电源时也必须注意这个问题。最坏的情况是陷入设备运行时漏电流引起断路器的启动,而在卸下开关电源上的 Y 电容器时又满足不了噪声特性这样的困境。

这时如果使用第 7 章曾经介绍过的绝缘变压器或噪声滤波变压器,如图 8.23 所示与商用电源实现绝缘,就可以解决漏电流的问题。但是这种变压器体积比较大,在设计时应该预先考虑到这个问题。表 8.1 列出了对漏电流上限的规定值。

表 8.1 漏电流的规格

规格名称	人体阻抗	允许电流值
电气产品管理法	1kΩ	1mA
UL(美国)	1.5kΩ//0.15μF	0.3~0.75mA
ANSI C101.1(美国)	1.5kΩ//0.15μF	0.5~0.75mA
IEC335-1 (国际电气标准会议规格)	2000±100Ω	0.25~5mA
BS-2754(英国)	1.5~2kΩ	0.1~5mA

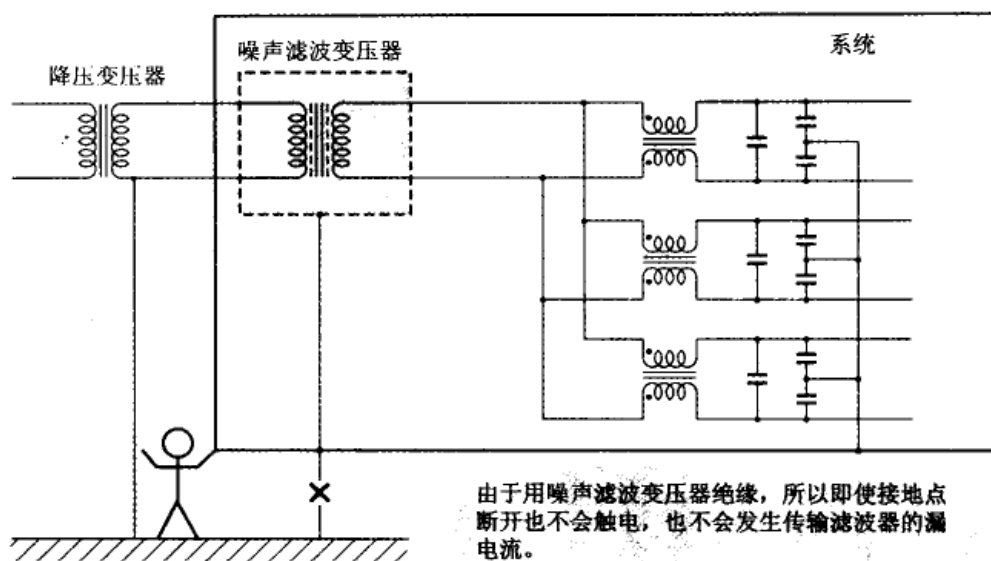


图 8.23 使用噪声滤波变压器的系统

8.3.7 意外情况下的共模扼流圈铁心

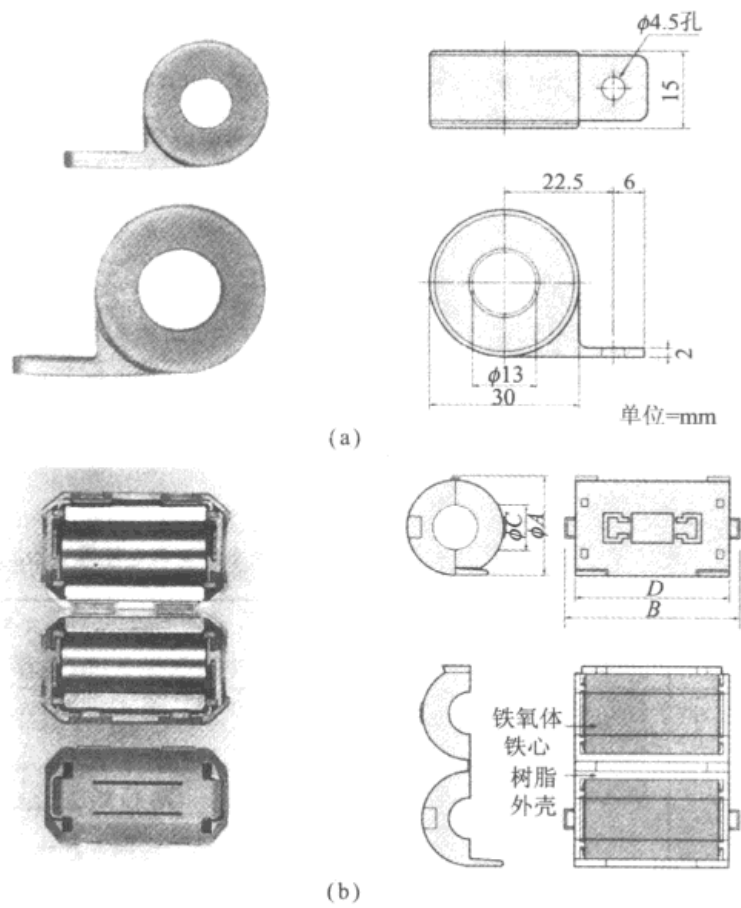
在设备完成安装、进行噪声试验时,往往会遇到意外的情况。例如:①与设计规格不符;②开关电源的噪声叠加在信号输出上无法除去;③迫近交付期限。这时往往要用共模扼流圈铁心进行检查。照片 8.4 示出共模扼流圈铁心。

检查的方法是用单触开关将照片 8.4(b)接到共模噪声流经的往复双股电缆上,寻找噪声减小的场所,然后将电缆卷绕在铁心(照片 8.4(a))上约 10 圈,作为共模扼流圈进行再评价。在噪声频率低的场合,有时卷绕约 30 圈可以获得更好的效果。要有不灰心的毅力,采取适当的措施进行检查。

在符合设计要求后,在机壳上打孔,完成安装。

对于设计者来说,共模扼流圈铁心是很难得的。最近,在有些调制解调器等产品中将照片 8.4(b)的铁心作为标准附件,成为大众化的部件。

在单独特别订做的场合,开关电源的输出部分要预留出确保安装照片 8.4(a)所必要的空间。



照片 8.4 方便的共模扼流圈用铁心



锁相放大器的原理与实验

9.1 锁相放大器概述

9.1.1 通频带变窄与Q值的提高

本书的前半部分介绍了测量用模拟滤波器的设计技术。对于低噪声化的问题仅局限于选择滤波器的种类。然而,正如第10章将要讲到的那样,在物理测量的领域里,往往要求能够检测微弱信号。

在以优良的 S/N 检出微弱信号的技术中,有如图 9.1 所示的使频带宽度变窄的方法。频带变窄时, S/N 的改善率与带宽的平方根成比例。

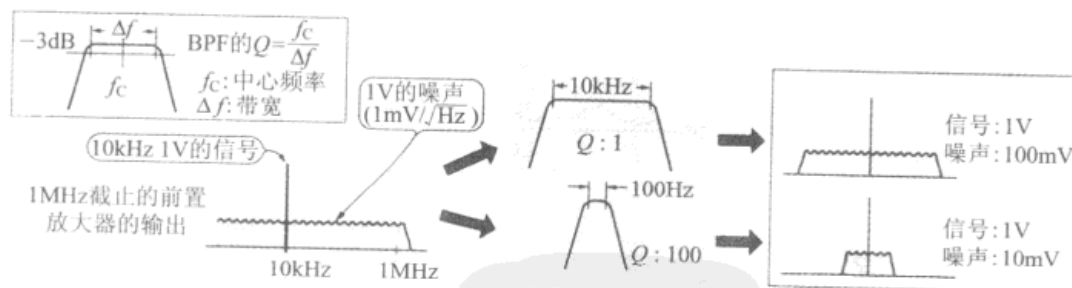


图 9.1 为了改善 S/N 采用 Q 值高的 BPF

频带变窄的方法虽然很好,但是考虑到滤波器的稳定性(使用的元件随温度等因素会发生变化),频带的变窄是有限的。另外,在检出的信号频率有变化的场合,为了改变高阶 BPF(高通滤波器)的中心频率,需要有多多个元件进行切换,这时要求频带变窄是不现实的。

可行的频带变窄方法是利用频率变换的外差技术以及在此基

础上发展起来的锁相放大器技术。

9.1.2 锁相放大器的结构

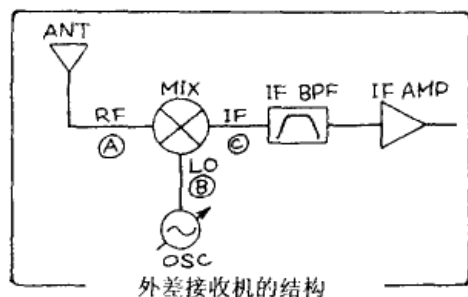
关于外差技术,略知无线电技术的人都会知道,这就是一种频率变换技术。这种频率变换技术如图 9.2 所示,即

$$\sin A \times \sin B = -\frac{\cos(A+B) - \cos(A-B)}{2} \quad (9.1)$$

按照三角函数公式,给信号 A 乘以不同频率的正弦波 B ,就会产生它们的和与差的正弦波。外差技术就是利用了这种特性。在此基础上进行进一步的分析。

令 B 与信号 A 相同,即式(9.1)中的频率相同,则有

$$\sin A \times \sin A = \frac{1 - \cos 2A}{2} \quad (9.2)$$



$$\sin A \times \sin B = \frac{1}{2} [\cos(A+B) - \cos(A-B)]$$

RF: Radio Frequency
LO: Local Oscillator
IF: Intermediate Frequency

在这里可以认为等效地起着BPF的作用。实际上LO是可动的,而IF-BPF是固定的

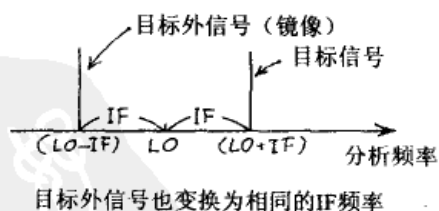
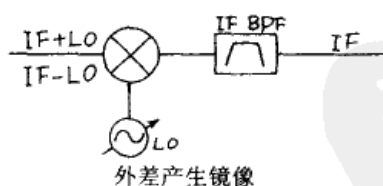
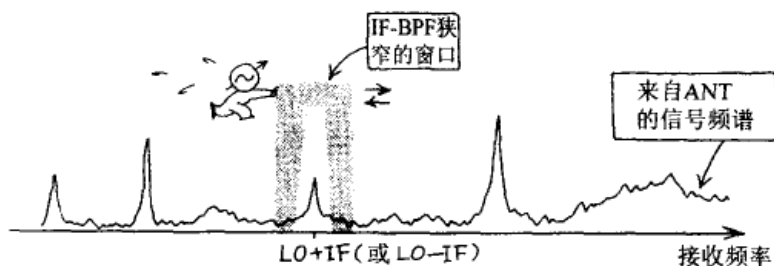


图 9.2 基于外差技术变换频率的结构

式(9.2)表明,当频率相同的信号相乘时,可以产生直流以及 2 倍频率的交流信号。照片 9.1 示出这个结果。

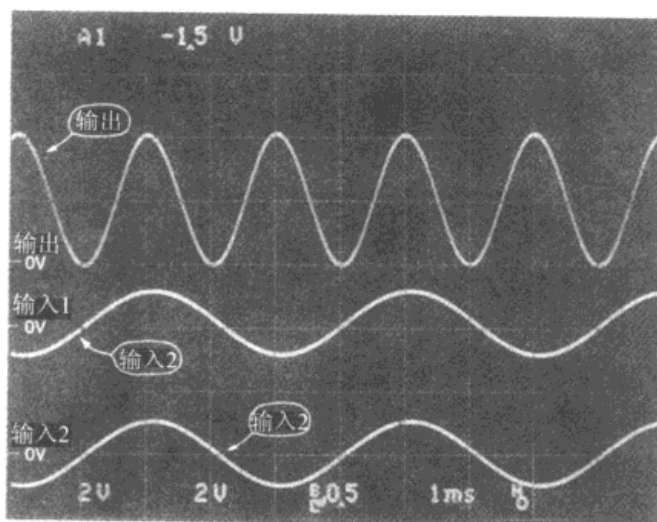
进一步引入相位和频率,式(9.1)就可以表示为:

$$\sin(\omega t + \alpha) \times \sin(\omega t + \beta) = \frac{\cos(\beta - \alpha) - \cos(2\omega t + \alpha + \beta)}{2}$$

(9.3)

式(9.3)表明,如果信号 A 与信号 B 的频率和相位是相同的,则直流值变为最大;如果相位相差 90° ,则直流值变为 0。

这就是说,如果用频率相同的别的信号(叫做参考信号)B 乘以信号 A,用低通滤波器(LPF)检出直流并调整相位,那么就会得到与输入信号振幅成比例的直流电压,而与信号 A 频率不同的成分,即噪声频率成分则都变成交流被 LPF 除去。应用这个原理,在原理上就可以构成具有无限大 Q 值的滤波器。这样构成的检出器叫做锁相放大器。它的方框图如图 9.3 所示。



照片 9.1 乘以相同频率的信号则产生直流及 2 倍频率的信号
(输入 1, 输入 2: 2V/div, 输出: 0.5V/div)

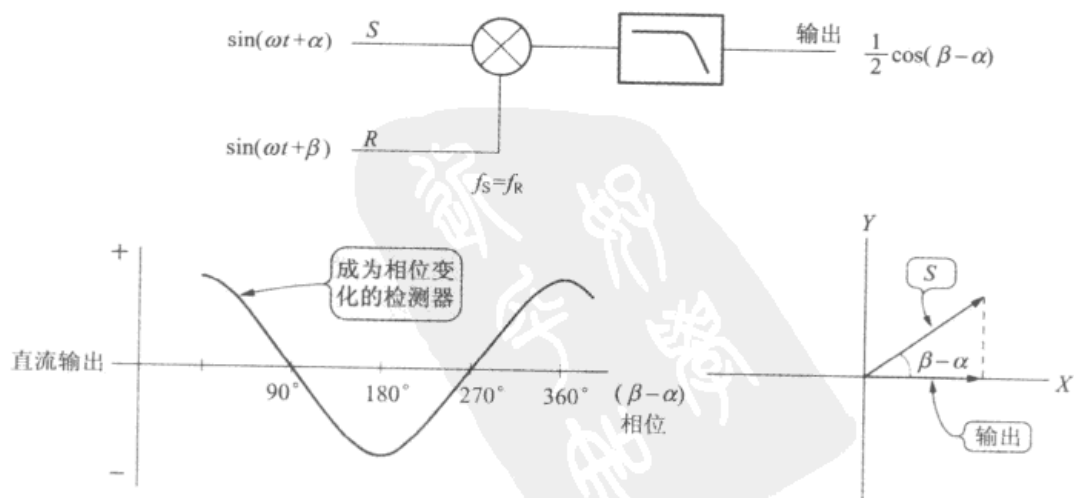


图 9.3 锁相放大器的原理

9.1.3 相敏检测器 PSD

可以用频率轴来说明锁相放大器的作用,如图 9.4 所示,如果信号 S 乘以信号 A ,则以折返的形式变换为 $(f_s + f_R)$ 的成分和直流。

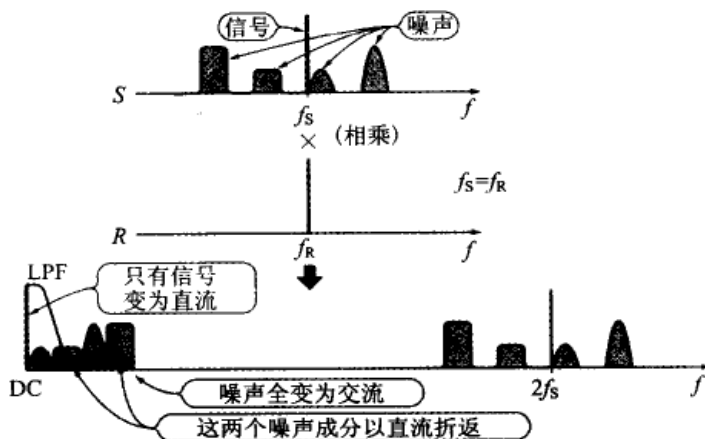


图 9.4 用频率轴表示锁相放大器的输入、输出信号

锁相放大器中,用于检测信号 S 的信号 R 叫做参考信号(reference signal)。

用锁相放大器除去噪声的最大优点在于,由于得到的信号是直流,所以限制频带的滤波器只要是低通滤波器就可以了。锁相放大器中如果使用 BPF,当滤波器使用的元件有变动时,中心频率就会变动,就会影响到信号的振幅。

但是在使用 LPF 的情况下,即使所使用的元件有变动,也只是影响到 LPF 的截止频率发生变动,对于直流信号的值没有影响。就是说,无论 LPF 的截止频率有多么低,无论带宽有多么窄都可以。不过截止频率越低,响应时间就越长。

锁相放大器中,参考信号与待分析信号的频率是相同的。所以,在锁相放大器中不会产生令人烦恼的镜像问题。但是,锁相放大器中两个信号间要求有必要的相位控制。

如果与外差比较,当给锁相放大器输入 100kHz 的信号、用 1Hz 的 LPF 处理时,由于信号以直流折返,所以带宽变为 2Hz。这与用中心频率为 100kHz、 Q 值为 $100\text{kHz}/2\text{Hz}=50\,000$ 的 BPF 进行处理是等价的。

如图 9.3 所示的锁相放大器中,如果将待分析信号与参考信号的相位差调整为 90° ,乘法器的直流输出为 0,那么,在相位有微

小变化时乘法器的直流输出就会变动。锁相放大器最初就是利用这种特性作为检测微小相位变化的检测器——相敏检测器使用的。所以,锁相放大器中的乘法器叫做相敏检测器(Phase Sensitive Detector, PSD)。

9.1.4 乘法运算中转换——同步检波

为了检出噪声中的微弱信号,要求 PSD 必须具有非常宽的动态范围。利用锁相放大器产品能够以 0.1% 的分辨率从比信号大 1000 倍的噪声中检出信号。这就意味着需要有 120dB 的动态范围。

然而,一般的模拟乘法电路(DBM 等)中,由于输出的直流漂移,无论如何也无法实现这样宽的动态范围。在 PSD 中,如图 9.5 所示,是通过转换信号进行乘法运算的,是信号 f_s 与同步的信号 f_R 进行乘法运算,所以也叫做同步检波。

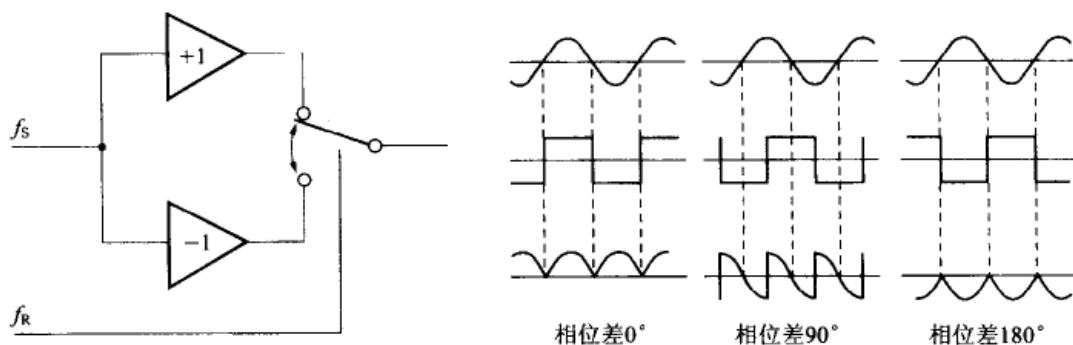


图 9.5 基于转换的 PSD

基于转换的乘法运算对于直流漂移非常有效。但是转换意味着将信号成分与方波进行乘法运算。如图 9.6 所示,方波含有奇次高次谐波,这一点必须注意。如果信号成分中含有奇次高次谐波,那么,变成相同频率再变换为直流,检出的基波的振幅就会产生误差。

因此,实际转换方式 PSD 中,如图 9.7 所示,在 PSD 的前面设计有对信号频率调谐的高通滤波器 BPF,在除去奇次高次谐波之后再行乘法运算。

这时 BPF 必须对信号频率调谐,于是电路构成变得复杂了。不过由于能够实现锁相放大器宽动态范围这个最重要的要求,所以这种方式采用得非常多。

在 BPF 的特性方面要求将信号成分的 3 次谐波衰减到误差

以内就可以了,所以对 Q 值的要求并不高。

在仅从热噪声中检出信号の場合,以及不含有奇次高次谐波の場合不需要 BPF。实际的锁相放大器中,通过 BPF 时并没有对 BPF 中的增益误差和相位误差进行加法运算。

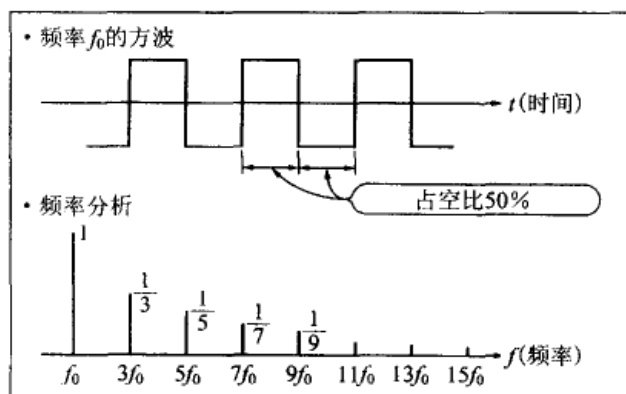


图 9.6 方波中含有高次谐波

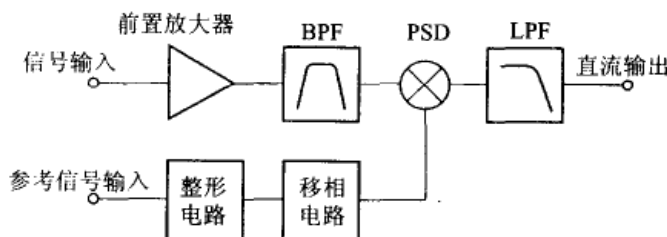


图 9.7 锁相放大器的基本框图

9.1.5 不需相位调整的双相位锁相放大器

基本的锁相放大器中,为了测量信号的振幅必须对信号及参考信号的相位进行调整。这对于操作者来说是一件非常麻烦的事情。

双相位锁相放大器(two phase lock-in amplifier)不需要进行相位调整。图 9.8 是这种放大器的框图。图 9.8 设计了两个 PSD,分别以相位相差 90° 的信号进行乘法运算,就会分别在极坐标上的 X 成分和 Y 成分分别检出输入信号。因此,如图 9.8 所示,对得到的信号 X 和 Y 进行矢量运算,不进行相位调整就可以求得输入信号的振幅以及与参考信号的相位差,大大提高了可操作性。由于近来 LSI 技术的进步,所以很容易实现这种矢量运算电路。

另外,即使在信号振幅和相位随时间有变化的同时坐标有变动,也不需要调整相位,所以可以对变化的情况进行连续观测。

与双相位锁相放大器对应,由 1 个 PSD 构成的基本锁相放大器叫做单相位锁相放大器(Single Phase Lock-in Amplifier)。在要求必须具有检测传输函数微小变化(相位的微小变化)或相敏检波功能的系统中,可以使用成本低的单相位锁相放大器。

