国外信息技术精品丛书

www.789pdf.com 789书库网

Mc Graw Hill Education

模拟滤波器与电路设计手册

Analog Filter and Circuit Design Handbook

[美] Arthur B. Williams 著

路秋生 译

中国工信出版集团

電子工業出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY
http://www.phei.com.cn

789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

本系列图书包括：

- 《无线应用射频微波电路设计（第二版）》
- 《数字宽带接收机特殊设计技术》
- 《射频与微波工程：无线通信基础》
- 《现代雷达的雷达方程》
- 《实用天线手册（第五版）》
- 《雷达及信号处理中的傅里叶变换（第二版）》
- 《现代VLSI器件基础（第二版）》
- 《微电子线焊技术：材料、工艺、可靠性和合格率》
- **《模拟滤波器与电路设计手册》**

官方微信平台

电子信息出版分社微博
http://weibo.com/etpublish

策划编辑：柴　燕
责任编辑：刘海艳
特约编辑：张海波
封面设计：孙焱津

Mc Graw Hill Education
http://www.mheducation.com

ISBN 978-7-121-27938-6

定价：98.00 元

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

国外信息技术精品丛书

模拟滤波器与电路设计手册

Analog Filter and Circuit Design Handbook

[美] Arthur B. Williams 著

路秋生 译

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

内容简介

本手册共分 19 章，分别对各种有源、无源滤波器的设计、滤波器计算机辅助设计、滤波器响应的数学特性、线性电路、非线性电路、预失真电路、阻抗变换、开关电容滤波器、幅度均衡器、延迟均衡、波形产生与变换、反馈放大器和大信号输出放大器、功率放大器的散热设计、扬声器分频网络、电压反馈、电流反馈放大器工作特性等内容做了分析讨论。

本书适合从事滤波器设计的工程技术人员，以及相关电子类专业的本科生、研究生阅读。

Analog Filter and Circuit Design Handbook

ISBN: 9780071816717

Copyright©2014 by McGraw-Hill Education.

All Rights reserved. No part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including without limitation photocopying, recording, taping, or any database, information or retrieval system, without the prior written permission of the publisher.

This authorized Chinese translation edition is jointly published by McGraw-Hill Education and Publishing House of Electronics Industry. This edition is authorized for sale in China Mainland.

Copyright©2015 by McGraw-Hill Education and Publishing House of Electronics Industry.

版权所有。未经出版人事先书面许可，对本出版物的任何部分不得以任何方式或途径复制或传播，包括但不限于复印、录制、录音，或通过任何数据库、信息或可检索的系统。

本授权中文简体字翻译版由麦格劳-希尔教育出版公司和电子工业出版社合作出版。此版本经授权仅限在中国大陆销售。版权©2015 由麦格劳-希尔教育出版公司与电子工业出版社所有。

本书封面贴有 McGraw-Hill Education 公司防伪标签，无标签者不得销售。

版权贸易合同登记号图字: 01-2014-2941

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有，侵权必究。

图书在版编目（CIP）数据

模拟滤波器与电路设计手册/（美）威廉姆斯（Williams,A.B.）著；路秋生译. —北京：电子工业出版社，2016.1

（国外信息技术精品丛书）

书名原文：Analog Filter and Circuit Design Handbook

ISBN 978-7-121-27938-6

Ⅰ. ①模… Ⅱ. ①威… ②路… Ⅲ. ①模拟滤波器－电路设计－技术手册 Ⅳ. ①TN713-62

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2015）第 309838 号

策划编辑：柴　燕　　责任编辑：刘海艳

特约编辑：张海波

印　　刷：北京京师印务有限公司

装　　订：北京京师印务有限公司

出版发行：电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱　邮编　100036

开　　本：787×1092　1/16　印张：30.5　字数：780.8 千字

版　　次：2016 年 1 月第 1 版

印　　次：2016 年 1 月第 1 次印刷

印　　数：3 000 册　　定价：98.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题，请向购买书店调换。若书店售缺，请与本社发行部联系，联系及邮购电话：（010）88254888。

质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线：（010）88258888。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

译 者 序

滤波器在各种电子电路中得到了广泛的应用，滤波器设计需要用到许多相关专业知识，同时也需要用到一些相关数学工具，还可以利用一些相关计算机辅助设计工具来简化滤波器的设计。滤波器设计质量对电路的抗干扰性、工作稳定性和信噪比等技术指标都有很重要的影响，有许多技术指标来评价滤波器的设计质量。

本手册作者 B.Williams 先生有超过 45 年的滤波器和模拟电路设计经验，著有 8 部关于滤波器和模拟电路设计的书，同时也是众多专利的持有人。B.Williams 先生是 IEEE 电路和系统学会（长岛）的前主席和 IEEE 奖的获奖者，是 2007 年“电子滤波器设计技术发展终身发展奖”领奖人，是 Telebyte 公司首席科学家，在 Telebyte 公司他参与了电信行业测试设备的设计。

像世界上其他优秀技术手册一样，本《模拟滤波器和电路设计手册》也是一本鲜明的技术手册。本手册的第一个特点就是系统地分析和介绍了模拟滤波器和电路设计的有关知识，对有关滤波器和模拟电路设计做了简洁、细致的分析讨论，思路简洁清晰，配有丰富的滤波器设计数据，供滤波器设计人员在滤波器和电路设计工作中参考。

本手册利用计算机辅助设计程序，给出了滤波器计算机辅助设计实例，通过有关极点表、元件值和响应曲线对有关的各种滤波器类给以了介绍。通过对本手册的学习可以帮助读者建立起有关知识点之间的联系。本手册的第二个特点是注重有关模拟滤波器和电路设计的基础知识和基础概念的建立。重要的是对有关基础知识和功能主要从应用的角度进行介绍。本手册的第三个特色是注重实用性。

本手册共 19 章，第 1 章介绍了现代网络理论，第 2 章介绍了响应特性选择，第 3 章介绍了低通滤波器设计，第 4 章介绍了高通滤波器设计，第 5 章介绍了带通滤波器，第 6 章介绍了带阻滤波器，第 7 章介绍了时域网络，第 8 章介绍了 LC 滤波器设计和使用电阻性网络的优化，第 9 章介绍了 LC 滤波器和有源滤波器的元器件选择，第 10 章介绍了归一化滤波器设计表，第 11 章介绍了开关电容滤波器，第 12 章介绍了可调和固定延迟与幅度均衡器，第 13 章介绍了电压反馈运算放大器，第 14 章介绍了线性放大器应用，第 15 章介绍了非线性电路，第 16 章介绍了脉冲成形，第 17 章介绍了波形发生器，第 18 章介绍了电流反馈放大器，第 19 章介绍了大信号放大器。全手册内容丰富，实用性强。

电子工业出版社引进了系列的国外优秀科技图书，借鉴国外的先进科技知识，以促进国内本行业的技术进步。

我很高兴能将模拟滤波器和电路设计手册介绍给国内读者，由于译者水平有限，错漏之处在所难免，敬请各位读者指正。

参与本书翻译的还有赵红、秦拥军、张玲、汪赵强、陈媛、唐继芳、赵晶、孟利民、吴平正、陈圣文、何修献、何玉华、陈燕、陈梅。

另外在翻译本节的过程中得到了许多同事的帮助和支持，译者在此一并表示感谢。这里，特别要感谢电子工业出版社给予的指导和帮助。

路秋生

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

前　言

已有四个电子滤波器设计手册的版本，每个新版本进一步增强了以前版本的内容，在1981 年这本书的出版前，无源和有源过滤器的设计被认为是一种“黑色艺术”，由数学家和专家进行滤波器设计，主要是因为滤波器设计实现需要烦琐的计算，需要有关技能和经验。最终，这本滤波器设计手册含有所有设计的滤波器类型，这些滤波器由具有广泛技术技巧的业余爱好者、技术工程师和科学技术人员所设计。这本滤波器设计手册作为滤波器设计的参考书，它出现在维基百科上无数次作为滤波器参考的有关搜索，和被许多技术文章和论文以及其他书籍用作参考。虽然以前的电子滤波器设计手册极大简化了无源和有源滤波器的设计，仍然存在不足。滤波器设计是专业的通用模拟电路设计，一直由专家来设计完成，工作中需要有一本揭秘一般模拟电路设计，而且较滤波器设计内容更为广泛的书。这就是本书要做的工作，第一版模拟滤波器和电路设计手册不仅简化了滤波器设计，而且分解模拟设计作为一个设计技巧的感知，强调使用运算放大器作为主要构建模块来实现各种模拟功能的电路。

同时，本手册介绍了运算放大器工作和局限性的非常有用基础知识，并给出了电路实例。其中许多电路以线性和非线性方式对模拟信号完成数学运算。例如音频功率放大器和分频器的音频应用场合都用到了电压负反馈和电流负反馈，对非理想放大器的影响和分析进行了讨论，介绍了各种实现波形成形和信号波形产生的正弦和非正弦的波形振荡器。

以前出版的和滤波器有关的材料在修订的模拟滤波器和电路设计手册中做了更新，新版的模拟滤波器和电路设计手册不仅简化了滤波器设计，同时增加了新的主题和丰富了旧版的内容。第 1 章扩展了内容，进一步强调极-零概念和它与传递函数和利用多项式的现代网络理论之间的关系。极-零概念可以为确定滤波器可用性提供有用的工具，同时也可以用作滤波器优化的指导，本手册给出了各种综合方法，讨论了有源和无源滤波器之间实现的折中，考虑到了每种类型滤波器的频率限制。

第 2 章介绍了标准滤波器响应类型的数学特性内容，含巴特沃兹、切比雪夫、贝塞尔、等波纹误差线性相位、过渡、同步调谐和切比雪夫止带恒定延迟等内容，提供这些标准多项式传递函数大量的频域和时域归一化曲线参数，给出了滤波器要求归一化和滤波器的比例缩放。本章介绍了高效椭圆函数滤波器响应，并在整个手册中加以强调。利用功能强大的计算机辅助设计程序。给出了滤波器解决方案（书版）从 Nuhertz 技术和 ELI 1.0 两个用于椭圆传递函数滤波器的设计例证。“最佳 L”多项式，也称为勒让德（Legendre）或帕普里斯（Papoulis）滤波器，通过有关极点表、元件值和响应曲线包括在有关的各种滤波器类给以介绍。

第 3 章中介绍了利用归一化的表格和本书提供的两个滤波器计算机辅助设计程序进行无源和有源低通滤波器设计，介绍了专业无源低通滤波器设计技术，例如使用预失真设计不等终端和补偿由于元件功耗的影响（低 Q）。内容覆盖了全极点和椭圆函数型的各种有源低通滤波器结构，对他们工作频带内的零相移低通滤波器设计技术也加以介绍。这个技术特点是在许多伺服系统中要求有频移而不应产生相位移。手册也给出了一些新有源低通滤波器的有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

源构架。和广义阻抗变换器（GIC）设计方法一起介绍了双向有源阻抗变换器，以实现不同阻抗的负载匹配。

第 4 章讨论了有源和无源高通滤波器的实现方法，演示了低通滤波器到高通滤波器的数学变换，展示了利用各种变换技术实现更为实用的元器件参数选用方法。在高通滤波器设计实例中使用了广义阻抗变换器技术（GIC），同时也介绍了采用延迟线来设计恒延迟高通滤波器的独特设计方法。

第 5 章中介绍了带通滤波器，各种无源滤波器的变换、近似和有关特性，以确保即使在中心频率、通频带或阻抗水平的极端情况下可以得到实用的元件参数值。给出了一些有源带通滤波器的实现，这些有源带通滤波器以前认为工作频率太高而呈现低灵敏度，同时介绍了低通滤波器到带通滤波器的变换。介绍了 Q 乘法器的方法，这时滤波器的带宽可以调节。也介绍了一些新的带通滤波器电路结构。

第 6 章介绍了带阻滤波器的设计技术，涵盖了无源和有源带阻滤波器的内容。介绍了具有非常陡峭滤波特性的带阻滤波器设计。

第 7 章介绍了具有最佳时域特性网络的设计，详细讨论了全通延迟和幅度均衡器。介绍了滤波器的延迟均衡，介绍了 LC、有源延迟线和宽带 90° 相位移网络的设计方法，介绍了使用重复元件设计延迟时间范围为数毫秒非常大延迟时间的低频 LC 延迟线设计拓扑，同时介绍了有关元器件参数的参数计算公式，这些内容在以前的有关书籍中没有介绍过。

第 8 章中介绍了 LC 滤波器的设计改进，给出了利用特别的设计技术来控制元件参数值，以获得实用元件参数值。展示了各种窄带变换方法。新设计方法说明了在现有的设计中添加额外的传输零点来提高滤波器阻带性能而对通带影响最小。幅度均衡器电路可以补偿由于不合理的 Q 值而带来的不利影响。

对成功的模拟电路设计而言仔细进行元器件选择是个很关键的设计环节。第 9 章对各类电感、电容、电阻和寄生效应的特性进行了详细的讨论。

第 10 章针对快速设计有源和无源滤波器给出了一些归一化的表格。除了标准的多项式类型，针对独特的恒延迟切比雪夫低通滤波器阻带特性给出了有关表格。在购买本手册的同时，可以根据本章的有关附录下载两个程序，其中一个程序是基于 Nuhertz 技术的滤波器解决方案(www.nuhertz.com)，利用这个程序可以设计高达 10 阶的椭圆函数滤波器，滤波器设计解决方案可以提供滤波器的传递函数、频率响应、群延迟、时域相应、极-零图和高达 10 阶的低通滤波器椭圆函数无源滤波器的电路工作原理图。同时也有一个可用 Spice 分析的网络表。第二个程序 ELI 1.0 可以用于高达约 15 个零点复杂性（传输零点）或高达 31 阶的奇数阶椭圆函数滤波器设计应用场合。

第 11 章介绍了开关电容滤波器，介绍了基于开关电容滤波器技术的理论，给出了利用标准功能模块集成电路的设计实例，给出了通用开关电容滤波器的架构。介绍了新集成电路（IC）开关电容滤波器的选用指南。

第 12 章给出了有源和无源幅度均衡和延迟均衡，给出了固定和可调的开关电容滤波器构建方法，在音频图形均衡器中均衡器得到了广泛使用，用于幅度和延迟失真校正。极-零概念就和均衡器有关。

第 13 章给出了电压反馈运算放大器的理论和分析，并对非理想运算放大器的影响进行了分析。对正反馈和负反馈、环路增益和工作稳定性等方面进行了分析，并且也对运算放大

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

器的开环和闭环响应的影响进行了分析，给出了确保滤波器电路工作稳定的实用方法，详细地给出了反馈计算公式。对决定滤波器工作稳定性的幅度和相位波特图进行了分析，实用运算放大器的参数，例如电压和电流失调/偏置、输入/输出阻抗、谐波失真、电压和电流噪声、共模参数和摆率等都给以了解释和详细说明，涵盖了采用单电源供电的功率放大器电路设计方法，电压反馈运算放大器的选用指南等内容。

第 14 章介绍了线性放大电路应用的有关内容，介绍了差分输入和差分输出放大器、桥式放大器、加权模拟加法和模拟减法和其他有关线性电路应用等内容。讨论了放大器的噪声源和噪声源对电路结构的影响。介绍了如自举升压和利用 T 型网络来降低电路电阻参数值的方法，也介绍了电流源-电压源和电压源-电流源变换器和 Howland 电流泵等内容。

第 15 章介绍了非线性电路、例如 AGC 放大器，1、2、4 象限乘法器，模拟驱动器，平方和平方根函数电路，峰值检测电路，取样和保持电路等内容。介绍了理想半波和全波整流电路和绝对值电路，也介绍了交流有效值-直流变换器，给出了对数和反对数放大器构建和有关选用指南等内容。

第 16 章介绍了通过正弦波变换为各种幅值波形的波形成形方法，例如微分电路、积分电路、比较器电路、窗口比较器电路、限幅器电路和时延电路等内容，也介绍了滞后的概念。

第 17 章介绍了例如正弦波信号、方波信号、三角波信号、相位移振荡电路和锯齿波产生电路、文氏桥式正弦波振荡电路、晶体振荡电路、弛张振荡器电路等有关内容，利用这些振荡电路可以产生各种信号波形。同时介绍了有关设计方程式，给出了确保电路稳定工作的有关考虑，介绍了得到广泛使用的 555 定时器电路和 555 定时器电路的有关应用。

第 18 章介绍了电流反馈放大器的特有工作特性，给出了电流反馈放大器和电压反馈放大器的选用实例，由于电流反馈放大器和传统电压反馈放大器的电路结构不同，许多电子工程师在使用电流反馈放大器时不是非常熟练，本章突破了这个障碍。本章给出了电流反馈模型，并将电流反馈放大器模型与电压反馈放大器模型进行了比较。讨论了反馈电阻选用的重要性，介绍了如何控制环路增益、带宽和电路工作稳定型等有关内容，介绍了电流反馈放大器的选用指南。

第 19 章主要介绍了大信号输出放大器，例如 D 类音频功率放大器和其他类型的功率放大器及线路驱动器等内容。对影响这些类型功率放大器的运算放大器参数进行了讨论，给出了针对给定应用场合如何选用元器件的标准，涵盖了扬声器分频网络的设计方法。给出了利用热阻概念进行功率放大器散热设计的有关计算实例，给出了散热器的选用实例，解释了利用运算放大器构建有源输出阻抗的方法，详细说明了他们的优点和缺点。

B. Williams

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

作 者 简 介

作者 B. Williams 有超过 45 年的滤波器和模拟电路设计经验，著有 8 部关于滤波器和模拟电路设计的书，同时也是众多专利的持有人。Williams 先生是 IEEE 电路和系统学会（长岛）的前主席和 IEEE 奖的获奖者，是 2007 年“电子滤波器设计技术发展终身发展奖”领奖人，是 Telebyte 公司首席科学家，在 Telebyte 公司他参与了电信行业测试设备的设计。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

目　录

第 1 章　现代网络理论介绍……1
1.1　极-零概念……1
1.2　利用多项式合成滤波器……5
1.2.1　通过扩展驱动点阻抗合成……5
1.2.2　不等终端的合成……7
1.2.3　等同系数合成……8
1.3　有源与无源滤波器……9
1.3.1　频率限制……9
1.3.2　尺寸要求……9
1.3.3　经济性和易于制造性……9
1.3.4　易于调整……9
参考文献……10
第 2 章　选择响应特性……11
2.1　频率特性归一化……11
2.1.1　频率和阻抗缩放比例……11
2.1.2　低通滤波器的归一化……14
2.1.3　高通滤波器的归一化……15
2.1.4　带通滤波器归一化……17
2.1.5　带阻归一化……22
2.2　瞬态响应……26
2.2.1　非均匀时间延迟的影响……26
2.2.2　网络的阶跃响应……29
2.2.3　冲激响应……30
2.2.4　瞬态工作特性的预测……31
2.3　巴特沃斯最大平坦振幅……36
2.4　切比雪夫响应……39
2.5　贝塞尔最大平坦延迟……48
2.6　线性相位与等纹波误差……50
2.7　过渡滤波器……54
2.8　同步调谐滤波器……57
2.9　椭圆函数滤波器……58
2.9.1　使用滤波器解决方案（书版）软件设计椭圆函数低通滤波器……62
2.9.2　使用 ELI 1.0 程序设计高达 31 阶奇数阶椭圆函数低通滤波器……63
2.10　切比雪夫止带的最大平坦延迟……63
2.11　帕普里斯最优“L”滤波器……64

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

参考文献……65
第 3 章　低通滤波器设计……66
3.1　低通滤波器……66
3.1.1　全极点滤波器……66
3.1.2　椭圆函数滤波器……67
3.1.3　损耗的影响……73
3.1.4　利用预失真设计……75
3.2　有源低通滤波器……78
3.2.1　全极点滤波器……79
3.2.2　VCVS 统一电容器结构……87
3.2.3　低灵敏 2 阶节电路……88
3.2.4　椭圆函数 VCVS 滤波器……89
3.2.5　可变状态低通滤波器……93
3.2.6　广义阻抗变换器……100
3.3　最小相位移滤波器……106
参考文献……107
第 4 章　高通滤波器设计……108
4.1　LC 高通滤波器……108
4.1.1　低通到高通的转换……108
4.1.2　T-π电容变换……112
4.2　有源高通滤波器……113
4.2.1　低通到高通变换……113
4.2.2　全极点高通滤波器……113
4.2.3　椭圆函数高通滤波器……115
4.2.4　状态可变高通滤波器……119
4.2.5　采用 GIC 的高通滤波器……127
4.2.6　采用广义阻抗变换（GIC）的有源椭圆函数高通滤波器……128
4.2.7　恒延迟高通滤波器……130
参考文献……131
第 5 章　带通滤波器……132
5.1　LC 带通滤波器……132
5.1.1　宽带滤波器……132
5.1.2　窄带滤波器……134
5.1.3　并联谐振电路的设计……140
5.1.4　串联谐振电路的设计……145
5.1.5　同步调谐滤波器……146
5.1.6　窄带耦合谐振电路……147
5.1.7　预失真带通滤波器……152
5.1.8　椭圆函数带通滤波器……155

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

5.2 有源带通滤波器……160
5.2.1 宽带滤波器……161
5.2.2 低通极点和零点的带通变换……163
5.2.3 有源带通电路的灵敏度……167
5.2.4 全极点带通结构……168
5.2.5 椭圆函数带通滤波器……182
参考文献……193
第6章 带阻滤波器……194
6.1 LC带阻滤波器……194
6.1.1 带阻电路变换……194
6.1.2 全极点带阻滤波器……195
6.1.3 椭圆函数带阻滤波器……198
6.1.4 空网络……204
6.2 有源带阻滤波器……208
6.2.1 宽带有源带阻滤波器……209
6.2.2 低通极点的带阻变换……211
6.2.3 窄带有源带阻滤波器……214
6.2.4 有源空网络……221
参考文献……225
第7章 时域网络……226
7.1 全通传递函数……226
7.1.1 一阶全通传递函数……226
7.1.2 二阶全通传递函数……227
7.2 延迟均衡节电路……228
7.2.1 LC全通结构……228
7.2.2 有源全通结构……232
7.3 全通延迟线设计……236
7.3.1 低通到全通变换……236
7.3.2 LC延迟线……238
7.3.3 有源延迟线……240
7.4 滤波器的延迟均衡……241
7.4.1 一阶均衡器……243
7.4.2 二阶均衡器……245
7.5 宽带90°相位移网络……249
7.6 采用重复元件的无源延迟线设计……254
7.6.1 全通延迟线……254
7.6.2 镜像参数非对称延迟线……255
参考文献……256
第8章 LC滤波器设计的改进和阻性网络的使用……257

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

8.1 简介……257
8.2 抽头电感器……257
8.3 电路变换……260
8.3.1 诺顿电容变压器……260
8.3.2 窄带近视……262
8.4 有寄生电容的设计……264
8.5 不合理 Q 值的幅度均衡……266
8.6 节省线圈绕组的椭圆函数带通滤波器……269
8.7 滤波器调节方法……273
8.8 测试方法……274
8.8.1 插入损耗和频率响应……274
8.8.2 滤波器网络输入阻抗……275
8.8.3 时域工作特性……277
8.8.4 群延迟……277
8.8.5 电感 Q 值测量……279
8.9 不等阻抗的设计……280
8.9.1 指数抽头的阻抗标定……280
8.9.2 用于阻抗匹配的最小损耗接口……280
8.9.3 设计用于阻抗匹配的非对称阻性 T 和π衰减器……281
8.10 对称衰减器……283
8.10.1 对称 T 和π衰减器……283
8.10.2 桥 T 衰减器……284
8.11 功率分配器……284
8.11.1 电阻性功率分配器……284
8.11.2 魔 T 分配器……285
8.12 现有设计中引入传输零点……286
参考文献……288
第 9 章 LC 和有源滤波器的元件选择……289
9.1 基本磁学概念回顾……289
9.1.1 测量单位……289
9.1.2 磁饱和和直流极化……290
9.1.3 电感损耗……290
9.1.4 空气间隙效应……291
9.2 磁性材料和电感的物理形状因子……291
9.2.1 磁性材料……292
9.2.2 磁性线圈结构……293
9.2.3 表面安装射频（RF）电感……294
9.3 电容器的选用……295
9.3.1 电介质性能……296

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

9.3.2 电容器的结构……297
9.3.3 用于滤波器的电容器选用……299
9.4 电阻……304
9.4.1 固定电阻……304
9.4.2 可变电阻……307
9.4.3 电阻的约翰逊（热）噪声……308
参考文献……309
第 10 章 归一化滤波器设计表……310
第 11 章 开关电容滤波器……350
11.1 简介……350
11.2 开关电容滤波器理论……350
11.2.1 开关电阻……350
11.2.2 作为一个功能电路的基本积分器……351
11.2.3 开关电容滤波器噪声的限制……352
11.3 通用开关电容二阶滤波器……352
11.3.1 工作模式……353
11.3.2 工作模式特点……356
11.3.3 采用 MF10 和 LMF100 的双通用二阶滤波器……357
11.4 开关电容滤波器的类型……360
11.4.1 通用型……360
11.4.2 采用微处理器的可编程通用开关电容滤波器……361
11.4.3 引脚可编程通用开关电容滤波器……361
11.4.4 专用开关电容滤波器……362
11.5 开关电容滤波器选用指南……362
参考文献……363
第 12 章 可调和固定延迟与幅度均衡器……364
12.1 均衡的需求……364
12.2 均衡工作过程……364
12.2.1 幅度均衡……364
12.2.2 延迟均衡……366
12.3 用于幅度和延迟均衡器的极-零概念……367
12.4 可调延迟和幅度均衡器电路……367
12.4.1 LC 延迟均衡器……367
12.4.2 LC 延迟和幅度均衡器……369
12.4.3 有源延迟和幅度均衡器……371
参考文献……375
第 13 章 电压反馈运算放大器……376
13.1 基本运算放大器理论回顾……376
13.1.1 理想放大器……376

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

13.1.2 反相放大器……377
13.1.3 同相放大器……378
13.1.4 差分输入放大器……379
13.1.5 差分输入和输出放大器电路……380
13.2 非理想放大器分析……380
13.2.1 同相放大器分析……380
13.2.2 反相放大器分析……381
13.2.3 稳定性……381
13.2.4 开环增益效应……383
13.3 掌握运算放大器技术指标……384
13.3.1 带宽和增益……384
13.3.2 相位和增益裕量……384
13.3.3 DC 偏移……384
13.3.4 摆率限制……385
13.3.5 建立时间……386
13.3.6 共模抑制比……386
13.3.7 输出电压摆动……386
13.3.8 噪声……386
13.3.9 总谐波失真（THD）……387
13.4 电源供电考虑……388
13.5 运算放大器的选用……390
13.5.1 运算放大器的类型……390
13.5.2 运算放大器的封装……390
13.5.3 常用的放大器……390
13.6 在生产制造过程中的有关考虑……392
参考文献……393
第 14 章 线性放大器应用……394
14.1 电阻性反馈网络……394
14.1.1 加和减信号……394
14.1.2 仪器用放大器……396
14.1.3 交流耦合放大器……397
14.1.4 用于高输入阻抗的电压跟随器自举电路……399
14.1.5 用于降低反相放大器反馈环路电阻值的 T 网络……399
14.1.6 用于高输入阻抗的自举反相放大器电路……400
14.2 电流-电压和电压-电流变换器……400
14.2.1 电流-电压变换器……400
14.2.2 电压-电流变换器（电流源）……401
14.2.3 Howland 电流泵……403
14.2.4 电流型放大器……404

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

14.3 桥式放大器 …… 405
参考文献 …… 406
第 15 章 非线性电路 …… 407
15.1 理想整流器与应用 …… 407
15.1.1 半波精密整流电路 …… 408
15.1.2 全波精密整流电路 …… 409
15.1.3 峰值检波器 …… 410
15.1.4 取样和保持电路 …… 410
15.2 自动增益控制 …… 412
15.3 对数和反对数电路 …… 415
15.4 乘法器 …… 417
15.4.1 吉尔伯特单元 …… 417
15.4.2 乘法器参数 …… 417
15.4.3 乘法器的数学功能 …… 418
15.5 调制器 …… 419
参考文献 …… 420
第 16 章 波形成形 …… 421
16.1 积分器和微分器 …… 421
16.1.1 理想积分器 …… 421
16.1.2 一种实用积分器 …… 422
16.1.3 微分器 …… 423
16.2 比较器 …… 424
16.2.1 基本比较器 …… 424
16.2.2 窗口比较器 …… 426
16.2.3 回滞 …… 426
16.2.4 限幅器 …… 428
16.2.5 采用比较器的延时电路 …… 429
参考文献 …… 431
第 17 章 波形产生 …… 432
17.1 正弦波信号发生器 …… 432
17.1.1 相移振荡器 …… 432
17.1.2 维恩（Wien）桥式振荡器 …… 435
17.1.3 多反馈带通振荡器 …… 436
17.2 非正弦信号波形的产生 …… 436
17.2.1 方波张弛振荡器 …… 436
17.2.2 三角波张弛振荡器 …… 437
17.2.3 555 定时器 …… 438
17.2.4 六反相器 RC 振荡器 …… 442
参考文献 …… 447

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第 18 章　电流反馈放大器……448
18.1　电流反馈放大器简介……448
18.2　电流反馈放大器的分析和应用……449
18.2.1　电流反馈放大器模型……449
18.2.2　稳定性……451
18.2.3　电流反馈运算放大器的摆率……452
18.2.4　采用电流反馈运算放大器实现电压反馈放大器的设计……453
参考文献……454
第 19 章　大信号放大器……455
19.1　D 类音频放大器……455
19.1.1　半桥电路拓扑……455
19.1.2　全桥拓扑……457
19.1.3　没有输出滤波器的 D 类工作……457
19.1.4　D 类 LC 滤波器设计……458
19.2　分频网络……461
19.3　变压器耦合线路驱动器结构……463
19.3.1　传统变压器耦合线路驱动器……463
19.3.2　差分变压器耦合线路驱动器……463
19.3.3　有源输出阻抗线路驱动器……464
19.4　热管理……466
参考文献……469
附录 A　软件下载……470
A.1　软件下载……470
A.2　安装和使用“滤波器解决方案”（书版）……470
A.3　安装和使用“ELI 1.0”程序，用于高达 31 阶的奇数阶椭圆函数低通滤波器设计……471
A.4　FLTRFORM.XLS 公式电子表格……471

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第1章 现代网络理论介绍

20世纪20年代早期，奥托·佐贝尔（Otto Zokel）和乔治·坎贝尔（George Campbell）发明了一种滤波器设计方法，称为图像参数设计。这种设计方法使用具有相关响应工作特性的各种构件功能电路级联，提供了一个相对简单的方法来设计滤波器。最终设计要求终端阻抗（源端和负载端）的镜像阻抗，这个阻抗等于看进去网络的阻抗。但是，看进网络的输入和输出阻抗由于网络内含有电感和电容，所以网络的输入和输出阻抗是与频率有关的复杂函数，而不是简单的电阻性阻抗。实用中，滤波器工作于固定的输入和输出阻抗值，所以要用一个复杂的阻抗来确定一个网络就不现实。本书主要讨论利用现代网络理论，也被称为插入损耗的方法。这种方法利用我们熟悉的多项式理论来近似滤波器工作特性，利用这些多项式可以对工作于预定输入和输出阻抗的滤波器合成。在本章给出了几个设计实例。

图1-1所示为常用滤波器实例。滤波器电路中含有电感、电容、电阻，可能还含有运算放大器和晶体管等有源元件。滤波器输入输出端可以用电压源E_s、源电阻R_s和负载电阻R_L表示。

通过电路分析可以写出图1-1所示网络的电路方程式。利用现代网络理论可以求解这些方程式，从而决定网络有关元件参数，并从某些方面优化网络性能。

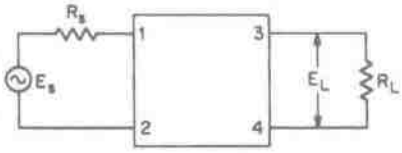


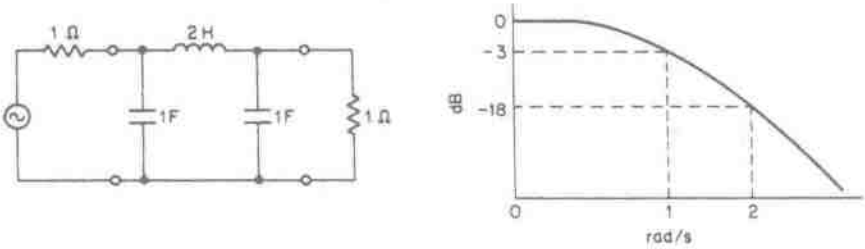
图1-1 常用滤波器

1.1 极-零概念

图1-1所示的常用滤波器频率响应可以用两个含s的复数多项式比来决定，其中$s=j\omega$（$j=\sqrt{-1}$，ω表示角频率，$\omega=2\pi f$）。这样可以用下面的传递函数表示滤波器的频率响应：

$$T(s)=\frac{E_L}{E_s}=\frac{N(s)}{D(s)} \tag{1-1}$$

图1-2所示为全极点$n=3$低通滤波器的电路工作原理图和对应的频率响应特性曲线。



（a）滤波器电路　　（b）频率响应

图1-2 全极点$n=3$低通滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

滤波器传递函数分母多项式 $D(s)$的根被称为极点，分子多项式 $N(s)$的根叫零点。

导出一个网络的传递函数是一件相当乏味的工作，超出了本书的范围，而且滤波器设计只需了解极-零理论即可。但是，滤波器极-零概念是重要的，它会使滤波器设计人员理解各种滤波器类型之间的差异和涉及一些滤波器技术的敏感问题。

下面讨论对滤波器的评价和相对简单滤波器传递函数的表示方法。

对图 1-2（a）所示低通滤波器的分析可以得出公式（1-2）表示的传递函数 $T(s)$。

$$T(s)=\frac{1}{s^3+2s^2+2s+1} \tag{1-2}$$

式中，s 用 $j\omega$ 替代后有含 ω 的公式（1-3）成立。公式（1-3）表示 $T(j\omega)$的幅度与角频率的相互关系。左下面的表给出了相对衰减分贝值与直流（DC）响应的关系。

ω	$\lvert T(j\omega)\rvert$	$20\lg\lvert T(j\omega)\rvert$
0	1	0 dB
1	0.707	−3 dB
2	0.124	−18 dB
3	0.0370	−29 dB
4	0.0156	−36 dB

$$T(j\omega)=\frac{1}{1-2\omega^2+j(2\omega-\omega^3)} \tag{1-3}$$

频率响应曲线如图 1-2（b）所示。

通过对公式（1-2）的分析可以看出，传递函数的分子项没有零点，而分母项有三个极点（三个根），所以这个滤波器叫作全极点型滤波器，由于分母项有三个极点，所以叫三阶多项式，滤波器为 n=3 复杂度的滤波器。分母多项式的三个极点分别为 s=−1，s=−0.500+j0.866 和 s=−0.500 − j0.866。

这几个复数可以表示为复平面上的几个复数点。复平面横轴表示复数的实部，用 α 表示；纵轴表示复数的虚部，用 β 表示。每个极点在复平面用符号×表示，零点表示为 0。

图 1-3 给出了公式（1-2）三个根的复数平面表示方法。

公式（1-4）给出了复数平面的通用表达形式，由于公式（1-4）是基于 s 多项式的根，所以它又叫 S 平面，注意复平面有 4 个象限，如图 1-4 所示。但是由于负频率是不存在的，仅是个数学概念而已，我们仅需关心 1-2 象限。

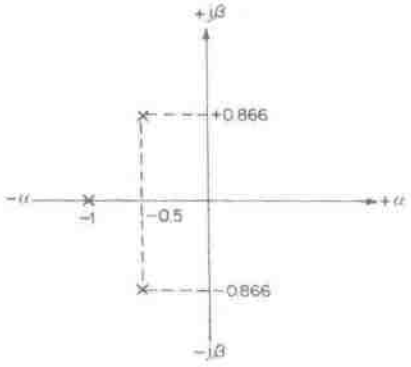


图 1-3　公式（1-2）复数频率平面的表示

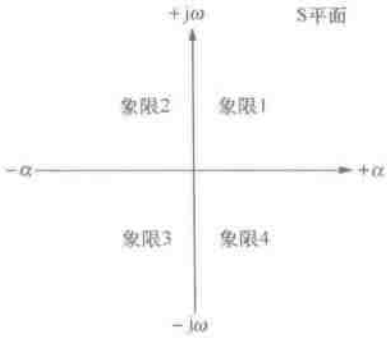


图 1-4　S 平面

下面讨论由公式（1-4）给出更为复杂的传递函数。

$$T(s)=\frac{s+1}{(s^2+4s+5)(s^2+2s+5)} \tag{1-4}$$

公式（1-4）的分母可以被分解为公式（1-5）表示的 4 个多项式的乘积形式，对应的极点分布如图 1-5 所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$T(s)=\frac{s+1}{(s+2+j1)(s+2-j1)(s+1+j2)(s+1-j2)} \tag{1-5}$$

S 平面的零点是由多项式分子为零决定的点。这里零点为 $s=-1$。极点是 S 平面由分母多项式为零决定的点。对公式（1-5）分母有 4 个根，即有 4 个 s 值可以使分母多项式为零。它们分别为

$$s=-2-j1$$
$$s=-2+j1$$
$$s=-1-j2$$
$$s=-1+j2$$

如果分母多项式中的 s 取以上 4 个值中的任意一个都会使分母多项式取值为零，使 $T(s)$ 的值为无穷大。有关公式（1-5）的极点和零点分布如图 1-5 所示。

对感兴趣的极点和零点画出对应的向量，通过 S 平面可以直接决定频率响应的幅度，图 1-6 给出了频率点 0.75rad/s 的情况。频率响应的幅度为频率点到极点的所有矢量长度之积除以频率点到零点的矢量长度之积。相位等于到零点的所有矢量相位和减去到极点的所有矢量相位和。

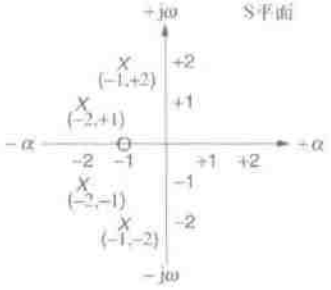


图 1-5　公式（1-5）的极点和零点

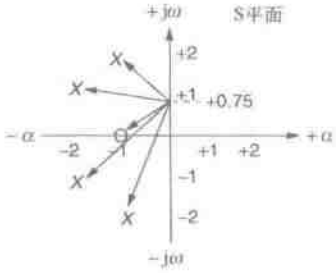


图 1-6　直接从 S 平面估测幅度和相位

需注意的是，如果极点复数实部值很小，这个极点会显著影响附近极点虚部的频率响应。极点的实部越小，这个影响就会越大，当它的虚部接近 $j\omega$ 轴时会引起峰值效应。

图 1-7 所示为 S 平面上的极点和零点类比“帐篷曲线”。零点类似于“帐篷桩”，其高度为零；极点类似“帐篷凸点”，极点的高度无限。如果从图中切一段就可以看出极点和零点对曲线形状的影响。

为使设计出的滤波器可以实现，对极点和零点的位置有一定的数学限制，除在实轴上的极点和零点可以单独出现外，它们必须成对出现。极点必须在左半平面（即极点坐标实部必须为负）。零点可以在整个平面出现，传递函数分子的阶数要低于分母，换句话说就是传递函数分子多项式的零点个数不能大于传递函数分母多项式极点的个数。同时，传递函数 $T(s)$ 的极点也不能出现在虚轴（$j\omega$ 轴），否则传递函数 $T(s)$ 值为无穷大，会导致振荡现象，例如在没有输入信号的情况下而产生无限大的输出信号。

下面我们再看一个 S 平面的例子。带通滤波器将在第 5 章中详细讨论，它对于这里讨论的二阶带通滤波器的工作特性的影响和极点-零点出现的分布检查都非常有用。二阶带通滤波器传递函数可以用公式（1-6）表示。

$$T(s)=\frac{s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \tag{1-6}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

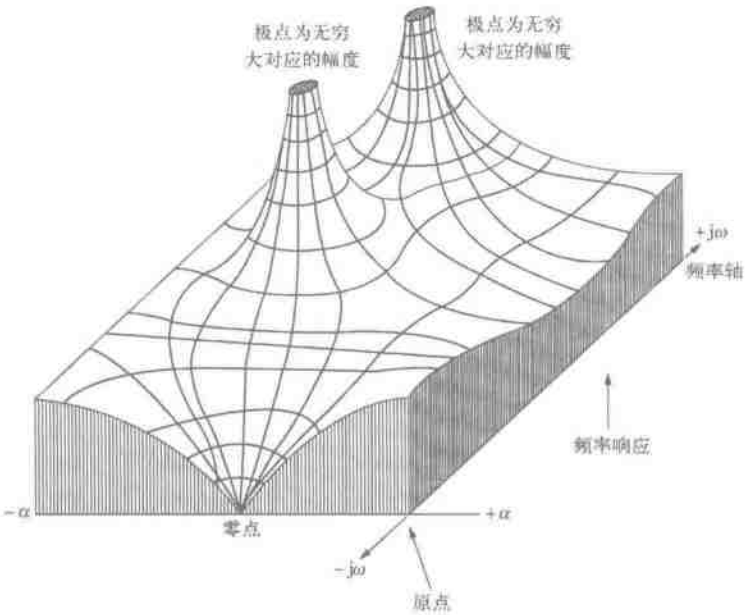


图 1-7　S 平面上的极点和零点类比“帐篷曲线”

Q 值也被作为选择因子，Q 值可用于表示带通滤波器极点的“选择性”（有时 Q 值可以用中心频率除以 3 分贝带宽来定义），图 1-8 所示为公式（1-6）中介绍的两个极点和一个零点带通滤波器极点和零点分布情况。

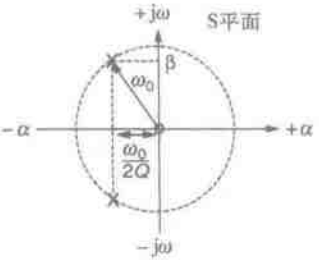


图 1-8　带通滤波器极点和零点分布情况

中心频率为 ω_0，极点的实部 $\alpha=\dfrac{\omega_0}{2Q}$，即 $\alpha=\dfrac{\omega_0}{2\alpha}$，这意味极点的实部（$\alpha$）越小，$Q$ 值越大，即选择性越好。极点的虚部为 β，对应高的 Qs，ω_0 接近于 β。

从图 1-8 可以明显看出，随着 Q 加大，极点的实部减小，极点越接近于虚轴 $j\omega$，最终对频率响应的影响越大。在这个带通滤波器的例子中会出现峰值（幅度增加），这可以从图 1-9 看出。

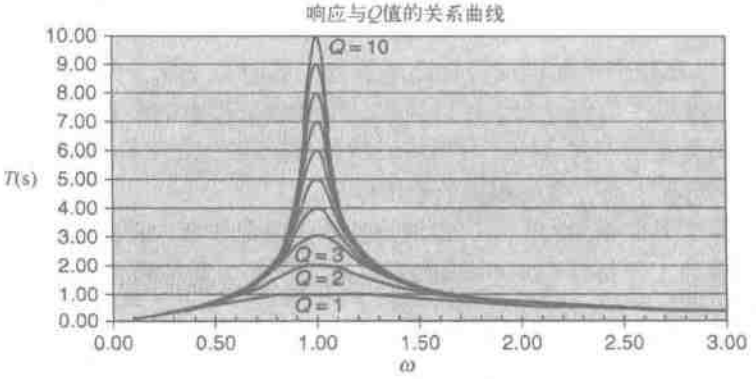


图 1-9　Q 值加大对带通滤波器响应的影响曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

公式（1-6）也可以用归一化形式表示，这里传递函数 $T(s)$的最大幅度永远为 1，如公式（1-7）所示，相对应的曲线如图 1-10 所示。

$$T(s)=\frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \tag{1-7}$$

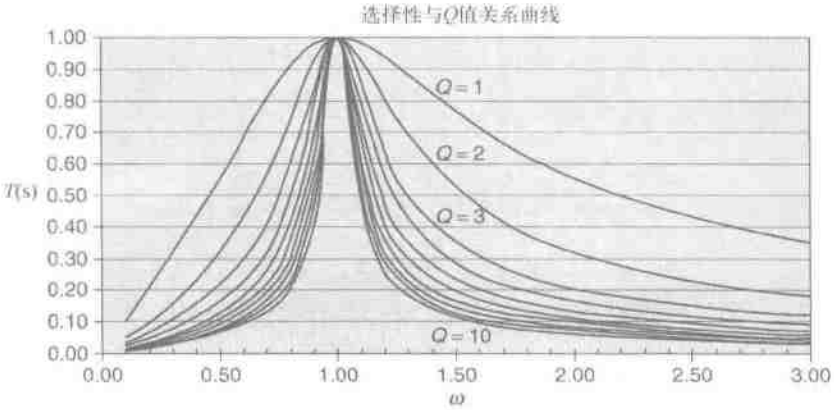


图 1-10　归一化后 Q 值加大对带通响应的影响曲线

1.2　利用多项式合成滤波器

对某些应用场合，利用现代网络理论做出了一些可以提供最优滤波工作特性的标准传递函数。合成过程就是利用这些传递函数推导出滤波电路的元器件参数值。第 10 章给出了大量的传递函数表格和有关元器件参数，从而省掉了滤波器的合成设计过程。同时，下载计算机辅助设计程序（参见附录 A 有关内容）也可以简化滤波器设计过程。但是，为了了解如何得到这些滤波器设计参数，下面讨论滤波器合成的几个实例。

1.2.1　通过扩展驱动点阻抗合成

图 1-1 所示常用滤波器通过 1、2 和 3、4 端子看进去的广义滤波器输入阻抗被称为驱动点阻抗，或用 Z_{11} 表示的网络阻抗。如果可以利用传递函数来表示 Z_{11} 阻抗，则就可以扩展到滤波器的定义来表达。表示最平坦形状和带阻单调递增衰减的巴特沃斯低通响应的一些传递函数，这些全极点传递函数有分母多项式的根，都落在一个从 $j\omega$ 轴为起点的单位圆半径内。这些滤波器的衰减为 3dB 位于 1 rad/s。

公式（1-2）表示的传递函数满足这些标准。从公式（1-3）可以明显看出，如果圆的半径为 1，圆的原点为中心，它们将和实根相交，并且是两个复数根。

如果图 1-1 所示常用滤波器的内阻 R_s 被设定为 1Ω，驱动点阻抗表达式可以以巴特沃斯传递函数的形式表示为

$$Z_{11}=\frac{D(s)-s^n}{D(s)+s^n} \tag{1-8}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

式中，$D(s)$是传递函数分母中的多项式；n 是多项式的阶数。

一旦 $D(s)$被替换到了公式（1-8）中，Z_{11} 就可以用连续的分式表达式表示。这个分式表达式为高阶多项式与低阶多项式之比的形式。多项式的最终形式含多个项序列，每一个项可以用电容器和电感器交替表达，最终形成梯形网络端子。下面的例子展示了这个设计过程。

例 1-1 通过连续分数展开合成 n=3 的巴特沃斯低通滤波器。

技术要求：

设计一个具有 n=3 巴特沃斯响应的低通 LC 滤波器。

设计结果：

（a）采用巴特沃斯传递函数。

$$T(s)=\frac{1}{s^3+2s^2+2s+1} \tag{1-2}$$

（b）用 $D(s)=s^3+2s^2+2s+1$ 和 $s^n=s^3$ 代入公式（1-8），公式（1-9）成立。

$$Z_{11}=\frac{2s^2+2s+1}{2s^3+2s^2+2s+1} \tag{1-9}$$

（c）使 Z_{11} 的表达式变换得到分母为高阶多项式与低阶多项式之比的形式：

$$Z_{11}=\frac{1}{\dfrac{2s^3+2s^2+2s+1}{2s^2+2s+1}}$$

（d）将分式表达式的分母进一步变换可以得到下面的表达形式。

$$Z_{11}=\frac{1}{s+\dfrac{1}{\dfrac{2s^2+2s+1}{s+1}}}$$

（e）进一步变换后有公式（1-10）成立。

$$Z_{11}=\frac{1}{s+\dfrac{1}{2s+\dfrac{1}{s+1}}} \tag{1-10}$$

图 1-11 所示的电路结构中，由于它由交替的串并联分支组成，所以称为梯形网络。输入阻抗可以用公式（1-11）所示的连续分式表示。

$$Z_{11}=\frac{1}{Y_1+\dfrac{1}{Z_2+\dfrac{1}{Y_3+\cdots\dfrac{1}{Z_{n-1}+\dfrac{1}{Y_n}}}}} \tag{1-11}$$

公式（1-11）中除了一个电阻性终端 $Y_n=sC+1/R_L$，对低通全极点梯形网络有 $Y=sC$ 和 $Z=sL$。

图 1-12 又可以从公式（1-10）和公式（1-11）推导出。这也可以通过对 Z_{11} 的反向推导过程加以证明。通过交替添加电阻和电感，可以证明公式（1-10）。

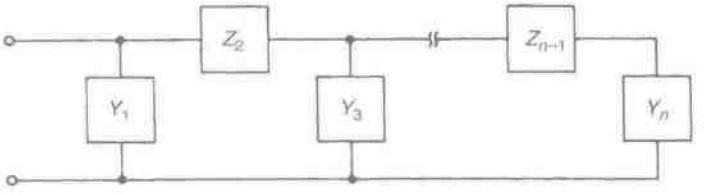


图 1-11 通用梯形网络

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

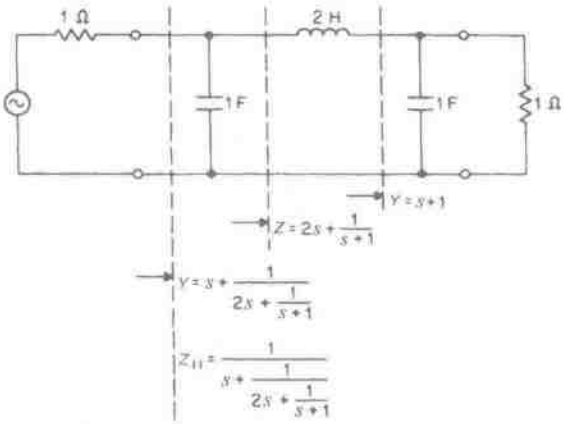


图 1-12　和公式（1-10）对应的低通滤波器

▷▷▷ 1.2.2　不等终端的合成

如果源电阻被设定为 1Ω，负载电阻为无穷大（无端接空载），图 1-1 所示常用滤波器的端子 1 和 2 看进去的阻抗可以用公式（1-12）表示。

$$Z_{11}=\frac{D(s\text{偶})}{D(s\text{奇})} \tag{1-12}$$

$D(s$ 偶$)$含有分母多项式的所有偶次方项，$D(s$ 奇$)$含有任何实现全极点低通滤波器传递函数的所有奇次项。Z_{11} 被扩展为例 1-1 中所示的连续分式来定义电路的工作特性。

例 1-2　无穷阻抗端子 n=3 巴特沃斯低通滤波器的合成

技术要求：

低通滤波器具有源阻抗为 1Ω，终端阻抗为无穷大的巴特沃斯 n=3 低通滤波器的响应特性对应滤波器电路如图 1-13 所示。

设计结果：

（a）采用巴特沃斯传递函数，传递函数如公式（1-2）所示。

$$T(s)=\frac{1}{s^3+2s^2+2s+1} \tag{1-2}$$

（b）将 D（s 偶）$=2s^2+1$ 和 D（s 奇）$=s^3+2s$ 代入公式（1-12），有公式（1-13）成立。

$$Z_{11}=\frac{2s^2+1}{s^3+2s} \tag{1-13}$$

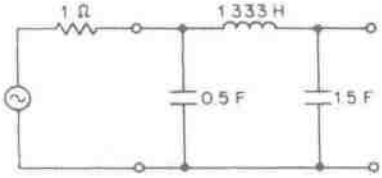


图 1-13　例 1-2 的低通滤波器

（c）使 Z_{11} 的表达式分母为高阶多项式对低阶多项式的比值形式。

$$Z_{11}=\frac{1}{\dfrac{s^3+2s}{2s^2+1}}$$

（d）分母多项式除的商和余数项有下式成立。

$$Z_{11}=\frac{1}{0.5s+\dfrac{1}{\dfrac{2s^2+1}{1.5s}}}$$

（e）进一步除最后得到如公式（1-14）所示的表达式形式。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$Z_{11}=\frac{1}{0.5s+\frac{1}{1.333s+\frac{1}{1.5s}}} \tag{1-14}$$

1.2.3 等同系数合成

有源三极点低通滤波器如图 1-14 所示，它的传递函数可以用公式（1-15）表示。

$$T(s)=\frac{1}{s^3A+s^2B+sC+1} \tag{1-15}$$

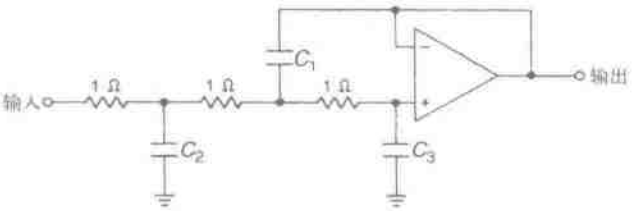


图 1-14　有源三极点低通滤波器

式中

$$A=C_1C_2C_3 \tag{1-16}$$

$$B=2C_3(C_1+C_2) \tag{1-17}$$

$$C=C_2+3C_3 \tag{1-18}$$

如果要得到巴特沃斯滤波器的传递函数，可以使公式（1-15）等于公式（1-2），有公式（1-19）成立。

$$T(s)=\frac{1}{s^3A+s^2B+sC+1}=\frac{1}{s^3+2s^2+2s+1} \tag{1-19}$$

比较公式（1-19）可以得出

$$A=1$$

$$B=2$$

$$C=2$$

将公式（1-16）到公式（1-18）的 A、B、C 系数替代后并求解 C_1、C_2 和 C_3，就可以得到图 1-15 所示电路。

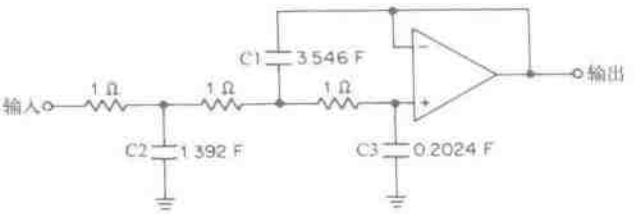


图 1-15　n=3 巴特沃斯有源低通滤波器

直接从多项式合成滤波器的设计方法为滤波器设计提供了一个很好的解决方案。但是，需要复杂的计算工作量来决定电路元件参数值。通过曲线、表格、计算机辅助设计程序和手册给出的逐步设计法可以极大地简化设计过程，因此滤波器设计合成工作可以由滤波器设计高级专家来完成。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1.3　有源与无源滤波器

图 1-12、图 1-13 所示的 LC 无源滤波器和图 1-15 所示的有源滤波器都满足 n=3 的巴特沃斯低通滤波器传递函数。滤波器设计人员时常会遇到到底是设计一个有源滤波器还是 LC 无源滤波器来满足需要的困惑，在设计滤波器时有许多因素需考虑。下面讨论每种滤波器设计过程中的有关限制和要求。

1.3.1　频率限制

在亚音频频率，LC 滤波器需要用到大的电感和电容，会使滤波器体积大。由于有源滤波器可以设计成较高的阻抗，所以可以降低电容器的容量参数值，这时采用有源滤波器设计就会更易于实现。

在高于 20MHz 的工作频率，大多数的商用级运算放大器使用有源滤波器会出现开环增益不足的问题，此时扩展放大器的可用带宽，但会导致成本增加，因此有源滤波器在工作频率 100MHz，甚至更高是有可能的。另一方面，LC 滤波器的最高工作频率可以高达几个 MHz，如果超过这个工作频率范围，采用集中参数的滤波器就有些不适用了，有必就要采用分布参数技术来构建 LC 滤波器，例如采用带状线或微带技术，这时印制电路板（PCB）也可以用作分布式传输线。

1.3.2　尺寸要求

由于在有源滤波器中不需要用到电感器，所以有源滤波器的体积要比 LC 无源滤波器的体积小，利用微电子技术还可以进一步降低有源滤波器的体积。在大多数应用场合表面安装技术已取代混合安装技术，而在过去混合安装技术则是降低有源滤波器体积的有效方法。

1.3.3　经济性和易于制造性

由于在 LC 无源滤波器中要使用到电感器，所以 LC 无源滤波器的造价要比有源滤波器的造价高。高品质的线圈需用到工作效率高的磁芯，有时还需用到专门的线圈绕制方法，以上因素都会使 LC 无源滤波器的成本增加。利用现有的标准元器件可以很容易地构建有源滤波器，而 LC 无源滤波器绕制电感线圈需要技巧，同时，不用电感还可以避免磁辐射，磁辐射是个很麻烦的问题。

1.3.4　易于调整

在一些 LC 无源滤波器应用场合需用到调谐电路以便调谐到特定的谐振状态，除非电容器的容量低于几百 PF，否则电容做成可调会有困难。但是，电感器可以很容易的做成可调电感，例如利用电感中的可调节铁氧体罐形磁芯内的金属小块就可以调节电感的电感量。

许多有源滤波器不易于调节，有源滤波器中可能含有多个 RC 电路，RC 电路中有两个或多个用于谐振频率调节的可调电阻，这些类型的电路结构是可以避免的。本书介绍

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

了有源滤波器谐振频率调节的常用方法，例如本书中介绍的窄带带通滤波器的谐振频率调节方法。

参考文献

Guillemin, E. A. (1957). Introduction to Circuit Theory. *New York: John Wiley and Sons.*
Stewart, J. L. (1956). *Circuit Theory and Design*. New York: John Wiley and Sons.
White Electromagnetics (1963). *A Handbook on Electrical Filters*. White Electromagnetics, Inc.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第2章 选择响应特性

2.1 频率特性归一化

可以用几个参数来描述滤波器的性能，最常见的技术要求参数是频率响应。当给定一个频率响应技术指标后，滤波器设计人员的设计必须满足这个技术指标，这是通过转换所需的响应归一化使低通规一化截止频率为 1rad/s 来实现的，这个规一化的响应与也具有 1rad/s 截止频率的归一化低通滤波器响应曲线相比较。在通过曲线比较获得满足要求的低通滤波器后，再通过表格归一化元件值选择滤波器的设计转换，最终完成去规一化的滤波器设计。

现代网络理论为我们提供了许多经过分析的不同幅频特性的滤波器，而对这些滤波器的传递函数都加了各种限制条件，这些主要的低通滤波器响应特性如下。

- 巴特沃斯最平坦幅频特性
- 切比雪夫最平坦幅频特性
- 贝塞尔最平坦延迟
- 线性相位与等纹波误差
- 过渡特性
- 同步调谐
- 椭圆函数
- 帕普里斯（Papoulis）最优化“L”

除了椭圆函数类滤波器外，这些滤波器的频率响应特性都规一化到 1 rad/s 的-3dB 截止频率处。

2.1.1 频率和阻抗缩放比例

滤波器归一化的基础是一个给定的滤波器响应可以通过电抗元件以一个频率比例因子（FSF）缩放（转移）到另一个不同的频率范围，频率比例缩放因子（FSF）是一个所要求的频率响应基准频率与对应给定滤波器基准频率的比值，通常选-3dB 点为低通和高通滤波器的基准频率，对带通滤波器选中心频率为基准频率，频率比例缩放因子（FSF）可以用公式（2-1）表示。

$$\mathrm{FSF}=\frac{\text{要求的基准频率}}{\text{现有的基准频率}} \tag{2-1}$$

频率比例缩放因子（FSF）是一个无量纲数，所以公式（2-1）中分子和分母的单位要一样，一般采用 rad/s 为单位，下面举例介绍频率比例缩放因子（FSF）的计算和滤波器的频率

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

比例缩放。

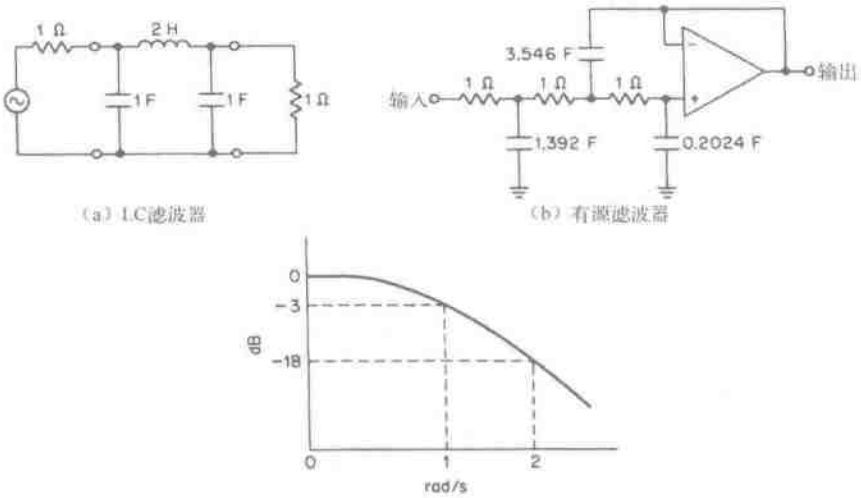
例 2-1 低通滤波器的频率缩放比例

技术要求：

一个 n=3，-3dB 截止频率为 1000Hz 的巴特沃斯传递函数 LC 或有源低通滤波器。

设计结果：

（a）图 2-1 给出了第 1 章讨论过的 LC 和 n=3 巴特沃斯低通滤波器和他们的响应特性曲线。



（a）LC滤波器　（b）有源滤波器

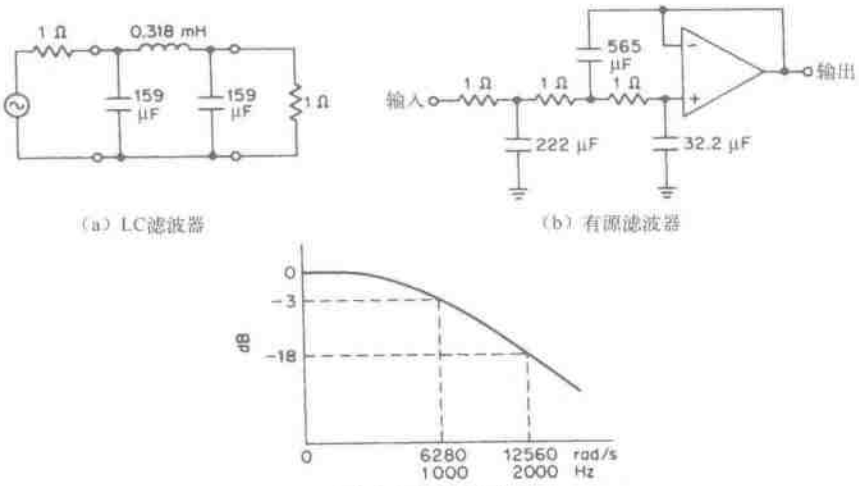
（c）频率响应

图 2-1　n=3 巴特沃斯低通滤波器

利用公式（2-1）计算频率比例缩放因子（FSF）。

$$\mathrm{FSF}=\frac{2\pi 1000\ \mathrm{rad/s}}{1\ \mathrm{rad/s}}=6280$$

（b）利用频率比例缩放因子 FSF 除所有的电抗元件可以得到图 2-2（a），图 2-2（b）和图 2-2（c）所示的频率响应特性曲线。



（a）LC滤波器　（b）有源滤波器

（c）频率响应特性曲线

图 2-2　例 2-1 低通滤波器的去归一化形式

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

注意：非归一化频率响应特性曲线频率轴上的所有点都乘以了一个频率缩放比例因子（FSF），并且，由于归一化滤波器的截止频率为 1rad/s，所以频率比例缩放因子（FSF）可以直接表示为 $2\pi f_c$，这里的 f_c 表示低通滤波器要求的截止频率，单位为 Hz。

滤波器的频率比例缩放对频响曲线上的频率轴上的所有点都有一个乘以频率比例缩放因子（FSF）的影响，所以，利用归一化的频率响应曲线可以直接预测去归一化滤波器的幅度衰减特性。

当图 2-1 所示的滤波器被去归一化为图 2-2 所示电路，响应的传递函数也会发生变化，去归一化的传递函数变为公式（2-2）的形式。

$$T(s)=\frac{1}{4.03\times10^{-12}s^3+5.08\times10^{-9}s^2+3.18\times10^{-4}s+1} \tag{2-2}$$