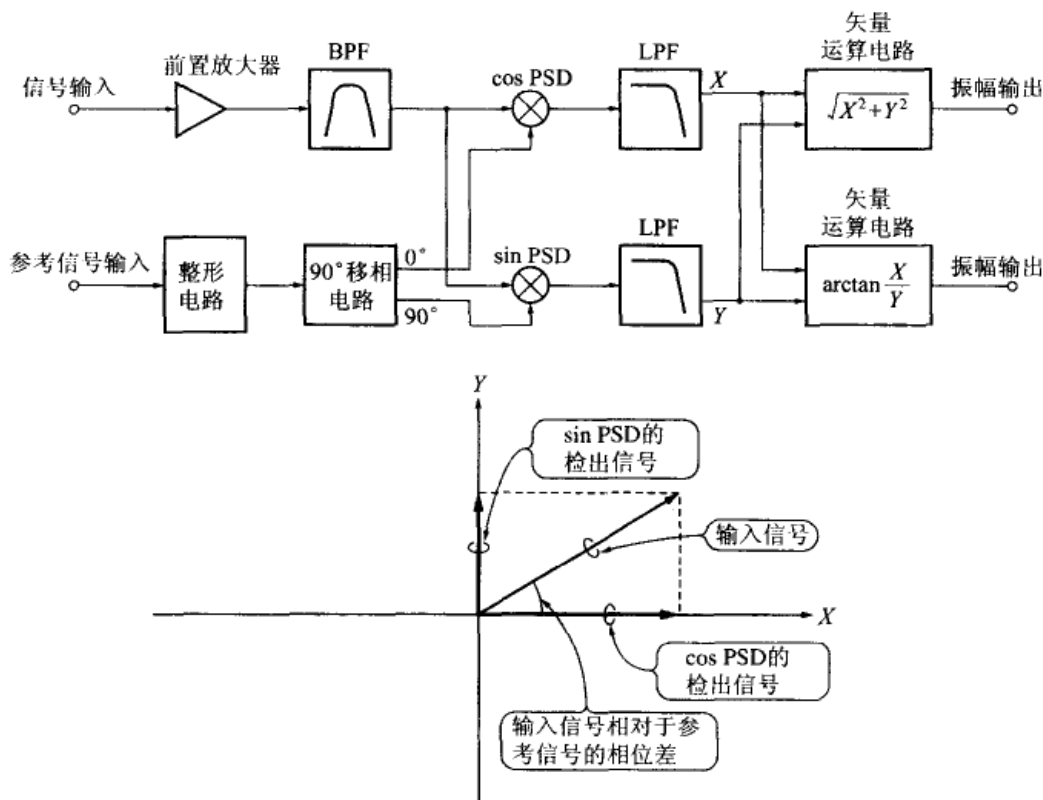


图 9.8 双相位锁相放大器与 PSD 的动作

9.1.6 动态余量表征能够允许的噪声量

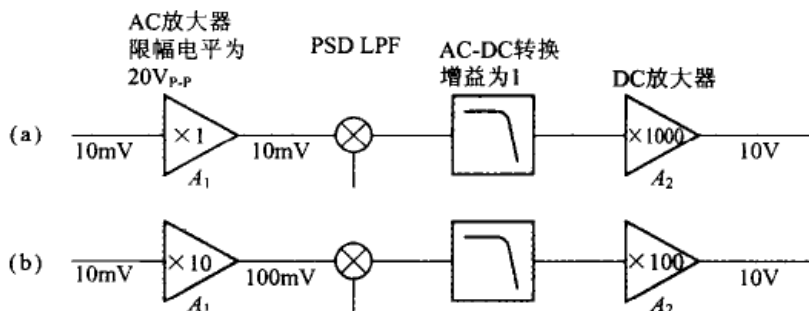
锁相放大器用于检出淹没在噪声中的微弱信号。把相对于满量程信号输入所能够允许的噪声量的大小叫做动态余量。动态余量由下式定义:

$$\text{动态余量 (dB)} = 20 \times \log \frac{\text{最大噪声电压 (P-P)}}{\text{满量程信号输入 (rms)}}$$

动态余量也有不是以最大噪声电压的峰值来定义的,而是作为正弦波以它的有效值进行定义的情况。在这种情况下,动态余量比用上式得到的值约小 10dB。

锁相放大器信号系统的构成如图 9.9 所示,含 LPF 在内的 PSD 的 AC/DC 变换增益设定为 1。设定各放大器的增益分别为 (A_1) 、 (A_2) ,那么,在输入信号都是 $10\text{mV}(\text{rms})$ 时,输出都是以 $\text{DC}10\text{V}$ 为满量程。

由于噪声叠加到信号上时的限幅电平由 AC 放大器的输出决定,如果考虑到与满量程信号之比,由于图 9.9(a)中增益为 1,那么输出就是 10mV ,与 AC 放大器的限幅电平 $20\text{V}_{\text{p.p}}$ 之比就是 66dB 。同样,在图 9.9(b)中为 46dB 。可以看出这个值决定了动态余量。即使相同的输入灵敏度,如果降低 AC 放大器的增益,提高 DC 放大器的增益,能够取大的动态余量。



(a)、(b)的满量程都是 10mV ,不过由于增益分配不同,所以输入噪声限幅电平在(a)中为 $20\text{V}_{\text{p.p}}$,在(b)中为 $2\text{V}_{\text{p.p}}$ 。所以(a)的 $\text{DR}=66\text{dB}$, (b)的 $\text{DR}=46\text{dB}$

图 9.9 AC 放大器与 DC 放大器的增益分配

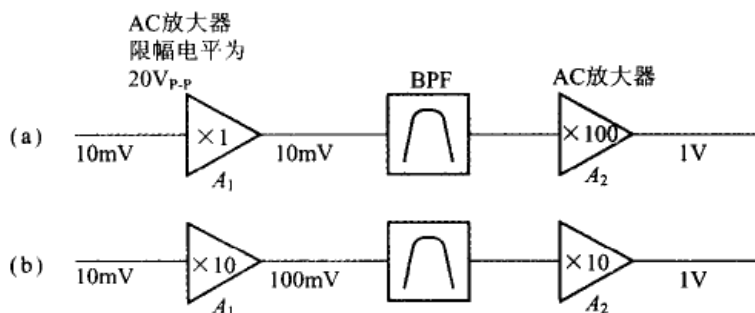
但是如果增大 DC 放大器的增益,PSD 中的直流漂移(也包含 DC 放大器的输入换算 DC 漂移)就会被放大,这对于输出的直流稳定性是不利的。PSD 的直流漂移主要受环境温度的影响。

所以,动态余量与 PSD 的直流稳定性呈反比。要对被测信号的状态进行比较,以决定 AC 放大器与 DC 放大器的增益分配,确保必要的动态余量。

AC 放大器的限幅电平也可以通过所使用的滤波器得到改善。在图 9.10 中插入的滤波器,会改变前后 AC 放大器的增益分配,不过总增益都是 100。考虑到前级的 AC 放大器中有噪声输入,而在后级的 AC 放大器中噪声被滤波器除去,设 AC 放大器的限幅电平为 $20\text{V}_{\text{p.p}}$,那么,通过滤波器除去频率的噪声的限幅电平与信号之比在图 9.9(a)中为 66dB ,在图 9.9(b)中为 46dB 。

这样,通过在 PSD 之前插入滤波器,能够进一步扩大动态余

量。但是对于滤波器中发生的噪声来说,滤波器之后的增益越大,其影响越大,这是不利的。



(a)、(b)的增益相同,不过由于BPF前后的增益分配不同,所以被BPF除去频率成分的信号中,(a)能够扩大动态余量

图 9.10 使用滤波器的 AC 放大器的增益分配

9.1.7 相位噪声决定测量极限

锁相放大器的应用之一是测量被测定体传输函数的微小变化。把决定这种测量极限的因素叫做相位噪声。

现在对锁相放大器以满量程振幅值输入低噪声、低失真的信号,调整参考信号相位,将 PSD 输出调整到 0V。用 Y-T 记录仪记录这时的 PSD 输出,测量其噪声成分。

例如,满量程为 $\pm 10V$ 的 PSD 输出检测到 $1mV_{P-P}$ 的噪声,则相位噪声为:

$$\arcsin \frac{1mV_{P-P}}{10V} = 0.00573^\circ_{P-P}$$

这个值就是锁相放大器的相位检测极限,不可能检测到比它更小的相位变化。

当然,相位噪声因设定的灵敏度以及时间常数而异。时间常数越大该值就越小,不过响应速度也就越慢。

锁相放大器中处理参考信号时使用 PLL 电路。由此产生的相位跳动以及信号放大器和信号滤波器中发生的噪声是构成相位噪声的主要因素。特别是在滤波器中,如果使用电压调谐型滤波器,那么,由此产生的调谐频率跳动是不可忽视的。

这种相位噪声特性可以说是决定锁相放大器性能的最重要因素。图 9.11 示出厂家生产的锁相放大器的相位噪声特性例子。

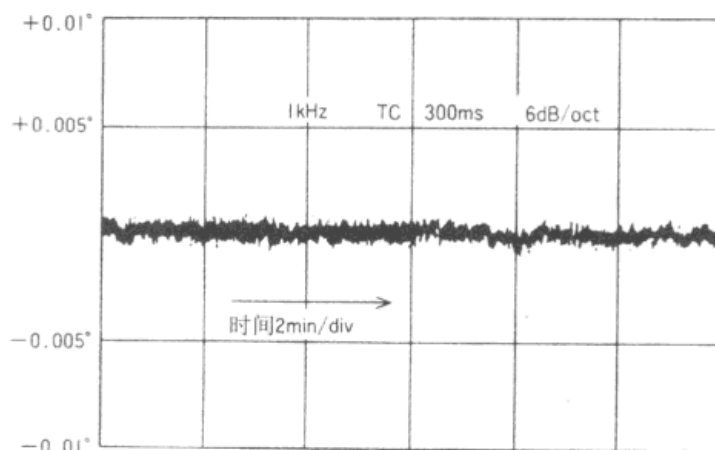


图 9.11 厂家生产的锁相放大器的相位噪声特性

9.1.8 用时间常数表征低通滤波器的特性

PSD 之后的低通滤波器(LPF)决定锁相放大器除去噪声的能力。不过在锁相放大器中这个 LPF 的特性不是用截止频率,而是用时间常数(Time Constant)来表征的。滤波器的阶数用衰减斜率表示。

一般的巴特沃斯 LPF 或切比雪夫 LPF 中,当加阶跃状信号时,由于存在过渡响应特性会出现输出超过输入电平的瞬间(参看第 1 章图 1.9)。但是锁相放大器中 LPF 的构成如图 9.12 所示,不产生过渡响应的凸峰。图 9.12 中的(1)呈现出 6dB/oct;(2)呈现出 12dB/oct。

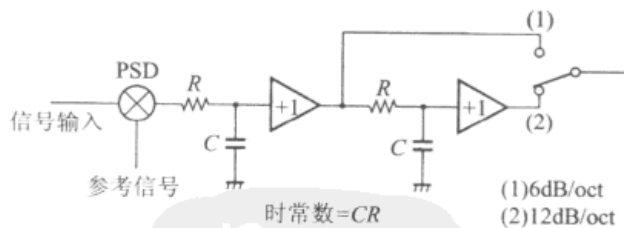


图 9.12 锁相放大器的 LPF

锁相放大器中一般在测量信号的振幅或相位时使用除去噪声能力强的 12dB/oct 的滤波器。不过在第 10 章图 10.30 那样的自动控制系统中的某些使用锁相放大器的部分,为了不发生因 LPF 的相位滞后而导致自动控制系统的不稳定的情况,这时使用 6dB/oct 的滤波器。

图 9.13 示出 LPF 的阶跃响应。加信号后输出达到最终值的

99%所需要的时间,在 6dB/oct 的滤波器中是时间常数的 4.59 倍,在 12dB/oct 的滤波器中则是时间常数的 6.63 倍。

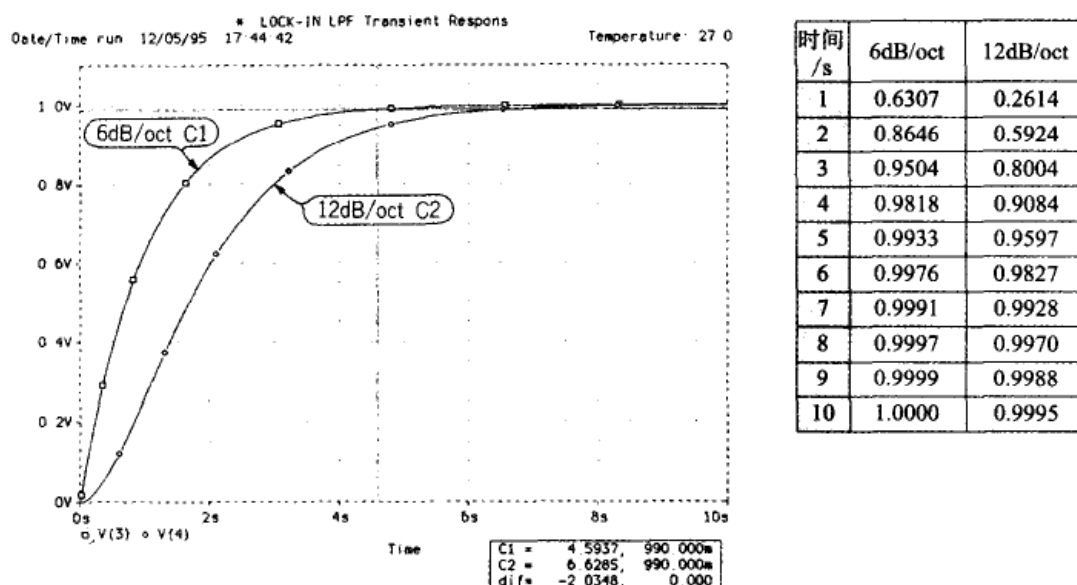


图 9.13 LPF 的阶跃响应(时间常数为 1s)

9.1.9 噪声密度的测量

前面曾讲到锁相放大器是用频率相同的参考信号与输入信号进行乘法运算的,所以变换为直流和 2 倍的信号频率。这表明参考信号频率附近的频率成分被变换到直流附近。

所以,如果用 LPF 选择 PSD 的输出并测量其交流成分,和用以参考信号为中心的 BPF 检出并测量输入交流信号是等价的。就是说,根据 LPF 的等效噪声带宽可以测量以输入信号的参考信号频率为中心的噪声密度。

图 9.14 是测量噪声密度的电路框图。图 9.15 是一例 OP 放大器噪声密度的测定结果。锁相放大器实际上广泛应用于半导体器件噪声密度等方面的测量。

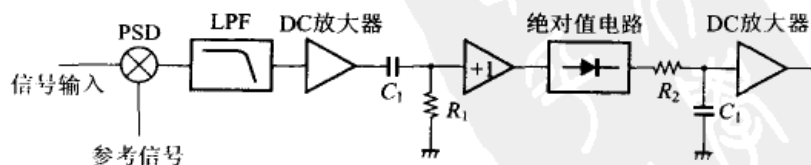


图 9.14 基于锁相放大器的噪声密度测量

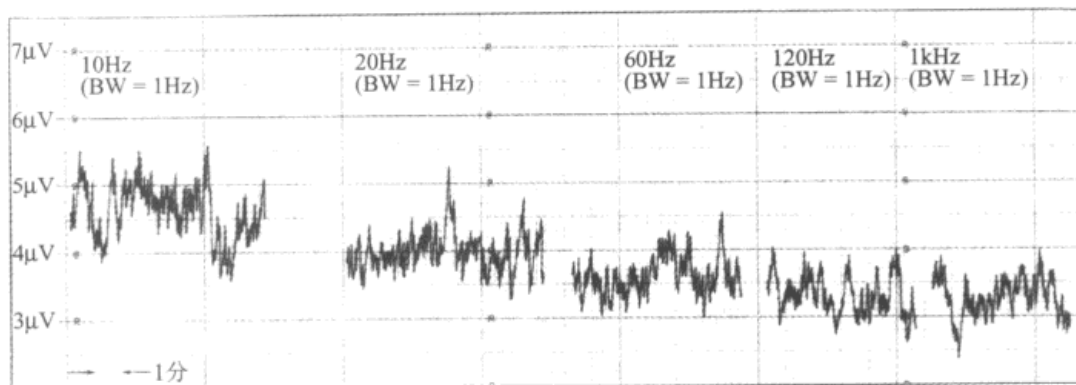


图 9.15 OP 放大器(NJM5534)的噪声密度测量实例(增益为 1000 倍时)

9.2 锁相放大器的实验

9.2.1 试制的锁相放大器概况

制作正规的锁相放大器是非常费事的。如果对规格进行某些限定,就可以用比较少的元器件进行制作,通过制作能够进一步深入理解锁相放大器的动作。

这里仅试制锁相放大器的心脏部分 PSD 以及参考信号电路。如果将前置放大器以及滤波器等组合进去就可以完成整个锁相放大器的制作。

锁相放大器的参考信号电路是将输入的参考信号变换为 PSD 驱动信号。如图 9.16 所示,PSD 驱动信号的占空比为 50%,有 90° 的相位差,必须是准确的方波。另外,对于输入的参考信号来说,必须能够自由地改变相位($\pm 180^\circ$)。为了实现这些功能,需要使用 PLL 电路。

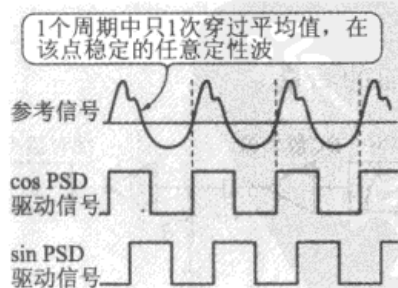
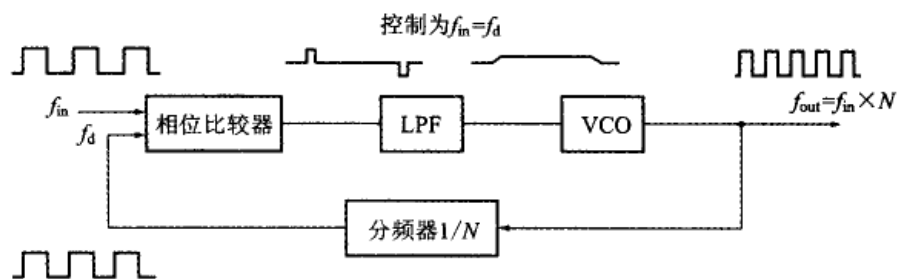


图 9.16 参考信号与 PSD 驱动信号波形

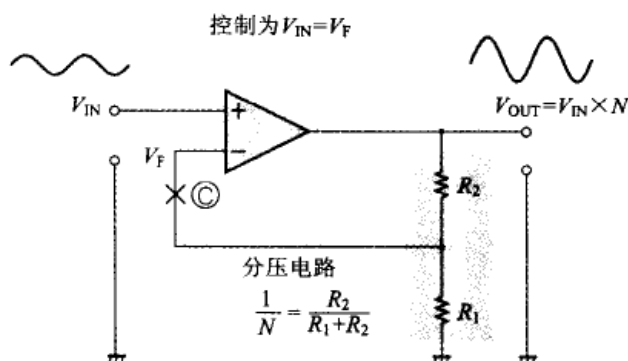
PLL 电路应用负反馈技术,如图 9.17 所示,它能够与 OP 放大器进行对比。OP 放大器中对输入信号和输出进行分压的信号进行控制,使它们的大小相同。与此相对应,在 PLL 中是对电压控制振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)的振荡频率进行控制,使得输入信号和分频器的输出信号的相位相同。

这里制作的 VCO 由 PLL IC 的频率变化幅度,设定频率范围为以 1kHz 为中心的 500Hz~2kHz。当需要其他频率时,只要按比例更换电容器的值,就能够方便地在几赫至几十千赫的范围内进行变更。

PSD 使用模拟开关。由于最近开发的模拟开关能够用逻辑信号电平变换信号,所以电路非常简单。



(a) PLL 电路



(b) OP 放大器电路

图 9.17 PLL 与 OP 放大器电路——均采用负反馈技术

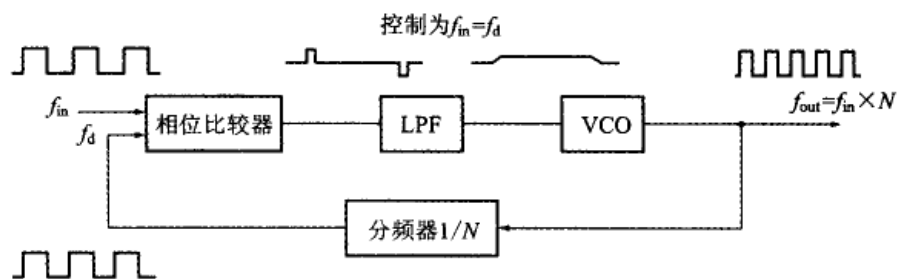
9.2.2 使用 74HC4046 的 PLL

PLL 电路中使用的 IC 大多是 74HC4046。这种 IC 中,除分频器外,还内藏有相位比较器、VCO、LPF 用缓冲器,是一种价格便宜、利用价值高的 IC。最初使用 RCA 社 CMOS4000 系列的 CD4046,现在的 CD74HC4046 是它的高速 CMOS 版,VCO 的上限频率从 CD4046 的 1MHz 提高到 20MHz,相位比较器的速度也

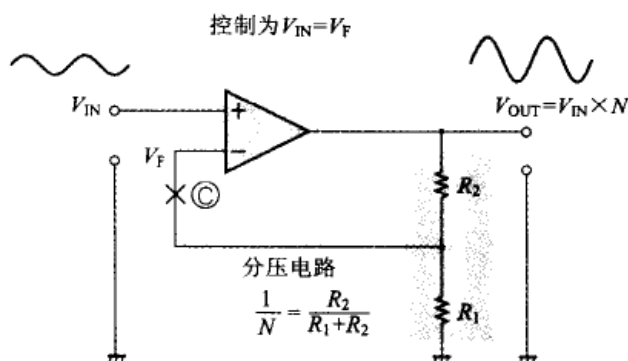
PLL 电路应用负反馈技术,如图 9.17 所示,它能够与 OP 放大器进行对比。OP 放大器中对输入信号和输出进行分压的信号进行控制,使它们的大小相同。与此相对应,在 PLL 中是对电压控制振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)的振荡频率进行控制,使得输入信号和分频器的输出信号的相位相同。

这里制作的 VCO 由 PLL IC 的频率变化幅度,设定频率范围为以 1kHz 为中心的 500Hz~2kHz。当需要其他频率时,只要按比例更换电容器的值,就能够方便地在几赫至几十千赫的范围内进行变更。

PSD 使用模拟开关。由于最近开发的模拟开关能够用逻辑信号电平变换信号,所以电路非常简单。



(a) PLL 电路



(b) OP 放大器电路

图 9.17 PLL 与 OP 放大器电路——均采用负反馈技术

9.2.2 使用 74HC4046 的 PLL

PLL 电路中使用的 IC 大多是 74HC4046。这种 IC 中,除分频器外,还内藏有相位比较器、VCO、LPF 用缓冲器,是一种价格便宜、利用价值高的 IC。最初使用 RCA 社 CMOS4000 系列的 CD4046,现在的 CD74HC4046 是它的高速 CMOS 版,VCO 的上限频率从 CD4046 的 1MHz 提高到 20MHz,相位比较器的速度也