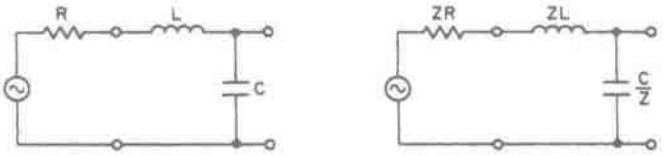
分母的根如下。

$s=-6280$，$s=-3140+j5438$，$s=-3140-j5438$。

通过将以上归一化的根乘以一个频率比例缩放因子（FSF）可以得到以上的根，通过同样的频率比例缩放也可以以同样的因子比例缩放滤波器的极点和零点（如果有）。

图 2-2 所示电路中的元件参数值不是很实用，电容器的参数值太大，而 1Ω的电阻值也不实用，通过阻抗比例缩放可以解决这个问题，如果线性有源或无源网络中的所有电阻和电感参数值乘以一个阻抗比例缩放因子 Z，而所有电容参数值除以一个同样的比例缩放因子 Z，就可以确保它的传递函数保持不变，这是因为在传递函数中消去了 Z_S 的原因，如要证明这点，可以通过图 2-3（a）所示的简单两极点低通滤波器的传递函数加以证明，传递函数如公式（2-3）所示。

$$T(s)=\frac{1}{s^2LC+sCR+1} \tag{2-3}$$



（a）基本滤波器　　（b）阻抗比例缩放滤波器

图 2-3　两极点低通 LC 滤波器

可以用下面的公式（2-4）、公式（2-5）和公式（2-6）表示阻抗比例关系。

$$R'=ZR \tag{2-4}$$

$$L'=ZL \tag{2-5}$$

$$C'=\frac{C}{Z} \tag{2-6}$$

这里是经过阻抗比例缩放后表示的参数值之间的关系。

如果对滤波器作阻抗比例缩放变换，可以得到图 2-3（b）所示的电路图，相应的新传递函数变为公式（2-7）表示形式。

$$T(s)=\frac{1}{s^2ZL\frac{C}{Z}+s\frac{C}{Z}ZR+1} \tag{2-7}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以看出 Z_S 没有了，两个传递逆函数等效。

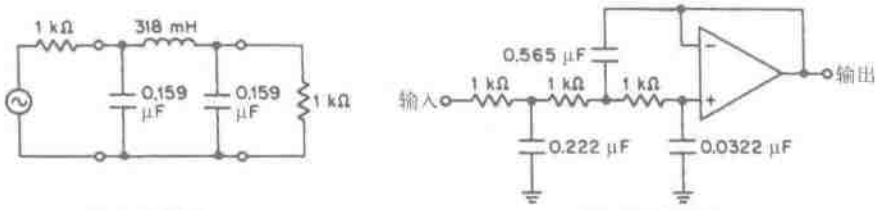
现在可以使经过阻抗比例缩放的图 2-2 所示滤波器更实用，对图 2-2 所示的滤波器用阻抗比例缩放因子使图 2-2 中的参数值更为实用，如果使用阻抗比例缩放因子 Z 的值为 1000，可以得到图 2-4 所示电路，可见电路参数更为实用。

频率和阻抗比例缩放一般同时使用而不是分开使用，可以利用公式（2-8）、公式（2-9）和公式（2-10）计算去归一化的参数值。

$$R' = R \times Z \tag{2-8}$$

$$L' = \frac{L \times Z}{\mathrm{FSF}} \tag{2-9}$$

$$C' = \frac{C}{\mathrm{FSF} \times Z} \tag{2-10}$$



（a）LC滤波器　　（b）有源滤波器

图 2-4　例 2-1 中的阻抗比例缩放滤波器

以上公式中的所求参数值是频率和阻抗比例的比例缩放值。

▷▷▷ 2.1.2　低通滤波器的归一化

为了利用归一化低通滤波器的曲线和表格，首先需要给出低通滤波器的有关技术要求，然后把这些技术要求转变为归一化的技术要求，这样可以根据曲线找到满意的归一化滤波器，比例缩放到所需的截止频率。

选择归一化设计的第一步就是变换技术要求为斜率因子 A_s，斜率因子 A_s 可以用公式（2-11）表示。

$$A_s = \frac{f_s}{f_c} \tag{2-11}$$

式中，f_s 是止带衰减的最低要求频率值；f_c 是通带的限定频率或叫通带截止频率，一般为-3dB 点，归一化的曲线与 A_s 比较，设计出的值应满足或超过这个设计技术要求值，设计可能必须经过频率比例缩放以便选择的归一化设计通带频率限定值出现在频率 f_c。

如果被定义-3dB 截止频率为所要求的通带限制频率 f_c，在归一化曲线上的频率轴上可以以 rad/s 为单位直接看出斜率因子 A_s。

如果我们需要低通滤波器的-3dB 频率点在 100Hz，而在 400Hz 频率点的衰减大于-30dB，如果对滤波器进行了频率比例缩放-3dB 频率点出现在 100Hz，归一化的低通滤波器-3dB 频点位于 1rad/s，在-30dB 频点衰减位于 4rad/s 频率点就可以满足技术要求。这样在 400Hz 频率点就可以得到大于-30dB 的衰减，或在 4 倍于截止频率点的衰减大于-30dB，这是因为滤波器经过频率比例缩放后由于频响曲线形状保持不变的原因。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

通过下面一个归一化的简单低通滤波器的设计实例可以加以验证。

例 2-2　一个-3dB 截止频率低通滤波器的归一化

技术要求：

归一化下面的技术指标：

低通滤波器

3dB 频率点位于 200Hz

-30dB 频率点位于 800Hz

设计结果：

（a）利用公式（2-11）可以计算斜率因子 A_s 有

$$A_s=\frac{f_s}{f_c}=\frac{800\text{ Hz}}{200\text{ Hz}}=4$$

（b）归一化的技术要求：

3dB 频率点位于 1 rad/s

-30dB 频率点位于 4 rad/s

如果频率 f_c 不对应-3dB 的截止频率点，可以进一步计算斜率因子 A_s 和归一化设计最终满足技术指标的要求，下面通过实例加以说明。

例 2-3　-1dB 截止频率低通滤波器的归一化设计

技术要求：

归一化下列技术指标：

低通滤波器

1dB 频率点位于 200Hz

-30dB 频率点最低位于 800Hz

设计结果：

（a）利用公式（2-11）计算斜率因子 A_s 有

$$A_s=\frac{f_s}{f_c}=\frac{800\text{ Hz}}{200\text{ Hz}}=4$$

（b）规一化技术要求

1dB 频率点位于 Krad/s

-30dB 频率点最低位于 4Krad/s

（这里 K 为任意的数）

例 2-3 的解决方法就是归一化滤波器使其在频率点 0.8rad/s 为-1dB，在频率点 3.2rad/s 有不低于-30dB 的衰减。基本要求就是归一化的滤波器在通带和止带的频率转换比在频率斜率因子 A_s 的范围内。

▷▷▷ 2.1.3　高通滤波器的归一化

1.1 节给出一个 n=3 的归一化巴特沃兹低通滤波器的传递函数，传递函数如公式（1-2）所示。

$$T(s)=\frac{s^3}{s^3+2s^2+2s+1} \tag{1-2}$$

这个传递函数在有关频率点的计算结果如左下表所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

ω	$\lvert T(j\omega)\rvert$	$20\lg\lvert T(j\omega)\rvert$
0	1	0 dB
1	0.707	-3 dB
2	0.124	-18 dB
3	0.0370	-29 dB
4	0.0156	-36 dB

对公式（1-2）传递函数中的 s 用 $1/s$ 替换，有下面的传递函数公式（2-12）成立。

$$T(s)=\frac{1}{s^3+2s^2+2s+1} \tag{2-12}$$

如果在特定的频率点用公式计算出传递函数的对应值，可以得到右下面的表格。

ω	$\lvert T(j\omega)\rvert$	$20\lg\lvert T(j\omega)\rvert$
0.25	0.0156	-36 dB
0.333	0.0370	-29 dB
0.500	0.124	-18 dB
1	0.707	-3 dB
∞	1	0 dB

很明显，这个公式给出的数据表明这是对应一个高通滤波器的频率响应，高通滤波器中频率的衰减对应前面介绍的低通频率的衰减，互为倒数。在图 2-5 中可以明显地看出，归一化的低通滤波器倒置转换为高通滤波器保持在频率点 1rad/s 的截止频率衰减为 -3dB，图 2-5 中可以比较两个滤波器的频率响应工作特性曲线。

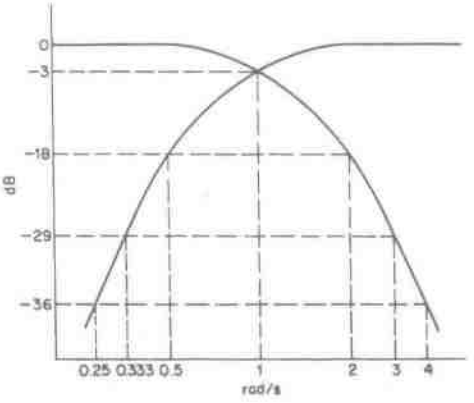


图 2-5　归一化的低通滤波器和高通滤波器关系曲线

通过衰减曲线对应频率的倒数，归一化低通曲线可以转换为归一化高通曲线。所以，通过频响曲线把一个高通滤波器直接转换为归一化的低通滤波器是件非常容易的事。

归一化高通滤波器的技术指标，由公式（2-13）可计算给出的高通滤波器的斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{f_c}{f_s} \tag{2-13}$$

对应高通滤波器的斜率因子 A_s 是低通滤波器的倒数值，通过公式（2-13）可以很清楚地看出对低通滤波器的有关技术要求，通过这个曲线可以很容易的得到归一化低通滤波器的曲线。低通滤波器响应被转换为高通滤波器，通过对得到的高通滤波器进行比例缩放就可以获得对应的截止频率点。

下面的例子给出了对归一化高通滤波器的技术要求。

例 2-4　归一化高通滤波器的技术指标

技术要求：

归一化的技术要求如下。

高通滤波器

3dB 频率点位于 200Hz

-30dB 频率点位于 50Hz

设计结果：

（a）利用公式（2-13）计算 A_s 有

$$A_s=\frac{f_c}{f_s}=\frac{200\text{ Hz}}{50\text{ Hz}}=4$$

（b）归一化等效低通滤波器的技术要求：

3dB 频率点位于 1rad/s

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

-30dB 频率点位于 4rad/s

2.1.4　带通滤波器归一化

带通滤波器分为窄带带通滤波器和宽带带通滤波器两类，如果上限截止频率与下限截止频率比大于 2（一个倍频程），这个滤波器就被认定为宽带带通滤波器。

1．宽带带通滤波器

宽带带通滤波器的技术指标可以分为低通滤波器和高通滤波器技术要求两类，对这两类滤波器的处理方法是不一样的，最后低通和高通滤波器级联可以满足带通滤波器的总响应特性。

例 2-5　一个宽带带通滤波器的归一化

技术要求：

归一化下面的技术指标。

带通滤波器

3dB 频率点位于 500Hz 和 1000Hz

-40dB 频率点最低位于 200Hz 和 2000Hz

设计结果：

（a）决定上限和下限截止频率比。

$$\frac{1000\ \text{Hz}}{500\ \text{Hz}}=2$$

即为宽带型滤波器

（b）技术要求细分。

高通滤波器：

3dB 频率点位于 500Hz

-40dB 频率点最低位于 200Hz

$$A_s=2.5 \qquad (2\text{-}13)$$

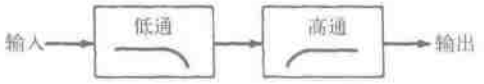
低通滤波器：

3dB 频率点位于 1000Hz

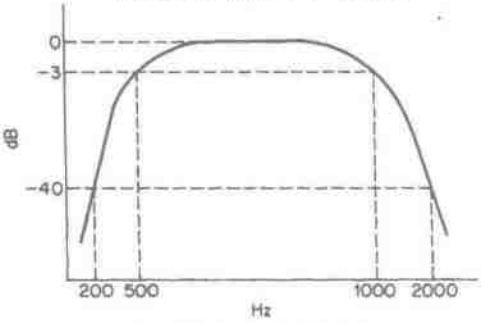
-40dB 频率点最低位于 2000Hz

$$A_s=2.0 \qquad (2\text{-}11)$$

（c）选择归一化的高通滤波器和低通滤波器，按截止频率的要求比例缩放，级联高通滤波器和低通滤波器满足带通滤波器的总技术要求。图 2-6 给出了电路实现和频率响应工作特性曲线。



（a）低通滤波器和高通滤波器的级联



（b）频率响应工作特性曲线

图 2-6　例 2-5 的结果

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

2. 窄带带通滤波器

窄带带通滤波器的上限截止频率和下限截止频率比接近 2 或小于 2，不能通过分别设计低通滤波器和高通滤波器的合成方法实现。随上限截止频率和下限截止频率比下降，在中心频率处的损耗将会加大，这可以明显从图 2-7 看出，在频率比接近于 1 时就不能使用滤波器的合成方法来实现带通滤波器设计了。

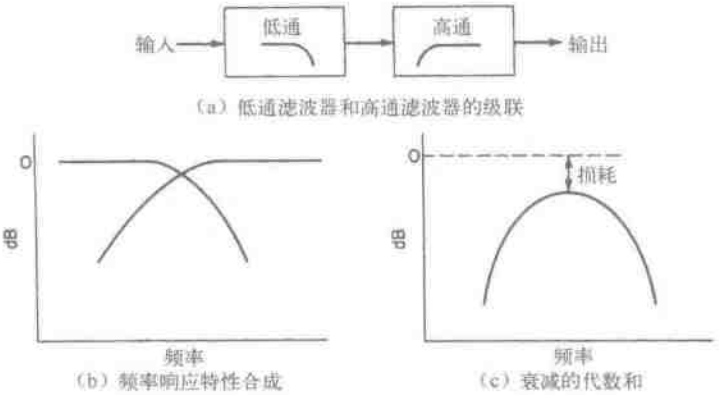


图 2-7　对窄带滤波器实现的带宽限制

如果对低通滤波器的传递函数用 $s+1/s$ 替换 s，就可以得到带通滤波器的结果，中心频率出现在 1rad/s 位置，低通滤波器的频率响应被直接转换为在等效衰减点的带通滤波器带宽。换而言之，衰减带宽比保持不变。图 2-8 给出了低通滤波器和带通滤波器之间转换的等效关系。低通滤波器的极点和零点被转换成了带通滤波器的一对极点和零点。

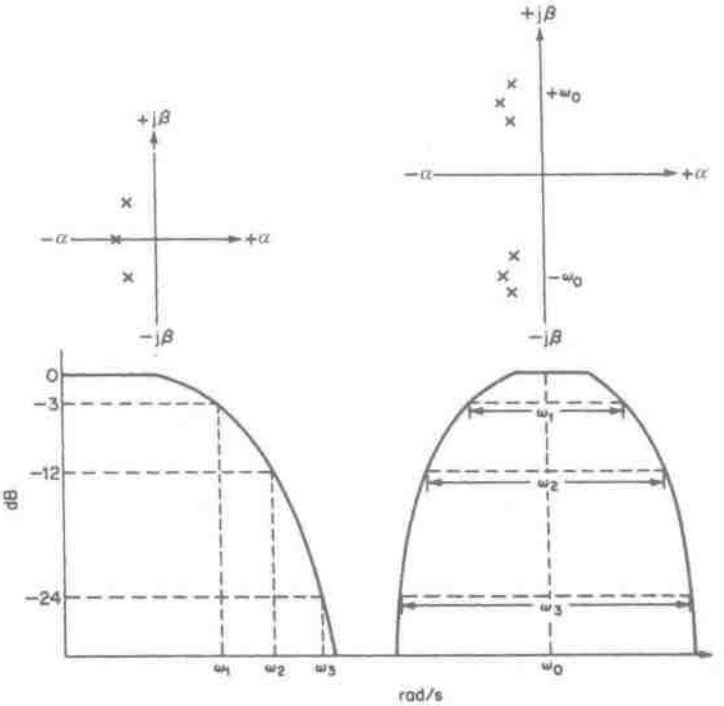


图 2-8　低通滤波器到带通滤波器的转换

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以通过以下步骤设计一个带通滤波器。

（1）转换给定的带通滤波器技术指标为归一化的低通滤波器技术指标；

（2）从归一化的频率响应曲线中选择一个满意的低通滤波器；

（3）转换归一化的低通滤波器为所要求的带通滤波器，带通滤波器的频率响应特性曲线如图 2-9 所示，图中附有一些基本的术语，中心频率可以用公式（2-14）表示。

$$f_0 = \sqrt{f_L f_u} \qquad (2\text{-}14)$$

公式（2-14）和图 2-9 中 f_L 表示带通滤波器的下限频率，f_u 表示带通滤波器的上限频率，一般指–3dB 衰减频率，对更为通用的形式有公式（2-15）成立。

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \qquad (2\text{-}15)$$

式中，f_1 和 f_2 是具有相同衰减值的两个频率，这两个频率几何对称，即在绘制的对数频率轴上整个曲线低于 f_0 频率曲线是高于 f_0 频率曲线的镜像。

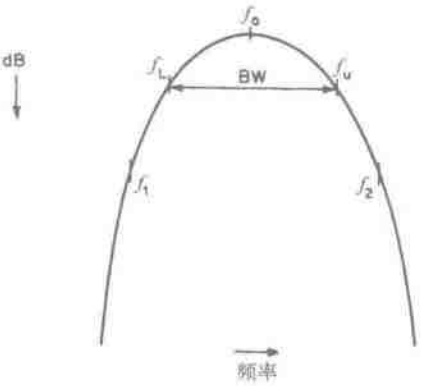


图 2-9　通用带通滤波器的频率响应曲线形状

带通滤波器的一个重要参数就是频率选择系数（或叫 Q 值），Q 值用公式（2-16）表示。

$$Q = \frac{f_0}{\mathrm{BW}} \qquad (2\text{-}16)$$

式中，BW 是通带带宽，通带带宽 $\mathrm{BW} = f_u - f_L$。

随 Q 值的加大，在线性频率轴上频响曲线在通带范围内接近算术对称，在中心频率附近通频带曲线在中心频率处镜像对称。对 Q_s=10 或更大，中心频率可以被定义为通带频率上下限值的算数平均值，可以不用公式（2-14）而用公式（2-17）计算中心频率 f_0 的值。

$$f_0 = \frac{f_L + f_u}{2} \qquad (2\text{-}17)$$

为了利用归一化低通滤波器的频率响应曲线，给定窄带带通滤波器的技术指标必须转换为归一化低通滤波器的技术指标，这首先可以通过一次运算使这个技术指标几何对称，在相等的衰减频率点，低于和高于频率 f_0 的有关频率点必需满足公式（2-18）的要求。

$$f_1 f_2 = f_0^2 \qquad (2\text{-}18)$$

公式（2-18）是公式（2-15）关于中心频率 f_0 几何对称的变形，利用公式（2-18）可以计算相应的对称止带频率点。每对止带频率会对应两个新的频率对，这对频率继续保持有较小的频率间隔，所以满足对窄带带通滤波器的上下截止频率更为严格的要求。

带通滤波器频率响应特性曲线斜率因子 A_s 的计算公式如（2-19）所示。

$$A_s = \frac{\text{止带频率频带宽度}}{\text{通带频率频带宽度}} \qquad (2\text{-}19)$$

利用斜率因子 A_s 可以从频率响应特性曲线中选用通带频率与阻带频率比在频率比 A_s 内的归一化的低通滤波器。

下面的实例给出了对归一化带通滤波器的有关技术要求。

例 2-6　归一化一个带通滤波器的技术要求

技术要求：

归一化下面的带通滤波器技术要求：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

带通滤波器

中心频率为 100Hz

3dB 带宽位于 ±15Hz 频率点（85Hz，115Hz）

40dB 带宽位于 ±30Hz 频率点（70Hz，130Hz）

设计结果：

（a）首先利用公式（2-14）计算中心频率 f_0

$$f_0=\sqrt{f_L f_u}=\sqrt{85\times 115}=98.9\ \text{Hz}$$

（b）利用公式（2-18）计算两个几何位置对称的止带频率对，有

取 f_1=70Hz。

$$f_2=\frac{f_0^2}{f_1}=\frac{(98.9)^2}{70}=139.7\ \text{Hz}$$

取 f_2=130Hz。

$$f_1=\frac{f_0^2}{f_2}=\frac{(98.9)^2}{130}=75.2\ \text{Hz}$$

这对频率就是 $f_1=70\ \text{Hz}, f_2=139.7\ \text{Hz}\ (f_2-f_1=69.7\ \text{Hz})$

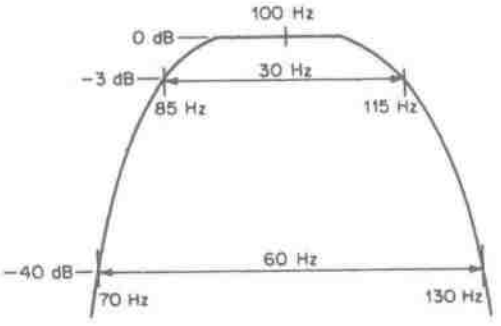
和 $f_1=75.2\ \text{Hz}, f_2=130\ \text{Hz}\ (f_2-f_1=54.8\ \text{Hz})$

取第 2 个频率对，这对频率对的频率差为 54.8Hz，比 69.7Hz 的频差频率对的频率差小。图 2-10 对滤波器的技术指标做了比较，可以看出图 2-10 所示的两条曲线几何上是对称等效的。

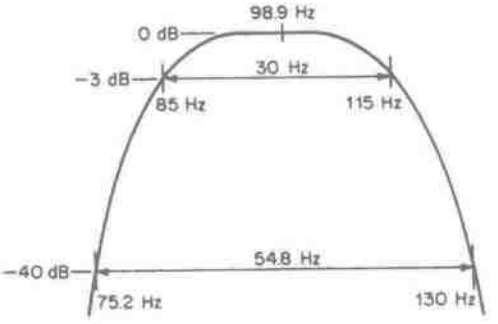
（c）利用公式（2-19）计算频率比 A_s。

$$A_s=\frac{\text{止带频率频带宽度}}{\text{通带频率频带宽度}}=\frac{54.8\ \text{Hz}}{30\ \text{Hz}}=1.83 \tag{2-19}$$

（d）这样就可以利用归一化的频率响应特性曲线选用归一化的低通滤波器，由于通频带限定点为-3dB 频率点，归一化的滤波器在频率点 1.83rad/s 要有大于 40dB 的抑制，或是在 1rad/s 截止频率频点的 1.83 倍。



（a）给定的滤波器技术要求频率响应特性曲线



（b）满足几何对称性技术要求的频率响应特性曲线

图 2-10　例 2-6 的频率响应技术要求

例 2-6 的结果表示，当频率响应特性曲线为算术几何对称时，较窄的止带频带宽度可以直接利用公式（2-20）计算。

$$\text{BW}_{\text{止带}}=f_2-\frac{f_0^2}{f_2} \tag{2-20}$$

越窄的止带频带宽度对应更严格的斜率因子 A_s 值要求。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

有时需要在给定频带宽度时计算对应的两个几何位置有关的频率，一旦给定中心频率 f_0 和频带宽度 BW，可以分别利用下面的公式（2-21）和公式（2-22）计算下限频率和上限频率。

$$f_1=\sqrt{\left(\frac{\mathrm{BW}}{2}\right)^2+f_0^2}-\frac{\mathrm{BW}}{2} \tag{2-21}$$

$$f_2=\sqrt{\left(\frac{\mathrm{BW}}{2}\right)^2+f_0^2}+\frac{\mathrm{BW}}{2} \tag{2-22}$$

以上公式的使用可以利用下面的例子加以说明。

例 2-7　在等衰减频率点决定带通滤波器的频带宽度

技术要求：

对中心频率为 10kHz 的带通滤波器，分别计算通带频带宽度分别为 100Hz、500Hz 和 2000Hz 时的上、下限频率点频率。

计算结果：

利用公式（2-21）和公式（2-22）分别计算上、下限频率点 f_1 和 f_2。

$$f_1=\sqrt{\left(\frac{\mathrm{BW}}{2}\right)^2+f_0^2}-\frac{\mathrm{BW}}{2} \tag{2-21}$$

$$f_2=\sqrt{\left(\frac{\mathrm{BW}}{2}\right)^2+f_0^2}+\frac{\mathrm{BW}}{2} \tag{2-22}$$

BW(Hz)	f_1(Hz)	f_2(Hz)
100	9950	10 050
500	9753	10 253
2000	9050	11 050

例 2-7 的计算结果表明，f_1 和 f_2 的窄百分比带宽（1%）频率在算术上位于中心频率 f_0 两边，对较宽的带宽应用场合，频率 f_1 和 f_2 的算术中心频率点要稍微大于实际的几何中心频率 f_0。用另一个更有意义的陈述方式就是对一个给定的频率对，频率的几何平均数值低于算术平均数值。

带通滤波器的技术要求并不总是如前面的例子所示的定义于一种算术对称方式，也会存在多个止带衰减的一些技术要求，滤波器设计工程师仍然面临转换给定的滤波器技术参数为具有几何对称特性的带通滤波器，以便于确定带通滤波器的斜率因子基本问题，下面的例子给出了比前面介绍的例子更复杂的转换实例。

例 2-8　归一化非对称带通滤波器的技术要求

技术要求：

归一化下面带通滤波器的技术指标。

带通滤波器

-1dB 带通频率点限定点分别位于 12kHz 和 14kHz

-20dB 频率点位于 6kHz

-30dB 频率点位于 4kHz

-40dB 频率点位于 56kHz

设计结果：

（a）首先利用公式（2-14）计算中心频率：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

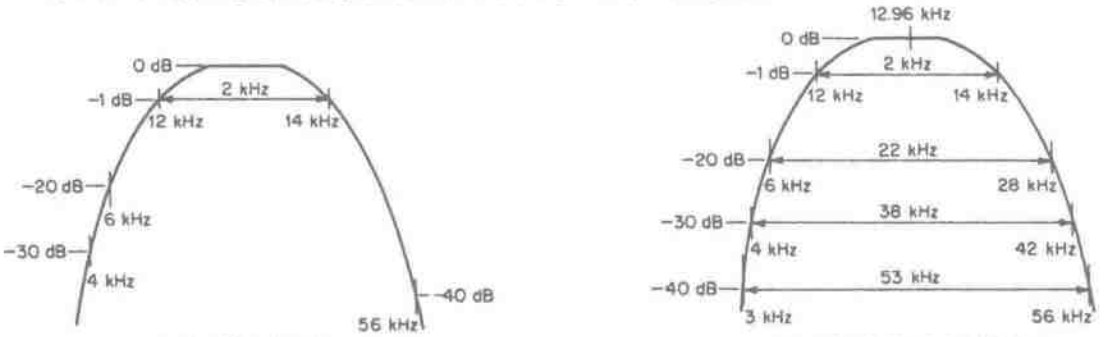
$$f_L = 12\ \text{kHz} \qquad f_u = 14\ \text{kHz}$$

$$f_0 = 12.96\ \text{kHz}$$

（b）对应每个给定的止带频率利用公式（2-18）计算相应的几何中心频率 f_0。

$$f_1 f_2 = f_0^2 \tag{2-18}$$

图 2-11 所示为给定的技术要求和对应的几何对称等效频率响应的比较。



（a）给定的技术要求　　（b）几何对称频率响应特性曲线

图 2-11　例 2-7 给定的转换频率响应特性曲线

f_1	f_2
6 kHz	28 kHz
4 kHz	42 kHz
3 kHz	56 kHz

（c）对应图 2-11(b)的每个止带频带宽度计算斜率因子 A_s，计算结果如下所示。

$$20\ \text{dB:} \qquad A_s = \frac{22\ \text{kHz}}{2\ \text{kHz}} = 11$$

$$30\ \text{dB:} \qquad A_s = \frac{38\ \text{kHz}}{2\ \text{kHz}} = 19 \tag{2-19}$$

$$40\ \text{dB:} \qquad A_s = \frac{53\ \text{kHz}}{2\ \text{kHz}} = 26.5$$

（d）从归一化表中选用低通滤波器，在低通滤波器的-1dB 截止频率点分别有 11、19 和 26.5 倍的抑制，即对应有大于 20dB、30dB、40dB 的抑制。

▷▷▷ 2.1.5　带阻归一化

1. 宽带带阻滤波器

归一化带阻滤波器的要求和归一化带通滤波器的过程类似，一个带阻滤波器的技术要求根据频带可分为低通带阻滤波器和高通带阻滤波器，如果上限截止频率与下限截止频率比为 2 倍频程或更大，则为宽带带阻滤波器。最终低通带阻滤波器和高通带阻滤波器的输入和输出端子并联就可以得到所需要的带阻滤波器。下面演示归一化宽带带阻滤波器技术要求实现实例。

例 2-9　归一化宽带带阻滤波器

技术要求：

宽带带阻滤波器

3dB 频率点位于 200Hz 和 800Hz

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

-40dB 频率点最低位于 300Hz 和 500Hz

设计结果：

（a）利用下式决定上限截止频率和下限截止频率比：

$$\frac{800\ \text{Hz}}{200\ \text{Hz}}=4$$

频率比为 4，可见为宽带型滤波器。

（b）分解成对低通和高通滤波器的技术要求

低通滤波器：

3dB 频点位于 200Hz

40dB 最低频点位于 300Hz

$A_s=1.5$　　（2-11）

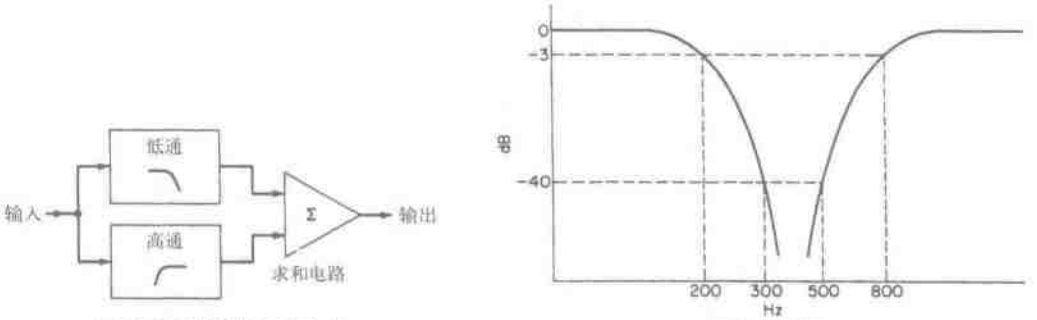
高通滤波器：

3dB 频率点位于 800Hz

-40dB 最低频率点位于 500Hz

$A_s=1.6$　　（2-13）

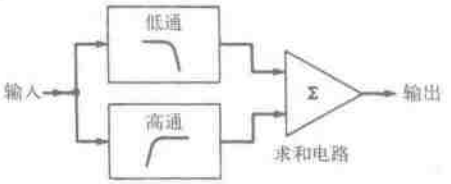
（c）通过归一化的频率响应曲线选用合适的滤波器，分别比例缩放归一化截止频率为 200Hz 和 800Hz 的低通和高通滤波器，图 2-12 所示为最终电路和频率响应特性曲线。



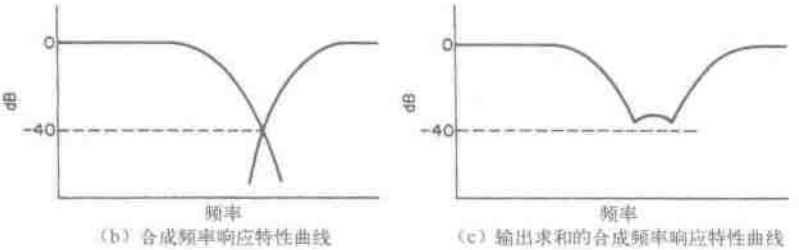
（a）高通和低通滤波器的合成　　（b）频率响应

图 2-12　例 2-9 的结果

以前给出的例子中假定是在输入和输出端合成低通和高通滤波器就可以得到两个滤波器在输出端叠加的最终输出，如果低通滤波器和高通滤波器在工作频带内有足够的抑制比，并且相互间没有串扰，这种叠加假定是合理的，图 2-13 所示为低通滤波器和高通滤波器不满足以上假定叠加条件的情况。



（a）低通和高通滤波器的合成



（b）合成频率响应特性曲线　　（c）输出求和的合成频率响应特性曲线

图 2-13　宽带带阻设计方法的局限性

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

两个滤波器之间截止频率的最低分离程度在倍频程或更大倍频程的要求不是绝对的，滤波器陡峭的截止频率工作特性可以使高通和低通滤波器的工作频率靠得更近些，而不至于相互串扰。

2. 窄带带阻滤波器

在前面介绍的带通滤波器归一化变换中，将 $s+1/s$ 替换一个低通滤波器的传递函数中的 s，可以替代作用到高通滤波器的传递函数中来获得一个带阻滤波器，图 2-14 所示为直接等效高通滤波器频率响应和带阻滤波器带宽的转换关系。

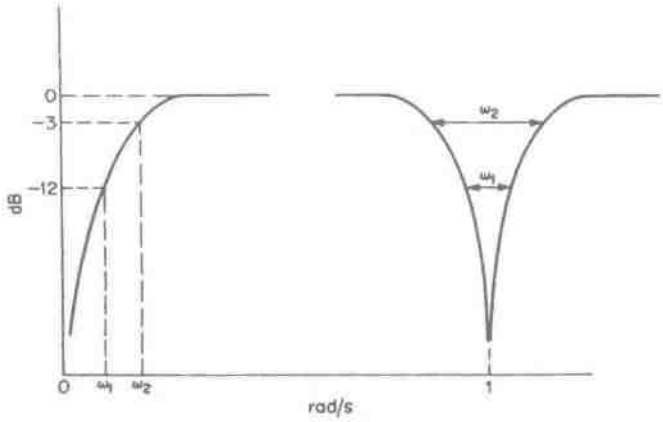


图 2-14　带阻滤波器和高通滤波器的相互关系

窄带带阻滤波器的设计方法可以归纳如下：

（1）将带阻滤波器的技术要求转换为对归一化低通滤波器的技术要求；

（2）选择一个满足归一化技术要求的低通滤波器（从归一化曲线中选取）；

（3）将归一化的低通滤波器技术参数转换为对带阻滤波器的技术要求，这可能涉及中间高通滤波器设计或可以直接转换的问题。

带阻滤波器的频率响应特性和带通滤波器的频率响应特性一样，具有图 2-15 中所定义的对称频率响应特性形状，它们的技术参数相互间有些关系，由于高通滤波器的频率响应在 DC 位置已被转换为中心频率，理论上而言中心频率处的衰减应是无穷大。

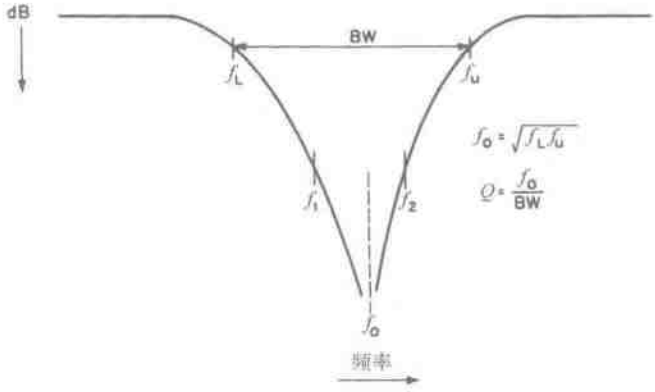


图 2-15　带阻滤波器的频率响应特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

几何中心频率的定义如公式（2-14）所示。

$$f_0=\sqrt{f_L f_u} \tag{2-14}$$

式中，f_L 和 f_u 是-3dB 频率点频率，也可以用更为通用的公式（2-15）表示：

$$f_0=\sqrt{f_1 f_2} \tag{2-15}$$

可以用公式（2-16）表示选择性因子 Q。

$$Q=\frac{f_0}{\mathrm{BW}} \tag{2-16}$$

式中，BW=f_u-f_L，对 Q=10 或更大的应用场合，中心频率 f_0 的值在算术对称的条件下可以用公式（2-17）表示。

$$f_0=\frac{f_L+f_u}{2} \tag{2-17}$$

利用归一化的带阻滤波器设计频率响应特性曲线，频率响应技术参数必须被转换为归一化的低通滤波器技术参数。为完成这项工作，首先带阻滤波器的技术参数要几何对称，即每对频率的衰减值要一样，这样有公式（2-18）成立。

$$f_1 f_2=f_0^2 \tag{2-18}$$

公式（2-18）是公式（2-15）的变形，当两个频率值被定义为一个实际衰减值的频率时，这两个频率对的值可以根据对称的频率响应特性曲线计算出相应的值。由于技术指标的严格要求保留了这对频率有较宽的分离度，在带通滤波器的应用场合，较小的频率对分离距离意味有更高的技术要求。

带阻滤波器的斜率因子 A_s 可以用公式（2-23）表示。

$$A_s=\frac{\text{通带频带宽度}}{\text{止带频带宽度}} \tag{2-23}$$

现在就可以从带通衰减限制在频率比 A_s 范围内为最低止带衰减变换选择归一化的低通滤波器了。

下面给出了一个带阻滤波器归一化过程的实例。

例 2-10　归一化一个窄带带阻滤波器

技术要求：

带阻滤波器

中心频率为 1000Hz

3dB 频率点位于 ±300Hz（700Hz，1300Hz）

40dB 频率点位于 ±200Hz（800Hz，1200Hz）

设计结果：

（a）首先利用公式（2-14）计算中心频率 f_0

$$f_0=\sqrt{f_L f_u}=\sqrt{700\times 1300}=954\ \mathrm{Hz}$$

（b）利用公式（2-18）计算与几何位置有关的止带频率对，可以利用下式按给定的参数计算止带频率对的两个频率值：

取 f_1=800Hz

$$f_2=\frac{f_0^2}{f_1}=\frac{(954)^2}{800}=1138\ \mathrm{Hz}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

取 f_2=1200Hz

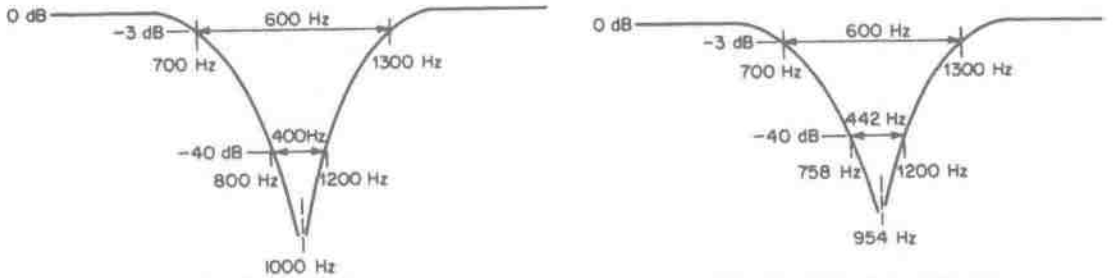
$$f_1=\frac{f_0^2}{f_2}=\frac{(954)^2}{1200}=758\ \text{Hz}$$

这两个频率对分别为

$$f_1=800\ \text{Hz},\ f_2=1138\ \text{Hz}\ (f_2-f_1=338\ \text{Hz})$$

$$f_1=758\ \text{Hz},\ f_2=1200\ \text{Hz}\ (f_2-f_1=442\ \text{Hz})$$

由于第 2 个频率对的频率间隔较第 1 个频率对要大，反映了更严格的技术要求，所以选用第 2 个频率对。在图 2-16 中对频率响应特性曲线的技术参数和几何对称特性进行了比较。



（a）给定技术要求　　（b）几何对称频率响应特性曲线

图 2-16　例 2-10 的频率响应曲线

（c）利用公式（2-23）计算频率比 A_s，有

$$A_s=\frac{\text{通带频带宽度}}{\text{止带频带宽度}}=\frac{600\ \text{Hz}}{442\ \text{Hz}}=1.36$$

（d）通过归一化曲线选用归一化的低通滤波器使在-3dB 频率点到-40dB 频率点变换的频率比在 1.36 范围内，由于这些曲线都归一化到了 3dB，要求滤波器在频率点 1.36rad/s 应有大于 40dB 的抑制能力。

2.2　瞬态响应

在前面的滤波器讨论中我们将范围限定在例如频率响应的频域，输入信号限定为正弦波信号。但是在滤波器的实际应用中，输入信号的波形由各种复杂波形的信号组成，滤波器对这些非正弦输入信号的频率响应就叫作瞬态响应。

由于我们习惯于时域信号的处理，例如利用阶跃响应信号或脉冲信号，在时域可以对滤波器的瞬态响应做出评估所以可以将滤波器的频域技术参数通过傅里叶或拉普拉斯变换成时域技术参数。

2.2.1　非均匀时间延迟的影响

对传递函数的频域评估会产生幅度和相位技术指标，图 2-17 所以为一个归一化的 n=3 巴特沃斯低通滤波器的幅度和相位响应特性曲线。在-3dB 频率点巴特沃斯低通滤波器具有精确的 n 倍-45° 相位移特性。相位移随进入止带而连续加大，在远离通带的频率位置最终相位移达到 n 倍-90° 的相位移特性。由于图 2-17 介绍的滤波电路复杂度 n=3，在-3dB 截止频率频率点相位移为-135°，在阻带频率点达到-270° 的相位移。对应不同的频率比例缩放

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

因子（FSF）通过频率比例缩放会使相位移工作特性转换对应一个新的频率范围。

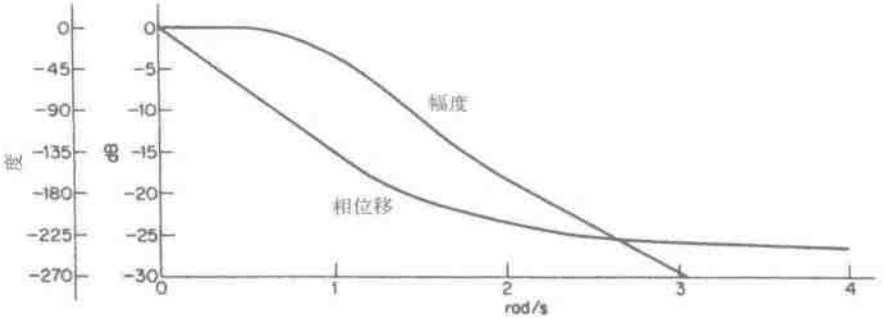
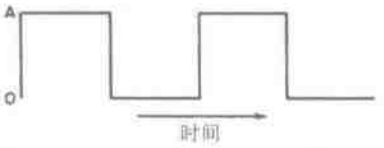


图 2-17　n=3 巴特沃斯低通滤波器的幅度和相位响应特性曲线

众所周知，方波信号可以通过傅里叶级数表示为图 2-18 所示的奇数次谐波成分叠加，随谐波次数的增加，谐波幅度降低，仅有次数比较低的几个谐波对方波信号的影响较大，如果把方波信号加到滤波器的输入端，滤波器输出端的输出信号的基波和低次谐波应有合理的幅度对应关系，以确保滤波器输出端可以得到方波信号输出，并且，谐波之间的时间应保证没有位移，下面讨论低通滤波器对输入方波信号的相位移影响。

假定一个低通滤波器在 DC 信号输入时的相位移为 0°，在截止频率位置的相位移为 n 倍的−45° 相位移，相位移工作特性为线性，则对应低通滤波器的通带相位移可以用公式（2-24）表示。

$$\phi = -\frac{45nf_x}{f_c} \tag{2-24}$$



$$A(t) = A\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_1\tau - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_1\tau + \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_1\tau + \ldots\right)$$

图 2-18　方波信号的频率分析

式中，f_x 是在通频带内的任何频率值；f_c 是−3dB 截止频率。

对应输入正弦波形输出正弦波开始出现时域的位移，这个位移叫作相位延迟，通过相位移延迟的大小可以相应的计算对应的延迟时间，这可以通过正弦波的全周期相位为 360° 的原理计算，相位移与延时的对应关系如公式（2-25）所示。

$$T_{pd} = \frac{\phi}{360}\frac{1}{f_x} \tag{2-25}$$

或用公式（2-26）计算。

$$T_{pd} = -\frac{\beta}{\omega} \tag{2-26}$$

式中，β 是相位移，单位为弧度（1rad=360°/2π 或 57.3°）；ω 是输入角频率，单位为 rad/s（$\omega = 2\pi f_x$）。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

例 2-11 对方波的非线性相位效应

技术要求：

计算一个 1kHz 的方波加到一个 n=3 的巴特沃斯低通滤波器输入，对应 10kHz 的-3dB 截止输出频率的基波、3、5、7 和 9 次谐波的相位延迟，假定在通频带内频率和相位之间具有线性相位移工作特性。

设计结果：

利用公式（2-24）和公式（2-25）可以计算出如左下表所示的有关结果。

频率	ϕ	T_{pd}
1 kHz	−13.5°	37.5 μs
3 kHz	−40.5°	37.5 μs
5 kHz	−67.5°	37.5 μs
7 kHz	−94.5°	37.5 μs
9 kHz	−121.5°	37.5 μs

在例 2-11 中的基波和各次谐波的相位延迟相同，输出波形除有 37.5μs 的延时外，输出波形和输入波形一致，如果相位移和频率之间不为线性关系，公式（2-25）中比值 ϕ/f_s 不为常数，输入方波波形中的各次谐波成分在输出端的延时将不同，输出信号频谱频率成分之间的不同相位移将导致输出波形的失真。图 2-19 所示为方波输入信号由于非线性相位移的原因而产生的典型影响，大多数滤波器的相位和频率关系特性为非线性，所以对混合输入信号会导致输出信号失真的问题。

并非所有复杂的波形都有相关的谐波频谱成分，例如，一个有载波和两个边带的调幅信号，通过调制频率两个边带被载波分开，如果滤波器的相频特性为线性，频率为零（DC）信号的相位移过零，载波和两个边带在通过滤波器时有相同的延时，这样，输出波形和输入波形除有延迟外，输入和输出波形一样。如果这些条件不满足，载波和两个边带延迟时间不一样，载波延迟时间和相位延迟时间的计算方法一样，可以利用公式（2-26）计算。

$$T_{pd}=-\frac{\beta}{\omega} \tag{2-26}$$

（术语载波延时和相位延迟的含义可以互换实用。）

对边带延迟的定义需用一个新的定义，这个延迟通常叫群延迟，可以用公式（2-27）所示的相位与频率的导数来表示。

$$T_{gd}=-\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}\omega} \tag{2-27}$$

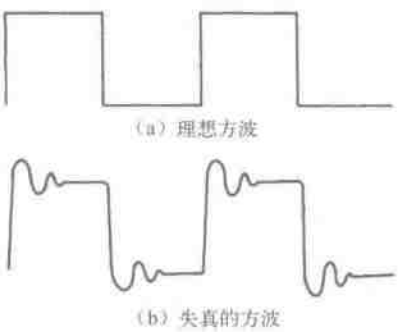


图 2-19 非线性相位的影响

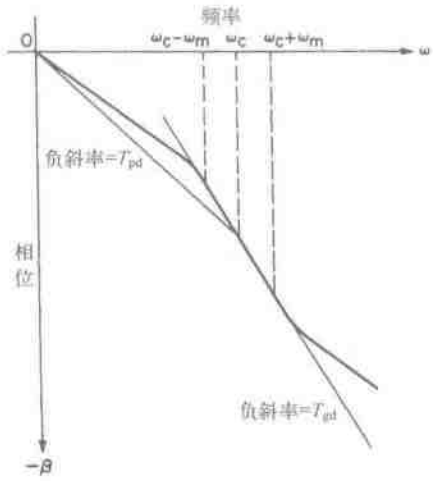


图 2-20 一个低通滤波器的非线性相位移

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

由于线性函数的微分为常数，和公式（2-27）对应的线性相位移对应的群延迟为固定值，图 2-20 所示为一个低通滤波器的相位移在载波频率 ω_c 和两个边带 $\omega_c-\omega_m$ 和 $\omega_c+\omega_m$ 附近为非线性的情况的相位移与角频率的关系曲线。在载波频率 ω_c 附近的相位延迟曲线从原点到载波频率 ω_c 为负斜率，这和公式（2-26）对应一致，群延迟是在载波频率 ω_c 处相位响应曲线的正切，在载波频率 ω_c 处对应的群延迟为负斜率的直线，可以用下面的公式表示。

$$T_{gd}=-\left.\frac{d\beta}{d\omega}\right|_{\omega=\omega_c}$$

如果两个边带被限制在载波频率 ω_c 附近的一个范围内，这时的群延迟为一个常数，调制信号的包络将被延迟一个时间 T_{gd}。图 2-21 所示为加到图 2-20 所示的滤波器幅度调制信号的输入和输出波形，注意图中的载波由于相位延迟的原因被延迟了一个时间 T_{gd}。所以群延迟有时又叫作包络延迟。

如果在调制信号的带宽内群延迟不是一个常数，将会出现信号波形失真，窄带信号比宽带信号更容易遇到群延迟为常数的问题，实用中一般用群延迟的变化来评估相位的非线性和信号波形失真问题，标称延迟的绝对幅度一般无关紧要。

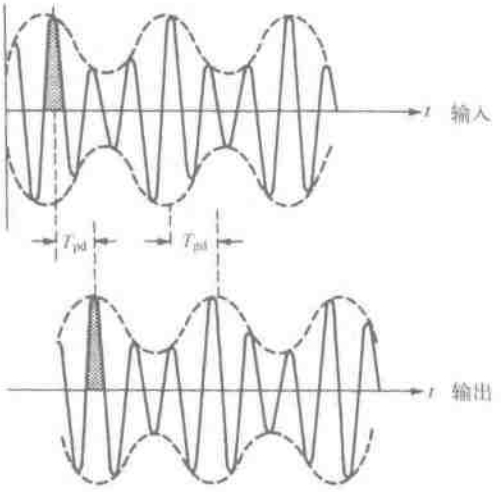


图 2-21　幅度调制信号的非线性相位效果

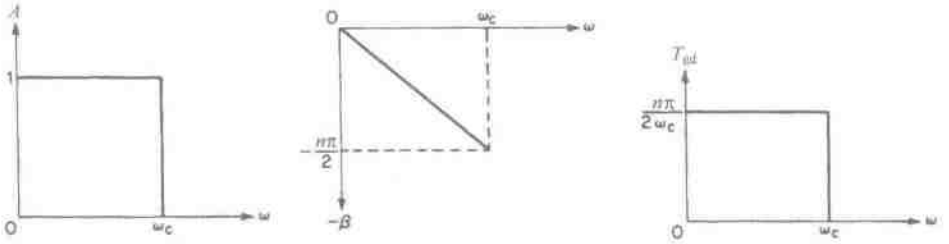
2.2.2　网络的阶跃响应

如果要定义一个假定的理想低通滤波器，这个假定的理想低通滤波器应具有图 2-22 所示的响应特性，图中对 DC 到截止频率 ω_c 和从零频到截止频率外的幅频响应为 1。在通频带内相位移是频率的线性增加函数，图 2-22 中的 n 表示理想滤波器的阶数，在阻带群延迟为 0，在通带群延迟为常数。如果在 t=0 的时刻加一个单位幅度的阶跃信号到这个理想滤波器的输入，这个理想滤波器的输出波形应和图 2-23 所示的波形相对应，延迟波形的半幅值点将位于 $n/2\omega_c$。上升时间定义为需要使滤波器输出信号的幅度由 0 以一个斜率等于半幅度点的斜率上升到单位幅度所需的时间，由于上升时间反比于载波频率 ω_c，所以这个上升时间等于 π/ω_c，滤波器的频带加大，相应输出信号的上升时间减小，这点符合公式（2-28）所示的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

上升时间与滤波器频带的基本关系。



（a）频率响应　　（b）相位移　　（c）群延迟

图 2-22　理想低通滤波器

$$T_r \approx \frac{0.35}{f_c} \tag{2-28}$$

式中，T_r 是滤波器输出的上升时间，单位为 s；f_c 是-3dB 截止频率点的频率，单位为 Hz。

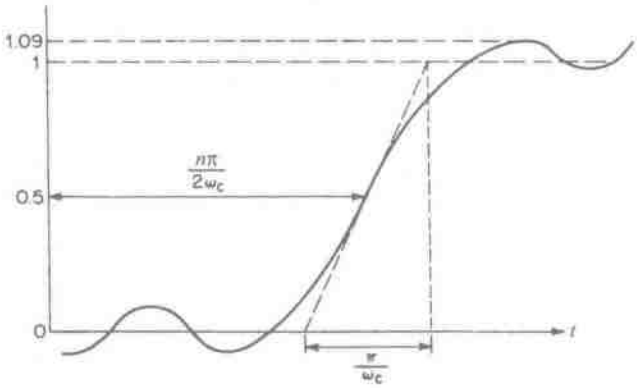


图 2-23　理想低通滤波器的阶跃响应特性曲线

输出波形上升沿有 9%的幅度过冲，同时有一个持续时间为 $2\pi/\omega_c$ 的振荡期，这个振荡最终会被衰减，最后达到输出的单位幅度。这个振荡叫作振铃，过冲和振铃在每个低通滤波器中都会出现，即使在具有线性相位移特性的低通滤波器也是如此，这是由于幅度在截止时的突然滚降的原因造成的。所以，为得到最小的过渡失真需要滤波器有线性相位和前面介绍到的在截止频率处应有的滚降工作特性。

如果要求滤波器对通过的脉冲信号有最小的波形失真，则需要避免过冲和长时间的振铃时间。不同类型归一化低通滤波器对阶跃信号的响应曲线对评估这些滤波器的瞬态工作特性非常有用。

▷▷▷ 2.2.3　冲激响应

对单位冲击的定义是一个脉冲信号具有单位面积的无穷高幅度，并且脉冲的持续时间非常短的信号，图 2-22 所示的理想滤波器对单位冲击输入脉冲的输出响应如图 2-24 所示，输出信号的幅度峰值为 ω_c/π，它正比于滤波器的带宽，脉冲宽度为 $2\pi/\omega_c$，反比于输入单位冲击信号的频带宽度。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

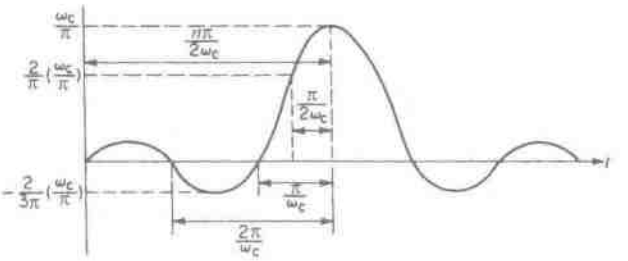


图 2-24　理想低通滤波器对冲击脉冲的响应曲线

具有单位冲击信号特性的输入脉冲信号在实用中是不可能的，但是对一个幅度无限大的窄脉冲信号可以作为一个合理的近似，所以单位冲击响应在预测归一化低通滤波器对相对窄脉冲的响应方面是非常有用的。

▷▷▷ 2.2.4　瞬态工作特性的预测

群延迟、阶跃响应和冲击脉冲输出响应可以用于本章后面介绍的归一化低通滤波器的讨论，理想低通滤波器阶跃输出响应曲线如图 2-23 所示。估测滤波器对非正弦信号输入的输出响应是件有用的事，如果输入信号为阶跃信号或脉冲信号，可以直接使用上面的曲线。对更复杂的输入信号波形，可以用叠加的方法，叠加法可以通过多个单输入信号的叠加来表示输出信号，如果知道了单个信号的输入输出响应波形，我们就可以利用叠加法来得到复杂信号的输出波形。

1. 低通滤波器的群延迟

当归一化低通滤波器经过频率比例缩放，延迟工作特性也同样经过了频率比例缩放，下面的规则可以用于通过归一化响应曲线来获得最终的延迟特性曲线。

（1）时延坐标频率轴除以 $2\pi f_c$，这里 f_c 为滤波器的-3dB 截止频率；

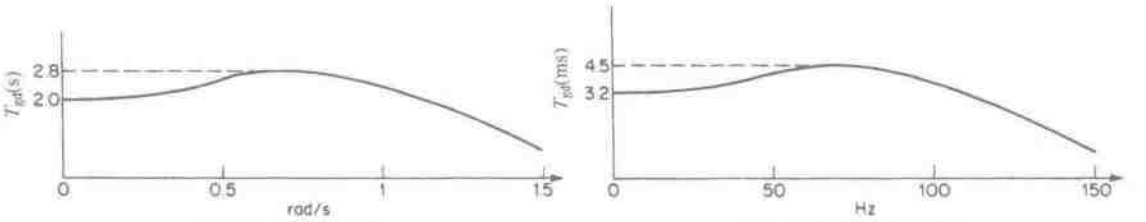
（2）频率轴上所有频率点乘以 f_c。

下面以低通滤波器曲线为例加以介绍。

例 2-12　低通滤波器延迟的频率比例缩放

技术要求：

使用图 2-25（a）给出的 n=3 巴特沃斯低通滤波器的归一化延迟曲线，如果滤波器的频率比例缩放的-3dB 截止频率为 100Hz，计算在 DC 位置的延迟和在通带内的延迟变化。



（a）归一化延迟曲线　　（b）f_c=100Hz的延迟曲线

图 2-25　一个 n=3 巴特沃斯低通滤波器的延迟特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

设计结果：

去归一化曲线，将延迟轴除以 $2\pi f_c$，频率轴乘以 f_c，这里 f_c 为 100Hz，最终曲线如图 2-25（b）所示，在 DC 位置的延迟为 3.2ms，在通带内的延迟时间变化为 1.3ms。

低通滤波器在所有频点的标称延迟时间都低于截止频率的延迟，可以利用公式（2-29）估测。

$$T \approx \frac{125n}{f_c} \tag{2-29}$$

式中，T 是延迟时间，单位为 ms；n 是滤波器的阶数；f_c 是滤波器的-3dB 截止频率，单位为 Hz。公式（2-29）为近似公式，精确度一般在 25%内。

2. 带通滤波器的群延迟

当一个低通滤波器被转换为一个窄带带通滤波器时，延迟曲线被转换为一条关于中心频率接近镜像对称的曲线，随着窄带滤波器带宽的增加，延迟曲线的对称性随滤波器的带宽加大会成比例的失真。

对窄带的情况，可以近似利用下面有关规则得到带通滤波器的延迟曲线。

（1）用 πBW 除以归一化延迟曲线延迟轴，这里 BW 表示带通滤波器的-3dB 带宽，单位为 Hz；

（2）用 BW/2 乘以频率轴；

（3）通过第 1 和第 2 步后可以得到关于中心频率镜像对称的延迟特性曲线，总-3dB 带宽就成为 BW 。

下面以一个近似获得窄带带通滤波器延迟曲线的实例为例介绍。

例 2-13 预测一个带通滤波器的延迟特性

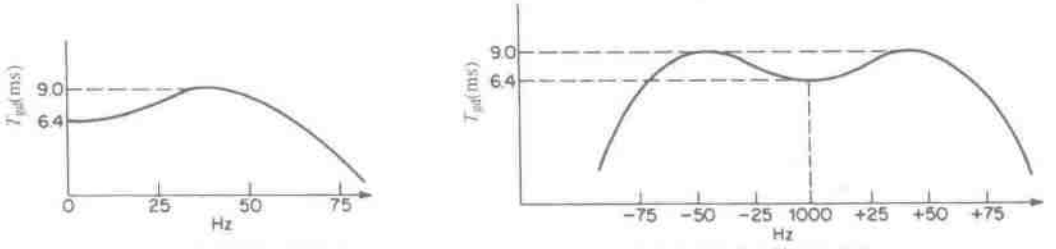
技术要求：

在中心频率预测一个窄带滤波器的群延迟和带通滤波器中心频率为 1000Hz、-3dB 带宽为 100Hz 在通频带内的延迟时间变化，这个带通滤波器由一个归一化的 n=3 巴特沃斯低通滤波器导出。

设计结果：

这个归一化滤波器的延迟曲线如图 2-25（a）所示，如果用 πBW 除以延迟轴，用 BW/2 乘以频率轴，这里 BW=100Hz，就可以得到图 2-26（a）所示的延迟特性曲线。

以中心频率 1000Hz 两侧镜像这个延迟曲线就可以得到图 2-26（b）所示的曲线，这条延迟曲线在中心频率的延迟时间为 6.4 ms，而在整个延迟带宽内的延迟时间变化为 2.6 ms。



（a）低通滤波器的延迟曲线　　（b）带通滤波器的延迟曲线

图 2-26　窄带带通滤波器的延迟曲线

用于例 2-13 的带通滤波器延迟曲线近似的方法适用于带通滤波器的 Q_s 等于 10 或大于 10（f_0/BW≥10）的应用场合。随着带宽部分的加大，延迟曲线的对称性变差，延迟峰值

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

向中心频率的低侧变化，如图 2-27 所示。

带通滤波器在中心频率的延迟时间可以利用公式（2-30）估算。

$$T \approx \frac{250n}{\mathrm{BW}} \tag{2-30}$$

式中，T 是延迟时间，单位为 ms。公式（2-30）的近似精度在 25%内。

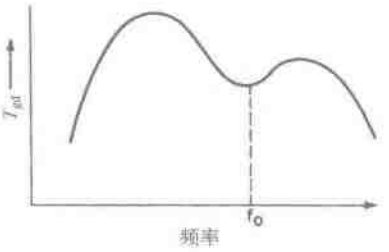


图 2-27　宽带带通滤波器的延迟曲线

比较图 2-25（b）和图 2-26（b）可以看出，带通滤波器的延迟时间是类似相同带宽低通滤波器延迟时间的 2 倍，这个结果来自低通滤波器到带通滤波器的转换，这里 n 阶低通滤波器的传递函数总会导致一个 $2n$ 阶带通滤波器的传递函数，但是，由低通滤波器导出的带通滤波器一般认为和低通滤波器有同样的阶数 n。

3. 低通滤波器的阶跃响应

延迟失真通常不能直接用于确定一个调制信号失真的程度，特别是在振幅有阶跃或脉冲的调制应用场合，低通滤波器工作特性一个更为直接的表示方法是阶跃响应特性。

滤波器阶跃响应的两个基本参数就是过冲和振铃，对要求有精确响应滤波器的输入信号要求过冲要小，振铃衰减要尽可能的快以避免和后续脉冲串间的相互干扰，上升时间和延迟一般不是非常需要重点考虑的参数。

标准归一化低通滤波器的阶跃响应曲线在本章的后面部分内容将加以介绍，阶跃响应曲线的去归一化可以通过时间轴除以 $2\pi f_c$ 实现，这里 f_c 表示滤波器的-3dB 截止频率。下面给出了阶跃响应曲线去归一化的例子。

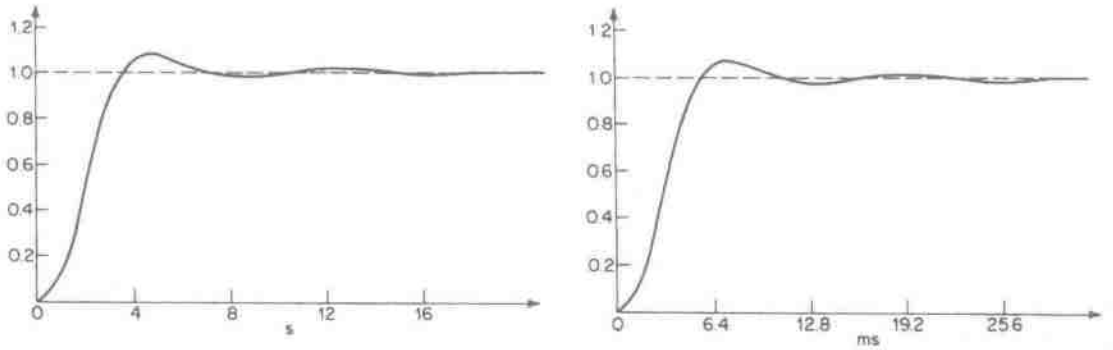
例 2-14　决定一个低通滤波器的输出过冲

技术要求：

决定一个-3dB 截止频率为 100Hz 的 n=3 巴特沃斯低通滤波器的输出过冲量，同时决定振铃衰减所需要的大致时间，例如输出信号建立时间。

设计结果：

归一化低通滤波器的阶跃响应如图 2-28（a）所示，如果时间轴被 $2\pi f_c$ 除，这里 f_c=100Hz，就可以得到图 2-28（b）所示的阶跃响应曲线。曲线的过冲约低于 10%，25ms 的时间后，输出幅度几乎完全建立稳定。



（a）归一化阶跃响应曲线　　（b）去归一化阶跃响应曲线

图 2-28　例 2-14 的阶跃响应实例

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

如果滤波器的输入信号是一个脉冲信号，而不是阶跃信号，只要这个输入脉冲信号的脉冲宽度大于滤波器的输出建立时间，这个阶跃响应曲线可以用于预测滤波器的瞬态响应特性。

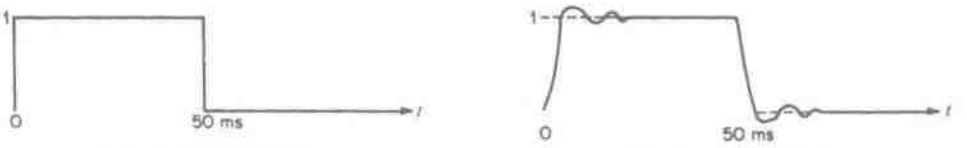
例 2-15 决定一个低通滤波器的脉冲响应

技术要求：

如果输入信号为图 2-29（a）所示的脉冲波形，预测例 2-14 所示滤波器的输出波形。

设计结果：

由于输入脉冲信号的脉冲宽度大于输出信号建立时间，利用滤波器的阶跃响应特性可以预测这个滤波器的输出瞬态响应特性。输出信号的前沿由图 2-28（b）所示去归一化阶跃响应特性曲线形状决定，输出信号的下降沿可以由去归一化阶跃响应特性曲线的反相导出。最终波形如图 2-29（b）所示。