有所提高。但是 74HC4046 不是国内的厂家制作的,而是由国内四家公司发售的。它的框图以及管脚连接示于图 9.18 中。

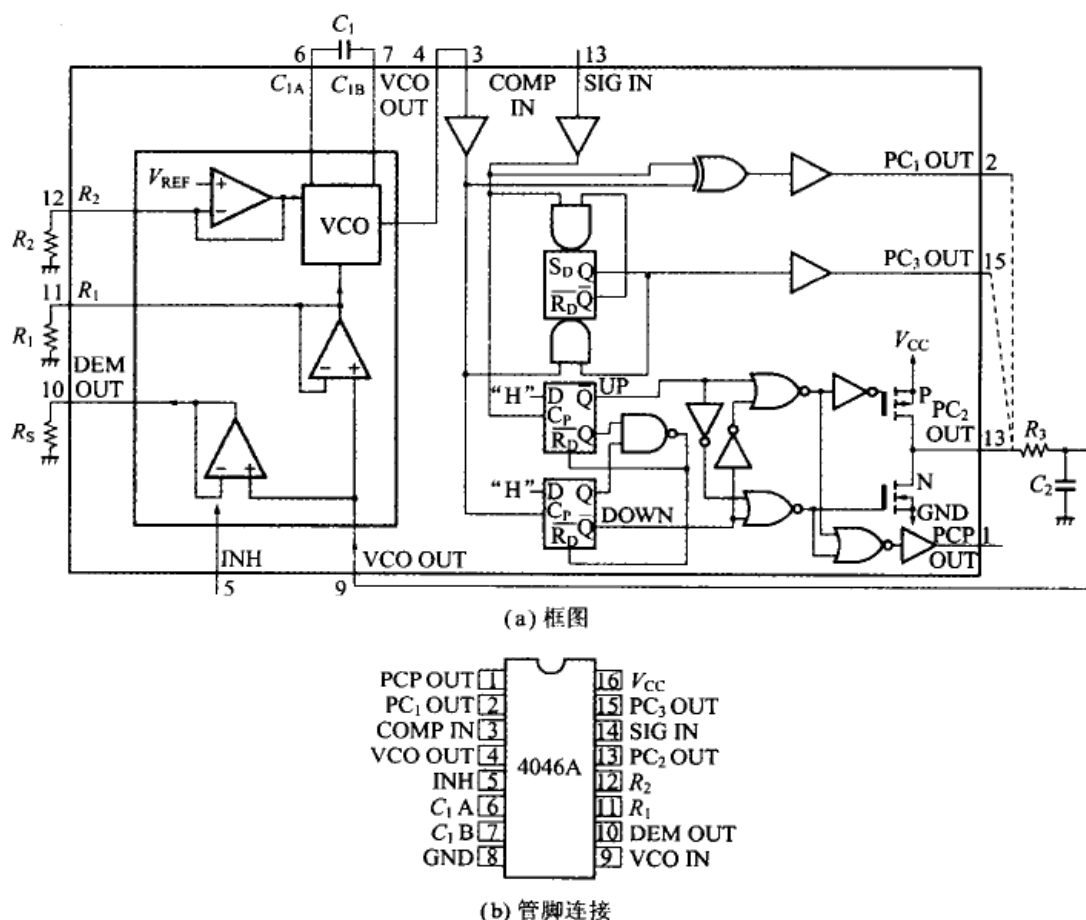


图 9.18 CD74HC4046 的内部框图及管脚连接

内藏的 VCO 将输入电压变换为电流,是利用这个电流对频率进行控制的类型。振荡频率与电流呈比例关系,电流增大时频率也提高。控制电流部分概略的等效电路示于图 9.19 中。

如果减小 R_1 的值,那么,流过的电流因控制电压而增多,所以频率提高了。电源电压为 5V 时 12 号管脚的电压通常大约是 4.2V,所以如果减小 R_2 的值,那么,电流会增大,频率也就升高。但是,流过 R_2 的电流与 9 号管脚的控制电压没有关系。当减小 R_2 的值时,基于 9 号管脚控制电压的可变频率范围会变窄。所以,当 12 号管脚断开时,基于 9 号管脚控制电压的频率可变范围最宽。

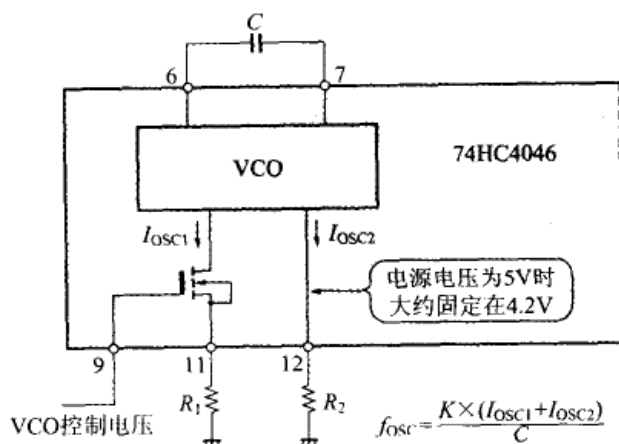


图 9.19 CD74HC4046 的 VCO 控制部分

9.2.3 VCO 特性的改善

图 9.20 是在 $C=1000\text{pF}$, $R_2=\infty$, 改变 R_1 进行实验时的控制电压-频率特性。可以看出当减小 R_1 、提高振荡频率时直线性。

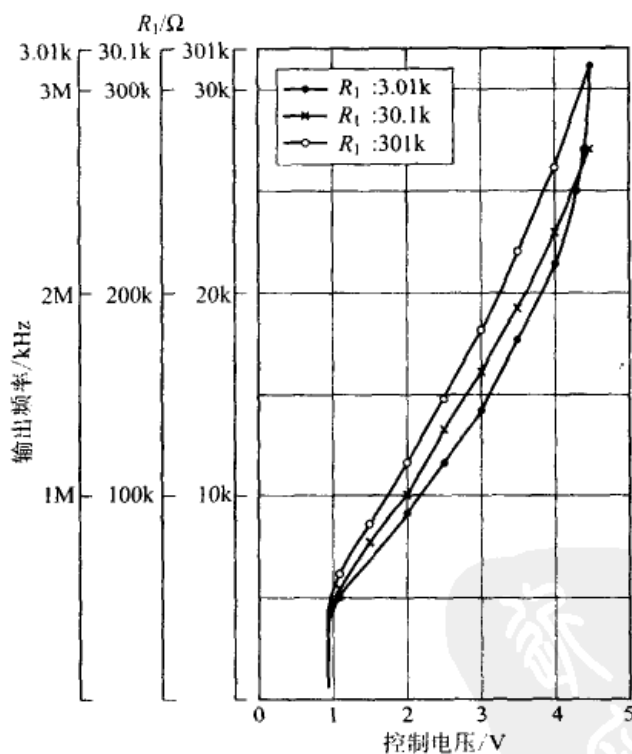


图 9.20 CD74HC4046 的 VCO 的 V-F 特性

($C=1000\text{pF}$, $R_2=\infty$, 不同厂家生产的 74HC4046 的 V-F 特性有差异)

另外, 如果 9 号管脚的控制电压在 1V 以下, 那么, 振荡频率急剧下降。在这个范围内 VCO 的增益出现急变, 无法用 PLL 进行

稳定的控制,能够利用的最大可变范围也达到 5 倍。

但是,CD74HC4046 的 VCO 是通过电流控制振荡频率的,如果在外部附加电压-电流变换电路进行控制,当然能够改善特性。图 9.21 是实验的电路,图 9.22 是测得的控制电压-频率特性。

所以,如果在 74HC4046 的外部附加电压-电流变换电路,就可以使 VCO 的可变范围得到飞跃性的扩展,直线性也能得到改善。

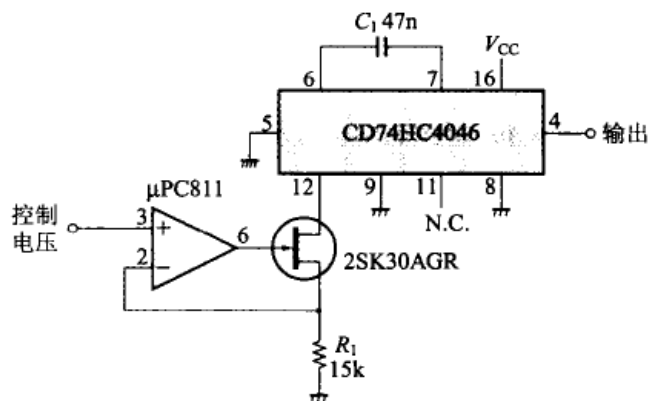


图 9.21 在外部附加电压-电流变换电路

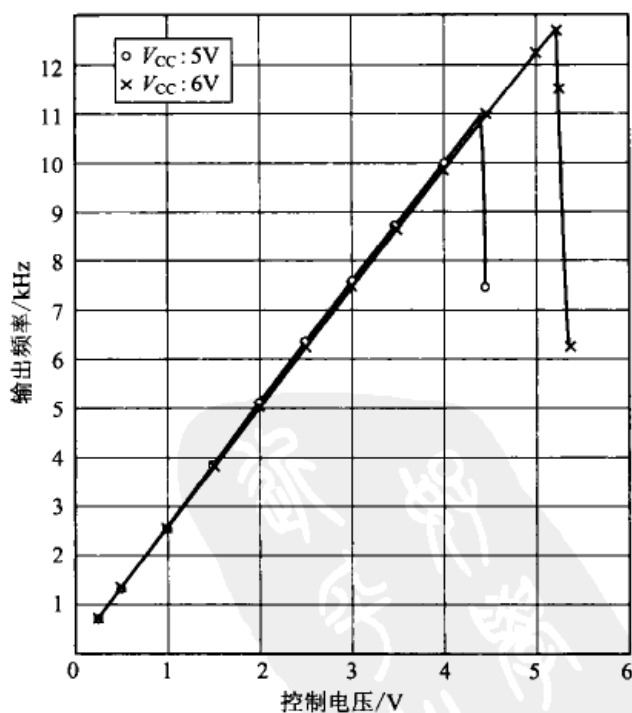


图 9.22 图 9.21 电路的 V-F 特性实验

使用这样改善了的 VCO, 就能够实现频率可变范围很宽的 PLL。但是由于低频范围的 VCO 控制电压非常小, 所以设计 LPF 时控制电压的波动必须很小, 这一点非常重要。

给 CD74HC4046 附加电压-电流变换电路时的振荡频率与电流的关系可以用下式从实验数据中求得:

$$\text{振荡频率} = K \times \frac{\text{电流}}{\text{电容器容量}} \quad (K=1.7 \sim 2)$$

在数据表中给出了 R_1 和 R_2 的值, 可使用 $3\text{k}\Omega$ 以上的。所以能够使用的电流在 1mA 以下。

9.2.4 利用相位频率型比较器进行相位比较

74HC4046 中作为相位比较器内藏有 PC_1 、 PC_2 、 PC_3 等三种类型。图 9.23 示出这三种相位比较器的特性。

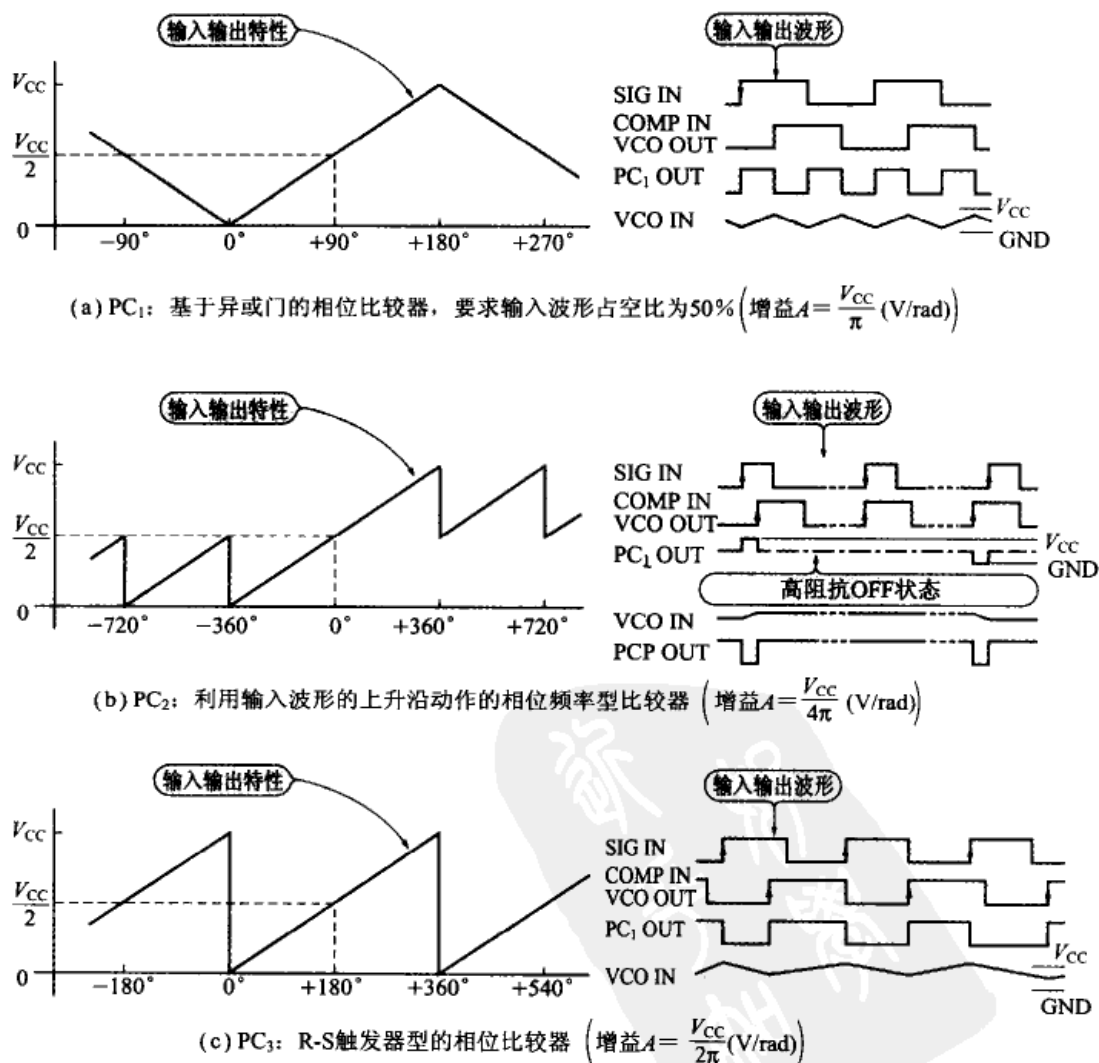


图 9.23 74HC4046 的三种相位比较器

使用最多的相位比较器是 PC_2 类型, 叫做相位频率型比较器 (Phase Frequency Comparator)。这种类型的相位比较器, 当 PLL 开锁时是作为频率误差检出器动作的 (相位变到 $+360^\circ$ 以上时输出不返回到 0V), 如果在 VCO 的振荡范围就可能全部锁定。

另外, 如图 9.23(b) 所示, 对于 PC_2 来说, 当 PLL 锁定时输出处于高阻抗状态。所以, 如果 PLL 锁定, 那么次级的 LPF 输入端就没有脉冲信号, 就能够把 VCO 控制电压的波动降低到最小。

就是说, 如果使用 PC_2 , 即使 LPF 中的波动衰减量少也是可以的, 因此能够缩短时间常数, 提高锁定速度。由于是利用检出输入信号的上升沿进行相位比较的, 所以具有不受输入信号状态影响的特点。

但是利用边缘进行相位比较动作存在抗噪声能力弱的缺点。所以, 在电路设计上要注意避免脉冲性噪声进入, 并且强化印制电路板接地图形的设计。

9.2.5 参考信号电路的具体构成

图 9.24 是试制的参考信号电路。如图 9.25 所示, 输入部分的 L_1 和 R_1 用于防止共模噪声混入信号。这种共模噪声是当外部将输入信号与参考信号输入的地连接时, 参考信号电路中发生的信号频率成分在接地环中形成的。

L_1 由在环形铁心 (T8-16-4, H5A) 上绕制 10 匝两根拧起来的双线构成。这种共模扼流圈对于简正模的参考信号来说不呈现阻抗。

直流成分被输入部分的 C_1 和 R_1 隔断。截止频率很低使得分析频率中不产生相位误差。另外, 如果使信号电路与前置放大器输入部分 RC 时间常数相同, 就能够修正、防止相位误差的发生。

由于认为输入参考信号的振幅约为 1V, 所以经 U_1 (OP 放大器) 放大后, 由 U_2 的比较器变换为逻辑电平的方波。为了防止振荡, 用 R_6 和 R_7 进行正反馈, 使其具有滞后作用。

9.2.6 产生准确的参考信号

比较器 U_2 的输出为集电极开路, 因此可加速输出波形的下降, 74HC4046 的 PC_2 用信号的上升沿进行相位比较。所以, 逻辑比较是用 U_{3B} (作为倒相器使用) 进行反转, 用比较器输出的下降沿进行相位比较。

用 VR_1 调整偏置电压, 使得在参考信号上升通过零的位置处

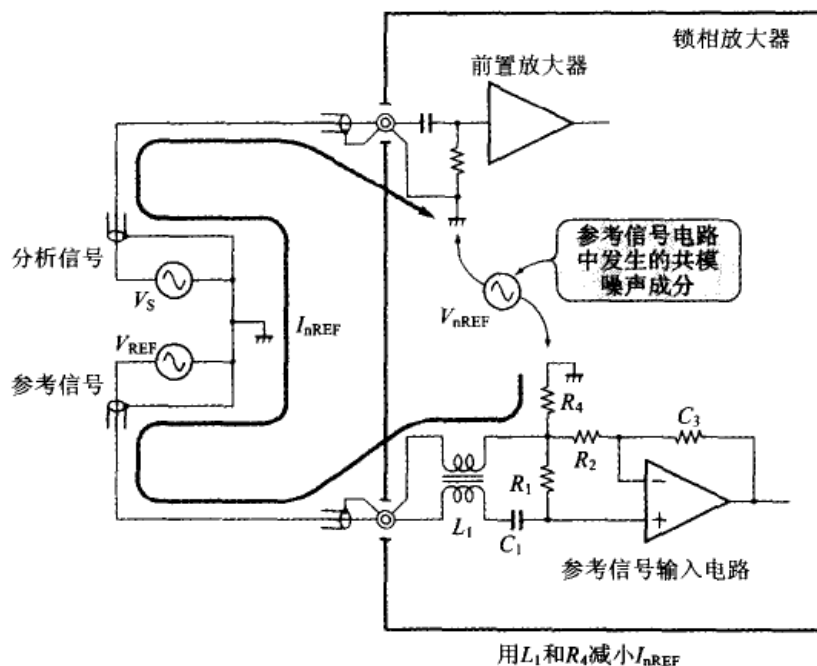


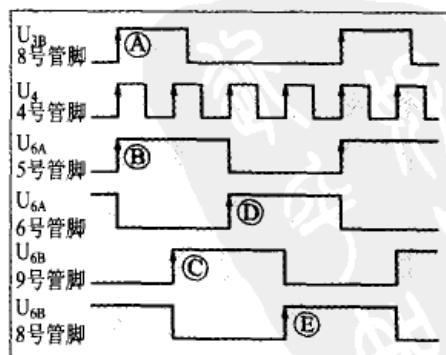
图 9.25 连接信号时的接地环

准确地使比较器 U_2 的输出下降。

为了对相位进行微调,在 PLL(U_4) 相位比较器输出使用了基于 OP 放大器 U_{5A} 的 LPF,因此相位反转了。为了对它进行修正,将 PLL 相位比较器的基准信号输入(14 号管脚)与反馈输入(3 号管脚)交替使用。

驱动 2 相的 PSD 时需要有准确的 90° 移相信号。这里使用以图 9.26 示出的工作波形动作的 74HC74 的 1/4 分频器。这种分频器经常用作逻辑电路中发生 90° 移相的时钟。

如果 VCO 输出频率是一定的,那么,四个输出③④⑤⑥准确地相差 90° 。通过使某个输出与①的工作波形一致,可以使 PSD

图 9.26 90° 移相电路的工作波形

驱动信号相对应参考信号阶跃移相 90° 。就是说,如果④的变化与⑤的变化一致,那么,相对于参考信号就是 0° ,不产生相位差。如果④与滞后 90° 的③一致,那么,4根 PSD 的驱动信号相对地超前 90° ,其结果是相位相对于参考信号前进了 90° 。

U_7 是选择比较信号相位的门电路,用 U_{3A} 进行逻辑比较。

以上动作的结果,就是 74HC4046 的 VCO 以参考信号 4 倍的频率进行振荡。

9.2.7 PLL 低通滤波器参数的计算

分析频率的范围是 $500\text{Hz} \sim 2\text{kHz}$ 。所以,VCO 的振荡频率范围必须是它的 4 倍,即 $2 \sim 8\text{kHz}$ 。在这个范围里,可以使用前面实验过的图 9.22 的特性。图 9.22 特性的危险性在于控制电压的上限,在这里频率降低时,控制电压—频率曲线反转。当控制进入了这个范围时,由于 PLL 变为正反馈而不能脱开,因此不能锁定于参考信号。因此,需要使用齐纳二极管 D_1 控制电压的上限。

另外,由于信号的范围有时会比较宽,所以 74HC4046 的电源电压设为 6V 。这个电源也是相位比较器的电源。如果噪声混入这个电源,就会引起 VCO 的跳动。所以要使用专用的 3 端稳压器以防止噪声混入电源。

按照图 9.22,VCO 的增益 K_V 为:

$$K_V = \frac{7.4\text{k} - 2.6\text{k}}{3\text{V} - 1\text{V}} \times 2\pi = 15 \times 10^3 \text{rad}/(\text{s} \cdot \text{V})$$

由于电源电压是 6V ,相位比较器的增益 K_P 为:

$$K_P = \frac{V_{CC}}{4\pi} = 0.48\text{V}/\text{rad}$$

分频比为 4,所以除去 LPF 时 PLL 的增益为 0dB 的频率 f_{VP0} 为:

$$f_{VP0} = \frac{K_V \times K_P}{2\pi \times N} = 287\text{Hz}$$

图 9.27 所示的 LPF 电路能够设定有相位微调功能的偏置电压,具有良好的除去波动的性能。设这个 LPF 增益平坦部分的中心是 1kHz ,对低频上升部分频率分别取 1kHz 的 $1/2$ 、 $1/3$ 、 $1/5$;对高频下降部分的频率分别取 1kHz 的 2 倍、3 倍、5 倍,分别进行模拟,其结果如图 9.28 所示。可以看出在 $1/3$ 、3 倍时相位返回约 60° 。

因此,如果将 PLL 的分频数固定,VCO 的增益具有直线性,由于 LPF 以外的闭环增益是一定的,那么,设计时使增益平坦部分中心的闭环增益为 1,中心的 $1/3$ 、3 倍处为截止频率就可以了。

在 PLL 的过渡响应不出现凸峰等现象条件下,可以将这个比值设计得更大一些。

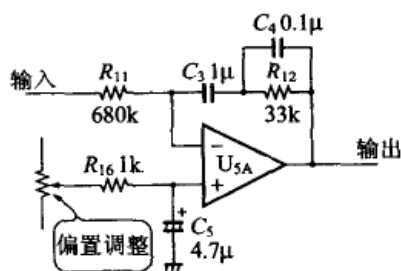


图 9.27 低通滤波器结构

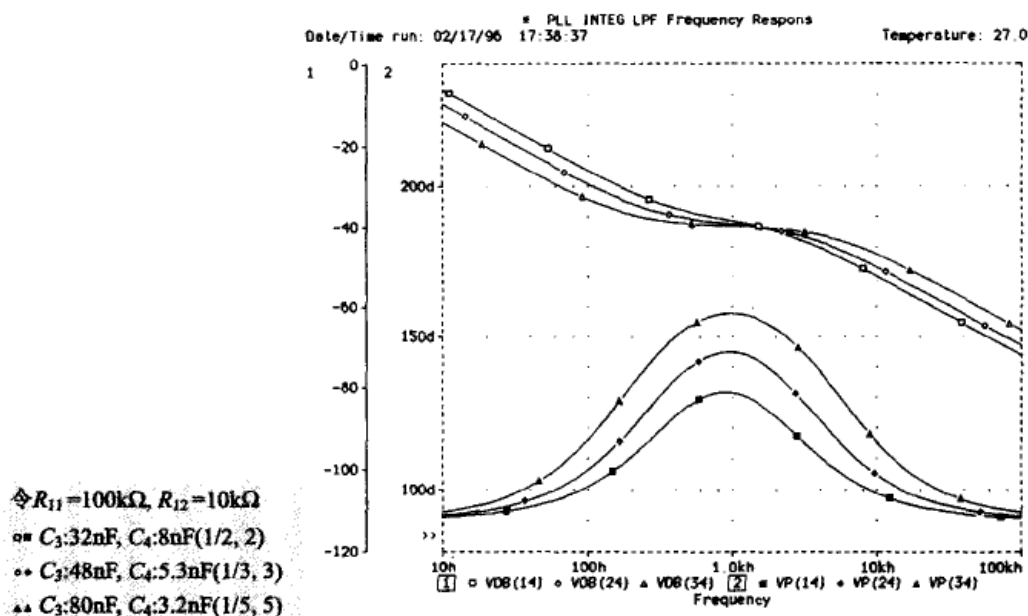


图 9.28 用图 9.27 的电路结构进行模拟

9.2.8 相位调整电路

在这个参考信号发生电路中, PC_2 的 74HC4046 用于相位比较器。不过为了调整参考信号的相位而将相位错开使用。因此在 0° 以外, 必须用脉冲输出的状态锁定 PC_2 , 除去这时的波动。

由于 LPF 输出波动最低的锁定频率最大, 所以设计时的条件是除去 500Hz 的波动要达到 40dB 以上。

如果 LPF 平坦部分的衰减为 1/20, 那么, 图 9.29 就是 LPF 必须具有的特性。所以, PLL 整体开环增益为 0dB 时的频率 f_{VPL0} 为:

$$f_{\text{VPL0}} = \frac{f_{\text{VP0}}}{20} = 14.4 \text{ Hz}$$

按照图 9.28, 为了获得 60° 的相位余量, 滤波器的截止频率 f_L 、 f_H 分别为:

$$f_L = \frac{f_{\text{VPL0}}}{3} = 4.8 \text{ Hz}$$

$$f_H = f_{\text{VPL0}} \times 3 = 43.2 \text{ Hz}$$

考虑到使用容易购买到的电容器, 令 $C_3 = 1 \mu\text{F}$, $C_3 \gg C_4$, 则

$$R_{12} = \frac{1}{2\pi C_3 \times f_L} = 33 \text{ k}\Omega$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi R_{12} \times f_H} = 0.11 \mu\text{F}$$

$$R_{11} = R_{12} \times 20 = 660 \text{ k}\Omega$$

根据以上的计算结果, 按 E24 系列选定 R 、 C 元件的数值, 就得到如图 9.27 所示的电路。

设计的 PLL 整体的闭环理论特性如图 9.30 所示。

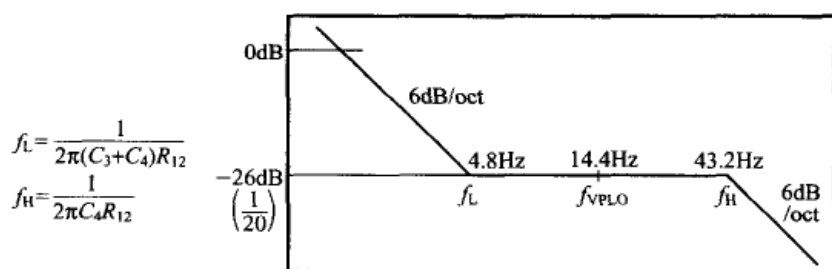


图 9.29 LPF 的渐近线特性

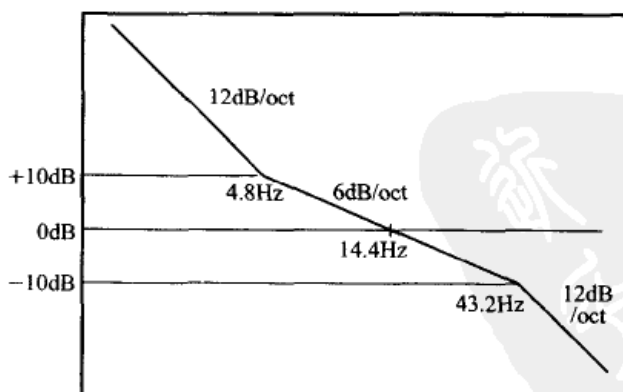
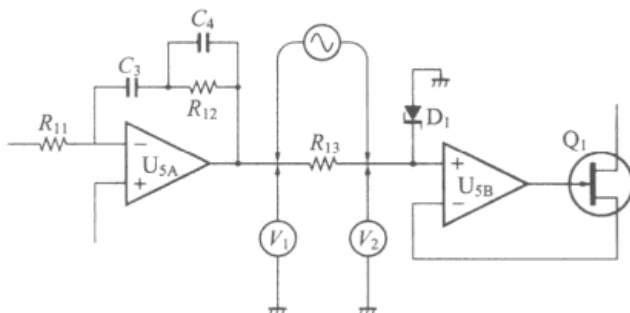


图 9.30 PLL 整体的闭环渐近线特性

LPF 在 43.2Hz 处的衰减约为 26dB,在此之前是按 6dB/oct 衰减,在 432Hz 处的衰减量是 46dB,那么,在 500Hz 处的目标衰减量就会超过 40dB。

9.2.9 PLL 电路响应特性的确认

PLL 的开环特性可以用频率响应分析仪(Frequency Response Analyzer, FRA)在 PLL 的工作状态下进行实测。它的连接方法如图 9.31 所示,使 FRA 的扫描信号进入 R_{13} 的两端,测量这时信号频率成分在 PLL 闭环中的增益和相位。



将FRA的振荡器输出加到 R_{13} 的两端,测量 V_1 和 V_2 的幅值比及相位差。由于FRA的振荡器输出与分析输入是完全隔离的,所以可以自由地连接。

图 9.31 用 FRA 测量 PLL 闭环

图 9.32 是试制的参考信号发生电路的 PLL 闭环特性的测量结果。测得闭环增益为 0dB 时的频率(设计值为 14.4Hz)与理论值基本一致,在这个频率处相位返回,显示出稍小于 60° 的相位余量,其特性是稳定的。

PLL 的过渡响应一般如图 9.33 所示。这个特性是相位在狭窄范围变化时的理论值。当频率大幅度变化时不可靠。

根据相位比较器 PC_2 的特性(图 9.23(b)),当频率大幅度地变化时,相位出现大幅度地偏离, PC_2 的输出从 $V_{CC}/2$ 到 V_{CC} 呈直线上升状。所以,输出的平均值为 $3V_{CC}/4$,由于 LPF 的偏置是 $V_{CC}/2$,所以就变为把 $V_{CC}/4 = 1.5V$ 的输入加到 LPF,也就是 U_{5A} 的积分器上时的输出响应。

积分器的输出以

$$\frac{1.5V}{1\mu \times 680k\Omega} = 2.2(V/s)$$

的斜率变化,接近同步频率,如果进入 $\pm 360^\circ$ 的范围,将锁定按如图 9.33 所示那样变化。

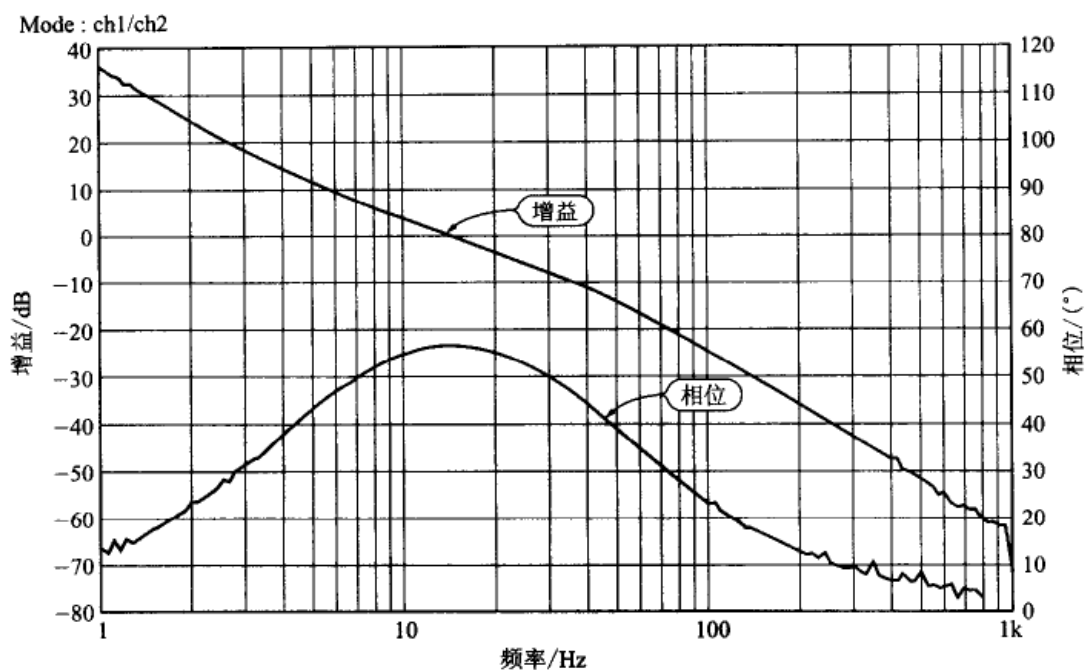


图 9.32 用 FRA 测量 PLL 闭环的结果

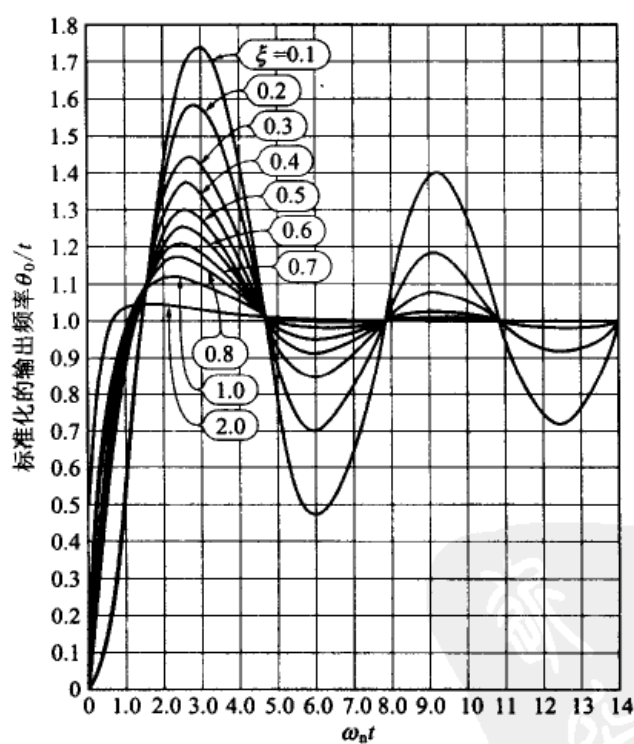


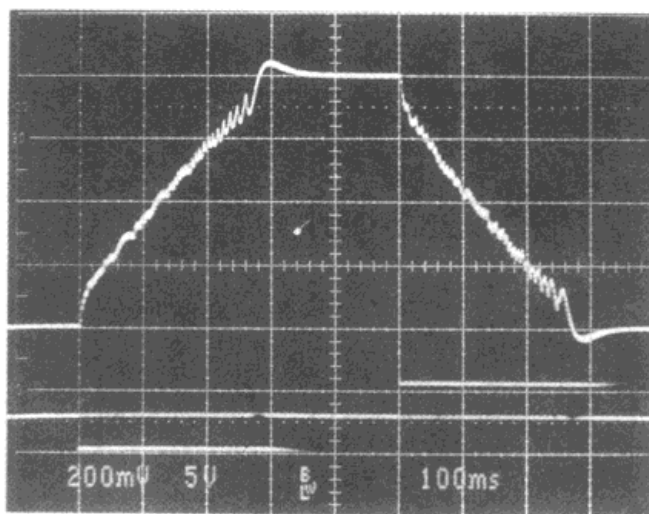
图 9.33 PLL 的过渡响应

照片 9.2 是相位调整为 0° , 参考信号频率按 $500\text{Hz} \rightarrow 1\text{kHz} \rightarrow 500\text{Hz}$ 急剧变化时观测到的相位比较器的输出和 U_{5A} 输出的过渡

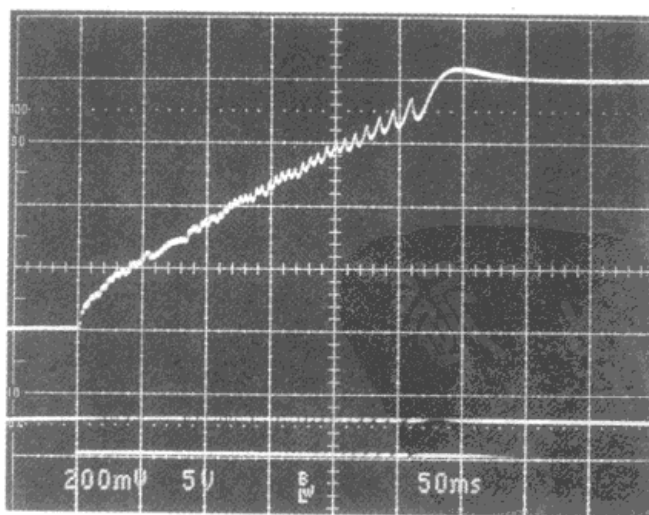
特性。可以清楚地看出,频率由 500Hz 变化到 1kHz 时相位比较器的输出在 $V_{CC}/2$ 与 0V 之间变化, U_{5A} 的输出在 100ms 内上升了 220mV (2.2V/s)。

相位比较器的输出之所以反转,是因为 U_{5A} 是反转型的 LPF, 相位比较器的输出——3 号管脚与 14 号管脚交换的缘故。

在该 PLL 电路的设计中, LPF 平坦部分的衰减为 1/20。如果衰减量设计得小,可以提高响应速度;如果设计增大衰减量则响应特性慢。



(a) 参考信号频率按 500Hz→1kHz→500Hz 急剧变化时的波形
(上: U_{5A} 的输出; 200mV/div, 下: 相位比较器的输出; 5V/div)



(b) (a) 的放大照片 (看到相位比较器输出在 +3V 与 0V 之间呈脉冲状的情况)

照片 9.2 PLL 电路的过渡响应

PLL 中的分频数固定为 4。实际上,分频数有时会变化。所以 f_{VP0} 可以变化, f_{VP0} 最低(分频数最多)时的频率决定 LPF 的 f_L ; 最高(分频数最少)时的频率决定 LPF 的 f_H 。

就是说,分频数的变化越大,LPF 的平坦部分必须更宽。

9.2.10 相位调整电路的设计要点

锁相放大器中,必须能够自由地设定参考信号的相位。如果频率是固定的,相位调整就比较容易实现。不过为了能在所有分析频率范围内设定一定的相位,还需要在电路方面下功夫。

相位调整电路即使在锁相放大器内也是困难的部分。这里采用能够由少数元件实现相位调整的相位检出电路的偏置相加的方式。

如图 9.34 所示,如果给 PC₂ 的 74HC4046 的输出连接两个相等的电阻,由于在相位差为 0 时相位比较器的输出是开路状态,所以 A 点的电压变为 $V_{CC}/2$ 。所以相位差分别为 $+90^\circ/0^\circ/-90^\circ$ 时的波形就成为图 9.34(b)所示的形状。即使频率有变化,只要相位差是相同的,它的直流平均值就是相同的电压。

所以,如果给 PC₂ 之后的 LPF 电路加直流偏置,PLL 电路就被与这个偏置电压值相等的直流平均值(=相位)锁定,如果调整偏置电压,当然在任何频率中都能够设定相同的相位。这样就可以简单地设定相位。不过在 0° 以外,由相位比较器输出脉冲。就是说,设定大的偏置相位的话,会使 LPF 输出的波动变大,所以 LPF 必须有大的波动衰减比(因此设定 LPF 平坦部分的衰减为 $1/20$)。这对于响应速度是不利的。

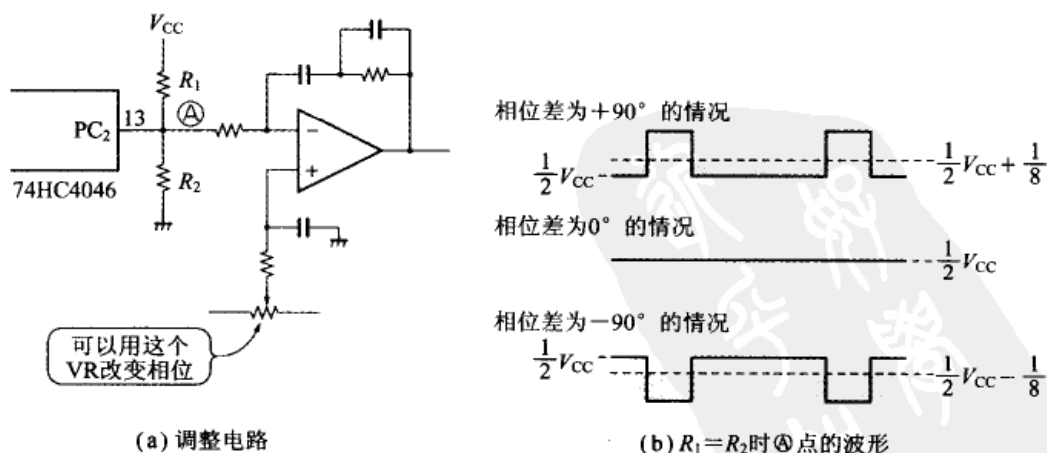


图 9.34 相位的微调

9.2.11 PSD 的设计要点

前面讲到 PSD 就是乘法器。不过一般的模拟乘法器中,由于直流漂移的影响,不能在很宽的动态范围(120dB)进行精确的乘法运算。

动态范围宽、直流漂移小的乘法电路中进行的是基于变换的方波乘法运算。所以,对于 PSD 来说必须采用失真小的高速变换元件。最近开发出速度比较快、能够用逻辑电平进行控制的模拟开关 IC,使电路变得非常简单。

这里使用的模拟开关是最普通的模拟开关 IC DG201 的高速版。图 9.35 是 DG201HS 的构成。

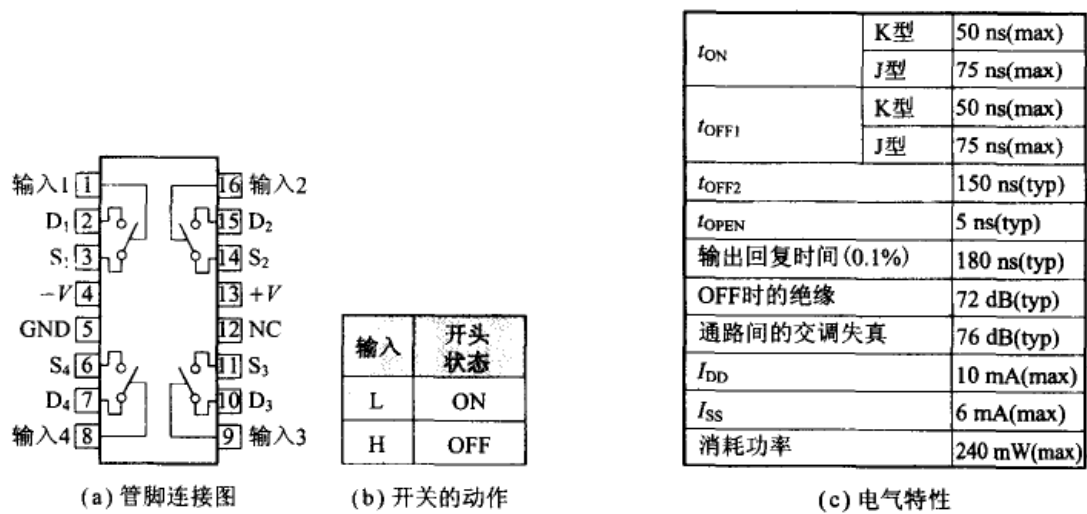


图 9.35 模拟开关 DG201HS 的构成

一般的模拟开关如图 9.36 所示,设计为接通时间比断开时间慢(break before make),使得两点间的输入信号不短路。但是用作 PSD 等用途时,重要的是变换的占空比为 50%——ON/OFF 的时间比相等,所以需要使用断开/接通时间都相等的模拟开关。

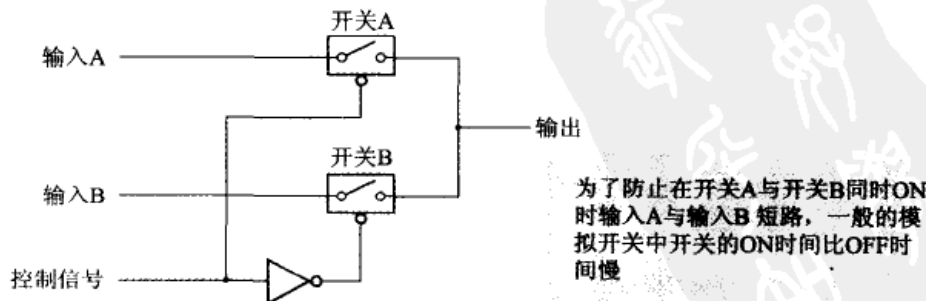
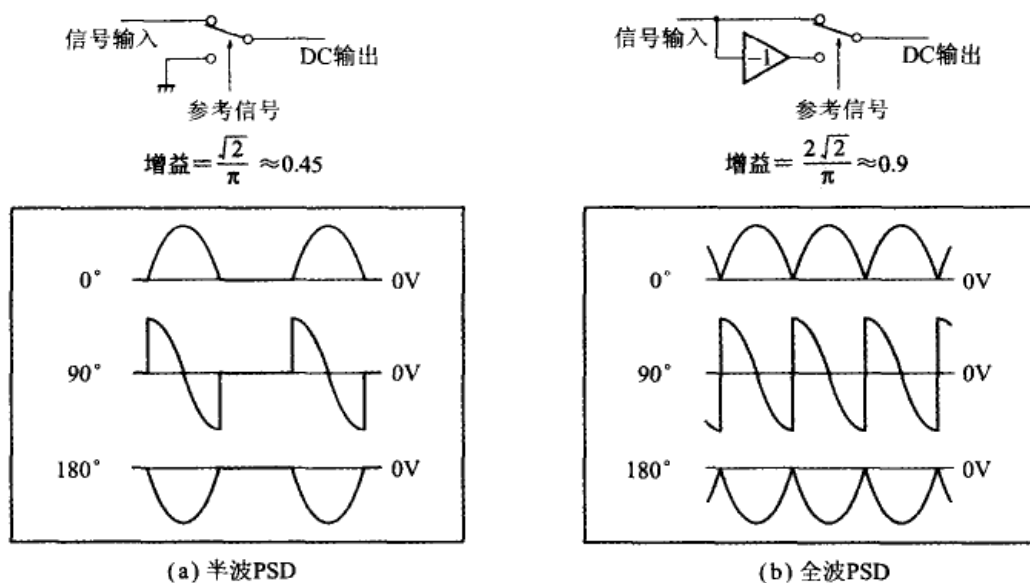
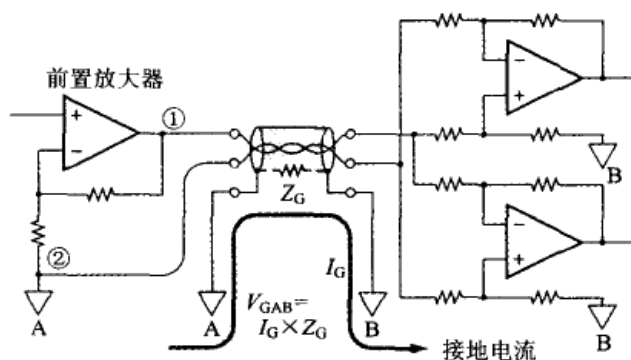


图 9.36 模拟开关的 BBM 动作



当 PSD 与前置放大器或 BPF 连接时,为了避免因接地电流和电缆线阻抗引起参考信号的混入,将 PSD 的输入部分做成差动输入。如图 9.39 所示的连接方法,可以防止接地电位差引起的噪声混入。



PSD电路检出的是①、②间的信号，所以即使接地电流在④、⑤间产生噪声电压 V_{GAB} ，影响也会减小

图 9.39 PSD 与前置放大器的连接

9.2.12 时间常数电路的设计要点

决定锁相放大器等效噪声带宽的是图 9.37 电路中由 $C_{33} \sim C_{36}, R_{39} \sim R_{42}$ 所构成的时间常数电路(LPF)。现在的试制中将时间常数固定为 300ms, 12dB/oct。在这个时间常数下, 输出会在 1~2s 内稳定, 等效噪声带宽也将降低到 0.42Hz。这是使用频率最多

的值。

在这个时间常数电路中,为了获得时间常数而采用 $100\text{k}\Omega$ 的大电阻,所以电容器使用漏电流小的塑料膜系电容器。最近,由于叠层薄膜电容器实现了小型化,所以大大减小了体积。为了能够调整时间常数而采用切换电阻的方式比较廉价且能够节省空间。不过,由于 OP 放大器的输入偏置电流的影响,有产生直流漂移的危险。在试制的这个电路的场合,采用切换电容器的方式可以获得稳定的特性。