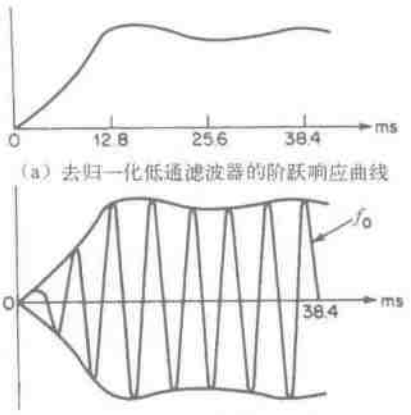


（a）输入脉冲信号波形　　（b）输出脉冲信号波形

图 2-29　例 2-15 的脉冲响应曲线

4. 带通滤波器的阶跃响应

窄带带通滤波器对中心频率阶跃响应曲线的包络几乎和有一半带宽的低通滤波器阶跃响应曲线的包络曲线一样。为决定包络信号的形状，通过除时间轴 BW 去归一化低通滤波器的阶跃响应。这里 BW 表示带通滤波器的-3dB 带宽，前面介绍的过冲、振铃等有关参数也可以用于载波包络的应用场合。



（a）去归一化低通滤波器的阶跃响应曲线

（b）带通滤波器包络响应曲线

图 2-30　对中心频率阶跃的带通滤波器响应

例 2-16 决定带通滤波器的阶跃响应

技术要求：

决定中心频率为 1000Hz、-3dB 带宽为 100Hz 的 n=3 的巴特沃斯带通滤波器输出响应特性曲线的包络。

设计结果：

利用图 2-28（a）所示的归一化阶跃响应曲线，时间轴除 πBW，这里 BW=100Hz，结果如图 2-30 所示。

5. 低通滤波器的冲击响应

如果加到低通滤波器的脉冲持续时间比滤波器的阶跃响应上升时间小得多，这时滤波器的冲击响应将为输出波形形状提供一个合理的近似。

冲击响应曲线可用于不同类型低通滤波器的应用场合，这些曲线都是对具有-3dB 截止频率为 1rad/s 的单位面积冲击信号归一化滤波器的响应，如要去归一化这些曲线，可以用频率比例缩放因子（FSF）乘以幅度，并用同样的频率比例缩放因子（FSF）除时间轴即可。

实用中需要选择一个具有冲击响应特性的归一化低通滤波器，这个冲击响应的幅值应足够大，在下降沿后出现的振铃也应尽快地衰减以避免后续脉冲串信号的相互干扰。

例 2-17 决定一个低通滤波器的冲击响应

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

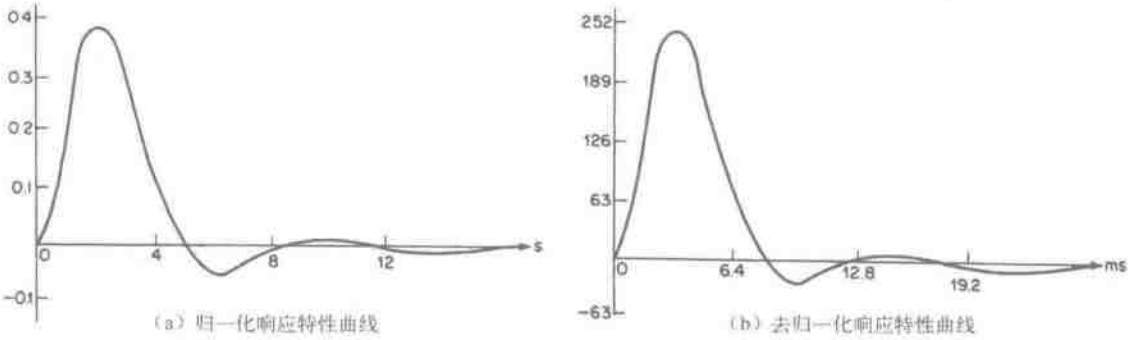
技术要求：

如果一个-3dB 截止频率为 100Hz，n=3 的巴特沃斯低通滤波器加一个输入脉冲宽度为 100μs 的信号，大致确定这个滤波器的输出信号波形。

设计结果：

滤波器去归一化的阶跃响应曲线如图 2-28（b）所示，上升时间远超过给定的脉冲宽度 100μs，所以这个冲击响应曲线可以近似用于输出信号波形。

归一化 n=3 的巴特沃斯低通滤波器的冲击输入响应曲线如图 2-31（a）所示，如果时间轴除频率比例缩放因子（FSF），幅度轴乘相同的频率比例缩放因子（FSF），就可以获得图 2-31（b）所示的最终去归一化响应特性曲线。



（a）归一化响应特性曲线　　（b）去归一化响应特性曲线

图 2-31　例 2-17 的冲击响应曲线

由于例 2-17 的输入脉冲幅度不是无穷大，幅度轴信号有误差，但是，脉冲信号波形幅度保持在一个较低的幅度，随输入脉冲信号的脉冲宽度相对滤波器的上升时间下降，滤波器输出信号幅度下降，直至输出脉冲消失。

6. 带通滤波器的冲击响应

窄带带通滤波器对中心频率的短突发信号响应曲线的包络可以通过去归一化低通滤波器冲击输入响应来获得，如果这个突发短脉冲信号的宽度比带通滤波器去归一化阶跃响应曲线的上升时间小得多，并且，中心频率应该足够高，这样多个周期的中心频率信号出现在突发脉冲持续时间间隔内。

转换这个冲击响应曲线，幅度轴乘 πBW，时间轴除相同的值，这里 BW 表示带通滤波器的-3dB 带宽，最终的曲线决定了滤波器对突发脉冲响应曲线的包络。

例 2-18　确定带通滤波器的冲击响应

技术要求：

确定一个 n=3 中心频率为 1000Hz、-3dB 带宽为 10Hz，对中心频率持续时间为 10ms 的单频突发脉冲，巴特沃斯带通滤波器的大致响应特性曲线形状。

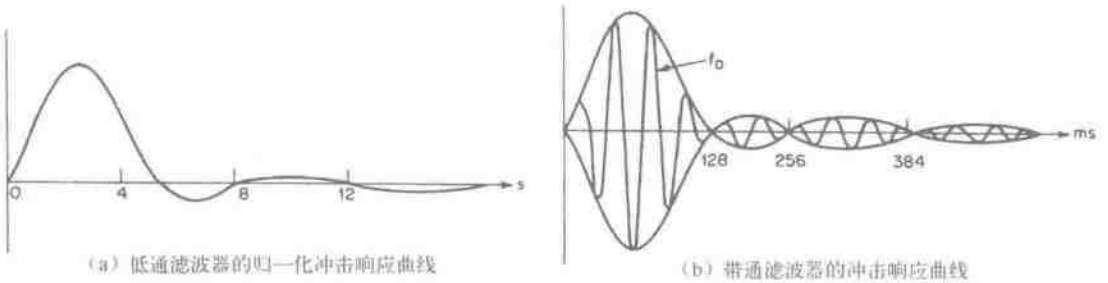
设计结果：

归一化的 n=3 巴特沃斯低通滤波器的阶跃响应如图 2-28（a）所示，为了决定带通滤波器的阶跃响应上升时间，可以用归一化低通滤波器的上升时间除 πBW，这里的 BW 为 10Hz，最终的上升时间大约为 120ms，这大大超过了突发信号持续时间，同时，突发信号间隔时间在 10 个周期的中心频率内出现，所以可以利用冲击响应来近似滤波器输出信号包络。去归一化冲击响应，可以将幅度轴乘以 πBW，时间轴除以

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

同样的因子，结果如图 2-32 所示。



（a）低通滤波器的归一化冲击响应曲线　　（b）带通滤波器的冲击响应曲线

图 2-32　例 2-18 的输出结果

7. 有效使用群时延、阶跃响应、冲激响应曲线

许多信号由复杂的调制形式组成，而不仅是脉冲或阶跃信号，因此，瞬态响应曲线不能直接用于估计由于滤波器而引入的失真。但是，因为网络有令人满意的理想的阶跃或冲击响应特性，对大多数形式的调制引入最小的失真，所以曲线作为一个评价指标还是非常有用的。

结合群延迟和阶跃与冲击响应特性曲线仔细观察可以看出良好的脉冲信号转换应具有平坦的群延迟特性，从低瞬态失真的角度出发通带需要逐渐过渡到阻带，但是从频率衰减的观点而言这样又是不受欢迎的。

为了获得快速脉冲上升时间，较高频率谱成分相对较低频率不应有延迟，对低通滤波器而言曲线表明，在更高的频率延迟有大幅增加，在稍后的时间会有一个脉冲响应峰值。

当低通滤波器转换为高通滤波器、带阻滤波器或宽带带通滤波器时，不再保留瞬态工作特性，林德奎斯特（Lindquist）和兹维列夫（Zverev）（见参考文献）提供的计算方法可用于计算这些响应。

▷▷ 2.3　巴特沃斯最大平坦振幅

巴特沃斯近似理想低通滤波器是基于一个假设，即在零频率的平坦响应比在其他频率的响应特性更为重要。归一化的传递函数是全极点型的，根全部位于单位圆内，在 1rad/s 频点的衰减为 3dB。

巴特沃斯低通滤波器的衰减可以用公式（2-31）表示。

$$A_{\mathrm{dB}} = 10\lg\left[1+\left(\frac{\omega_x}{\omega_c}\right)^{2n}\right] \tag{2-31}$$

式中，ω_x/ω_c 是给定的频率 ω_x 对-3dB 截止频率 ω_c 的频率比；n 是滤波器的阶数。

对于一般的情况而言有公式（2-32）成立。

$$A_{\mathrm{dB}} = 10\lg(1+\Omega^{2n}) \tag{2-32}$$

公式（2-32）中Ω定义如下表所示。

公式（2-32）中Ω是一个无量纲量，表示频率或是归一化频率比，BW3dB 表示-3dB 带宽，BWx 表示感兴趣的带宽，在Ω取值较大时，衰减以每倍频程 6ndB 增加，这里对低通和高通滤波器倍频程的定义是频率比为 2，对带通和带阻滤波器而言的频带宽度比为 2。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

滤波器类型	Ω
低通	ω_s/ω_c
高通	ω_c/ω_s
带通	$BW_x/BW_{3\ dB}$
带阻	$BW_{3\ dB}/BW_x$

归一化滤波器的极点位置都落在单位圆内，可以利用公式（2-33）计算。

$$-\sin\frac{(2K-1)\pi}{2n}+\mathrm{j}\cos\frac{(2K-1)\pi}{2n},\qquad K=1,2,\ldots,n \qquad (2\text{-}33)$$

并且对 LC 归一化低通滤波器工作于对等1Ω终端阻抗的元件参数可以利用公式（2-34）计算。

$$L_K \text{或} C_K=2\sin\frac{(2K-1)\pi}{2n}\qquad K=1,2,\ldots,n \qquad (2\text{-}34)$$

式中，（2K−1）$\pi/2n$ 的单位为弧度。

公式（2-34）中的值为正，且其值等于公式（2-33）极点位置实部值的 2 倍。

例 2-19　计算一个巴特沃斯低通滤波器的频率响应、极点位置和 LC 元件参数值。

技术要求：

Ω	衰减
1	3 dB
2	30 dB
4	60 dB

在 1、2 和 4rad/s 频率点、极点位置计算频率响应和归一化 n=5 巴特沃斯低通滤波器的 LC 元件参数值。

设计结果：

（a）利用公式（2-32）计算出的 n=5 的频率响应如左表所示。

（b）利用公式（2-33）计算出的极点位置如右下表所示。

（c）利用公式（2-34）可以计算元件参数值，计算结果如下。

L_1=0.618H　　C_1=0.618F

C_2=1.618F　　L_2=1.618H

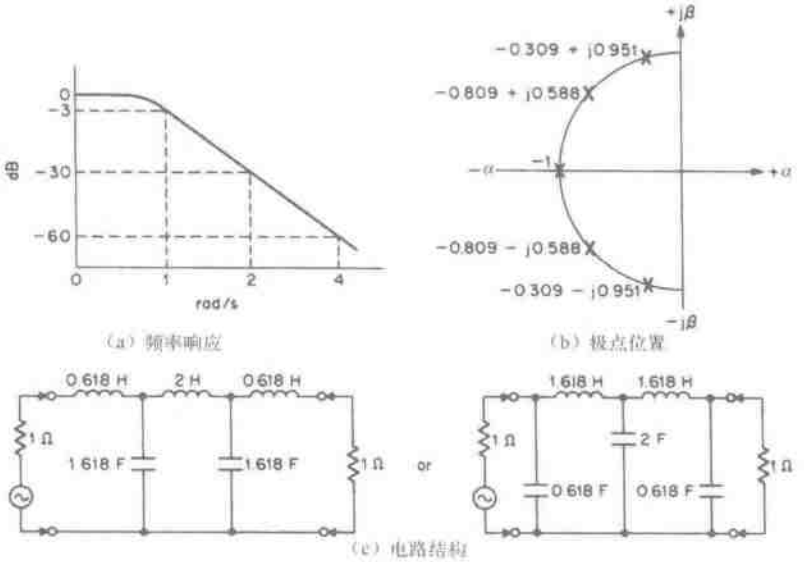
L_3=2H　　或　　C_3=2F

C_4=1.618F　　L_4=1.618H

L_5=0.618H　　C_5=0.618F

K	$-\sin\frac{(2K-1)\pi}{2n}$	$\mathrm{j}\cos\frac{(2K-1)\pi}{2n}$
1	−0.309	+j0.951
2	−0.809	+j0.588
3	−1	
4	−0.809	−j0.588
5	−0.309	−j0.951

例 2-19 的计算结果如图 2-33 所示。



（a）频率响应　　（b）极点位置

（c）电路结构

图 2-33　例 2-19 的巴特沃斯低通滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第 10 章提供了复杂度高达 n=10 的 LC、有源巴特沃斯低通滤波器的极点位置和有关元件参数值。

巴特沃斯近似的结果导致了一类具有适当衰减陡度和可接受瞬态特征的滤波器出现，他们的元素值更实用，比大多数其他类型的滤波器具有不多的关键点要求。临近截止频率附近的圆滑频率响应特性使这些滤波器不太适用于具有陡峭截止特性的应用场合，但是由于它们良好的工作特性，可以尽可能地使用。

图 2-34～图 2-37 所示为归一化-3dB 截止频率为 1rad/s 的巴特沃斯低通滤波器族的有关频率响应、群延迟、冲击响应和阶跃响应工作特性曲线。

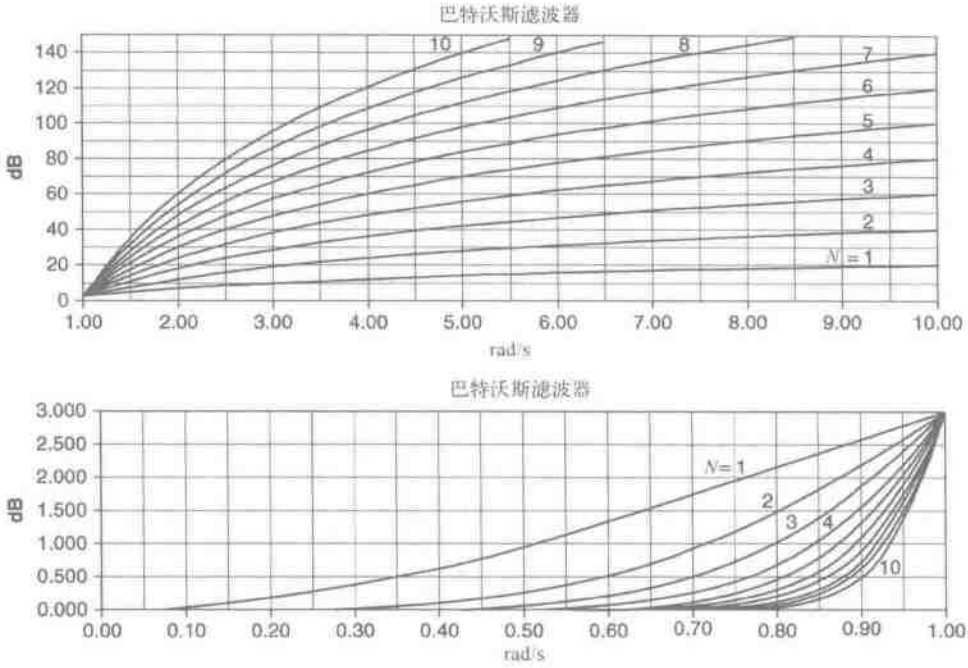


图 2-34　巴特沃斯滤波器的衰减特性

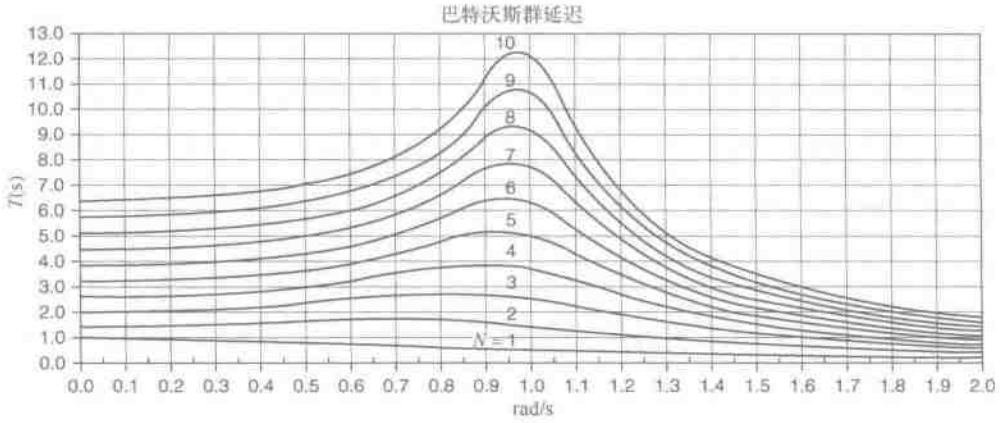


图 2-35　巴特沃斯滤波器的群延迟特性

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

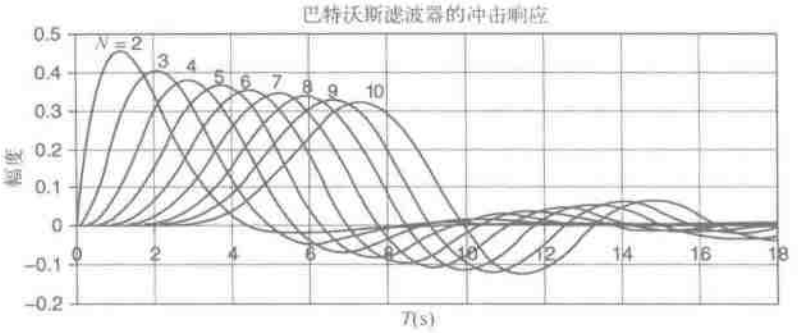


图 2-36　巴特沃斯滤波器的冲击响应

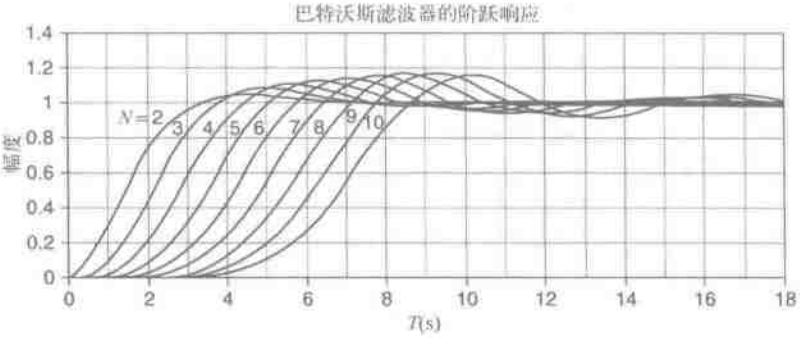


图 2-37　巴特沃斯滤波器的阶跃响应

2.4　切比雪夫响应

如果归一化的巴特沃斯低通传递函数通过一个常数 k_r 乘极点位置的实部和虚部乘一个常数 k_j 被移到右侧，这里的系数 k <1，这时极点将位于椭圆内而不是单位圆内。频率响应的波纹均匀，在频点 1rad/s 的衰减等于纹波，最终的响应叫切比雪夫响应或等纹波函数。切比雪夫近似于一个理想的滤波器，在接近截止频率区间比巴特沃斯族滤波器具有更矩形的频率响应特性，这在通频带内是以允许存在波纹为代价的，系数 k_r 和 k_j 可以利用下面的公式计算。

$$k_r = \sinh A \tag{2-35a}$$

$$k_j = \cosh A \tag{2-35b}$$

参数 A 由公式（2-36）计算。

$$A = \frac{1}{n}\sinh^{-1}\frac{1}{\varepsilon} \tag{2-36}$$

这里

$$\varepsilon = \sqrt{10^{R_{dB}/10} - 1} \tag{2-37a}$$

式中，R_{dB} 的单位为分贝。

图 2-38 所示为由公式（2-35a）和公式（2-35b）给出的切比雪夫滤波器、n=3 巴特沃斯归一化低通滤波器的频率响应比较，切比雪夫滤波器的响应也被归一化了，所以在频点 1rad/s 的衰减为 3dB。切比雪夫滤波器的实际-3dB 带宽利用公式（2-35a）和公式（2-35b）计算出的是 $\cosh A_1$，这里 A_1 由公式（2-37b）给出。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

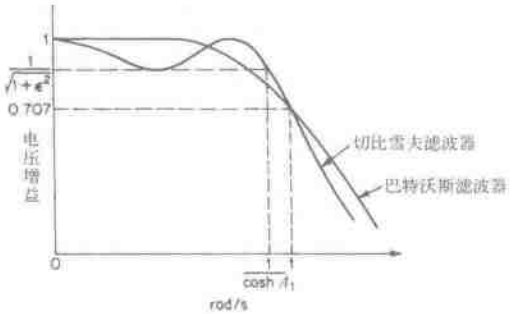


图 2-38　巴特沃斯低通滤波器和切比雪夫低通滤波器的比较

$$A_1 = \frac{1}{n}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right) \tag{2-37b}$$

切比雪夫滤波器的衰减可以利用公式（2-38）计算。

$$A_{dB} = 10\lg\left[1+\varepsilon^2 C_n^2(\Omega)\right] \tag{2-38}$$

式中，$C_n(\Omega)$是切比雪夫多项式。对$\Omega \leqslant 1$ 时，$C_n(\Omega)$的幅度在±1 范围内。表 2-1 所示为高达 n=10 的切比雪夫多项式。

滤波器类型	Ω
低通	$(\cosh A_1)\ \omega_s/\omega_c$
高通	$(\cosh A_1)\ \omega_c/\omega_s$
带阻	$(\cosh A_1)\ BW_s/BW_{3\,dB}$
带通	$(\cosh A_1)\ BW_{3\,dB}/BW_s$

在Ω=1 点，切比雪夫多项式有的值为 1，所以由公式 2-38 决定的衰减值将等于纹波值，-3dB 截止频率点约大于Ω=1，并等于 $\cosh A_1$。为了归一化方程式的响应，所以 3dB 的衰减出现在Ω=1 点，公式（2-38）中的Ω值可以利用左表计算。

表 2-1　切比雪夫多项式

1. Ω
2. $2\Omega^2-1$
3. $4\Omega^3-3\Omega$
4. $8\Omega^4-8\Omega^2+1$
5. $16\Omega^5-20\Omega^3+5\Omega$
6. $32\Omega^6-48\Omega^4+18\Omega^2-1$
7. $64\Omega^7-112\Omega^5+56\Omega^3-7\Omega$
8. $128\Omega^8-256\Omega^6+160\Omega^4-32\Omega^2+1$
9. $256\Omega^9-576\Omega^7+432\Omega^5-120\Omega^3+9\Omega$
10. $512\Omega^{10}-1\,280\Omega^8+1\,120\Omega^6-400\Omega^4+50\Omega^2-1$

图 2-39 比较了-3dB 带宽与 n=2 到 n=10 切比雪夫低通滤波器的纹波带宽（$\cosh A_1$）的比值。

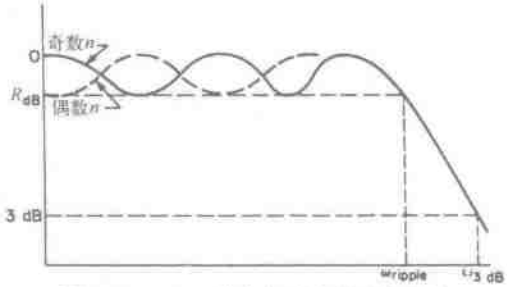


图 2-39　-3dB 带宽与纹波带宽的比值

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

n	0.001 dB	0.005 dB	0.01 dB	0.05 dB
2	5.7834930	3.9027831	3.3036192	2.2685899
3	2.6427081	2.0740079	1.8771819	1.5120983
4	1.8416695	1.5656920	1.4669048	1.2783955
5	1.5155888	1.3510908	1.2912179	1.1753684
6	1.3495755	1.2397596	1.1994127	1.1207360
7	1.2531352	1.1743735	1.1452685	1.0882424
8	1.1919877	1.1326279	1.1106090	1.0673321
9	1.1507149	1.1043196	1.0870644	1.0530771
10	1.1215143	1.0842257	1.0703312	1.0429210
N	**0.10 dB**	**0.25 dB**	**0.50 dB**	**1.00 dB**
2	1.9432194	1.5981413	1.3897437	1.2176261
3	1.3889948	1.2528880	1.1674852	1.0948680
4	1.2130992	1.1397678	1.0931019	1.0530019
5	1.1347180	1.0887238	1.0592591	1.0338146
6	1.0929306	1.0613406	1.0410296	1.0234422
7	1.0680005	1.0449460	1.0300900	1.0172051
8	1.0519266	1.0343519	1.0230107	1.0131638
9	1.0409547	1.0271099	1.0181668	1.0103963
10	1.0331307	1.0219402	1.0147066	1.0084182

奇数阶切比雪夫 LC 滤波器在 DC 点有零的对衰减，但是，偶数阶滤波器在 DC 点等于通带纹波的损耗，结果，偶数阶网络必须工作于非对等源和负载电阻的情况，以产生阻抗不匹配，而对于奇数阶的 LC 切比雪夫滤波器源和负载阻抗可以相等。

归一化工作于对称-1Ω 负载端的 LC 低通滤波器和具有奇数 n 的滤波器元件参数值和可以利用下面的公式（2-39）到公式（2-44）计算。

$$G_1 = \frac{2A_1 \cosh A}{Y} \tag{2-39}$$

$$G_k = \frac{4A_{k-1}A_k \cosh^2 A}{B_{k-1}G_{k-1}} \quad k = 2, 3, 4, \ldots, n \tag{2-40}$$

这里：

$$Y = \sinh \frac{\beta}{2n} \tag{2-41}$$

$$\beta = \ln\left(\coth \frac{R_{\mathrm{dB}}}{17.37}\right) \tag{2-42}$$

$$A_k = \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n} \quad k = 1, 2, 3, \ldots, n \tag{2-43}$$

$$B_k = Y^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) \quad k = 1, 2, 3, \ldots, n \tag{2-44}$$

系数 G_1 到 G_n 表示元件值。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

决定 LC 元件参数值可以用另一个直接从传递函数的驱动点阻抗的综合变形来实现，完整的公式由 Matthaei 给出（见参考文献），这些方法适用于奇数阶和偶数阶切比雪夫滤波器。

例 2-20 计算一个切比雪夫低通滤波器的极点位置、频率响应和 LC 元器件参数值。

技术要求：

计算在频点 1、2 和 4rad/s 的极点位置、频率响应和计算归一化 n=5 纹波为 0.5dB 的切比雪夫低通滤波器的元件值。

设计结果：

（a）计算极点位置，首先利用下面的公式求解 k_c。

利用公式（2-37a）有 $\varepsilon=\sqrt{10^{R_{dB}/10}-1}=0.349$

利用公式（2-37b）有 $A=\frac{1}{n}\sinh^{-1}\frac{1}{\varepsilon}=0.355$

利用公式（2-35a）有 $k_r\sinh A=0.3625$

利用公式（2-35b）有 $k_j\cosh A=1.0637$

例 2-19 中的归一化巴特沃斯极点实部乘以 k_r，虚部乘以 k_j 可以得到下面的结果。

$$-0.1120\pm j1.0116;-0.2933\pm j0.6255;-0.3625$$

对这些 3dB 频点为 1rad/s 的坐标值分别除 $\cosh A_1$ 去归一化（利用公式（2-37b）），这里 A_1 的值（由公式 2-37（b））如下：

$$A_1=0.3428$$

所以，$\cosh A_1$=1.0593，最终极点位置为

$$-0.1057\pm j0.9549;-0.2769\pm j0.5905;-0.3422$$

（b）计算频率响应，用 5 阶切比雪夫多项式并且把 ε=0.349 代入公式（2-38），可以获得左面的结果。

Ω	A_{dB}
1.0	3 dB
2.0	45 dB
4.0	77 dB

（c）计算出的元件参数值如下。

利用公式（2-43）有 A_1=0.309

利用公式（2-42）有 $\beta=3.55$

利用公式（2-41）有 $\gamma=0.363$

利用公式（2-39）有 G_1=1.81

利用公式（2-40）有 G_2=1.30 G_3=2.69 G_4=1.30 G_5=1.81

系数 G_1 到 G_5 表示归一化具有-0.5dB 纹波和-3dB 截止频率为 1rad/s 的切比雪夫低通滤波器的参数值。图 2-40 所示为这个设计实例的结果。

切比雪夫滤波器在通带与止带之间比巴特沃斯滤波器具有较窄的过渡区，但是切比雪夫滤波器在通带内的延迟变化更大。随着通带纹波的加大，滚降率加大，但是瞬态特性迅速恶化，如果不允许纹波存在，切比雪夫滤波器降格为巴特沃斯滤波器。

在频率响应是主要考虑技术指标时切比雪夫函数有用，对给定阶数的任何全极点传递函数切比雪夫滤波器可以提供最大理论值的滚降率，它没有从数学上简化巴特沃斯滤波器，这可以从例 2-20 和例 2-19 中明显看出。幸运的是，由于第 10 章内容告诉了有关信息，所以无需计算极点和元件参数值。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

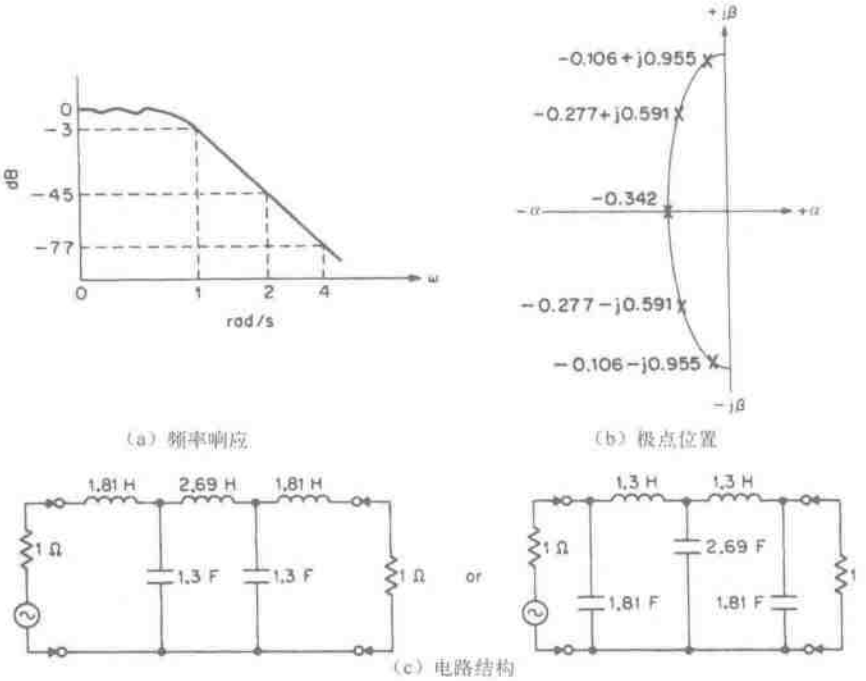


图 2-40　例 2-20 的切比雪夫低通滤波器

图 2-41 到图 2-54 所示为 0.01、0.1、0.25、0.5 和 1dB 纹波，-3dB 截止频率为 1rad/s 的所有归一化切比雪夫低通滤波器的频域和时域参数。