如果采用 FET 输入的 OP 放大器,可以避免偏置电流的影响。不过 FET 输入型在直流偏置电压的温度特性方面优势比较小,价格也高。

在某些自动控制系统中使用的锁相放大器,要求滤波器的特性为 6dB/oct 。在这种情况下, C_{34} 与 C_{36} 要分离。

9.2.13 DC 增益与动态余量

这一级的作用是对由时间常数电路变换为直流的信号进行放大。包括 PSD 的增益在内,这里的增益切换为 10 倍和 100 倍两挡。

如果设定直流 $\pm 10\text{V}$ 为满量程,那么各增益挡下 PSD 输入满量程就是交流 1V 和 0.1V 。这个 PSD 中相对于噪声能够输入 $24\text{V}_{\text{P-P}}$,所以动态余量分别是 27dB 和 47dB 。因此,如果在这个 PSD 的前级接续 1000 倍增益的前置放大器,就构成了灵敏度为 1mV 和 0.1mV 的锁相放大器。关于低噪声前置放大器的设计例,请参看本书姊妹篇《测量电子电路设计——模拟篇》一书的第 2 章。

PSD 本身的增益是 0.9,所以 X 输出和 Y 输出各自的放大器设计为 11.11 倍和 111.1 倍,用模拟开关(U_{37})可以切换为 High 和 Low。

这个增益切换电路中电流不流过模拟开关,因此不存在模拟开关的 ON 电阻造成的影响。它不介意使用哪种通用的模拟开关 IC,这里使用的型号是 $\mu\text{PD}5201$ 。

由于是直流放大器,所以这一级最重要的是输出偏置电压的漂移-温度特性。这里使用普通的高精度(低漂移)OP 放大器 OP07。由 OP07 的偏置电压和偏置电流的温度漂移计算输出漂移,得到

$$0.5\mu\text{V}/^{\circ}\text{C} + (12\text{pA}/^{\circ}\text{C} \times 100\text{k}\Omega) = 1.7\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$$

这个计算进一步可应用于时间常数电路,计算出输出漂移是它的2倍,即 $3.4\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。所以,各增益下输出偏置电压的漂移-温度特性为

10 倍时 $37.8\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 满量程输出为10V时 3.78ppm/ $^\circ\text{C}$

100 倍时 $378\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 满量程输出为10V时 37.8ppm/ $^\circ\text{C}$

这样计算出的特性并不是 OP 放大器——OP07 典型特性中的最差值。还可能有更差的值。但是,如果在这个电路中设定信号源电阻为 $100\text{k}\Omega$,测定 OP07 的温度漂移,使用由具有补偿特性的 OP 放大器分别组合成的时间常数电路和直流放大电路,就能够实现更稳定的特性。

专栏 D

相位检波器模块

本章中为了深刻理解锁相放大器进行了 PSD 的试制和实验。如果希望得到性能更好的相位检波器,可以使用厂家生产的电路模块。它将信号系统放大器与参考信号电路组合成一个功能模块(表 9. A)。这是由 NF 电路设计集团开发生产的。

表 9. A 相位检波器模块 [(株)NF 电路设计]

• 相位检波器

型 号	频率特性	检波方式	LPF	增 益	参考信号	移相器	电 源	外 壳
CD-552R3	1kHz~200kHz	相敏检波	1 阶	1~10Vdc/ V_{0-P}	CMOS(0/+5V)	0/-90°	±15V	6 面屏蔽
CD-552R4	10kHz~2MHz	相敏检波	2 阶	1~10Vdc/ V_{0-P}	CMOS(0/+5V)	0/-90°	±15V	6 面屏蔽

• 电压移相器

型 号	频率范围	输入电平	模 式	控制特性	相位切换	电 源	外 壳
CD-951V4	1kHz~2MHz	CMOS(0/+5V)	F/2F	±90°/±5V	0/-180°	±15V	6 面屏蔽

(a) CD-552R3/CD-552R4

型 号	频率范围	检波方式	输入放大器	后置放大器	BPF	移相器	LPF	参考信号	电 源	外 形
CD-505R2	10Hz~10kHz	相敏检波	增益 1 差动	增益 1~100	Q=5	90±45°, 根据后置放大器, 可以 360°	2 阶	TTL 电平	±15V	40 管脚 DIP

(b) CD-505R2

(1) CD-552R3/CD-552R4(照片 9. A)

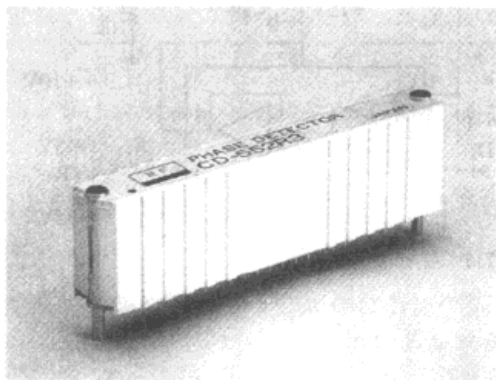
CD-552R3 是 1~200kHz、CD-552R4 是 10kHz~2MHz 的相位检波器。

信号系统由输入放大器、相位检波器、低通滤波器、输出放大器构成,参考

信号系统由 $0^\circ/90^\circ$ 移相器和占空比为 50% 的电路构成。有严格的静电屏蔽, 所以可以放心使用。

(2) CD-505R2(照片 9. B)

CD-505R2 模块由输入差动放大器、两个后置放大器、带通滤波器、移相器、相位检波器、低通滤波器构成。信号频率范围是 $10\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$, 可以由外加电阻设定带通滤波器的中心频率、后置放大器的增益和移相量。



照片 9. A CD-552R3/CD-552R4



照片 9. B CD-505R2

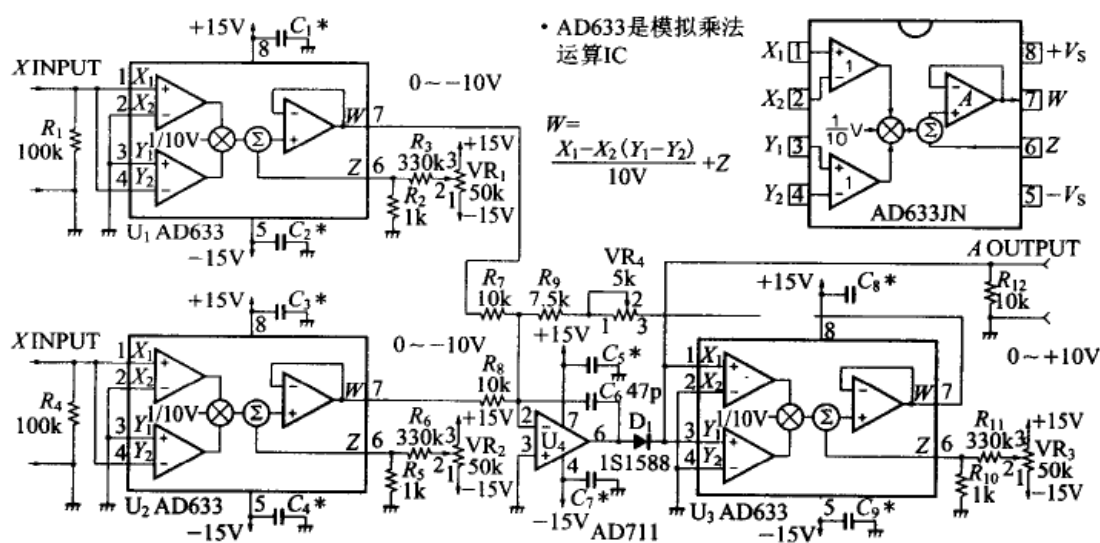
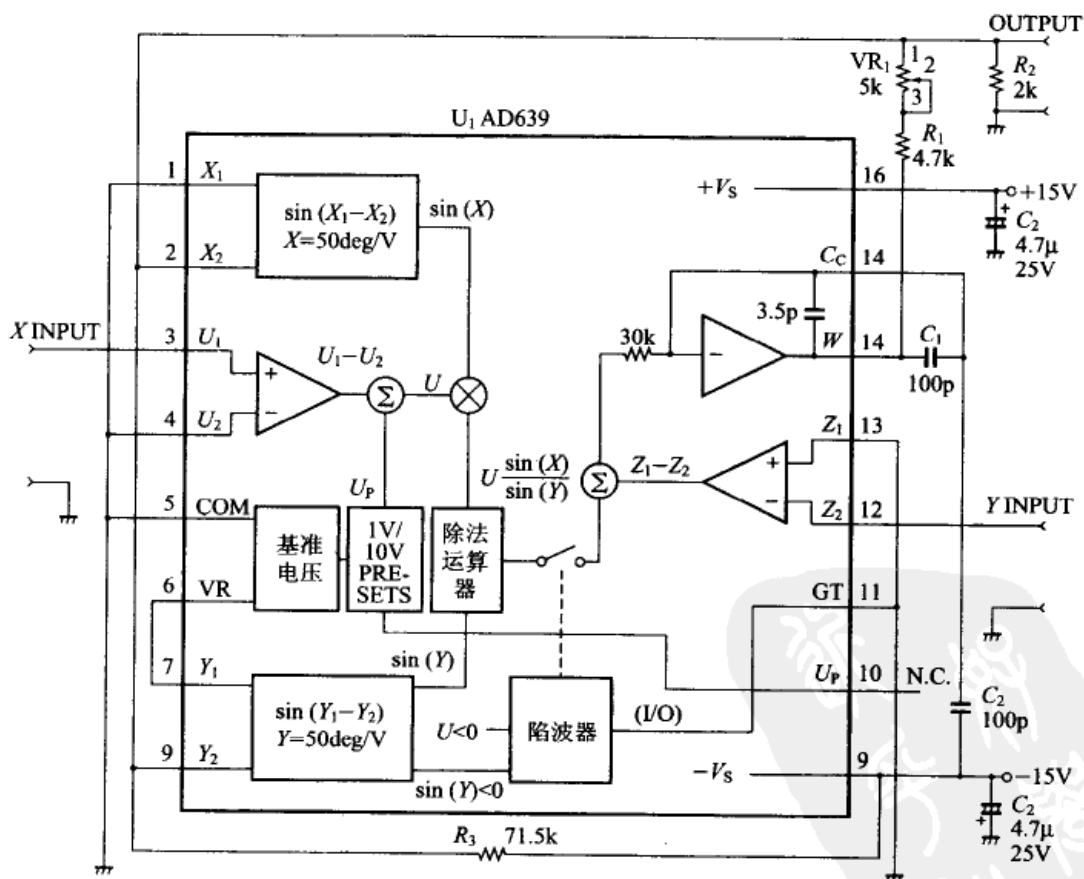
9.2.14 矢量运算求振幅和相位

仅就图 9.37 的 PSD 电路来说, 如果调整参考信号电路的相位, 就能够测量信号的振幅。求振幅时的相位调整只要使 X 输出达到最大就可以了。不过由于最大值的变换很缓慢, 难以看清楚。所以, 调整参考信号的相位时应使 Y 输出为 0V 。 Y 输出为 0V 时, X 输出的值就是振幅。

如果附加矢量运算电路, 不需调整相位就可以求得振幅。矢量运算最准确的方法是将 X 输出、 Y 输出进行 A-D 变换, 用 CPU 对数字数据进行矢量运算。不过方便而快速的方法是利用模拟电路进行的矢量运算。

求振幅和相位的模拟运算电路分别示于图 9.40 和图 9.41。

图 9.41 的电路只是在 X 输出为正、相位从 $0^\circ\sim\pm 85^\circ$ 的范围才有效。当 X 输出为负或者相位在 90° 附近时, 或者切换参考信号电路的 S_1 , 或者设计极性反转电路和开关电路, 也可以以 $\pm 45^\circ$ 为界交换 X 和 Y , 使 U_1 的 3 号管脚输入变为正, 设计使分母必须为正, 而且分子比分母小, 就可以在整个相位范围使用。

图 9.40 振幅运算电路($A = \sqrt{X^2 + Y^2}$)图 9.41 相位运算电路($\theta = \arctan Y/X$)

9.2.15 锁相放大器的调整

调整从参考信号电路开始。检验各部分的波形,确认电路及其动作。

① 给参考信号输入端加 $1\text{kHz}/100\text{mV}_{\text{rms}}$ 的正弦波。

② 用示波器同时观测参考信号和 U_{3B} 的 8 号管脚(PLL 的比较输入)的两个信号。在参考信号从“-”到“+”穿过 0V 点处,调整偏置电位器 VR_1 使 U_{3B} 的 8 号管脚的信号从 0V 变到 $+5\text{V}$ 。

以上是参考信号电路的调整。下面是 PSD 电路的调整。

① 为使信号输入为 0,将差动输入的 3 根信号[(-)、(COM)、(+)]短路。

② 给参考信号输入端加 $1\text{kHz}/1\text{V}_{\text{rms}}$ 的正弦波,锁定电路。

③ 设定 S_{31} 的 DC 增益为(2: High),调整 VR_{35} 和 VR_{36} ,使 X/Y 的 PSD 输出为 0V 。

④ 为了加信号输入,将差动输入的(-)输入与 COM 短路。

⑤ 将参考信号的正弦波分压为 0.1V ,加到(+)输入上。

⑥ 将参考信号电路的 S_1 设定为 1,用 VR_2 调整相位使 Y 输出为 0V 。

⑦ 调整 PSD 电路的 VR_{32} ,使 Y 输出为 0V 时 X 输出为 10V 。

⑧ 将参考信号电路的 S_1 设定为 2,用 VR_2 调整相位使 X 输出为 0V 。

⑨ 调整 PSD 电路的 VR_{34} ,使 X 输出为 0V 时 Y 输出为 10V 。

⑩ 设定 S_{31} 的 DC 增益为(1: Low),将参考信号上所加的 $1\text{kHz}/1\text{V}_{\text{rms}}$ 的正弦波也加到 PSD 的输入端。

⑪ 与③相同,调整 VR_{31} 和 VR_{33} ,使 X/Y 的 PSD 输出为 0V 。

调整到此结束。这时 PSD 电路的工作波形如照片 9.3 所示。

照片 9.3(a)是将相位差为 0° 的 1V_{rms} 正弦波加到信号输入和参考信号上,相位调整为 0° 时 PSD 的输出波形。照片 9.3(b)和(c)是在相同的输入条件下 VR_2 的相位调整移相 $\pm 90^\circ$ 时的波形。可以看出,相位比较器的输出只是在 90° 间成为“High”或“Low”。

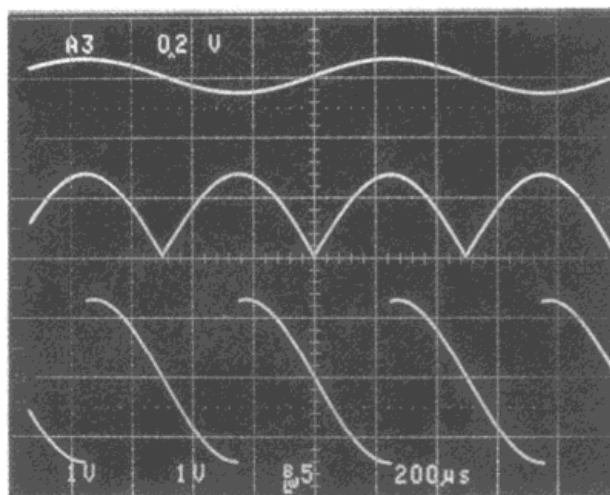
图 9.42 是在相同的条件下,用 VR_3 进行相位微调使 Y 输出为 0V 后,用 Y-T 记录仪记录的 Y 输出的相位噪声特性。在这时的时间常数下(300ms , 12dB/oct)甚至能够判别出 0.01° 的相位噪声。如果增加时间常数则响应变慢。不过由于相位噪声的减少与时间常数的平方根成反比,所以可以提高相位的分辨率。

(a) 1V正弦波输入时相位差 0°

(上: 输入波形; 5V/div,

中: XPSD输出 U_{32} , 2号管脚; 1V/div,

下: YPSD输出 U_{32} , 7号管脚; 1V/div)



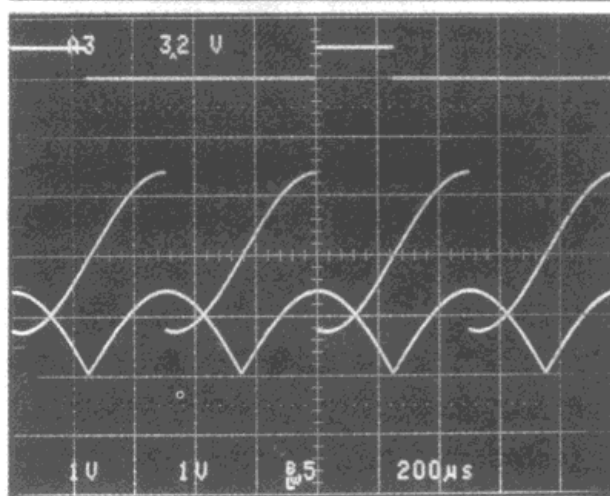
(b) 1V正弦波输入时相位差 0°

(用 VR_2 移相 $+90^\circ$ 时,

上: 相位比较器输出 U_4 , 13号管脚;
5V/div,

中: XPSD输出 U_{32} , 2号管脚; 1V/div,

下: YPSD输出 U_{32} , 7号管脚; 1V/div)



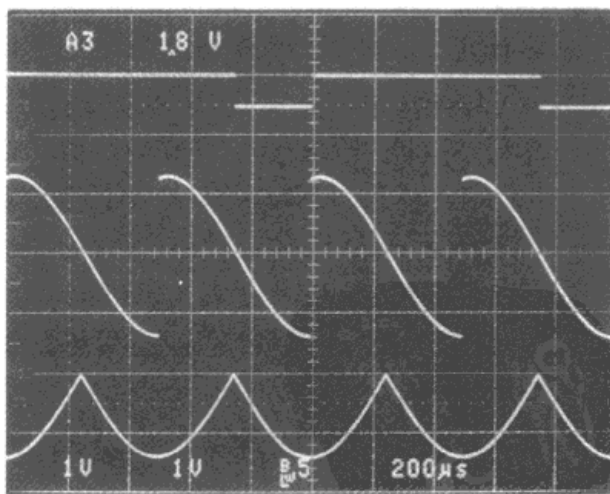
(c) 1V正弦波输入时相位差 0°

(用 VR_2 移相 -90° 时,

上: 相位比较器输出 U_4 , 13号管脚;
5V/div,

中: XPSD输出 U_{32} , 2号管脚; 1V/div,

下: YPSD输出 U_{32} , 7号管脚; 1V/div)



照片 9.3 PSD 电路的波形

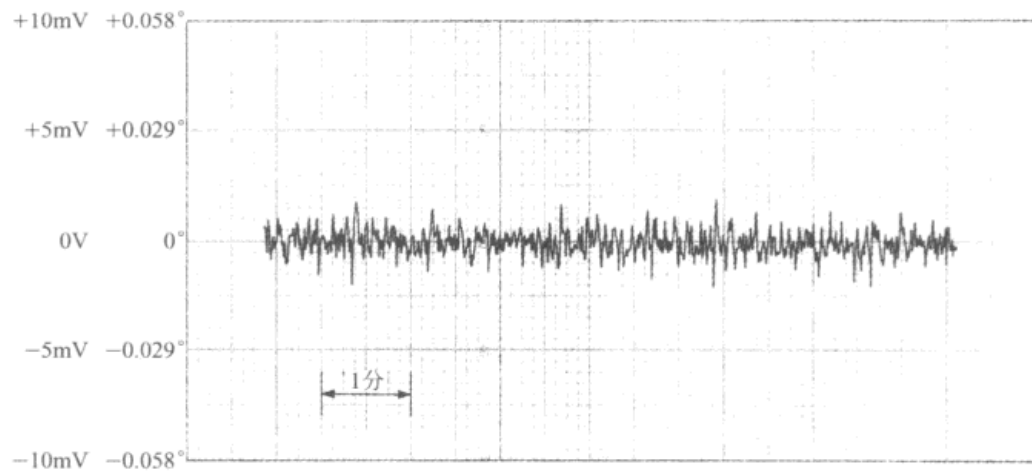


图 9.42 相位噪声特性(输入 1V 时 DC 增益 Low, Y 输出)

锁相放大器的使用方法

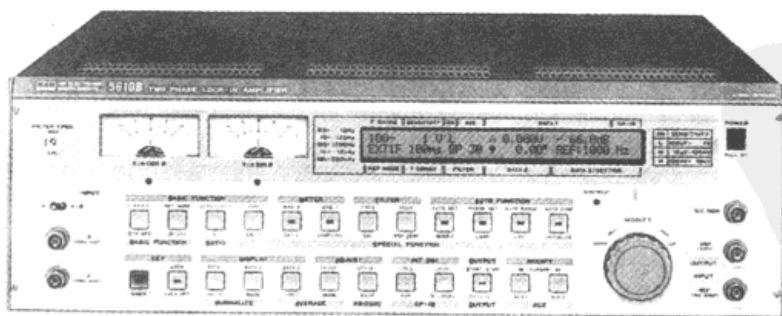
10.1 熟练使用锁相放大器

10.1.1 锁相放大器产品的结构

照片 10.1 是双相位锁相放大器产品的外观。实际的锁相放大器产品内藏有 CPU, 可以通过 GPIB 和 EIA-232 接口用计算机进行控制。

面板上的液晶显示器显示设定项目和测量值, 测量的信号用 4 位数表示振幅, 以 0.01° 的分辨率在 $\pm 180^\circ$ 的范围内表示相位。参考信号的频率也能够用内部的频率计数器测量并显示出。指针式仪表(模拟仪表)用于监视乘法器——PSD 输出的模拟信号。该锁相放大器的主要性能指标示于表 10.1 中。

图 10.1 是锁相放大器 5610B 的结构框图。输入灵敏度的满量程为 $100\text{nV}\sim 1\text{V}$, 能够分析从 $0.5\text{Hz}\sim 200\text{kHz}$ 的信号。参考信号的相位可以以 0.01° 的分辨率从 0° 变化到 $\pm 180^\circ$ 。



照片 10.1 锁相放大器产品 5610B((株)NF 电路设计)

表 10.1 锁相放大器的主要性能指标(5610B)

(a) 输入信号系统

输入形式	差动或单线接地(切换开关)
输入阻抗	$10\text{M}\Omega \pm 2\%$ 以内, 并联电容(40 ± 10)pF 以内
共模消除比	110dB 以上, 120dB(typ) (100Hz~1kHz, $1\mu\text{V}$ 范围)
输入换算噪声	$5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 以下, $3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (typ) (1kHz, 输入短路时)
最大输入电压范围	(线性工作范围) AC28V _{P-P}
灵敏度	100nV~1V _{RMS} 满量程 (METER-MAG 并用时最高 10nV)
频率范围	0.5Hz~200kHz ($\pm 3\text{dB}$)

(b) A/D 变换部分

采样周期	100ms, 300ms, 1sec, 3sec, 2sec
分辨率	13 位线性量化

(c) 滤波器

模 式	带通 (BP), 低通 (LP), 高通 (HP), 全通 (THRU)
频率范围 (分辨率)	0.5~120.0Hz (0.1Hz) 100~1200Hz (1Hz) 1.00~120.0kHz (10Hz) 10.0~120.0kHz (100Hz)
Q(选择度)	LP, HP: 固定 0.7 (12dB/oct, 最大平坦型) BP: Normal 型 1, 5, 30 LPF 型 1, 5, 30 HPF 型 1, 5, 30

(d) 信号模式

模 式	动态余量	输入灵敏度	增益稳定度 (typ)
H	70~110dB	100nV~10mV	300ppm/°C
M	50~90dB	$10\mu\text{V}$ ~10mV	50ppm/°C
L	30~70dB	$100\mu\text{V}$ ~10V	20ppm/°C

(e) 相位检波(PSD、LPF)部分

时间常数(T_C)	1ms~30s, 1·3 系统, 平均使用 10 量程数字数据时, 最大 5120s
衰减斜率	6dB/oct 或 12dB/oct 切换
相位噪声	$0.003^\circ\text{RMS}_{(\text{typ})}$ (100Hz, $T_C=300\text{ms}$, 6dB/oct) $0.001^\circ\text{RMS}_{(\text{typ})}$ (1kHz, $T_C=300\text{ms}$, 6dB/oct) $0.001^\circ\text{RMS}_{(\text{typ})}$ (10kHz, $T_C=300\text{ms}$, 6dB/oct)

(f) 参考信号(REF)系统

模式和频率范围	外部 1F: 0.5Hz~200kHz, 外部 2F: 0.5Hz~100kHz, 内部 1F: 0.5Hz~120kHz, 内部 2F: 0.5Hz~100kHz.
输入形式	非平衡
输入阻抗	$1\text{M}\Omega \pm 10\%$ 以内, 并联电容 100 ± 30 pF 以内
输入波形	输入电压范围: 0.3V~30V _{P-P} 任意定形波(1 个周期内只能 2 次 穿过平均值, 相邻交叉点的时间 比确定的波形)。脉冲的场合, 脉 冲宽度 $1\mu\text{s}$ 以上, 占空比在 (1: 10)~(10:1) 以内。
参考信号 相位调整	能够在 $0^\circ \sim \pm 180^\circ$ 的范围调整(分 辨率 0.01)
正交性	$\pm 0.1^\circ_{(\text{typ})}$ 0.5Hz~10kHz $\pm 0.5^\circ_{(\text{typ})}$ 10kHz~100kHz

(g) 内部振荡器

频率范围 (分辨率)	0.5~120.0Hz (0.1Hz) 100~1200Hz (1Hz) 1.00~120.0kHz (10Hz) 10.0~120.0kHz (100Hz)
输出振幅 (分辨率) (无负载时)	0~25.5mV _{RMS} (0.1mV _{RMS}) 0~255mV _{RMS} (1mV _{RMS}) 0~2.55mV _{RMS} (10mV _{RMS})
输出阻抗	$600\Omega \pm 1\%$ 以内
失真率	0.01% 以下 (1kHz, 振幅满量程 时)

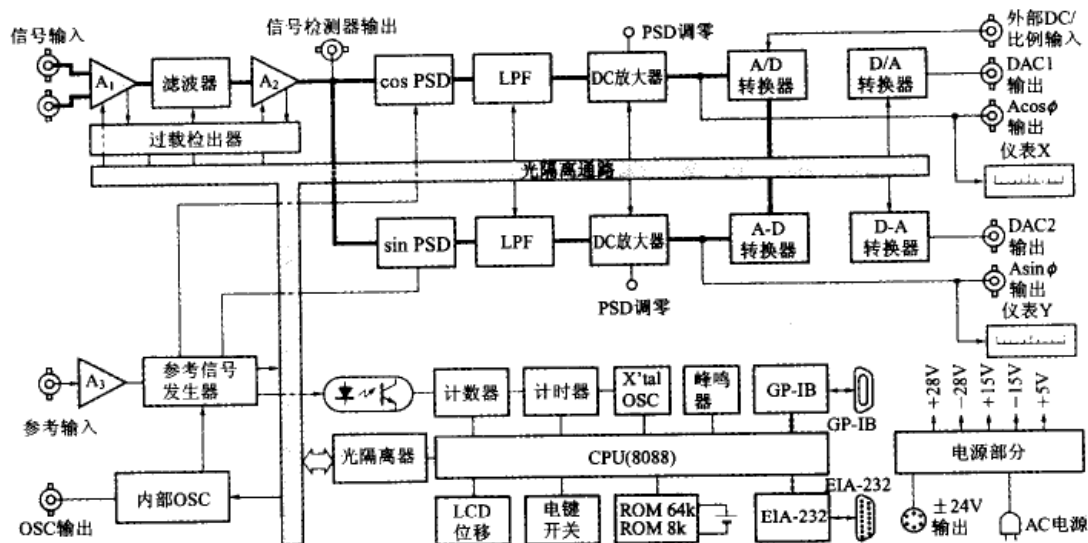


图 10.1 锁相放大器 5610B 的结构框图

由于锁相放大器要处理非常微弱的信号,所以防止信号系统与参考信号系统的泄漏,以及控制外部时防止噪声的混入是非常重要的。因此,在内部采用光隔离的信息转移通路。

还设计了用于监视被前置放大器放大并通过滤波器以后信号状态的 BNC 连接器,所以能够监视 PSD——相位检波器之前噪声的情况。通过了 PSD 处理的时间常数电路后的输出信号不仅可以用数字表示,而且也可以作为模拟信号输出。

10.1.2 锁相放大器的使用环境

并不是说“锁相放大器能够除去噪声,所以不论在什么环境中都可以使用”。为了测量几纳伏至几毫伏的微弱信号,仍然需要考虑合适的环境。例如,如果在测量系统附近有大的脉冲性噪声源,这种噪声混入到参考信号系统,往往会导致内部的 PLL 电路无法正常工作。如果输入端混入了 10V 以上的噪声,那么,前置放大器就有饱和的危险。所以,与一般的测量仪器一样,锁相放大器应该置于噪声小的环境中使用。

放置测量仪器——锁相放大器的桌子原则上应该是钢制的,而且各测量仪器的地线和电源的地线要与桌子连接。

在测量值低于 $1\mu\text{V}$ 的极微弱信号的场合,应该如第 8 章所讲过的那样在商用电源线路路上插入噪声滤波变压器,这一点非常重要。这样可以减小来自电源的噪声,仪器才能够稳定地进行测量。

就像第 9 章所说明过的那样,如果锁相放大器设定较大的动

态余量 DR, 可以增大内部的直流增益, 然而测量值也容易产生温度漂移。在要求进行更精确的测量的场合, 仪器必须预热 30min 以上, 使内部温度稳定下来。

10.1.3 关于参考信号

如在第 9 章所讲过的那样, 锁相放大器与一般交流电压表的工作完全不同, 它需要有参考信号。

这个参考信号不仅可以由外部提供给锁相放大器, 如图 10.1 所示, 也可以由锁相放大器自身内藏的振荡器产生参考信号。就是说, 在振荡器向外部输出的同时, 还可提供自用的参考信号。由外部提供参考信号的方法叫做外部参考信号模式 (external mode), 使用内藏振荡器的方法叫做内部参考信号模式 (internal mode)。在外部参考信号模式的场合, 加到参考输入上的信号由负向正穿过 0V 点的位相为 0° 。

参考信号提供给锁相放大器时, 如果信号的振幅过小, 参考信号电路的工作将不稳定, 会增加 PSD 驱动信号的跳动, 使相位噪声增大。相反, 如果振幅过大, 参考信号会泄漏到分析信号的输入端, 从而产生测量误差。参考信号的振幅通常在 $1V_{P-P}$ 至几 V_{P-P} 最合适。

另外, 如果噪声叠加到穿过 0 点的部分上, 参考信号电路将变得不稳定。所以, 必须监视参考信号的波形, 确认穿过 0 点的部分是正确的。

锁相放大器还备有谐波分析模式。它是在参考信号电路的内部将加在参考信号输入端上的信号变换为整数倍的频率, 提供给 PSD。分析 2 倍频谐波的场合叫做 2F, 分析 3 倍频谐波的场合叫做 3F, 与参考信号的模式一致叫做 INT2F、EXT3F 等。

10.1.4 输入信号的连接方法很重要

用锁相放大器可以除去不同于参考信号频率的其他所有信号。但是, 在参考信号成分混入到输入信号内的场合, 由于频率是相同的, 无法除去, 从而成为测量误差。

参考信号混入输入信号的程度决定了使用锁相放大器微弱信号测量系统的测量极限, 而左右参考信号混入程度的是参考信号与输入信号的连接方法。

另外, 即使不同于参考信号的频率, 如果噪声的振幅相对于信号比较大, 那么, 为了除去噪声就需要有较大的时间常数, 使得测

量时间变长,因而难以捕捉到信号的快速变化。

一般的锁相放大器中,如图 10.2 所示,信号输入是差动式,参考信号输入是单线接地的。只要在信号输入部分设置一个开关,就可以选择差动输入和单线接地。设定信号输入与参考信号输入的低频截止频率相同,就可以防止在输入耦合电路中发生相位误差。参考信号输入部分电阻 R_3 的作用是为了防止参考信号成分流过接地环。

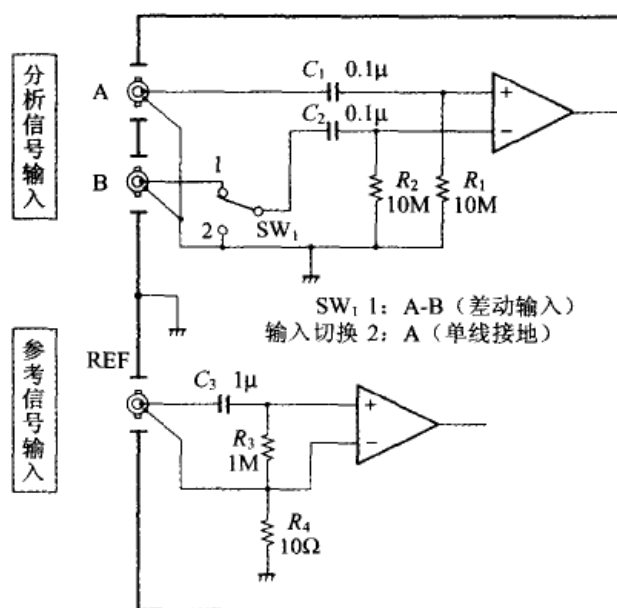


图 10.2 锁相放大器的输入部分

在被测信号比较大(大约 1mV 以上),信号源与参考信号源的接地各自分离的场合,即使按如图 10.3 所示那样最简单的连接方法进行测量,也不会产生什么困难。但是如果信号很微弱,或者信号与参考信号的接地是共通的,那么,如图 10.4 所示,参考信号的泄漏成分($V_{RN} \cdots I_{RN}$)就会流过接地环。于是泄漏成分通过电缆线的阻抗(Z_C)混入到信号中,产生测量误差。这样就会出现信号应该为 0,而锁相放大器的指示却不是 0 的现象。这时如图 10.5 所示,可以采用差动输入的方式,消除接地环造成的影响。这时信号电缆线的地一侧就可以获得很好的结果,即接地阻抗大时连接,而接地阻抗小时不连接。实际上是选择当信号为 0 时锁相放大器的指示接近 0 的连接方法。

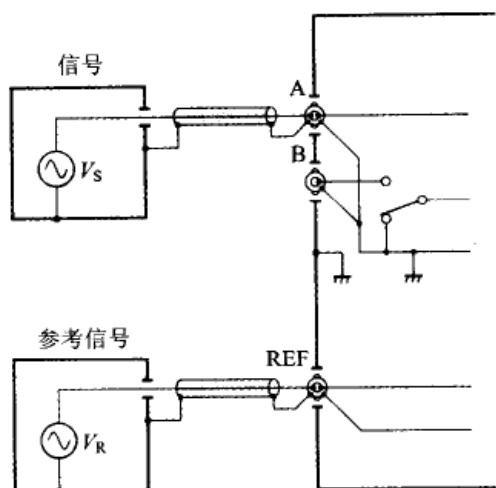


图 10.3 单线接地的信号源的连接

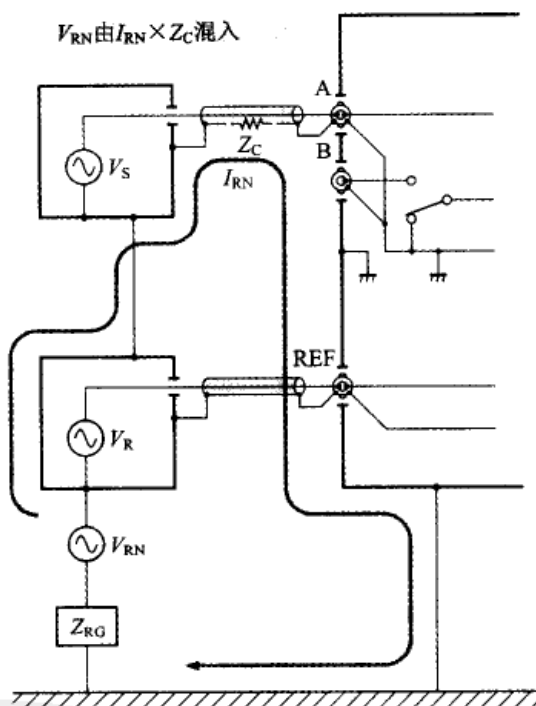


图 10.4 参考信号通过接地环混入

10.1.5 输入端的差动平衡

如果磁力线穿过两根差动信号屏蔽电缆线之间,就会产生电动势。这种电动势就成为简正模噪声,混入到输入端。所以,要将两根信号线捻起来,或者采用双心屏蔽电缆线。

两个输入部分的平衡状态会对差动放大器的 CMRR 产生大的影响(参看本书姊妹篇《测量电子电路设计——模拟篇》中的第

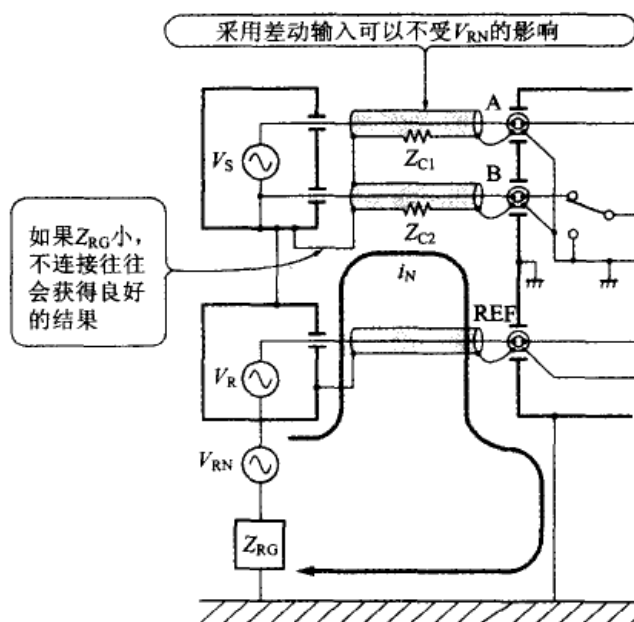
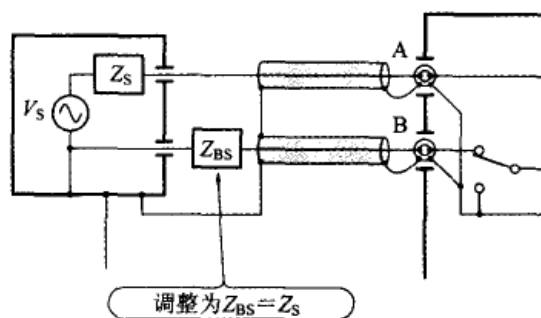


图 10.5 差动输入的信号源的连接

5 章)。当要求更准确地测定微弱信号时,如图 10.6 所示,需要插入与信号源阻抗相等的阻抗 Z_{BS} 。这样就能够使差动输入的信号源阻抗相等,保持高的 CMRR,防止参考信号成分的泄入。

图 10.6 调整 Z_{BS} 等于差动输入的信号源阻抗 Z_S

当信号源阻抗是纯电阻时 Z_{BS} 也是电阻,但是当含有电感性或电容性时就需要使用线圈或电容器。

如果需要插入 Z_{BS} ,首先要加参考信号,然后在信号源 V_S 处于 0 的状态下确认锁相放大器的指示为 0。这时的残留误差成分就成为系统的测量误差。当误差相对于测量信号值不可忽略时,应该调整 Z_{RS} 的值使之接近 0。

如果还无法除去残留误差成分,那么,这时应该分别记录测量误差成分的 X 、 Y 值,修正实际的测量值 X 、 Y ,用计算机通过矢量

运算,进行更准确的测量。在锁相放大器中,也有内藏这种修正功能的机种。

当参考信号频率、信号源阻抗及测量方法等发生变化时,残留误差成分也会变化。每次开机都应进行修正工作。

如果在信号输入电路或参考信号输入中插入变压器可以切断接地环,有时会获得良好的结果。但是,在信号输入电路中插入变压器时必须注意信号源阻抗引起频率特性的变化。关于输入变压器请参看本书第 7 章。

10.1.6 设定动态余量的方法

动态余量 DR 表示噪声电平相对于输入灵敏度满量程的允许值。在锁相放大器中可以选择这个值(表 10.1 示出的信号模式中,L:30dB,M:50dB,H:70dB)。

但是正如第 9 章中讲过的那样,测量值的温度稳定性与动态余量之间存在着反比的关系,所以应该对照测量信号,设定尽可能低的值。

实际的测量中,开始设定最低的动态余量后,再测量信号。当测量值没有达到满量程而超量程指示灯亮时,再逐渐增大设定的动态余量。

如果在测量值满量程附近再没有发生超量程现象,这时的动态余量最合适。

10.2 锁相放大器应用范围的扩大

10.2.1 检测微小变化

锁相放大器不仅可以测量信号的振幅和相位,还能够捕捉信号的微小变化。捕捉信号微小变化时主要利用参考信号的相位调整功能。

例如,测量“振幅为 1mV,相位 30°”的信号,在图 10.7 中就是“ $X=0.866\text{mV}$, $Y=0.5\text{mV}$ ”(在满量程为 10V 的 PSD 中,模拟输出为 $X=8.66\text{V}$, $Y=5\text{V}$)。这时,即使相位有 1°的变化,输出的变化比例还是非常小。但是,如果预先在参考信号的相位设定中调整为 $Y=0\text{V}$,那么这时相位有 1°的变化,就会以 $Y=0\text{V}$ 变化到 $Y=17.5\mu\text{V}$ (在 PSD 的模拟输出中从 $Y=0\text{V}$ 变化到 $Y=0.175\text{V}$)。由于 PSD 的输出是从 0V 开始变化的,所以信号有微小

变化时就可以在 PSD 的输出中捕捉到显著的变化。

用所谓的相位噪声特性来表征锁相放大器这种微小变化的特性。相位噪声因参考信号频率以及下面将讲到的时间常数值而有所不同。

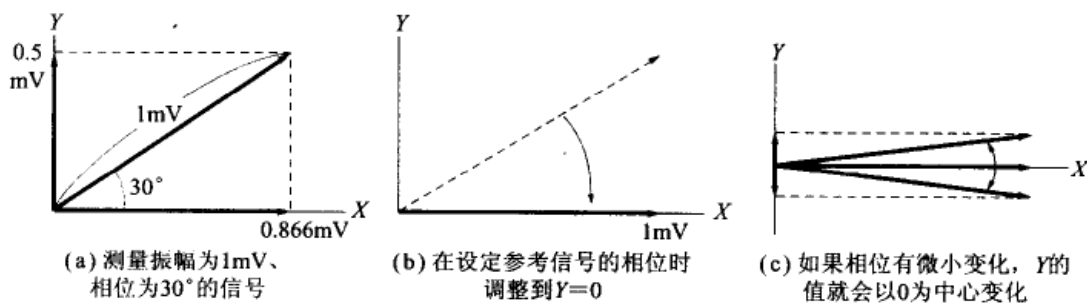


图 10.7 微小变化的检出

例如,在参考信号频率为 1kHz、时间常数为 300ms 的设定条件下接受 1mV 的无噪声信号,相位调整 Y 输出为 0V。如果这个满量程为 10V 的 PSD 模拟输出中含有 1mV_{rms} 的噪声,那么,相位噪声就是 $\arcsin(1\text{mV}_{\text{rms}}/10\text{V}) = 0.0057^\circ_{(\text{rms})}$,而小于该值的相位微小变化则无法检出。

由于相位噪声决定了微小相位变化的极限,所以成为锁相放大器最重要的性能。实际的系统中,PSD 的模拟输出或者用记录笔记录,或者经 A/D 变换送入 CPU,所以可以说 PSD 模拟输出的波形是锁相放大器的生命。

第 9 章图 9.11 所示的就是表 10.1 中典型锁相放大器机种的相位噪声特性。

10.2.2 输出信号有跳动时的观测方法

当信号的频率高、噪声比较小时,读取模拟式仪表或数字显示器的测量值时不会发生问题,因为不会出现数值跳动的现象。但是当频率降低、噪声的量比较大时,测量指示就会发生跳动,难以判读数值。这时,应该增大电路的时间常数,以减小指示值的跳动。

指示值跳动的现象与分析噪声的方法相同。跳动的减小与时间常数的平方根成反比。例如,当时间常数由 100ms 增加到 1s 时,跳动减少到 $1/\sqrt{10}$,即 1/3.16。

如果时间常数为 1s 时测量指示值仍然还有跳动,那么再增大时间常数,就难以判别稳定的数据究竟是哪个时刻的值,给读取测

量值造成了困难。这时如果用 Y-T 记录仪记录并观测模拟输出，数据变化的情况就一目了然，就能够方便地确定测量值。图 10.8 示出用 Y-T 记录仪记录锁相放大器输出的实例。

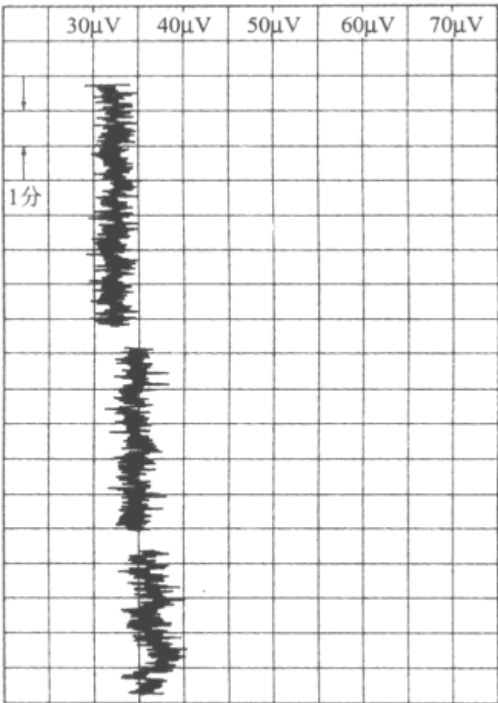
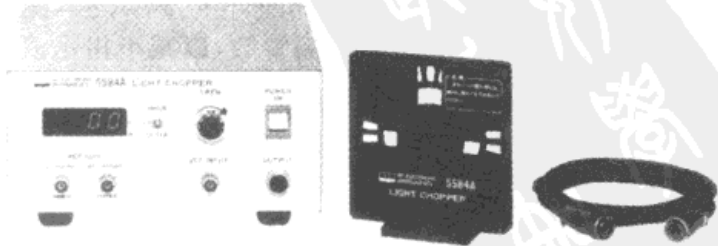


图 10.8 用 Y-T 记录仪进行记录的实例

10.2.3 截光器的应用——光测量

锁相放大器也多用作光测量仪器。但是，即使传感器将连续光变换为电信号，当信号为直流时仍然不能用锁相放大器检出。这时就需要使用截光器。所谓截光器就是在圆盘上刻制狭缝，使光通过旋转着的刻有狭缝的圆盘，从而将光斩断。由传感器将被斩断的光信号变换为交流电信号，然后输入到锁相放大器。照片 10.2 是截光器的外观，图 10.9 是它的框图。



照片 10.2 截光器 5584A((株)NF 电路设计)