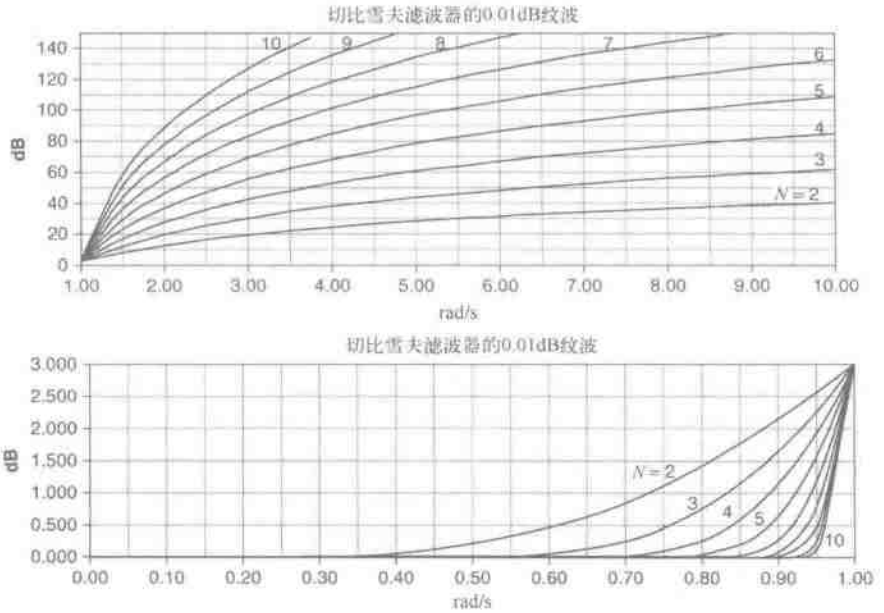


图 2-41　具有-0.01dB 纹波的切比雪夫滤波器衰减特性

www.789pdf.com 789书库网

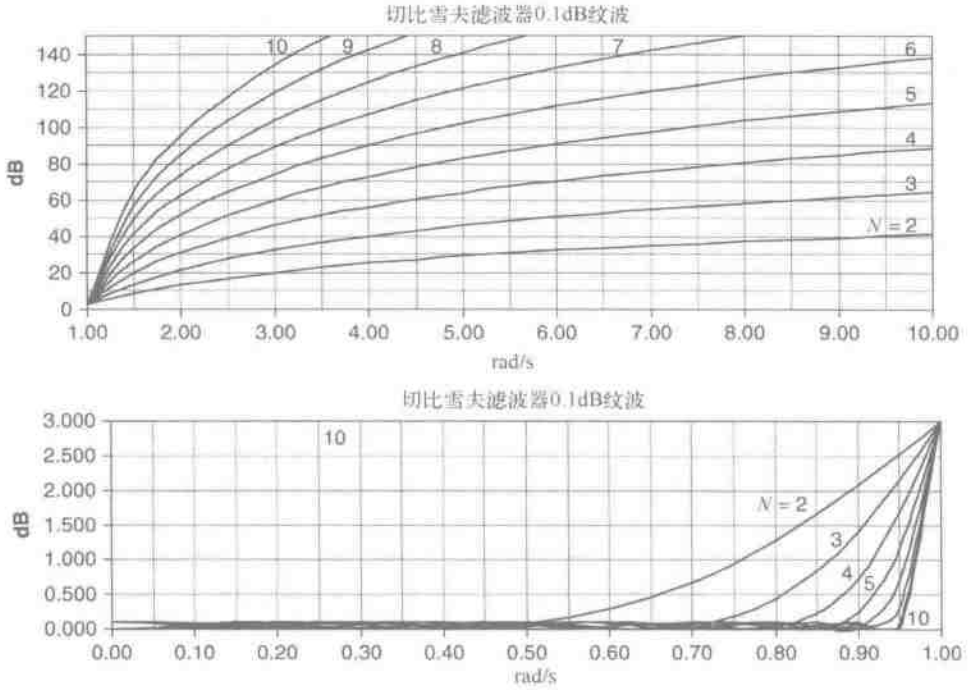


图 2-42 -0.1dB 纹波切比雪夫滤波器的衰减特性

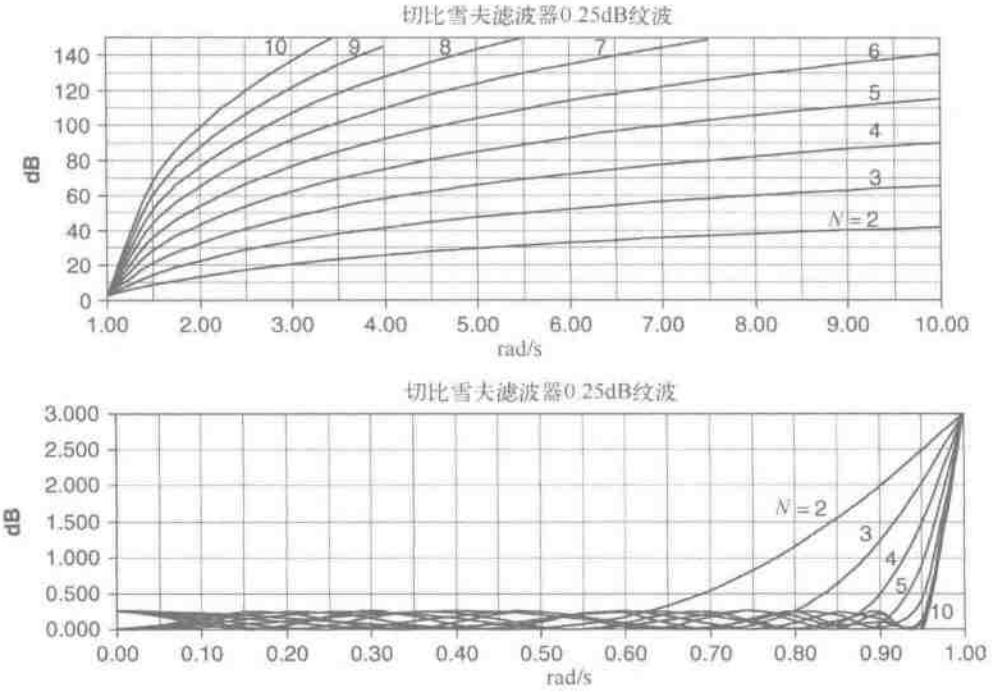


图 2-43 -0.25dB 纹波的切比雪夫滤波器的衰减特性

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

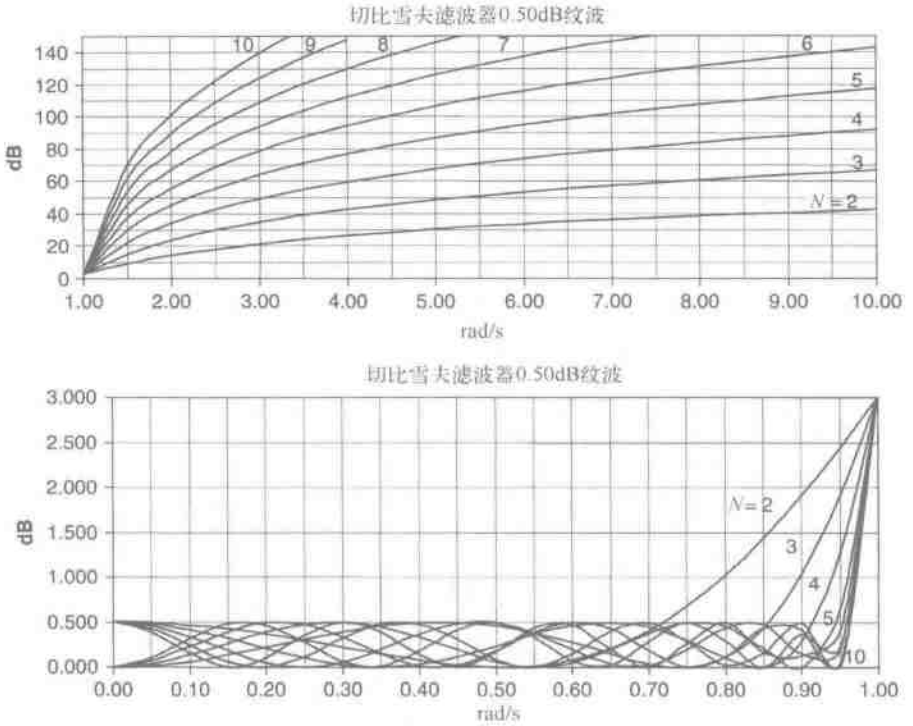


图 2-44　−0.5dB 纹波的切比雪夫滤波器衰减特性

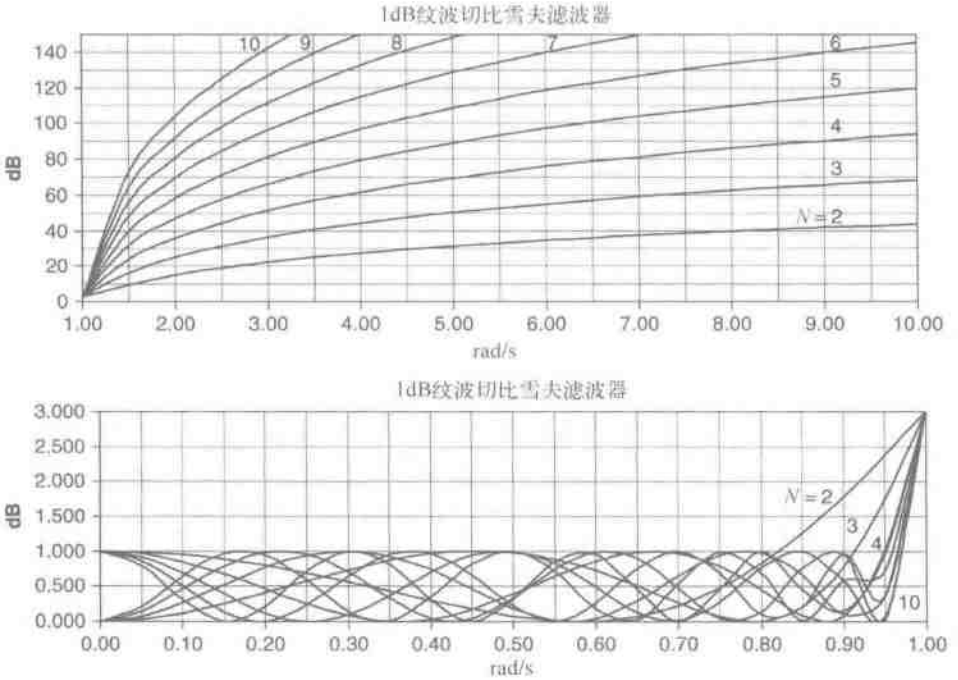


图 2-45　−1dB 纹波的切比雪夫滤波器衰减特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

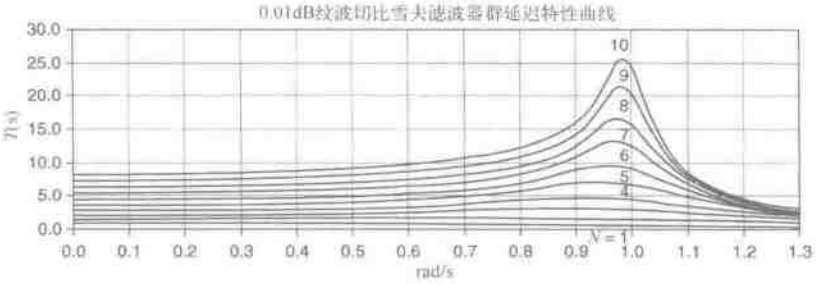


图 2-46　-0.01dB 纹波的切比雪夫滤波器群延迟特性曲线

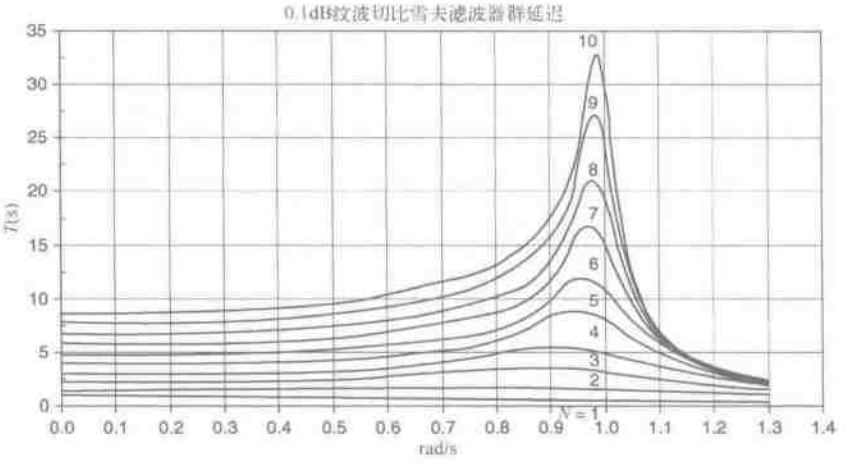


图 2-47　-0.1dB 纹波的切比雪夫滤波器群延迟特性曲线

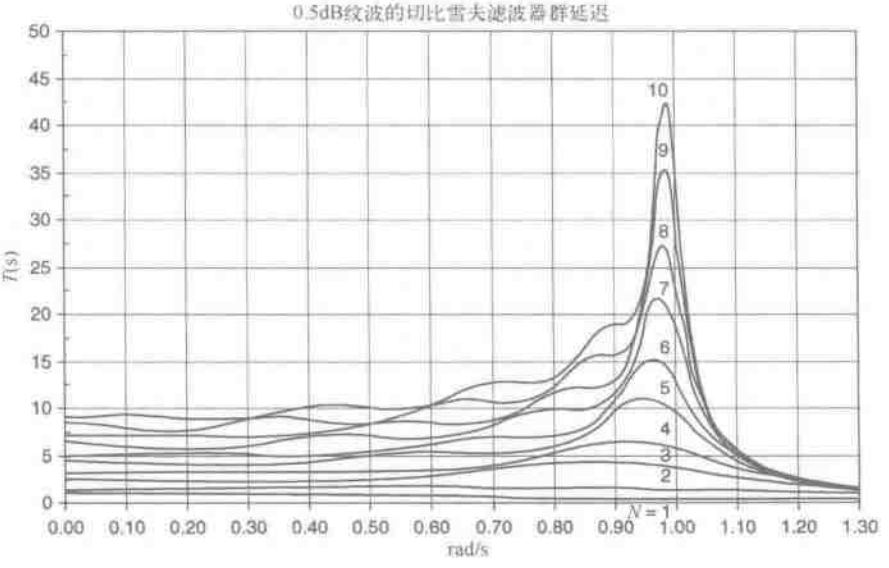


图 2-48　-0.5dB 纹波的切比雪夫滤波器群延迟特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

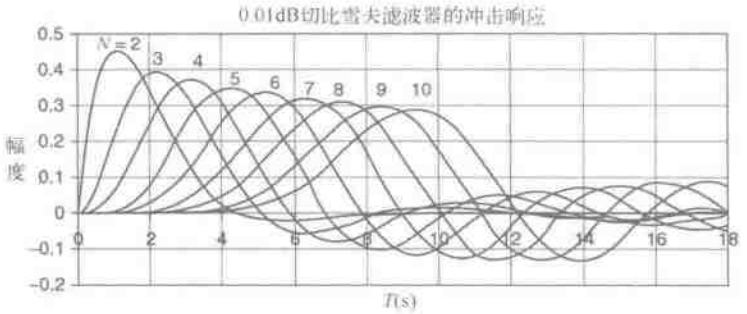


图 2-49　−0.01dB 纹波的切比雪夫滤波器冲击响应特性曲线

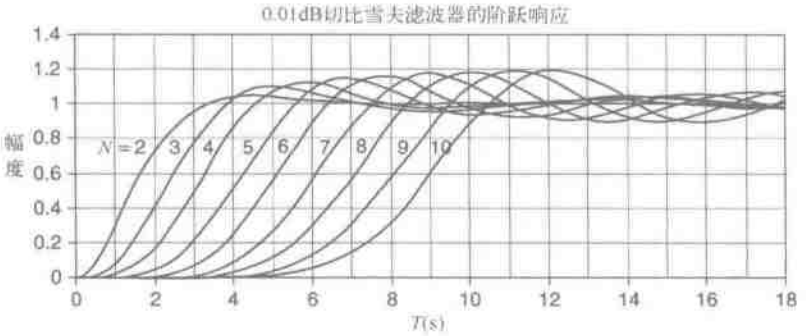


图 2-50　−0.01dB 纹波的切比雪夫滤波器阶跃响应特性曲线

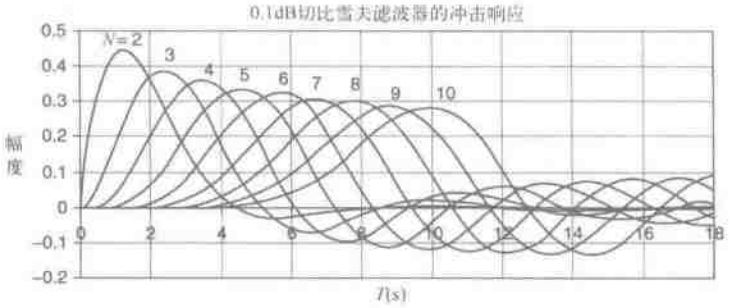


图 2-51　−0.1dB 纹波切比雪夫滤波器冲击响应特性曲线

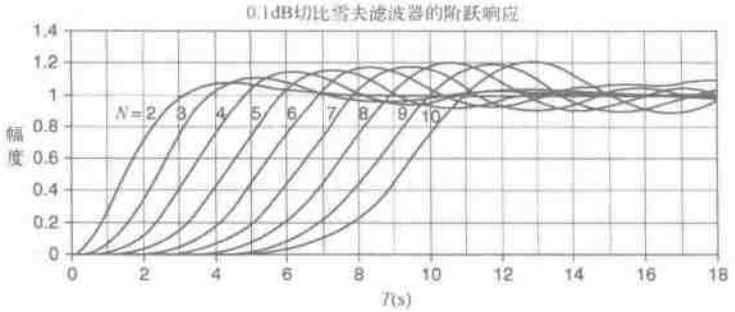


图 2-52　−0.1dB 纹波切比雪夫滤波器阶跃响应特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

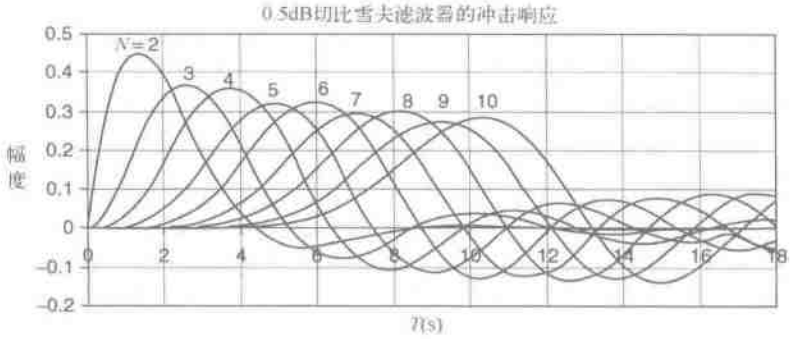


图 2-53 −0.5dB 纹波切比雪夫滤波器冲击响应特性曲线

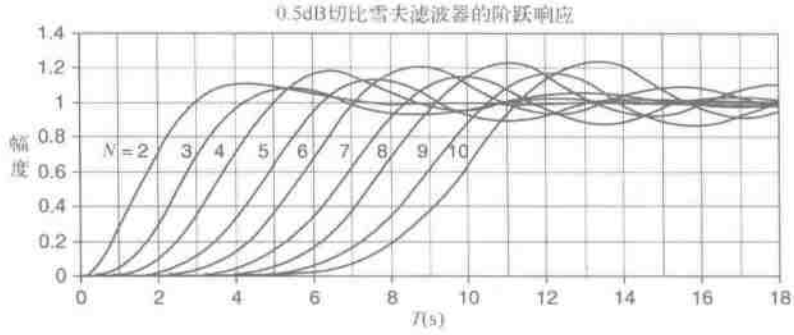


图 2-54 −0.5dB 纹波切比雪夫滤波器阶跃响应特性曲线

2.5 贝塞尔最大平坦延迟

巴特沃斯滤波器具有非常好的幅度和瞬态工作特性，切比雪夫滤波器可以改善选择性，但是切比雪夫滤波器的瞬态特性不好，两者都不是在通带内获得固定延迟的近似理想滤波器。

贝塞尔传递函数已被优化来获得线性相位工作特性，即获得最大的平坦延迟工作特性。贝塞尔滤波器的阶跃响应工作特性没有过冲或振铃，冲击响应没有振荡特性，但是，贝塞尔滤波器的频率响应比其他类型的滤波器的选择余地小得多。

贝塞尔滤波器对低通恒延迟近似的通用传递函数可以用公式（2-45）表示。

$$T(s)=\frac{1}{\sinh s+\cosh s} \tag{2-45}$$

如果一个连分式展开用于近似双曲线函数和切为不同长度的连分式展开，就会得到贝塞尔传递函数族。

通过将所有的极点定位于一个圆上，并用 $2/n$ 分割他们的虚部，就可以近似得到如图 2-55 所示极点位置图，极点间的矢量空间是一样的，而在巴特沃斯滤波器的场合角度是相等的。

贝塞尔低通滤波器的相对衰减可以近似的用公式（2-46）表示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$A_{\mathrm{dB}}=3\left(\frac{\omega_x}{\omega_c}\right)^2 \tag{2-46}$$

对 ω_x/ω_c 在 0～2 区间这种表示具有合理的精度。

图 2-56～图 2-59 表示随着滤波器阶数的增加，延迟的平坦区进一步扩展到了阻带。但是，滤波器在过渡区的滚降陡度没有明显改善。这就限制了贝塞尔滤波器在瞬态工作特性为主要考虑因素应用场合的应用。

一个类似的滤波器族是高斯型滤波器，但是，高斯滤波器的相位响应线性不如同样极点数的贝塞尔滤波器，并且选择性不陡峭。

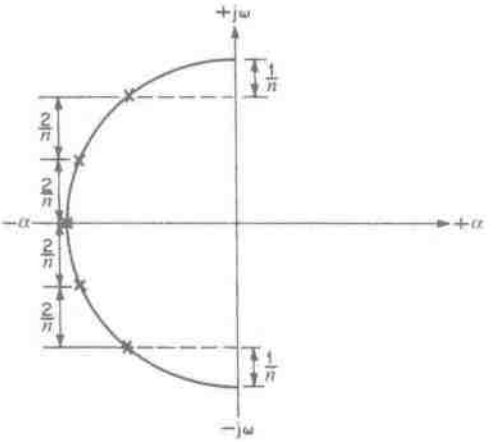
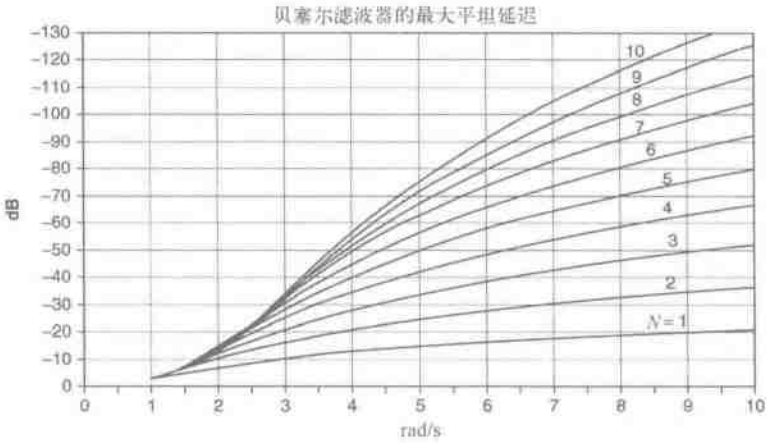


图 2-55　贝塞耳滤波器极点位置近似



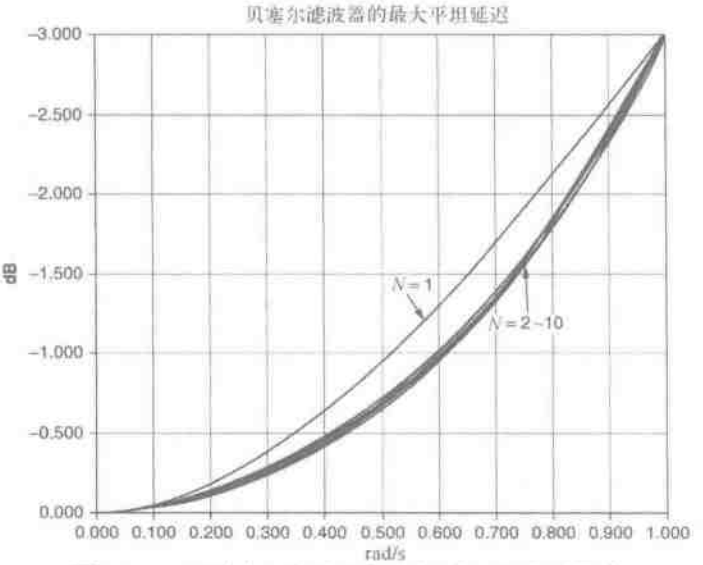


图 2-56　（贝塞尔）滤波器的最大平坦延迟衰减特性

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

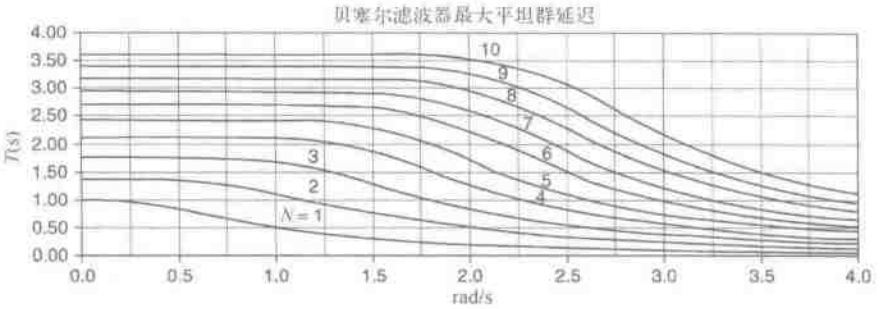


图 2-57 （贝塞尔）滤波器最大平坦延迟的群延迟特性

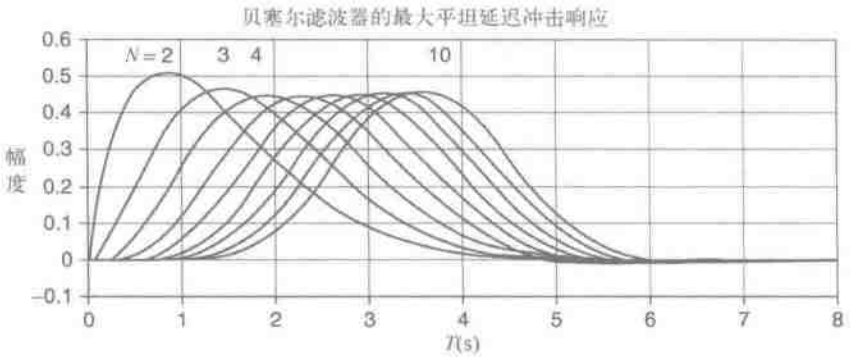


图 2-58 （贝塞尔）滤波器最大平坦延迟的冲击响应

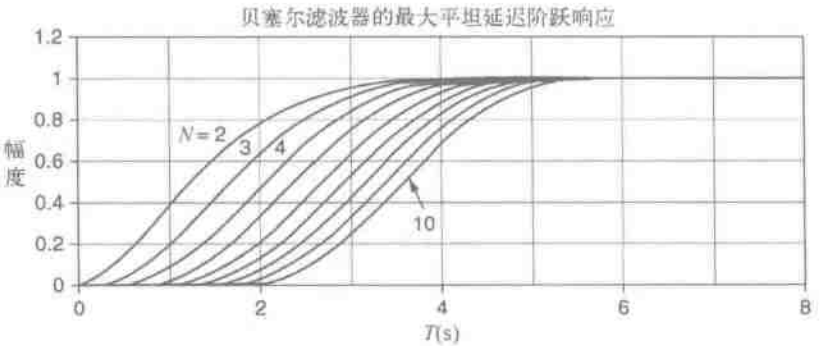


图 2-59 （贝塞尔）滤波器最大平坦延迟的阶跃响应

▷▷ 2.6 线性相位与等纹波误差

切比雪夫（等纹波幅度）函数是巴特沃斯函数理想幅度曲线的一个更好近似，所以，切

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

比雪夫族滤波器的线性相位等纹波近似将比贝塞尔族滤波器更为有效。

图 2-60 所示为在给定 ε 纹波内线性相位的近似，对同样的 n 值，等纹波相位近似的导致了线性相位，最终在一个比贝塞尔族滤波器更大区间有近似固定的延迟范围。同时，幅度响应特性远优于截止频率特性。在转换过渡区和低于截止频率区间，两种滤波器有几乎一样的响应特性。

随相位纹波 ε 的加大，固定延迟区间进一步扩展到止带，但是，延迟引入了纹波，阶跃响应相比贝塞尔类滤波器有稍微更大的过冲。

用封闭的方法计算极点位置是不可行的，第 10 章中的极点位置列表是利用迭代技术得到的，参数值用于相位纹波为 0.05° 和 0.5° 的场合，有关频域和时域参数如图 2-61～图 2-68 所示。

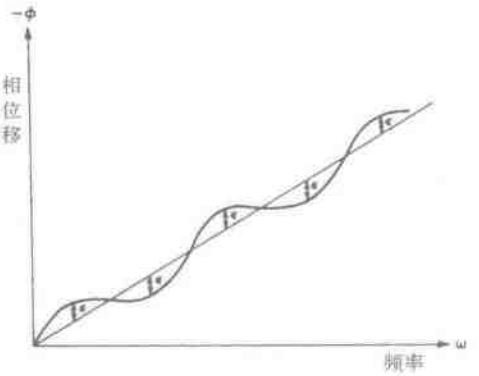


图 2-60　等纹波线性相位近似

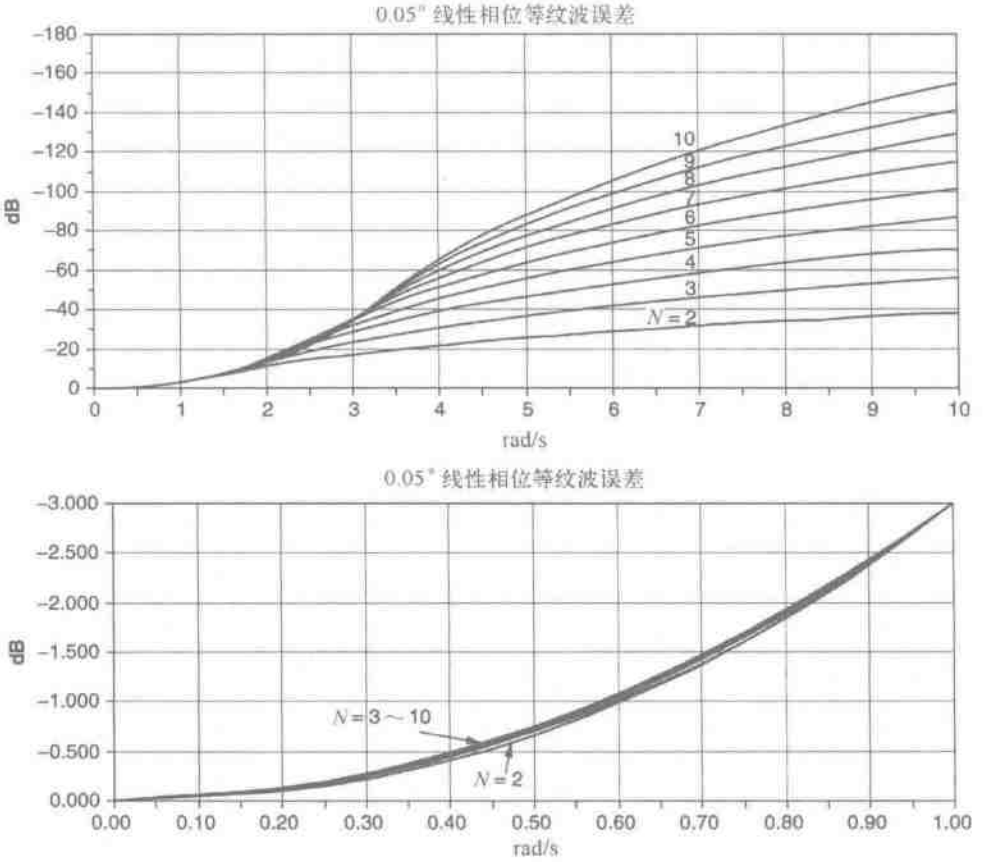


图 2-61　线性相位等纹波误差滤波器（相位误差=0.05°）的衰减特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