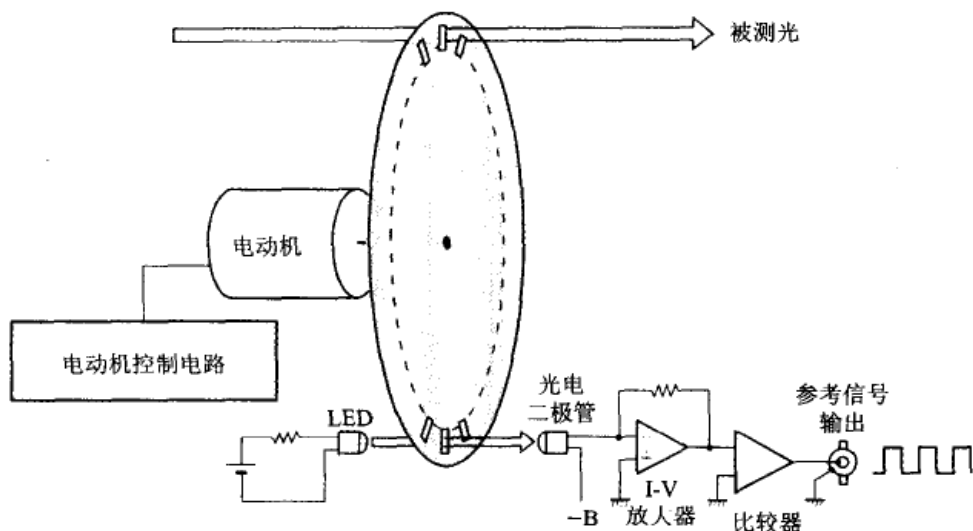


图 10.9 截光器的结构

为了输出与来自截光器的断续光相同步的信号，这里将截光器信号作为锁相放大器的参考信号使用。

使用截光器时，信号与参考信号的接地是分开的，所以没有接地环的影响。

但是为了检测光的微小变化，要求光的断续和同步输出信号的速度偏差要小。另外，在应用于响应速度快的场合要求能够高速截光。所以，截光器的选择方法很重要。

10.2.4 光源特性变化的补偿——使用截光器的双光束法

光测量仪器中光源和传感器中使用了各种光器件。但是，与振荡器、电压表之类电路中所使用的电子器件相比，目前的光器件尚不能期待呈现出理想的特性。就是说，还没有实现对光波长具有均一光谱、辉度不随时间变化的光源，或者对光波长具有均一灵敏度的传感器。

作为进行光测量的方案就是采用双光束法。

如图 10.10 所示，将光源发出的光用半透明反射镜分成两束，用两个狭缝间隔不同的截光器截断为互不相关的不同频率。只有其中一束光通过试样，然后再次经半透明反射镜混合，由一个传感器变换为电信号。来自传感器的电信号由两个锁相放大器分别检出各自的频率成分。没有通过试样的光信号中也包含有与光波长相对应的光源、传感器的特性、光源辉度随时间的变化等信息。所以，如果计算出两个测量结果之比，使它们的误差相抵消，就能够得到试样的特性。

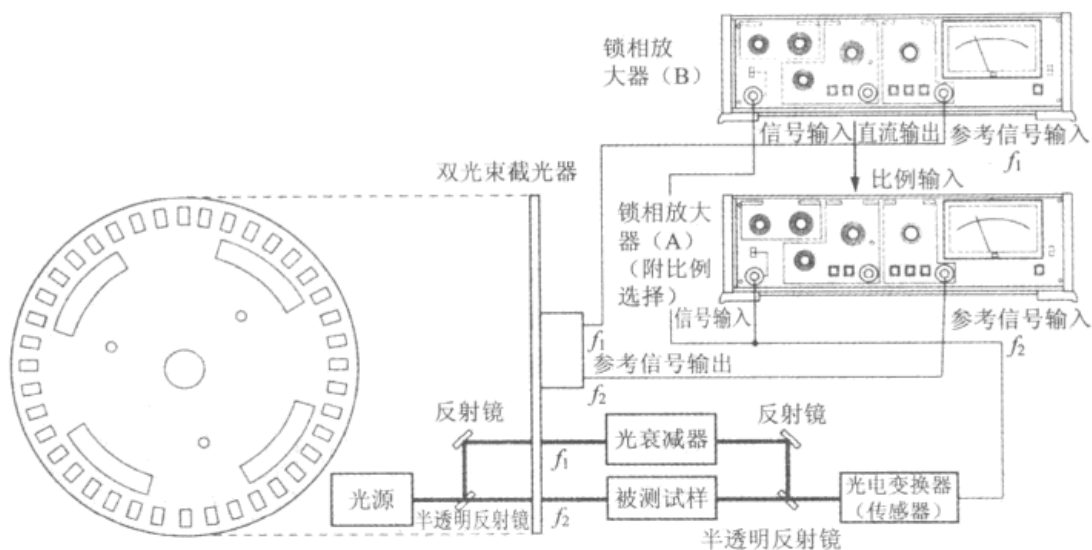


图 10.10 双光束法

有的锁相放大器本身就具有计算测量值与外部直流输入电压之比的功能。

当通过试样的光束被严重衰减时，可以将基准光束减小，调整光的强度，进行更准确的测量。

10.3 利用锁相放大器的应用测量

10.3.1 广阔的微小信号测量领域

锁相放大器的应用大致分为以下领域：

① 测量噪声中的微弱信号：红外分光光度计，2 次量子光分光分析，光声光谱仪，超导材料的评价，金属材料的张力试验，放大器的 CMRR 或 IMRR 测量。

② 测量被测定体传输函数的微小变化：俄歇电子能谱，金属探测器，涡流探伤器。

③ 被测定体的矢量分析。RLC 测量仪，电解-阻抗，电子束测量。

由于大多是组装在测量仪器内部，会感觉看不到锁相放大器的身影。其中组装到仪器中的 PSD——相位检波器，它是锁相放大器的核心。相位检波器因应用领域不同有时也叫做相敏检波。

在以上三类特性应用的基础上，还在不断开拓更新的应用领域。

以下对各种测量方法进行简要的说明。详细内容请参看参考文献。

10.3.2 在红外分光光度计中的应用

物质的分子是由原子构成的,它们的化学键不断地在伸缩振荡。当具有一定振动数的光照射到这些分子上时,如果光的振动数与其中某些分子的化学键具有相同的振动数,那么分子具有吸收这种光,使其不能透过的性质。如果改变光的波长进行扫描,某些光就会被吸收,于是就能够得到物质特有的频谱。这种频谱叫做光吸收谱。如同人类的指纹一样,不同的物质其吸收谱也各不相同。通过测定未知物质的吸收谱,就能够确定这种物质的组成和分子结构。

红外分光光度计就是基于这个原理进行测量的。使用波长为 $2.5\sim 25\mu\text{m}$ 的红外线,可以对固体、液体、气体等任一种状态的物质进行分析。

图 10.11 是应用双光束法的红外分光光度计的框图。光源发出的光经半透明反射镜被分为试样光束和基准光束。试样光束通过被测定试样;基准光束经波长特性均一的光衰减器被衰减为强度与试样光束相同的光。两个光束被截光器分别以不同的频率截断。然后这两束不同频率的光再次经半透明反射镜混合,通过分光器。

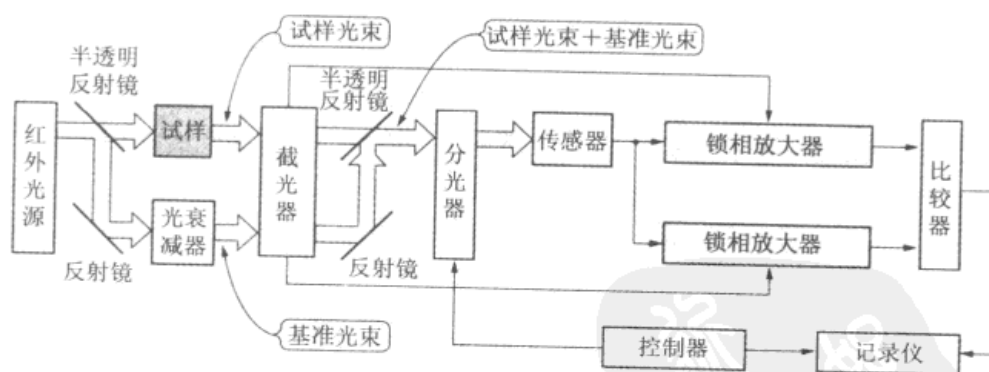


图 10.11 红外分光光度计的框图

分光器相当于电路中能够由外部控制中心频率的 BPF(高通滤波器),由控制器发出指令对通过的波长进行扫描。来自分光器的光经传感器变换为电信号,试样光束与基准光束经过以各自的截断频率为参考频率的两个锁相放大器进行分析,再由比较器计算出两个光束的比值。

然后,在控制器的指令下将试样的光吸收谱记录在记录仪上。

红外分光光度计是一种应用范围非常广的分析仪器,广泛应用于物理化学、医药学、生物学、公害检测等领域。

10.3.3 在2次量子光分光分析中的应用

前面讲到当光照射到物质上时,由于构成物质的分子或原子的种类不同,会吸收特定波长的光。这时,物质由于吸收了光子的能量,可以辐射出其能量比它弱的光(更长的波长),这叫做冷光现象。这种光叫做荧光或磷光,通过测定这种辐射光的频谱也可以对物质进行测定。这就是2次量子光分光分析,其光源可以使用紫外线或短波长可见光。这种方法比红外分光光度计的灵敏度高,能够定量分析的浓度范围宽。但是,由于类似物质的荧光频谱相似,不适于物质的确定。最近有应用到于半导体基片的评价上。

图10.12是2次量子光分光分析器的框图。由于氙灯可以产生出波长范围比较宽的光,频谱均一性好且光通量也大,是光分析中经常使用的光源。

光源发出的光通过截光器照射到试样上。检出试样发生的荧光,用分光器和锁相放大器测量并记录其光谱。

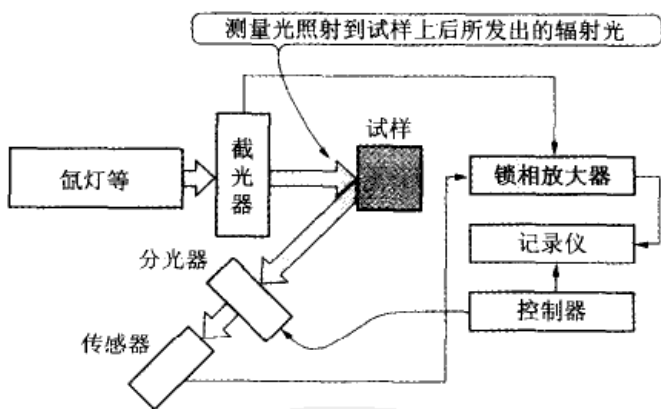


图 10.12 2次量子光分光分析法(光-冷光)

10.3.4 在光声光谱仪中的应用

光声光谱仪(Photo Acoustic Spectroscopy, PAS)是一种机理与2次量子光分光分析相似的分析仪器。PAS是改变光的波长照射试样,用拾音器——声传感器收集试样发出的声音,记录下与光波长相对应发生的音量的频谱进行分析。从原理上考虑,PAS是一种将物质吸收光能后所产生的热能以声音形态捕捉的分光法。

图 10.13 是 PAS 装置的框图。光源经常使用氙灯或 CO_2 激光器。

传感器除使用钛酸锆酸铅 $[\text{Pb}(\text{Zr} \cdot \text{Ti})\text{O}_3]$, 通常叫做 PZT 之外, 也可使用驻极体电容拾音器。

当试样是固体或液体时, 由于与空气的声音阻抗不同, 在固体或液体中发生的声波大部分在界面上被反射, 会发生声音传播不到空气中的情况。

为了有效地捕捉所发生的声波, 必须注意试样与传感器之间不能介入声音阻抗不同的物质(空气之类)。

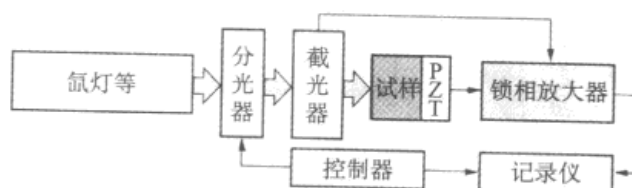


图 10.13 光声光谱仪测量装置的框图

10.3.5 在超导材料评价中的应用

目前有许多以超导为目标的研究正在进行。一般来说, 超导实验需要将试样置于极低温下进行。这时一边测量试样的电阻一边确认试样是否达到超导状态。但是测量电阻时的电流会使试样产生焦耳热, 这会影响温度控制的准确性。因此, 测量电流必须非常微小。由于试样本身的电阻值很低, 产生的电压很微弱, 也给检测带来困难。

超导状态下, 有极微弱的交流电流流过试样。可以利用锁相放大器检测试样发生的微弱交流电压, 进行试样的电阻测量。由于信号是交流的, 所以可以避免热电动势的影响, 进行低电阻测量时减小测量误差。

超导材料的一个重要应用结构形式是约瑟夫森 (Josephson) 结。约瑟夫森结是由挟着氧化膜的蒸铝钢带构成, 当冷却到 1K 以下时, 就能得到如图 10.14 所示的电流-电压特性。

在具有非线性试样的场合, 如图 10.15 所示将一定的交流电流叠加在直流电流上, 然后一边改变直流电流一边用锁相放大器的 1F 模式测量所发生的交流电压, 就能够测定电阻值 (1 阶微分特性)。如果用 2F 模式测量, 就能够以高灵敏度测量电阻值的变极点 (2 阶微分特性)。

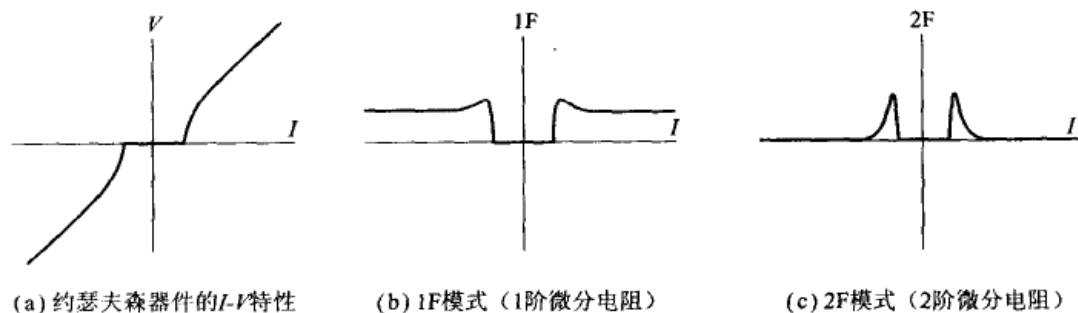
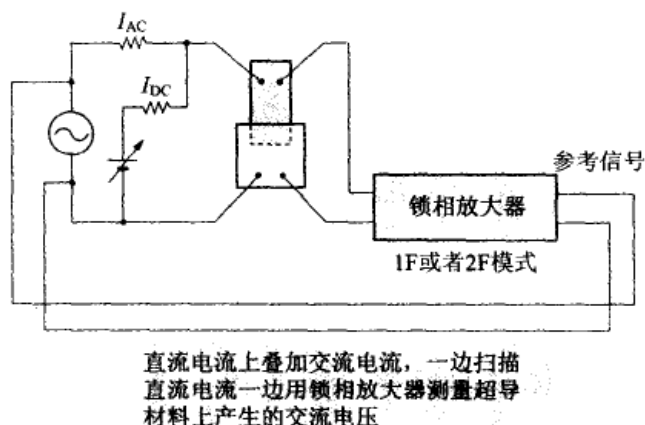
图 10.14 约瑟夫森器件的 I - V 特性

图 10.15 测量超导材料的微分电阻

将两个约瑟夫森结并联，构成如图 10.16 所示的传感器，当通过孔中的磁力线发生改变时，可以得到如图 10.17 所示的变化的电流-电压特性。应用这种特性可以作成灵敏度非常高的磁敏传感器。它叫做超导量子干涉器件 (Superconducting QUantum Interference Device, SQUID)，可用于检测人脑发生的磁场或地磁的起伏等。

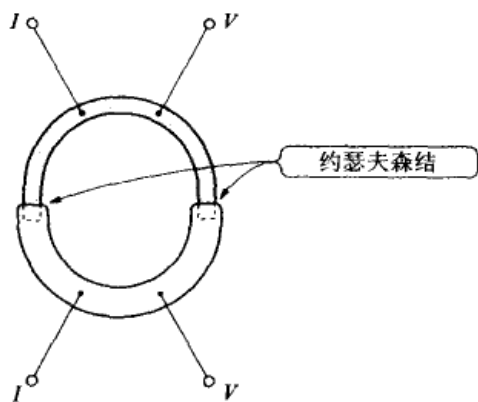


图 10.16 SQUID 传感器的结构

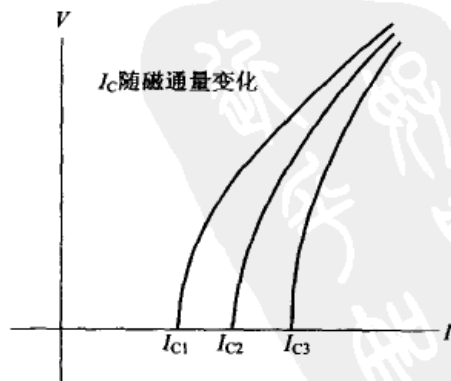


图 10.17 磁通通过 SQUID 传感器时的特性

超导中一个有名的效应是迈斯纳(Meissner)效应(完全抗磁性)。在这种效应的状态下,磁力线不能穿过处于超导状态的试样,而会从超导体内排除。用相互感应法能够确认这种状态。相互感应法如图 10.18 所示,是由两组初级线圈和次级线圈构成,绕线的方向各自相反。在没有放置试样的状态下,次级一侧信号的大小相同,相位相反,相互抵消而不出现信号。

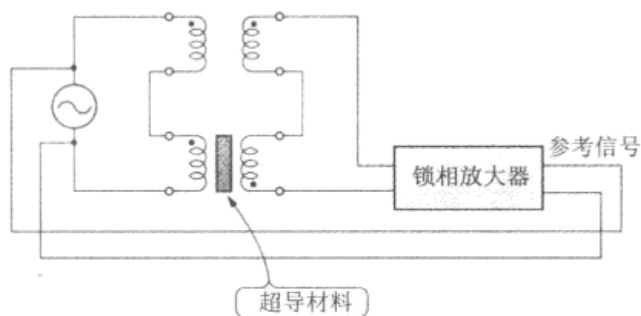


图 10.18 超导材料磁化率的测定方法(确认迈斯纳效应)

如果这时在一组线圈中放置试样,则两组线圈磁通的平衡被打破,次级一侧出现信号。然后,如果试样进入超导状态,次级一侧的信号将再次抵消变为 0,这样就可以确认迈斯纳效应。这时使用锁相放大器就能够捕捉到更微小的变化。

10.3.6 在金属材料张力试验中的应用

评价金属材料强度时要进行张力试验。为了检测金属微小的裂缝或形状的变化,可以测量试样的交流电阻(叫做 AC 电位法)。但是由于是金属,电阻值很低,产生的电压也极微弱,所以需要使用锁相放大器。图 10.19 是测量的框图。张力试验——通过与不加应力时的基准试样进行比较,就可以避免因温度变化等因素引起的误差,检出最初的微小裂缝或形状的变化。

由于信号的输出阻抗非常低,可以利用变压器升压改善 S/N。由于变压器可以将接地环绝缘,因而能够防止参考信号的共模混入。

加应力之前需要调整流过基准试样的电流与相位,在调整锁相放大器的输出为 0 后再开始进行测量。

10.3.7 俄歇电子能谱分析技术

(Auger Electron Spectroscopy, AES)

俄歇效应是 P. Auger 于 1925 年发现的。当电子束照射到样品上时,样品原子内的电子能级上会产生空位。这种状态是不稳

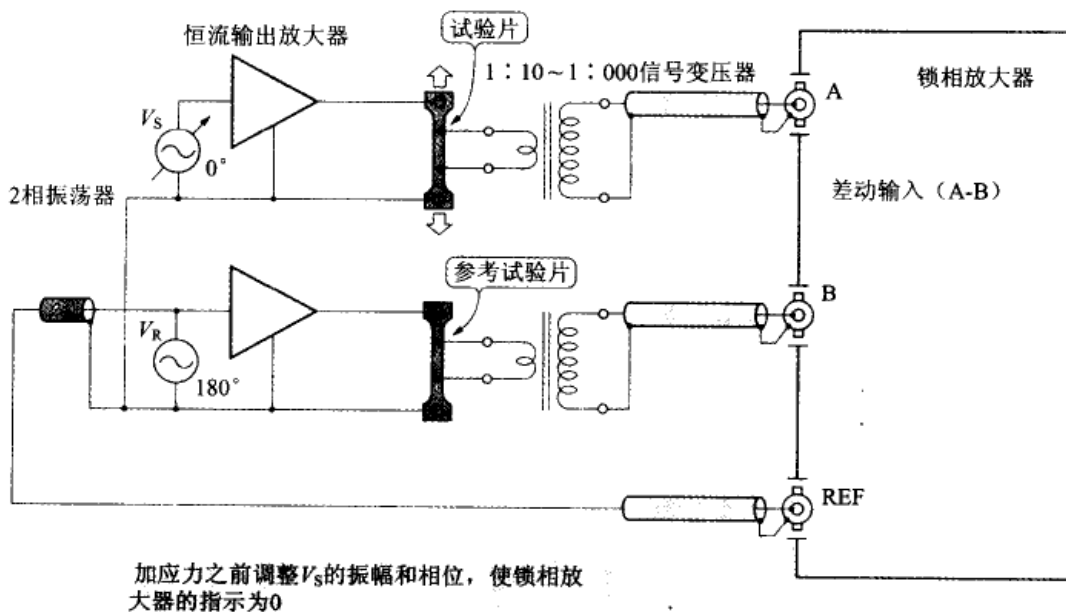


图 10.19 金属材料的张力试验(AC 电位法)

定状态,样品在趋于稳定的过程中会发射出荧光 X 射线,在 1 个电子跃迁到空位上的同时另一个电子逸出到自由空间。这个逸出的电子就叫做俄歇电子。

俄歇电子运动的能量与照射的电子束的能量无关,它取决于物质的固有能量。因此,测量自材料逸出的俄歇电子的能谱,就可以对材料进行结构分析。

俄歇电子能谱仪(AES)的照射源通常采用 $2\text{k} \sim 10\text{keV}$ 的电子束,俄歇电子运动能量的测量范围是 $0 \sim 1\text{keV}$ 。这个能量范围中除俄歇电子以外还存在有基于 2 次电子发射的具有相同运动能量的其他多种电子。所以,不仅要测量电子的能量,还必须测量因俄歇电子所引起电子的增减。

如果用电现象来表现,就是有两个频率相同的信号,其中一个是一定值,而另一个相位和振幅是变化的。所以,在整体上就是被测定体传输函数微小变化的问题。对于微小的相位变化,可以用高灵敏度的锁相放大器(PSD)输出的变化作为测量结果使用。

调整参考信号的相位使 PSD 输出为 0 后开始进行测量,PSD 输出的变化点表示俄歇电子的存在。

与 AES 相似,测量从样品表面发射出电子的方法还有真空紫外光电子能谱分析法(Vacuum Ultraviolet Photoelectron Spectroscopy, UPS),X 射线光电子能谱分析法(X-ray Photoelectron Spectroscopy, XPS)等。AES 在样品表面元素的定性、定量分析

方面特别有效,UPS 可以分析样品的能带结构以及吸附原子价电子的状态。

XPS 能够进行定性、定量分析以及原子、分子结合状态的分析。

图 10.20 是 AES 的装置框图。电子束被与锁相放大器参考信号相同的频率调制后照射样品。自样品发射出的俄歇电子经过筒形镜分析器进行过滤。

筒形镜分析器的外圆筒由电源 E_1 加负电位,所以电子前进时受排斥力作用返向中轴。样品发射出电子的运动速度与具有的能量成比例,只有具有某种速度的电子(B)才能够顺利地穿过两个窗口到达传感器。速度高的电子(A)以及速度低的电子(C)只能撞到内圆筒的壁上而不能被传感器收集。所以,这种筒形镜分析器对于不同速度(能量)电子的作用就相当于带通滤波器 BPF。通过改变电源 E_1 就可以选择到达传感器的电子的速度,所以相当于电压控制的 BPF 的作用。

用锁相放大器分析来自传感器的电信号,按控制器的指令记录电子能谱的变化。

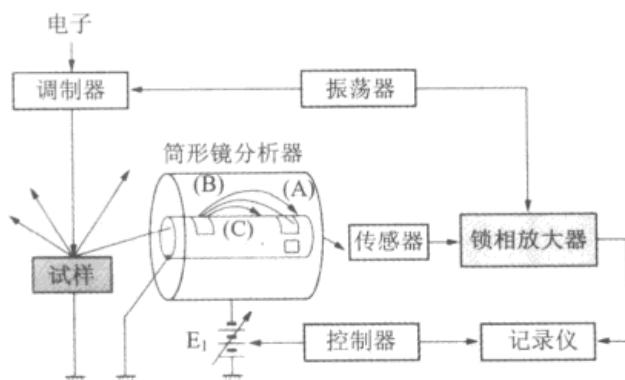


图 10.20 俄歇电子能谱

10.3.8 在金属探测器中的应用

说到金属探测器,人们立即会想到“探宝”男孩的故事。实际上,不仅有矿藏探测器和地雷探测器,在产业领域也广泛活跃着诸如检查食品、纤维异物等各种探测器。

传感器因不同用途而形状各异,如图 10.21 所示,基本上由初级线圈和次级线圈构成传感器,其配置方法是初级线圈发生的磁力线在通过次级线圈时正好消失。当接近金属体时,磁力线的路

径会发生微小的变化,平衡被打破,输出端就会出现信号。

但是,实际上这个信号输出的振幅极微弱,几乎很难与没有金属时传感器的泄漏信号区别开。因此,要使用高灵敏度的锁相放大器,调整参考信号的相位使得在没有金属状态下 PSD 的输出为 0。当接近金属时,捕捉相位的微小变化作为 PSD 的输出变化。

这样的金属探测器是用锁相放大器检测传感器传输函数的微小变化。另外,根据金属体的大小和种类不同,传感器输出的振幅和相位的变化(矢量的变化)轨迹也不同。根据这个轨迹也可能对异物的种类以及量进行判定。

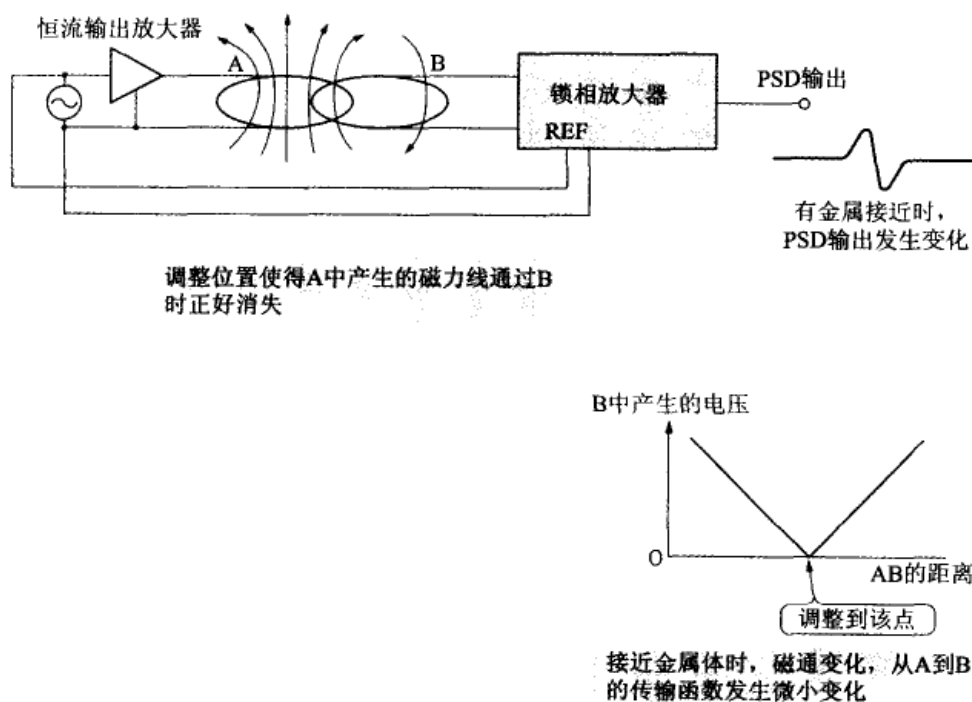


图 10.21 金属探测器

10.3.9 在涡流探伤仪中的应用

冶炼等企业使用的涡流探伤仪是一种与金属探测器类似的装置。它能够自动检查金属体有无损伤。

当金属棒通过线圈时由于导磁率发生变化(这时金属中产生涡流),因而阻抗发生变化。根据金属有无损伤,这个阻抗会有微小的差异。探伤仪就是检测这种差异的仪器。

图 10.22 是涡流探伤仪的框图。当传感器两个线圈的阻抗相等时电桥是平衡的,输出端没有信号出现。当通过的金属体某处

有损伤时,阻抗平衡被破坏,输出端就出现信号。

因为金属棒连续通过这两个线圈,所以当损伤部位通过时,有 2 次信号输出。但是,实际上与金属探测器相同,信号输出的振幅非常小,要与电桥的泄漏信号区别开非常困难。所以,需要调整相位使没有损伤时的 PSD 输出为 0,从而能够捕捉到损伤通过时相位的微小变化。

涡流探伤仪也是用锁相放大器检测传输函数的微小变化的。

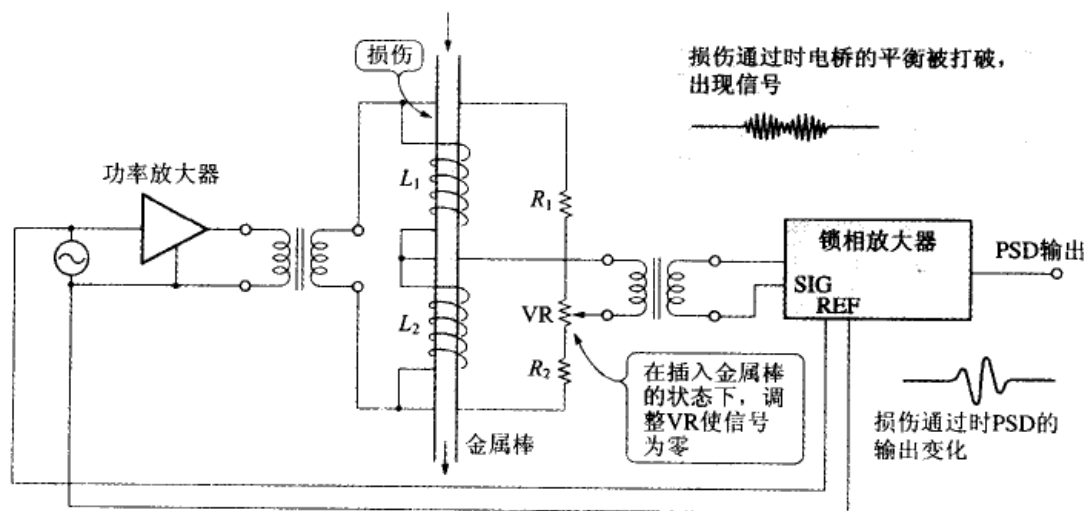


图 10.22 涡流探伤仪

10.3.10 在 RLC 测量仪中的应用

RLC(或 ZLC)测量仪是一种通用测量仪表,应用于无源元件的检查和筛选。

原理上是构成如图 10.23 所示的电桥网。有两种方法:① 把电桥调整到平衡状态测量阻抗的方法;② 给被测元件加交流信号,测量被测元件的电压和电流矢量,通过运算求出 RLC 值的方法。由于方法②具有良好的可操作性,所以现在大多采用它。

图 10.24 是 RLC 测量仪的原理图。给被测元件加正弦波信号,用电流输入放大器检出被测元件的电流,用差动放大器检出被测元件的电压。

用 PSD 对检出的电流信号和电压信号相敏检波,变换为极坐标的矢量成分。由得到的电压和电流的矢量成分求出阻抗或导纳的矢量,按如图 10.25 所示的运算方法求出 RLC 的值。

所以,RLC 测量仪可以说是一种利用相敏检波电路(PSD)

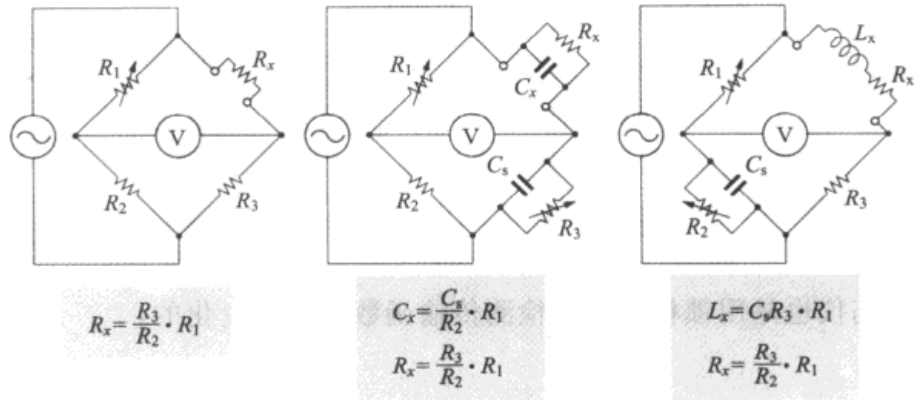


图 10.23 电桥方式的 RLC 测量仪

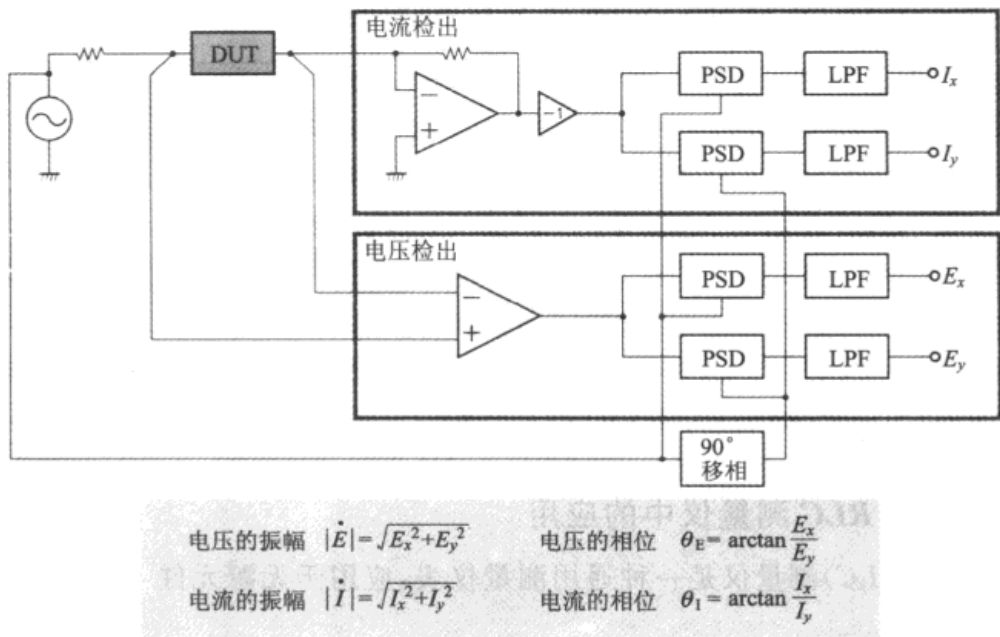


图 10.24 RLC 测量仪的框图

的矢量检测功能,应用锁相放大器的工作原理的仪器。但是,在实际的 RLC 测量仪中,要设法自动调整振荡器的输出使被测元件的电压或电流为一定值。然后由电压的矢量或电流的矢量求阻抗或导纳,用一个 PSD 电路切换测量电压信号和电流信号。

最近,由于能够方便地进行数字运算,所以出现了将检出的交流电压信号和电流信号直接变换为数字信号,用 DSP 对 PSD 的部分进行数字运算等多种方法。

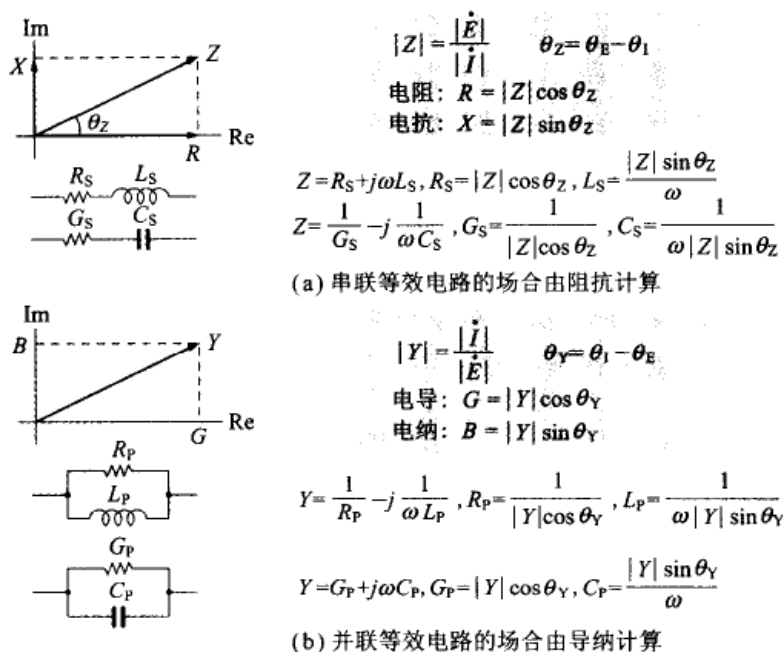


图 10.25 RLC 的计算

10.3.11 在测定化学阻抗中的应用

仅仅通过表面观测无法对电镀或腐蚀等化学变化进行定量测定。使微小电流流过样品,测量它的阻抗,定量地表征化学变化的量叫做化学阻抗。

如图 10.26 所示,化学阻抗的测定是在电解液中设置两个电极——工作电极 (working electrode) 和对电极 (counter electrode),为了检出工作电极附近溶液的电压,再使用一个参考电极 (reference electrode)(也有不能使用干电池等参考电极的情况)。

工作电极的表面(界面)是发生电荷迁移反应的场所,通过测量这里的阻抗,可以了解物质的性质和反应(腐蚀或电镀的进行状态)。化学阻抗的测定广泛应用于下面各领域:①腐蚀、防腐、电镀材料的研究;②细胞、体液、皮肤、生体膜的研究;③各种电池、电解电容器、高分子电介质材料的评价。

根据样品的阻抗情况,化学阻抗采用如图 10.26 所示的驱动装置。在用恒定电压测量样品的场合,要用参考电极的检测电压加反馈(叫做电势启动),在用恒定电流测量的场合,要用检出电流加反馈(叫做磁启动)。

电解液与电极接触构成的电化学系统的阻抗由以下三个部分构成:①电解液的电阻 $R(\Omega)$;②界面空间电荷层构成的电容 C_d ;

③发生氧化还原反应时电荷或物质的移动所产生的阻抗 Z_f (法拉第阻抗)。其等效电路如图 10.27 所示。这是由电阻和电容构成的化学阻抗的等效电路。按照复频率进行测量,如图 10.28 所示,各频率中以实数成分 R 为 X 轴,以虚数成分 X 为 Y 轴,作成所谓的 Cole-Cole 图,它能够表征化学阻抗的各参数。

一般的化学阻抗中, C 作为负的虚数成分标记在 X 轴的下方。不过在 Cole-Cole 图中,由于对象只是电阻和电容,所以 C 标记在 X 轴的上方,只表现在第一象限中。

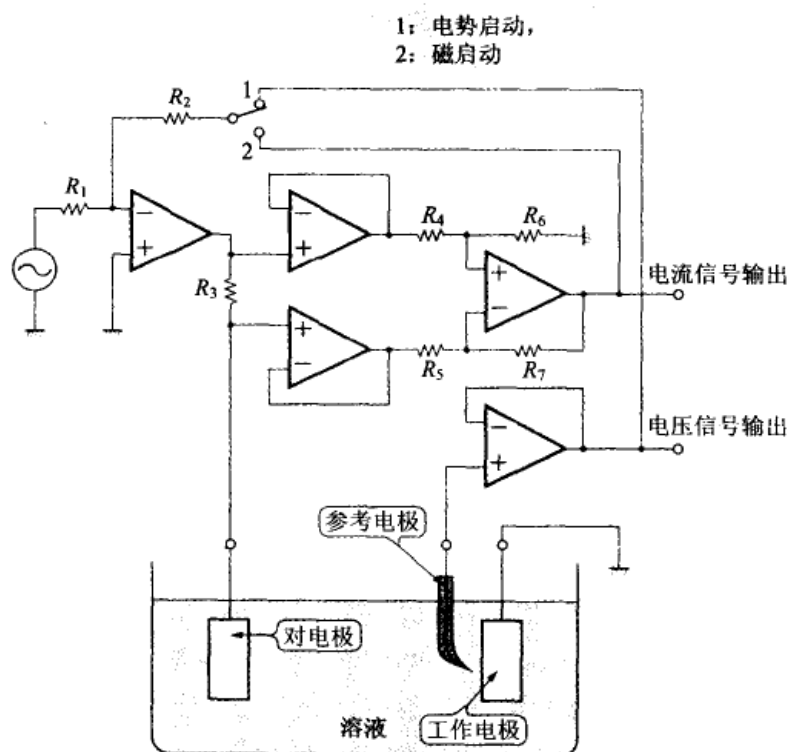


图 10.26 化学阻抗与驱动装置

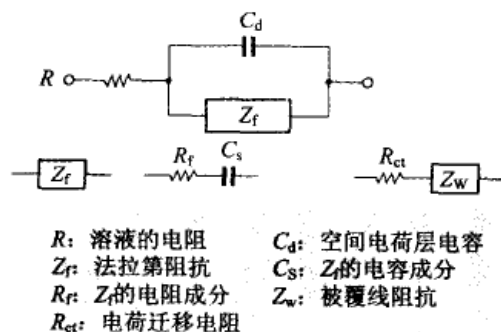


图 10.27 化学阻抗的等效电路

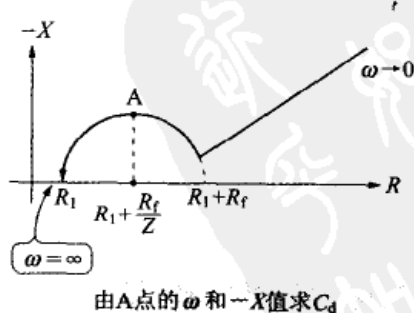


图 10.28 Cole-Cole 图

在使用锁相放大器测量的场合,是电势启动连接。控制样品的电压为恒定,将来自样品的检测电流信号作为锁相放大器的输入信号,由振幅和相位求阻抗。

为了在复频率下进行化学阻抗的测量,采用被称为锁相放大器数字版的频率分析器(frequency response analyzer)进行测量,它能够进行频率扫描,使用更方便。

10.3.12 在电子束测量中的应用

制作变压器所使用的铁心材料由于磁饱和呈现出如图 10.29 所示的 $B-H$ 特性(实际的铁心中存在磁滞,这里省略)。

为了测定 $B-H$ 特性,如图 10.29 所示使交流流过铁心,再进一步叠加上直流,这时在次级一侧就会产生 2 次谐波(在这个图中,为了便于理解,用三角波说明驱动的交流。使用正弦波时也有

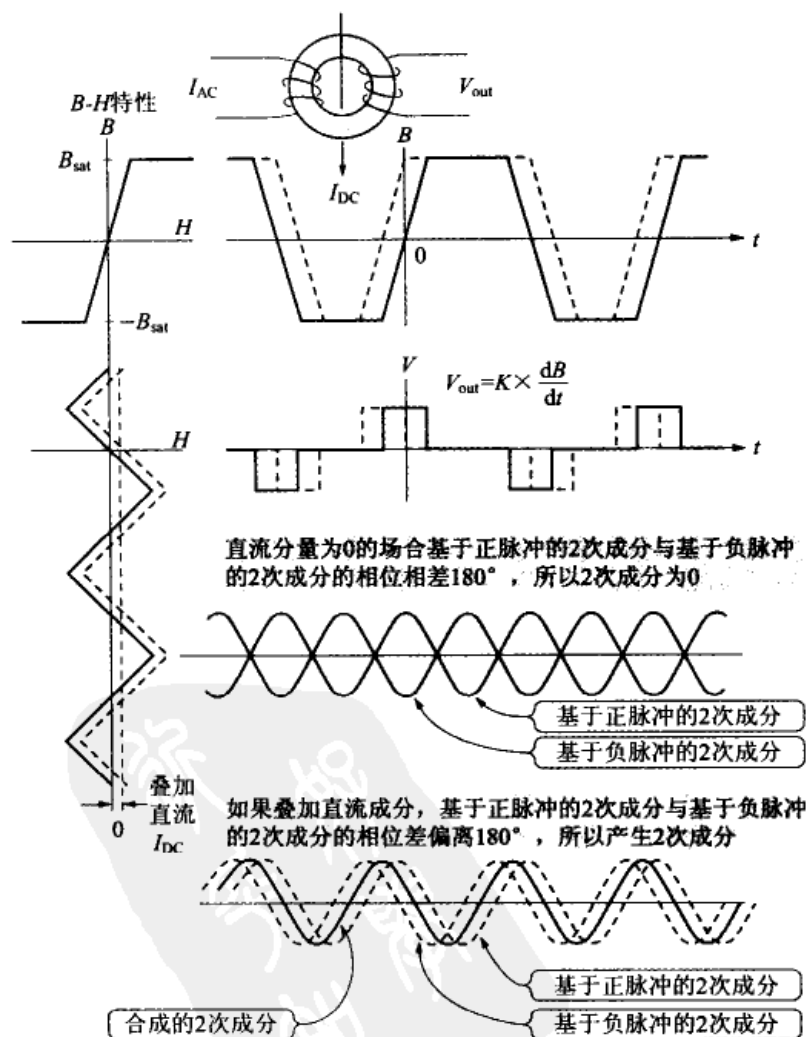
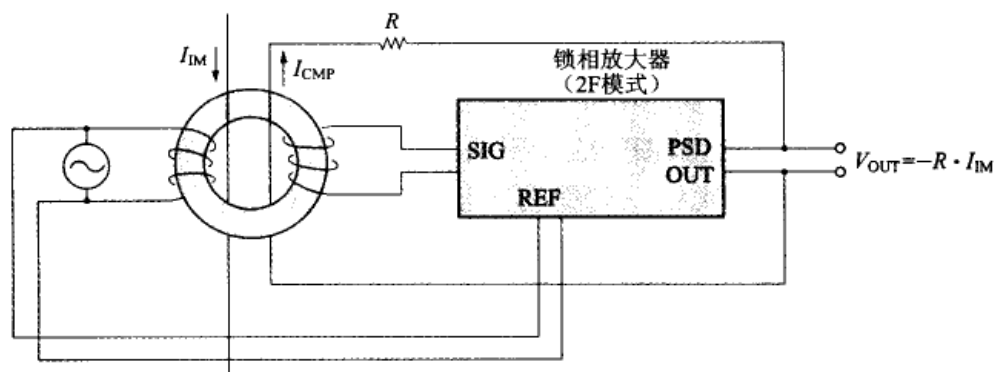


图 10.29 直流叠加在变压器上,会产生 2 次谐波

同样的现象)。

应用这个原理,如图 10.30 所示,用锁相放大器的 2F 模式检测 2 次谐波。如果将此作为反向的直流反馈给变压器,这个系统就总能够对锁相放大器进行修正使其不产生 2 次谐波。所以,锁相放大器的修正直流电流与流过的直流相等,通过测量锁相放大器的输出,就能够测量电流。



由于总是控制锁相放大器输入信号的 2 次谐波为 0, 所以 $I_{IM} = I_{CMP}$ 。所以能够测量通过环形变压器的电子束的量

图 10.30 基于变压器和锁相放大器的电子束测量

由于锁相放大器变成了反馈环的一部分,所以如果存在有 2 次迟滞的因素,系统将变得不稳定。所以,PSD 后面的 LPF(低通滤波器)应该在 6dB/oct 下使用,使得锁相放大器中不产生 90° 以上的滞后。

也许想在滤波器和二极管的检波电路中进行这样的应用,但是由于一般的检波电路中得不到有关正、负的信息,所以无法工作。在这里,相敏检波电路的特性得到有效的利用。

当直流电流流过导体时,不需要这么复杂的系统。不过在测量电子、质子、离子等的粒子束的场合,这是一种有用的方法。