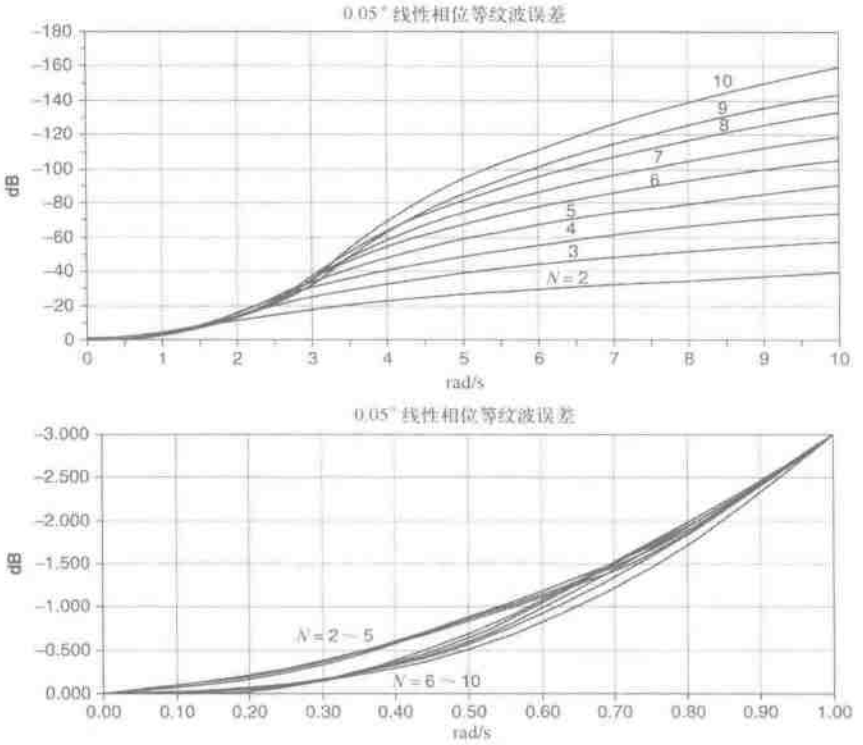


图 2-62　线性相位等纹波误差滤波器（相位误差=0.5°）的衰减特性曲线

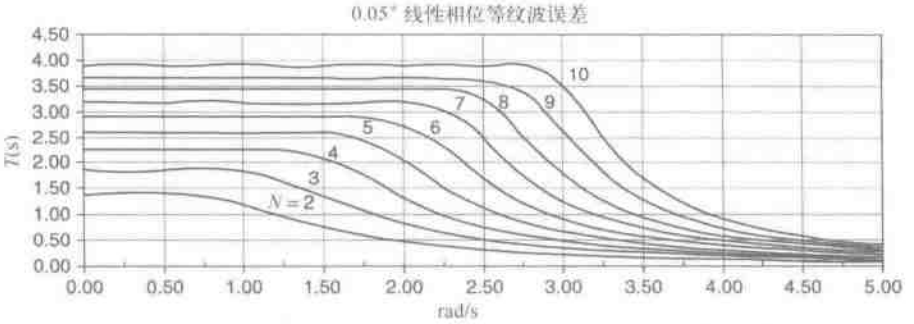


图 2-63　线性相位等纹波误差滤波器（相位误差=0.05°）的群延迟特性曲线

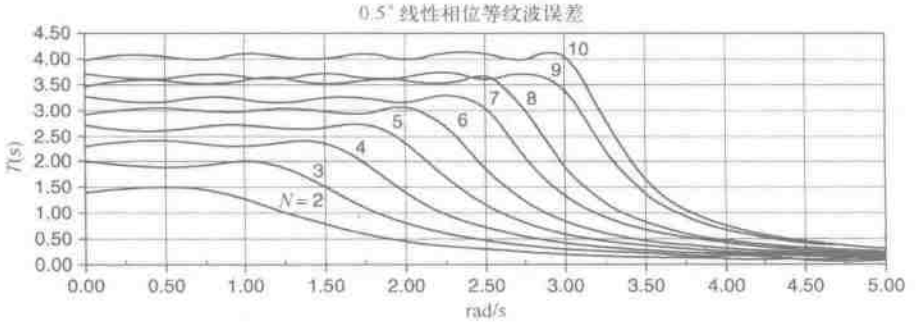


图 2-64　线性相位等纹波误差滤波器（相位误差=0.5°）的群延迟特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

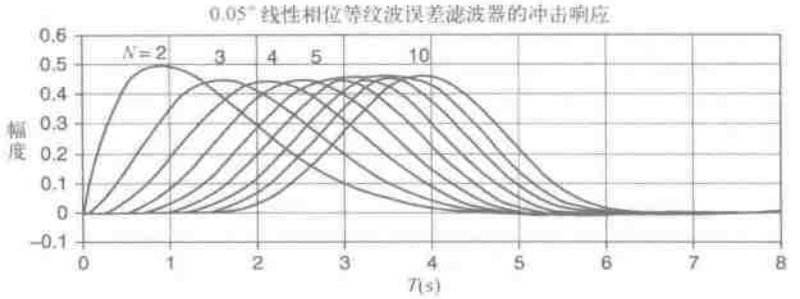


图 2-65　线性相位等纹波误差滤波器（相位误差=0.05°）的冲击响应特性曲线

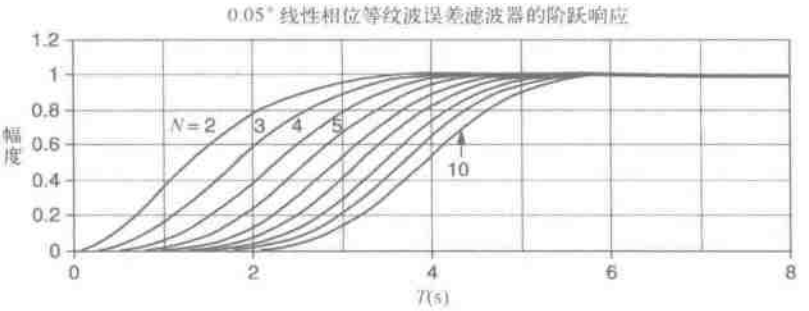


图 2-66　线性相位等纹波误差滤波器（相位误差=0.05°）的阶跃响应特性曲线

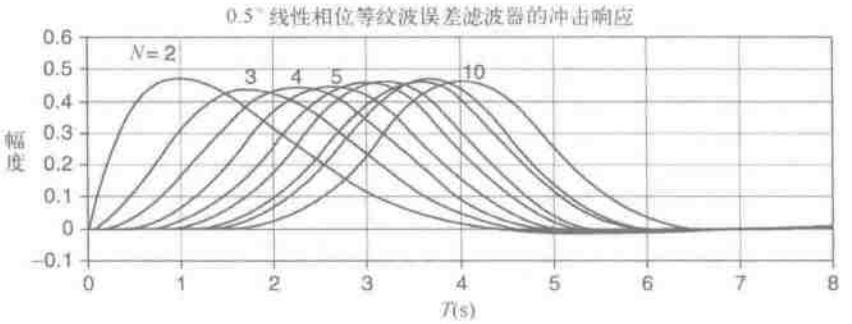


图 2-67　线性相位等纹波误差滤波器（相位误差=0.5°）的冲击响应特性曲线

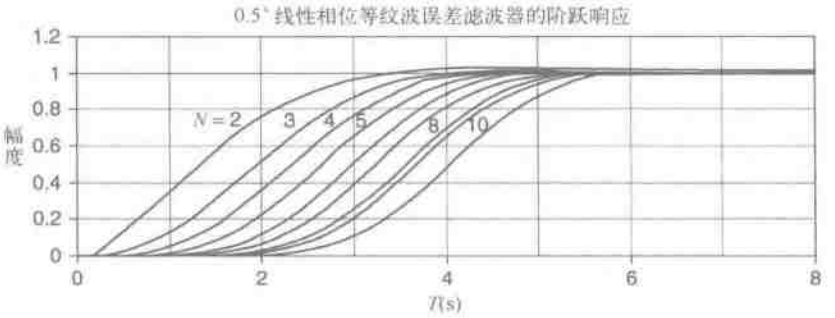


图 2-68　线性相位等纹波误差滤波器（相位误差=0.5°）的阶跃响应特性

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

2.7 过渡滤波器

前面讨论的贝塞尔滤波器有非常好的瞬态工作特性，但是选择性差。另一方面，切比雪夫滤波器具有陡峭的滚降特性，但时域工作特性很差。过渡滤波器将贝塞尔滤波器和高斯滤波器的工作特性折中，其工作特性类似于贝塞尔族滤波器和切比雪夫滤波器。

过渡过滤器在通频带内有近似线性的相位移和平滑的振幅滚降工作特性，在通频带外这个频率点会出现急剧变化的幅度工作特性，相对贝塞尔滤波器衰减急剧加大，特别对更高 n 阶的过渡过滤器而言更是如此。

在第 10 章的表格中给出了具有 6dB 和 12dB 高斯滤波器工作特性的过渡过滤器。-6dB 高斯滤波器的瞬态特性略优于巴特沃斯滤波器族的瞬态特性。在-6dB 点以外大约出现在 1.5rad/s 频率点，衰减特性几乎和巴特沃斯滤波器的衰减特性类似。-12dB 高斯滤波器的时域参数远优于巴特沃斯滤波器的时域参数。可是，-12dB 断点出现在 2 rad/s 频率点，在这个断点外的衰减特性远不如巴特沃斯滤波器的衰减特性。

第 10 章表中给出的过渡滤波器一般利用极点位置插值的数学方法产生，图 2-69～图 2-76 所示为-6dB～-12dB 高斯过渡滤波器的频域和时域工作特性。

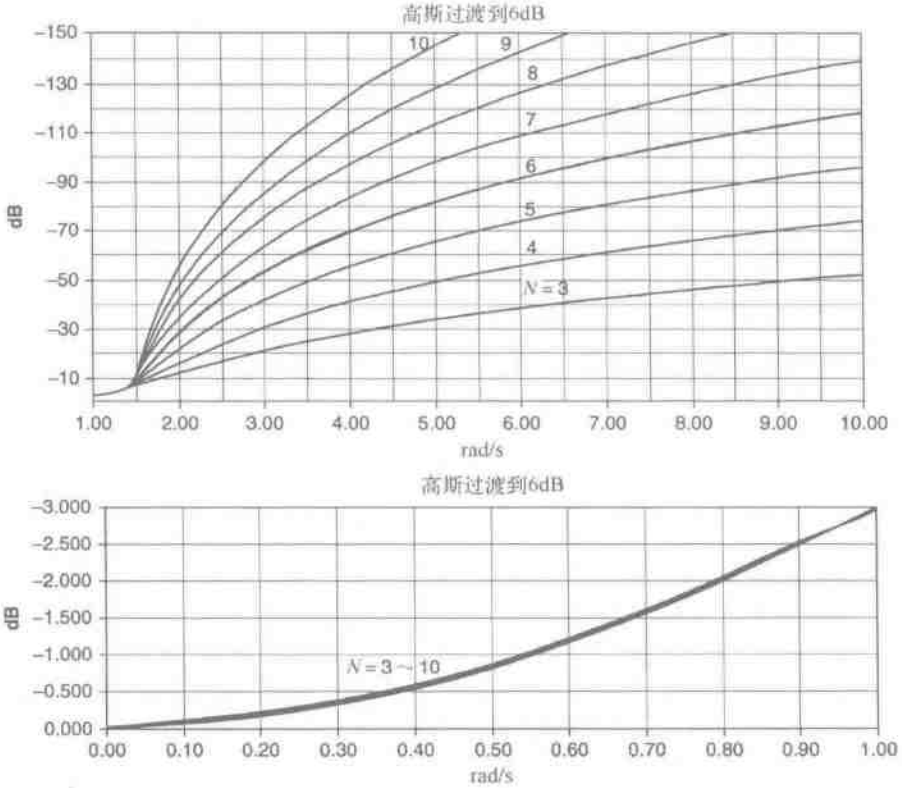


图 2-69 过渡滤波器的衰减特性（高斯至 6dB）曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

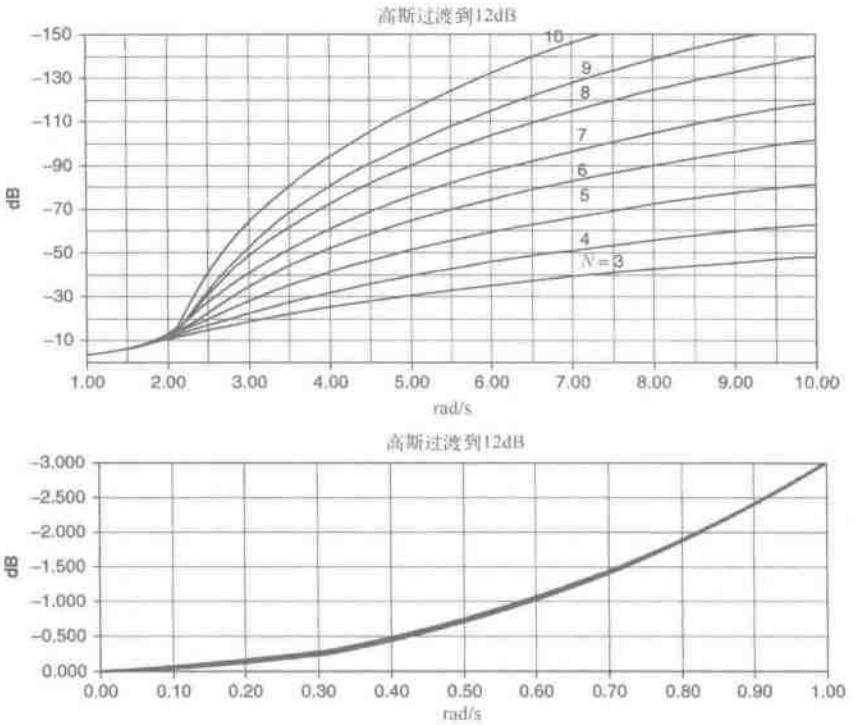


图 2-70　过渡滤波器（高斯到 12dB）的衰减工作特性曲线

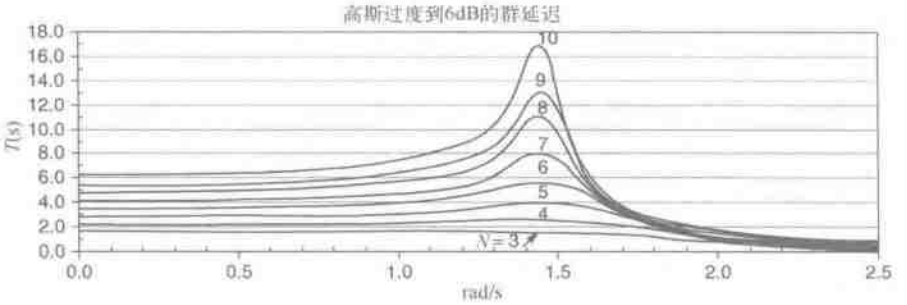


图 2-71　过渡滤波器（高斯至 6dB）的群延迟工作特性曲线

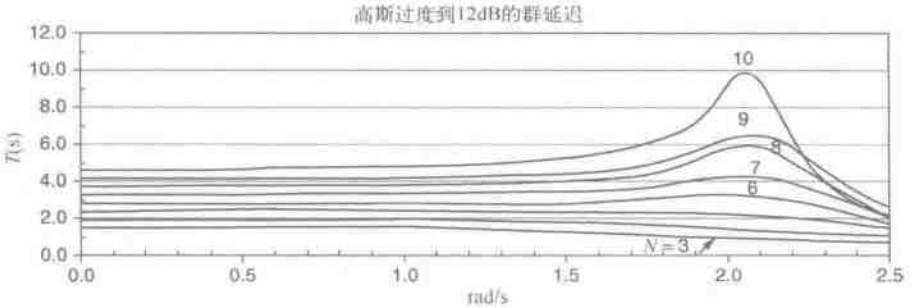


图 2-72　过渡滤波器（高斯到 12dB）的群延迟工作特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

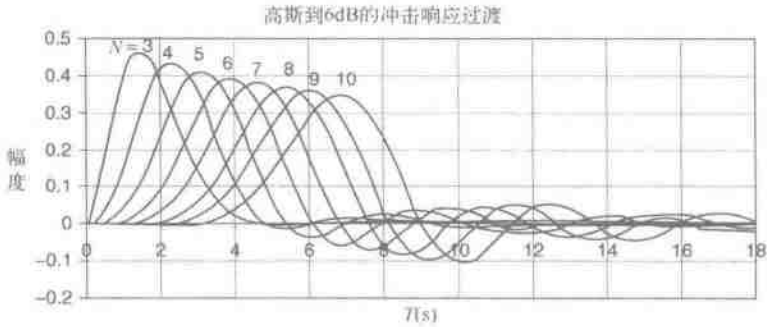


图 2-73　过渡滤波器（高斯到 6dB）的冲击响应工作特性曲线

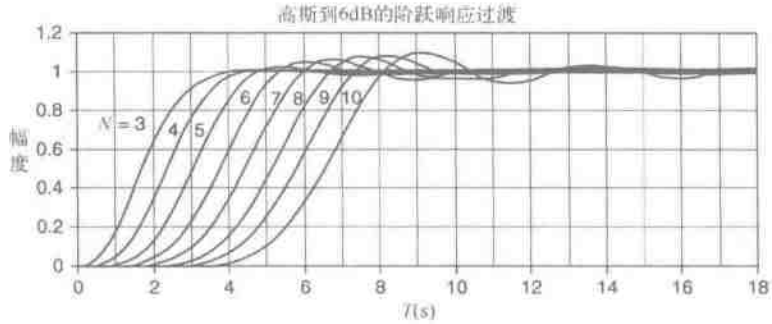


图 2-74　过渡滤波器（高斯到 6dB）的阶跃响应工作特性曲线

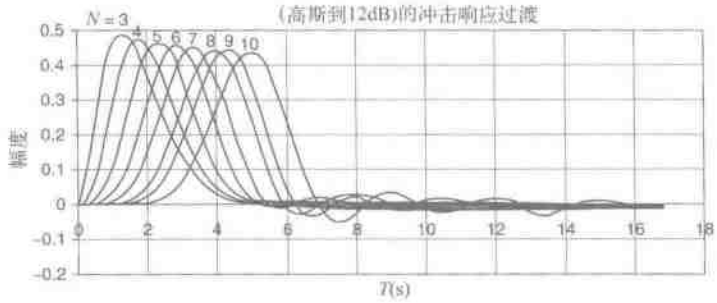


图 2-75　过渡滤波器（高斯到 12dB）的冲击响应工作特性曲线

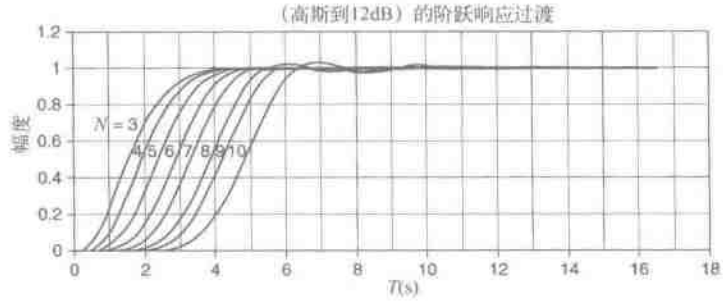


图 2-76　过渡滤波器（高斯到 12dB）的阶跃响应工作特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷2.8　同步调谐滤波器

同步调谐滤波器是最基本的滤波器类型，最易于构造和匹配，它们有相同的多极点结构，典型应用是带通放大器的应用场合，在带通放大器的应用场合有多级级联，每级有相同的中心频率和 Q 值。

同步调谐滤波器的衰减可以用公式（2-47）计算。

$$A_{dB} = 10n\lg[1+(2^{1/n}-1)\Omega^2] \tag{2-47}$$

公式（2-47）是归一化的，所以 3dB 的衰减出现在Ω=1 的位置。

利用下面的关系式（2-48）每个级联部分的 Q 值可以定义为对组合电路 Q 值的要求，如公式（2-48）所示。

$$Q_{部分} = Q_{组合}\sqrt{2^{1/n}-1} \tag{2-48}$$

作为一种选择，这里指出每一级联部分的-3dB 带宽是以$\sqrt{2^{\frac{1}{n}}-1}$的收缩率降低，每一级联部分的 Q 值低于总 Q 值($Q_{组合}$)，而在非同步调谐滤波器的场合 Q_s 级联部分需要极大高于组合 $Q_{组合}$值。

例 2-21　计算同步调谐带通滤波器的衰减和级联电路部分的 Q 值

技术要求：

一个由三部分级联电路构成的同步调谐带通滤波器的中心频率为 10kHz，-3dB 带宽为 100Hz。计算对应 300Hz 带宽的衰减，并计算每部分级联电路的 Q 值。

设计结果：

（a）利用公式（2-47）可以计算出 300Hz 带宽的衰减，结果如下。

$$A_{dB} = 10n\lg[1+(2^{1/n}-1)\Omega^2] = 15.7\ \text{dB}$$

式中，n=3 和Ω带宽比为 300Hz/100Hz，即为 3（因为滤波器为窄带型滤波器，无需转换为几何对称的响应工作特性）。

（b）每部分级联电路的 Q 值可以利用公式（2-48）计算，有以下计算结果成立。

$$Q_{部分} = Q_{组合}\sqrt{2^{1/n}-1} = 51$$

式中，$Q_{组合}$为 10 kHz/100 Hz 或等于 100。

例 2-21 给出的同步调谐滤波器在归一化频率比为 3 的情况下仅有 15.7dB 的衰减，对 n=3 的平缓滚降特性的贝塞尔族滤波器在同样复杂程度的情况下，具有比同步调谐滤波器有更好的选择性。

但是，瞬态特性接近最优，阶跃响应在所有冲击信号输入响应没有输出过冲，对冲击响应没有振荡工作特性。

同步调谐滤波器的不好选择性限制了它们在需要合适的衰减陡度和简单的电路匹配应用场合的应用，频域工作特性如图 2-77 所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

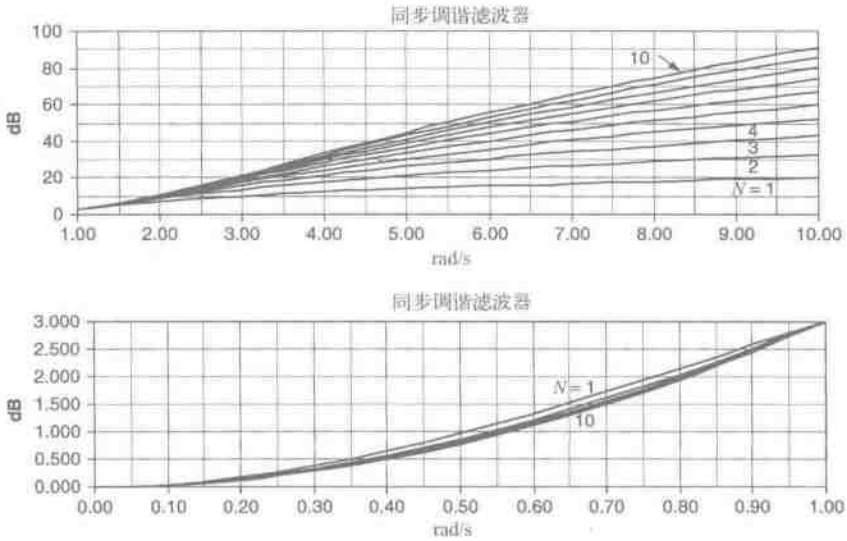


图 2-77　同步调谐滤波器的衰减特性曲线

▷▷ 2.9　椭圆函数滤波器

前面讨论的所有滤波器为全极点网络。仅在阻带极端情况下展现无限抑制能力，椭圆函数滤波器在有限的频率具有零点和极点。类似切比雪夫滤波器在通带的极点和零点位置出现等纹波工作特性，在阻带有限传输零点减小了渡越区，所以可以获得具有极陡峭的滚降工作特性。这些传输零点的引入使得在给定数量的极点条件下从理论上讲有最大下降速率（陡度）的可能。

图 2-78 对 5 极点巴特沃斯、−0.1dB 切比雪夫和−0.1dB 有两个传输零点的椭圆函数滤波器进行了比较。很明显，椭圆函数滤波器比其他类型的滤波器在过渡区有更快速的下降速率，改进性能是在止带有返回波瓣为代价，椭圆函数滤波器也比全极点网络复杂。因为需要最小阻带衰减和选择的滤波器具有的返回波瓣能满足这个技术要求，并且返回波瓣通常对用户而言是可以接受的。同时，即使每个滤波器部分电路比全极点滤波器更复杂，但是需要更少的滤波器节电路。

下面的定义适用于如图 2-79 所示的规一化椭圆函数低通滤波器。

R_{dB} 是通带纹波。

A_{min} 是最小止带衰减，单位为 dB。

Ω_s 是在 A_{min} 出现的最低止带频率。

除了衰减在 1rad/s 频率点等于通带纹波，而不是 3dB 外，在通频带的响应类似切比雪夫滤波器的响应。止带有传输零点，第一个零点出现在略超出 Ω_s 的位置，所有零点又返回（折回）到等于 A_{min} 的止带内。

椭圆滤波器的衰减可以用公式（2-49）表示。

$$A_{dB} = 10\lg\left[1+\varepsilon^2 Z_n^2(\Omega)\right] \tag{2-49}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

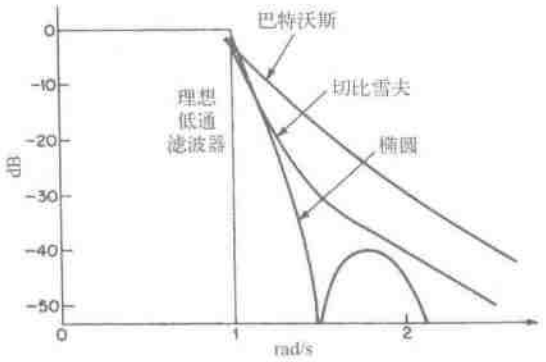


图 2-78　n=5 巴特沃斯、切比雪夫和椭圆函数滤波器比较

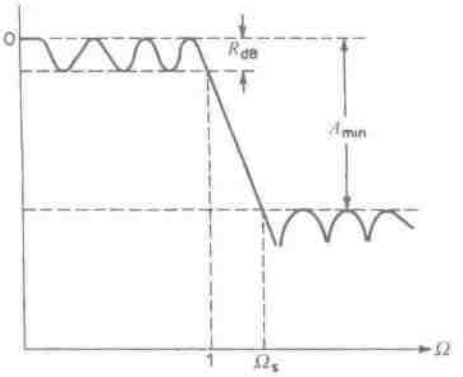


图 2-79　归一化椭圆函数低通滤波器响应曲线

式中，ε 由纹波公式（2-37）所定义；$Z_n(\Omega)$是第 n 阶椭圆函数。既有零点，又有极点的椭圆函数可以利用公式（2-50）表示。

$$Z_n(\Omega)=\frac{\Omega\left(a_2^2-\Omega^2\right)\left(a_4^2-\Omega^2\right)\ldots\left(a_m^2-\Omega^2\right)}{\left(1-a_2^2\Omega^2\right)\left(1-a_4^2\Omega^2\right)\ldots\left(1-a_m^2\Omega^2\right)} \tag{2-50}$$

n 为奇数，$m=(n-1)/2$ 时，有公式（2-51）成立。

$$Z_n(\Omega)=\frac{\left(a_2^2-\Omega^2\right)\left(a_4^2-\Omega^2\right)\ldots\left(a_m^2-\Omega^2\right)}{\left(1-a_2^2\Omega^2\right)\left(1-a_4^2\Omega^2\right)\ldots\left(1-a_m^2\Omega^2\right)} \tag{2-51}$$

如果 n 为偶数时，$m=n/2$。

Z_n 的零点为 $a_2, a_4, \cdots, a_m$，极点为 $1/a_2, 1/a_4, \cdots, 1/a_m$，$Z_n$ 的极点和零点之间的互为倒数的关系导致在阻带和通带的等纹波工作特性。

a_2 到 a_m 的值可以通过公式（2-52）所示的椭圆积分得到。

$$K_c=\int_0^{\pi/2}\frac{\mathrm{d}\theta}{\sqrt{1-k^2\sin^2\theta}} \tag{2-52}$$

数字化的评价可能有些困难，Glowatski（见参考文献）含有专门用于决定 $Z_n(\Omega)$极点和零点的表格。

萨尔（Saal）和兹维列夫（Zverev）（见参考书目）已对椭圆函数滤波器做了大量的表格化工作，表格化的基础是椭圆椭圆函数滤波器的阶数 n、参数 θ（度）和反射系数 ρ（百分数）。

椭圆函数滤波器有时被称为 Cauer 滤波器以纪念网络理论家、教授 Wilhelm Cauer。使用以下约定表格化的方法表示。

$$C\,n\,\rho\,\theta$$

式中，C 是 Cauer；n 是滤波器的阶数，ρ 是反射系数；θ 是模角。一个 5 阶滤波器的 ρ 为 15%，θ 为 29°，可以表示为 CO5　15　$\theta=29°$。

角 θ 决定滤波器的陡度，可以用公式（2-53）表示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\theta = \sin^{-1}\frac{1}{\Omega_s} \tag{2-53}$$

或用公式（2-54）表示。

$$\Omega_s = \frac{1}{\sin\theta} \tag{2-54}$$

表 2-2 Ω_s与θ

θ(°)	Ω_s
0	∞
10	5.759
20	2.924
30	2.000
40	1.556
50	1.305
60	1.155
70	1.064
80	1.015
90	1.000

表 2-2 所示为θ和Ω_s的部分代表性值。

反射系数参数ρ可以利用公式（2-55）计算。

$$\rho = \frac{\text{VSWR}-1}{\text{VSWR}+1} = \sqrt{\frac{\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2}} \tag{2-55}$$

式中，VSWR 是驻波比；ε是纹波系数（见 2.4 节关于切比雪夫响应部分的有关内容）。通带纹波和反射系数的相互关系由公式（2-56）表示。

$$R_{dB} = -10\lg(1-\rho^2) \tag{2-56}$$

表 2-3 所示为一些典型反射系数值之间的相互关联，这里公式中的ρ为百分数。

表 2-3 ρ与R_{dB}、VSWR 和ε的关系

ρ(%)	R_{dB}	VSWR	ε（纹波系数）
1	0.0004343	1.0202	0.0100
2	0.001738	1.0408	0.0200
3	0.003910	1.0619	0.0300
4	0.006954	1.0833	0.0400
5	0.01087	1.1053	0.0501
8	0.02788	1.1739	0.0803
10	0.04365	1.2222	0.1005
15	0.09883	1.3529	0.1517
20	0.1773	1.5000	0.2041
25	0.2803	1.6667	0.2582
50	1.249	3.0000	0.5774

随参数θ接近止带边沿 90°，止带频率Ω_s接近 1，θ_s角接近 90°，就可以获得非常陡峭的滚降特性。但是，对固定的n，止带衰减A_{min}随陡峭度的加大而降低，图 2-80 所示为一个n=3 椭圆滤波器在固定纹波为 1dB（ρ=50%）和不同θ值的频率响应特性曲线。

对给定的θ和阶数n，随着纹波加大，止带衰减参数A_{min}加大，因为椭圆函数滤波器的极点都近似位于椭圆，延迟特性曲线也类似于切比雪夫滤波器族的延迟特性曲线。图 2-81 比较了A_{min}为 60dB、n=3、4 和 5 椭圆滤波器的延迟工作特性，随滤波器的纹波和阶数增加延迟变化会很快的随之上升。

反射系数参数ρ决定 LC 椭圆滤波器输入阻抗变化与工作频率和通带纹波的关系，随反射系数参数ρ的降低，可以在滤波器阻抗和滤波器阻性终端之间获得更好的匹配。图 2-82 所示为一个归一化n=5 椭圆函数低通滤波器的输入阻抗随频率变化关系，在 DC 工作频率下，输入阻抗为阻性 1Ω，随工作频率增加会出现正和负的电抗性成分，所有最大值在一个圆的半径正比于反射

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

系数 ρ 的直径范围内，随滤波器复杂程度的加大，在圆内会出现更多的回转。

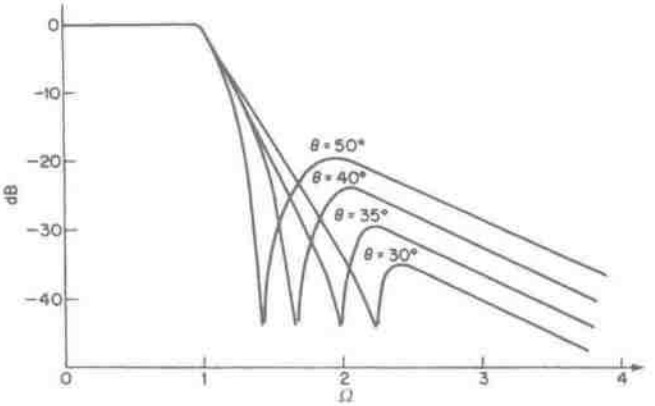


图 2-80　R_{dB}=1dB，n=3 的椭圆函数低通滤波器响应曲线

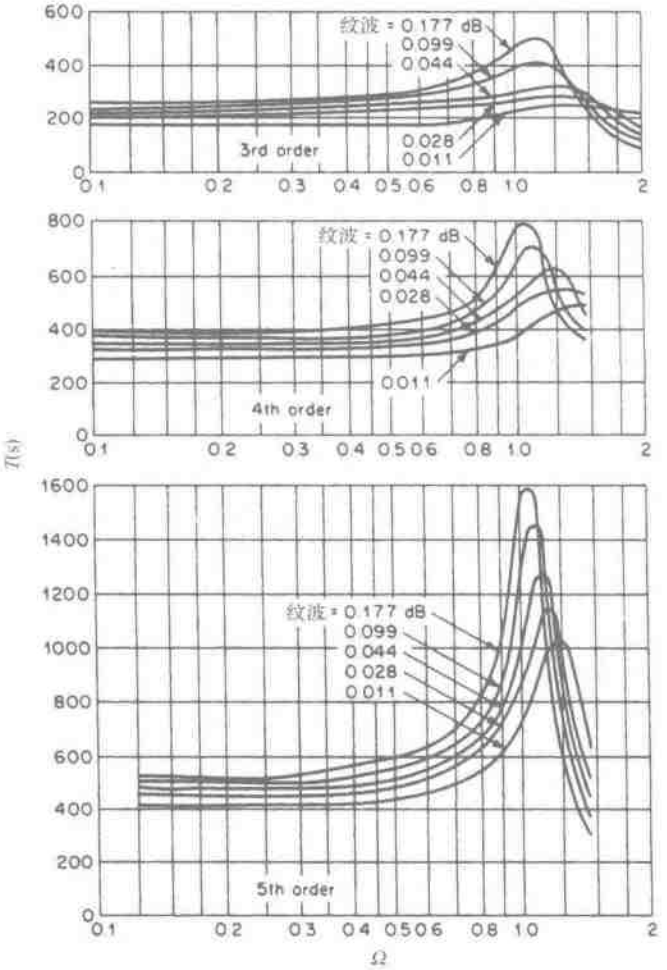


图 2-81　n=3、4、5 和 A_{min}=60dB 椭圆函数滤波器的延迟特性

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

滤波器输入阻抗和反射系数 ρ 之间的关系可以用公式（2-57）表示。

$$|\rho|^2=\left|\frac{R-Z_{11}}{R+Z_{11}}\right|^2 \tag{2-57}$$

式中，R 是阻性端子的电阻；Z_{11} 是滤波器的输入阻抗。

R 和 Z_{11} 之间匹配的紧密程度经常用公式（2-58）所示的单位为分贝的回波损耗表示。

$$A_\rho=20\lg\left|\frac{1}{\rho}\right| \tag{2-58}$$

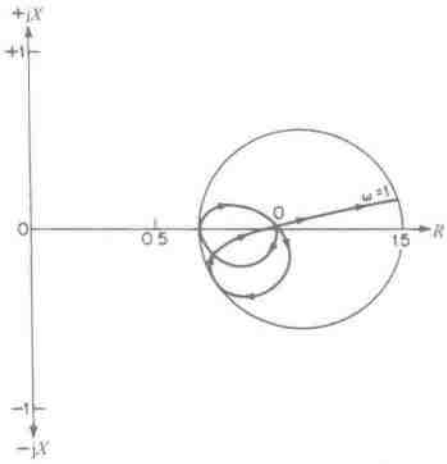


图 2-82　归一化 n=5 椭圆函数低通滤波器在通带内的阻抗变化

▷▷▷ 2.9.1　使用滤波器解决方案（书版）软件设计椭圆函数低通滤波器

本书以前的版本含有大量的归一化参数数据表格，这些参数在滤波器的设计过程中必须缩放到滤波器的工作频率和工作阻抗值。但是在这里无须再这样做。

“本书含有有一个下载‘滤波器解决方案书版本’程序的内容（见附录 A），这个程序仅限于椭圆函数 LC 滤波器（高达 N=10）的设计应用场合，是完整程序的一个子集，它可以从 Nuhertz 技术公司获得（www.nuhertz.com）。本书鼓励读者获得完整版的版本，版本同时含有无源实现，内容涵盖许多滤波器多项式类型，包括分布式、有源、开关电容器和数字以及许多非常强大的特性，与得到广泛应用的 AWR®公司 Microwave Office 设计软件，CST 的 Studio Suite®和 Sonnet®设计软件集成。”

程序非常直观，一目了然，这样读者可以自己使用体会设计软件的许多特点，而且，使用这个程序的所有设计例子将详细说明其用法并提供有用的提示，通过安装 Nuhertz_FB2_Install 程序并运行。

滤波器解决方案可以通过运行下载的 Filter_Solutions_FB2_Install 程序实现，它是下载程序的一部分（见附录 A）。

例 2-22　利用滤波器设计解决方案设计软件决定椭圆函数滤波器的阶数

技术要求：

利用滤波器设计解决方案设计软件决定通带高达 1000Hz，纹波小于 0.2dB，在 1300Hz 及以上最低抑

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

制能力为 60dB 的椭圆函数滤波器阶数。

设计结果：

（a）打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 0.2。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1000。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 1300。

查看 Frequency Scale Hertz 选项框。

（b）单击 Set Order 按钮打开第二个面板。

在 Stop Band Attenuation (dB)选项框中输入 60。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

在主控面板显示 7 阶。

（c）结果是七阶椭圆函数低通滤波器提供了所需的衰减。通过比较一个 27 阶的巴特沃斯低通滤波器可以满足例 2-22 的技术要求，所以椭圆函数族滤波器是陡峭滤波器必须的技术要求。

▷▷▷ 2.9.2　使用 ELI 1.0 程序设计高达 31 阶奇数阶椭圆函数低通滤波器

这个设计程序可以基于 Amstutz 开发的算法，用于高达 15 个零点（传输零点）复杂度或 31 阶的奇数阶椭圆函数 LC 低通滤波器设计应用场合。

程序输入项有 passband edge(Hz)（通带边缘（Hz））、stopband edge(Hz)（止带边缘（Hz）），number of nulls(up to 15)（零点数（高达 15））、stopband rejection in dB（单位为分贝的止带抑制）、source and load terminations（源和负载端）（总是相等）。输出参数有 critical Q（关键的 Q 值）（理论最小 Q 值）、Pass Band Ripple (dB)（通带纹波（dB））、nominal 3-dB cutoff（标称-3dB 截止频率）、一系列对应谐振零频率的元件值。首先从公司网站下载 ELI1 程序并安装（见附录 A）到桌面，然后创建一个叫 ELI1 的文件夹，使这个程序放在这个文件夹中。

双击“ELI1.”运行 ELI1 程序，根据要求进入输入选项，一旦完成执行有关操作，一个 dataout.text 文件出现在文件夹，这个文件夹可以利用记事本和含有最终电路描述的文件打开。

如果零点的数量超过响应需求（由零通带波纹指示），最后算法会导致电容器可能有负值的结果，减少零点的数量，加大要求的衰减，定义一个更陡峭的滤波器或采用这些综合的方法来满足技术要求。

▷▷ 2.10　切比雪夫止带的最大平坦延迟

即使进入止带，除过渡型滤波器外，贝塞耳滤波器线性相位具有等纹波误差，过渡滤波器族都会在通带的大部分展现最大的平坦或等纹波延迟特性。然而幅频特性远不够理想，临近截止区的通带非常圆滑，且在最初几个倍频程止带衰减非常差。

由于传输零点的原因，椭圆函数滤波器进入止带有非常陡峭的下降速率，但是，当过渡特性明显时在通带内的延迟变化是不可接受的。

切比雪夫阻带滤波器的最大平坦延迟是通过在贝塞尔型传递函数引入传输零点导出的，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

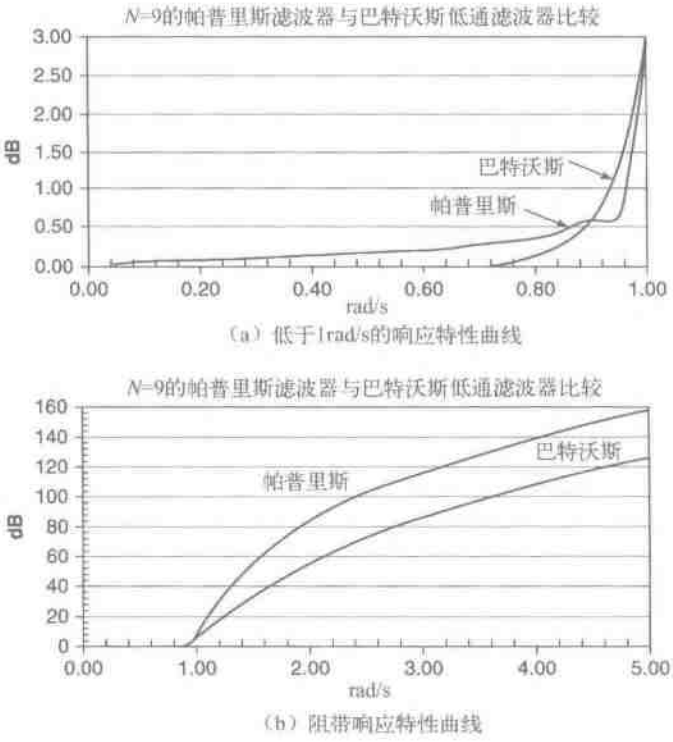
通带内的固定延迟特性得到保留。但是，由于有效传输零点的原因，止带抑制特性得到了明显的改善。

阶跃响应显示没有过冲或振铃，冲击响应基本上没有振荡特性，恒延迟特性很好的扩展到了高阶网络的止带。

最大平坦延迟与切比雪夫止带阻滤波器的归一化元件参数值见表 10-56，这个表被归一化了，所以-3dB 响应频率点出现在 1rad/s 频率点的位置，表格同时提供了在 DC 点的延迟和对应 DC 频率点 1%和 10%延迟变化的归一化频率，-3dB 点以下的振幅响应和图 2-56 所示的贝塞耳滤波器的衰减特性完全相同。

▷▷ 2.11 帕普里斯最优“L”滤波器

A. Papoulis 教授在 1958 年和 1959 年发表了两篇论文，论文介绍了基于勒让德（Legendre）多项式的新滤波器集，这个滤波器集以 A. Papoulis 教授命名，也可以叫作最优“L”滤波器，这里的 L 表示勒让德（Legendre）。他们是在进入止带具有最陡峭下降率、没有通带纹波和没有传输零点的全极点滤波器，他们的响应总是单调的，随着阶数的增加，接近拐点在响应特性上出现更陡峭的特性，但是响应特性不会出现反方向的变化，图 2-83 所示为一个 N=9 的巴特沃斯和帕普里斯（Papoulis）低通滤波器的比较，通过比较结果可以看出帕普里斯滤波器比巴特沃斯滤波器有明显的优势。



（a）低于1rad/s的响应特性曲线

（b）阻带响应特性曲线

图 2-83 N=9 的巴特沃斯滤波器与帕普里斯低通滤波器的比较

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

但是，必须指出的是帕普里斯滤波器的瞬态特性比巴特沃斯滤波器的瞬态特性差。1～9 阶帕普里斯滤波器的衰减特性曲线如图 2-84 所示。

在第 10 章给出了归一化极点位置和有关元件参数值。

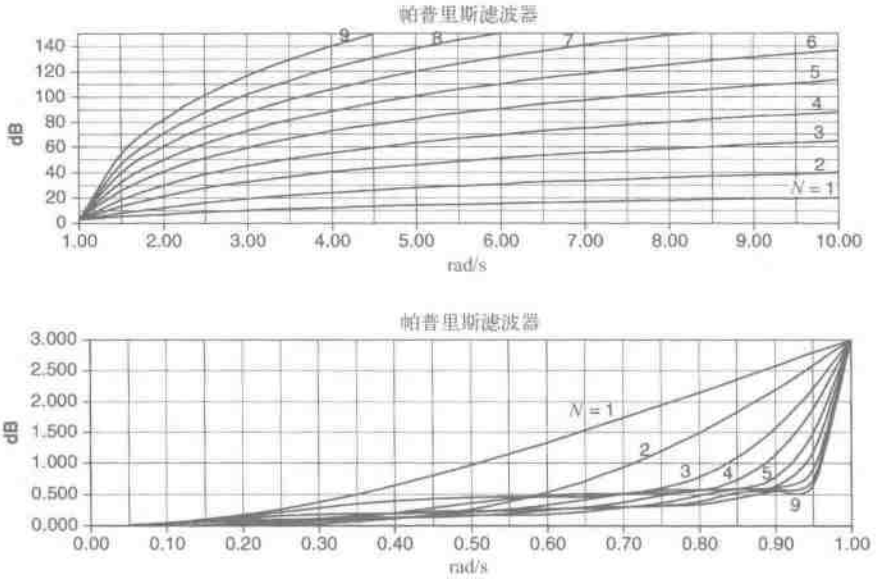


图 2-84　帕普里斯滤波器的衰减特性曲线

参考文献

Amstutz, P. "Elliptic Approximation and Elliptic Filter Design on Small Computers." *IEEE Transactions on Circuits and Systems* CAS-25, No.12 (December, 1978).

Feistel, V. K., and R. Unbehauen. "Tiefpasse mit Tschebyscheff—Charakter der Betriebsdampfung im Sperrbereich und Maximal geebneter Laufzeit." *Frequenz* 8 (1965).

Glowatski, E. "Sechsstellige Tafel der Cauer-Parameter." *Verlag der Bayr*, Akademie der Wissenchaften (1955).

Lindquist, C. S. *Active Network Design*. California: Steward and Sons, 1977.

Matthaei, G. L., Young, L., and E. M. T. Jones. "*Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*." Massachusetts: Artech House, 1980.

Saal, R. "Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges Normierter Tiefpasse." *Telefunken GMBH* (1963).

White Electromagnetics. *A Handbook on Electrical Filters*. White Electromagnetics Inc., 1963.

Zverev, A. I. *Handbook of Filter Synthesis*. New York: John Wiley and Sons, 1967.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第3章 低通滤波器设计

3.1 低通滤波器

3.1.1 全极点滤波器

可以利用第 10 章提供的表格或从附录 A 下载的应用程序软件来设计 LC 低通滤波器。首先利用第 2 章中介绍的指南来设计合适的滤波器，如果使用表格来设计滤波器，选定的滤波器设计结果需要再进行频率和阻抗比例缩放到要求的截止频率和阻抗值，也可以直接利用滤波器设计软件来设计滤波器。

例 3-1 利用表格设计一个 LC 低通滤波器

技术要求：

设计一个 LC 低通滤波器

3dB 频率点位于 1000Hz

-20dB 频率点最低位于 2000Hz

$R_s=R_L=600\Omega$

设计结果：

（a）归一化低通滤波器的技术要求，利用公式（2-11）计算 A_s。

$$A_s=\frac{f_s}{f_c}=\frac{2000\ \text{Hz}}{1000\ \text{Hz}}=2$$

$$R_s'=R_L'=600\ \Omega$$

$$L_2'=\frac{L\times Z}{\text{FSF}}=\frac{1.5937\times 600}{6280}=0.152\ \text{H}$$

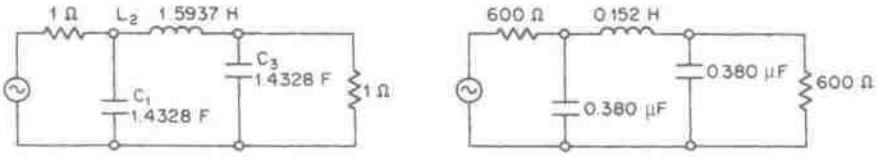
（b）利用第 2 章给出的曲线选择在频率点 2rad/s 至少具有 20dB 衰减的归一化低通滤波器。核实曲线对应 n=4 的巴特沃斯或 3 阶-0.1dB 切比雪夫滤波器满足技术要求，由于切比雪夫滤波器需用的元件数量较少，所以选用切比雪夫滤波器。

（c）表 10-28 含有 n=2 到 n=10 归一化的-0.1dB 切比雪夫 LC 滤波器有关元件参数值，对应 n=3 和源阻抗等于负载阻抗（R_s=1Ω）的电路如图 3-1(a)所示。

（d）利用公式（2-8）到公式（2-10），采用 Z=600 和频率比例缩放因子（FSF）$2\pi f_c$ 或 6280 来去归一化滤波器。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）利用表10-28得到的归一化滤波器　　（b）经过频率和阻抗比例缩放后的滤波器

图 3-1　例 3-1 的结果

$$C_1' = C_3' = \frac{C}{FSF \times Z} = \frac{1.4328}{6280 \times 600} = 0.380\,\mu F$$

最终结果如图 3-1(b)所示。

例 3-1 中用到的表 10-28 所示（见第 10 章的有关内容）的归一化滤波器中的电流源输入并联电阻为 1Ω，利用戴维南定理就可以实现具有等效串联电阻电压源的变换。

3.1.2　椭圆函数滤波器

1. 利用滤波器设计软件设计椭圆函数低通滤波器

下面的例子给出了使用 2.9 节介绍的滤波器设计软件来设计椭圆函数低通滤波器的设计实例。

例 3-2　利用滤波器设计软件设计一个椭圆函数低通滤波器

技术要求：

LC 低通滤波器

在 DC~100Hz 频率范围内的最大纹波为−0.25dB

在 132Hz 频率点的最低衰减为−60dB

R_s=R_L=900Ω

设计结果：

（a）打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 0.18。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 100。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 132。

查看 Frequency Scale Hertz 选项框。

在 Source Res 和 Load Res 中输入 900。

（b）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 60。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

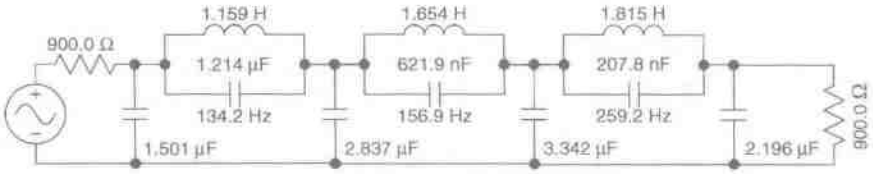
这时在主控面板显示 7 Order。

（c）单击 Synthesize Filter 按钮。

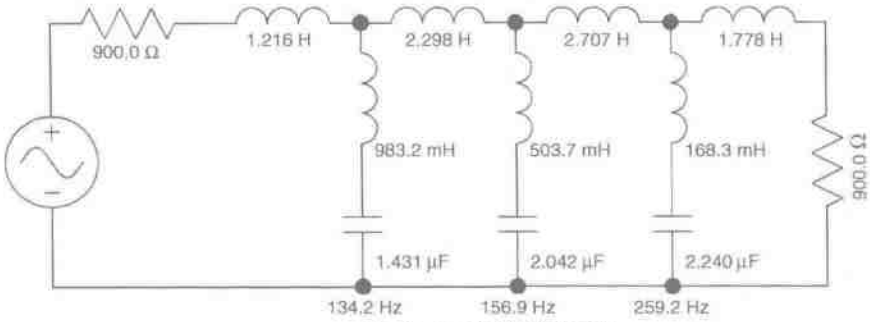
两个电路图如图 3-2 所示，图 3-2(a)所示电路图中的第一个元件为并联电容器，图 3-2(b)所示电路第一个元件含有一个串联电感。一般情况下用户常选用电感元件少的电路，所以这里第一个含并联电容器的电路是首选电路。电路频率响应如图 3-2(c)所示。

www.789pdf.com 789书库网

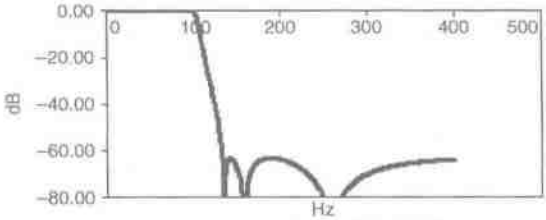
www.789pdf.com 789书库网



（a）第一个元件为并联电容器



（b）第一个元件为串联电感器



（c）频率响应曲线

图 3-2　例 3-2 的滤波器

注：书中所有使用滤波器设计软件设计滤波器的实例是基于程序默认项的设置，如要恢复这些默认项的设置可以通过单击 Initialize 按钮，然后单击 Default 按钮，最后单击 Save 按钮来实现。

2. 利用 ELI 1.0 软件设计高达 31 阶的奇数阶椭圆函数低通滤波器

下面介绍利用 2.9 节介绍过的使用 ELI1.0 设计软件来设计椭圆函数低通滤波器的实例，利用 ELI1.0 设计软件可以用于复杂度高达 15 个零点（传输零点）或高达 31 阶的奇数阶椭圆函数 LC 低通滤波器设计应用场合，这是基于 Amstutz 先生开发的算法（见参考文献）。

设计软件的输入项目有通带频率边（Hz）、止带频率边（Hz）、零点数（高达 15）、止带抑制（dB）、源和负载端阻抗（一般总是相等）。输出参数有临界 Q 值（理论最低 Q 值）、通带纹波（dB）、归一化 3dB 截止频率和一系列具有谐振零点频率的元件参数值。

如果零点的个数超过了滤波器响应的要求（通过通带纹波零点指示），由于算法的原因最终计算出的电容器参数值可能会出现负值，这个可以通过减少零点的数量，加大需要的衰减，或定义一个更陡峭的频率特性滤波器，也采用这些方法的混合措施来解决。

例 3-3　利用 ELI 1.0 软件设计一个椭圆函数低通滤波器

技术要求：

LC 低通滤波器

DC 到 100Hz 最大纹波为−0.25dB

www.789pdf.com 789书库网

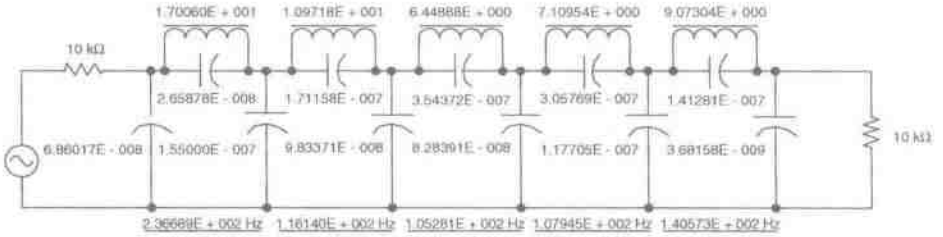
www.789pdf.com 789书库网

105Hz 频率点最小为−35dB

R_s=R_L=10kΩ

设计结果：

双击“eli1”按钮运行快捷工作方式，按输入要求输入有关技术参数，一旦完成输入有关要求的技术参数，在 ELI 1.0 文件夹中会创建一个 dataout.text 文件（见图 3-3），文件含有最终电路描述内容，注意电容被列在一纵队中，电感列在另一列中，相应的谐振频率与并联谐振电路列在第 3 列中。



*****Odd-Order Elliptical Filter Synthesis*****

Passband edge (Hz) = 1.00000E + 002
Stopband edge (Hz) = 1.05000E + 002
Number of nulls (1~15) = 5
Critical Q = 144.56
Stopband rejection (dB) = 40.00
Passband Ripple (dB) = 0.000395
Nominal 3dB Cutoff (Hz) = 1.02487E + 002
Termination Impedance (Ohms) = 10000.00

** Low-Pass Filter **

Hz	Farads	Henries
6.86017E - 008		
2.36689E + 002	2.65878E - 008	1.70060E + 001
1.55000E - 007		
1.16140E + 002	1.71158E - 007	1.09718E + 001
9.83371E - 008		
1.05281E + 002	3.54372E - 007	6.44888E + 000
8.28391E - 008		
1.07945E + 002	3.05769E - 007	7.10954E + 000
1.17705E - 007		
1.40573E + 002	1.41281E - 007	9.07304E + 000
3.68158E - 009		

图 3-3　例 3-3 的设计结果

3. 对偶性和倒易律

网络及其对偶网络有相同的响应特性，第 10 章中所列的每个全极点 LC 滤波器有等效的对偶网络表格中具有一个等效的对偶网络，每个表下面的电路结构和术语对应上面滤波器的对偶，采用滤波器设计软件设计出的椭圆函数滤波器，在第 1 个 Ele 并联和第 1 个 Ele 串联有个检查标志将给出归一化的对等 1Ω 源和负载端的对偶网络实例。

任何梯形网络按以下规则可以转换成它的对偶网络：

（1）把每一个串联支路变换成一并联支路和每一个并联支路变换成一串联支路。

（2）变换电路串联支路元素为并联支路元素，反之亦然。

（3）每一个电感变换为电容，反之亦然。例如，数值不变，4H 变为 4F。

（4）例如，每一个电阻变为电导，3Ω 变为 3S 或 $\frac{1}{3\Omega}$。

（5）电压源变换为电流源，反之亦然。

图 3-4 所示为网络和它的对偶网络。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

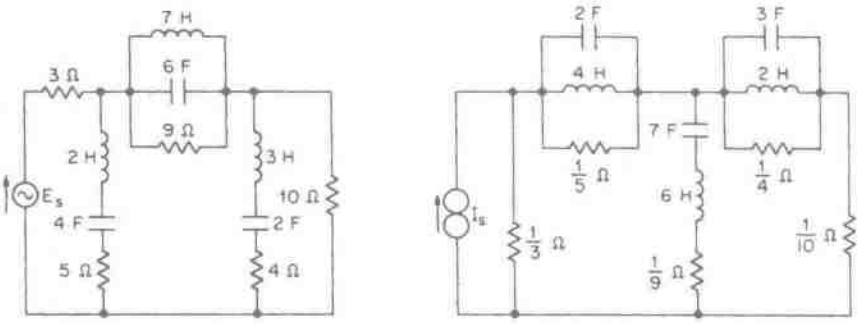


图 3-4　双网络的举例

对偶互易定理指出，如果位于线性网络一个点的电压在其他任何点产生一个电流，同样的电压作用在第二个点会在第 1 个点产生同样的电流。同样，如果在线性网络上一个点的电流源在不同点产生的电压，同样的电流源作用在第 2 个点会在第 1 个点产生同样的电压。结果是，如不考虑信号流的方向，除非是一个常数乘法器，一个 LC 滤波器的响应相同。如果滤波器的源端和负载端也可以互易，就完全允许被调谐的滤波器输入输出对调，而不考虑驱动信号源的位置。

对偶和互易是用来操作一个滤波器满足终端技术要求，或实现一个要求滤波器电路结构。

4. 不对等端子的设计

在第 10 章提供了对称和非对称网络端子全极点 LC 滤波器的元件参数，表格给出了一些不同比例的源-负载电阻，包括阻抗为无穷大和 0 的极端情况。

设计一个不对等端子滤波器，首先需要决定 R_s/R_L 比值，从归一化的表格中选择满足这个比值的滤波器，互易原理可以用于网络端对端的转换，源端和负载端电阻可以互易，如果用下面给出的对偶网络，就可以用表格给出的阻抗比进行变换，然后滤波器需要进行频率和阻抗比例缩放。

对不等阻抗终端的椭圆滤波器，在单击 Synthesize Filter 按钮前可以在 Filter Solutions 软件要求的 Source R_s 和 Load R_L 选项框中输入要求的参数值。

例 3-4　不等阻抗端 LC 低通滤波器设计

技术要求：

LC 低通滤波器

1dB 位于 900Hz 频率点

–20dB 最低位于 2700Hz 频率点

R_s=1kΩ

R_L=5kΩ

设计结果：

（a）利用公式（2-11）计算 A_s。

$$A_s=\frac{f_s}{f_c}=\frac{2700\text{ Hz}}{900\text{ Hz}}=3$$

（b）归一化技术要求：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1dB 位于 Xrad/s 频率点

−20dB 最低位于 3Xrad/s 频率点

（这里 X 表示任意值）

（c）选择一个满足在频率比范围为 3:1 可以实现从 1dB 到至少 20dB 转换的归一化低通滤波器，图 2-34 表明−1dB 点出现在 0.8rad/s 的位置，在 2.4rad/s 频率点可以获得大于 20db 的衰减，n=3 的巴特沃斯滤波器设计满足这些技术需求。表 10-2 给出了各种阻抗比的归一化巴特沃斯低通滤波器元件参数。因为阻抗比 R_s/R_L 为 1:5，这里选用一个 n=3 的设计，对应 R_s=0.2Ω，并使用上面给出的电路图（作为选择，最终可以选用下面对应 R_s=5Ω 的端到端的调谐网络，但是需用到附加的电感器）。

（d）利用表 10-2 得到的归一化滤波器如图 3-5(a)所示，由于要求−1dB 频率点位于 900Hz，可以利用公式（2-1）计算频率比例缩放系数（FSF）。

$$\mathrm{FSF}=\frac{\text{要求的基准频率}}{\text{现有的基准频率}}$$

$$=\frac{2\pi 900\ \mathrm{rad/s}}{0.8\ \mathrm{rad/s}}=7069$$

利用公式（2-8）到公式（2-10），取 Z=5000，FSF=7069，去归一化的元件参数值如下所示。

$$R_s'=R\times Z=1\ \mathrm{k\Omega}$$

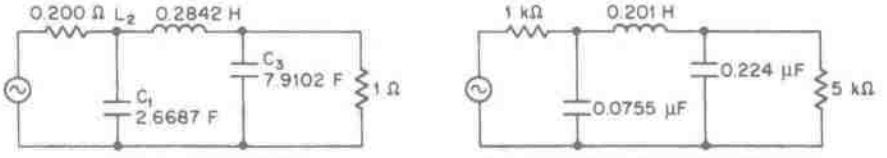
$$R_L'=5\ \mathrm{k\Omega}$$

$$C_1'=\frac{C}{\mathrm{FSF}\times Z}=\frac{2.6687}{7069\times 5000}=0.0755\ \mu\mathrm{F}$$

$$C_3'=0.22\ \mu\mathrm{F}$$

$$L_2=\frac{L\times Z}{\mathrm{FSF}}=\frac{0.2842\times 5000}{7069}=0.201\ \mathrm{H}$$

经过比例缩放的滤波器电路工作原理图如图 3-5(b)所示。



（a）归一化低通滤波器　　（b）经过频率和阻抗比例缩放的滤波器

图 3-5　不等终端的低通滤波器

如果要求输入端阻抗为无限大，就选用 R_s 为无限大的设计。当输入为一个电流源时，就采用已给出的电路。对应无限大负载阻抗的应用场合，整个网络的输入输出端可以对调。

如果要求设计的滤波器源阻抗为 0，这时使用对偶网络来对应 $1/R_s$ 无穷大或 R_s=0 的技术要求。

实用中，并不总是可能发生阻抗接近零或无限大的极端情况，但是，对给定的 20 或更大的阻抗比，负载阻抗相对源阻抗相比较而言可以认为无限大，这时可以利用无限大终端阻抗的设计方法。换而言之，源阻抗可以相对负载阻抗认为是 0，这时可以利用 R_s=0 的对偶滤波器概念。当 n 为奇数时，具有无限终端阻抗的电路结构对应它对偶网络的电感要少使用一个电感。

www.789pdf.com 789书库网

另一种设计滤波器使之工作于不等终端阻抗的方法就是分割滤波器的源端和负载端，例如，要求设计的一个滤波器源阻抗为 1kΩ，这时可以在 250Ω 源阻抗串入一只 750Ω 的电阻，但是，这种做法会导致滤波器更大的插入损耗。

5. 巴特莱特（Bartlett's）中分定理

如果滤波器电路的源端和负载端是对称的，滤波器设计使之工作于不等源和负载阻抗的工作状态。巴特莱特中分定理表明如果一个对称的网络被一分为二，一半是含有终端的阻抗比例缩放，对应的响应曲线形状不变。所有具有相等终端表格化奇数阶巴特沃斯、切比雪夫滤波器满足对称性技术要求。

例 3-5 利用巴特莱特中分定理设计一个不等阻抗终端的 LC 低通滤波器

技术要求：

设计一个 LC 低通滤波器

3dB 位于 200Hz 频率点

−15dB 最低位于 400Hz 频率点

R_s=1kΩ

R_L=1.5kΩ

设计结果：

（a）利用公式（2-11）计算 A_s。

$$A_s=\frac{f_s}{f_c}=\frac{400}{200}=2$$

（b）图 2-34 所示为 n=3 巴特沃斯低通滤波器在 2rad/s 频率点具有−18dB 抑制比的实例，巴特沃斯低通滤波器规一化的 LC 参数值见表 10-2，对应 n=3 和对等终端的电路工作原理图所示图 3-6(a)所示。

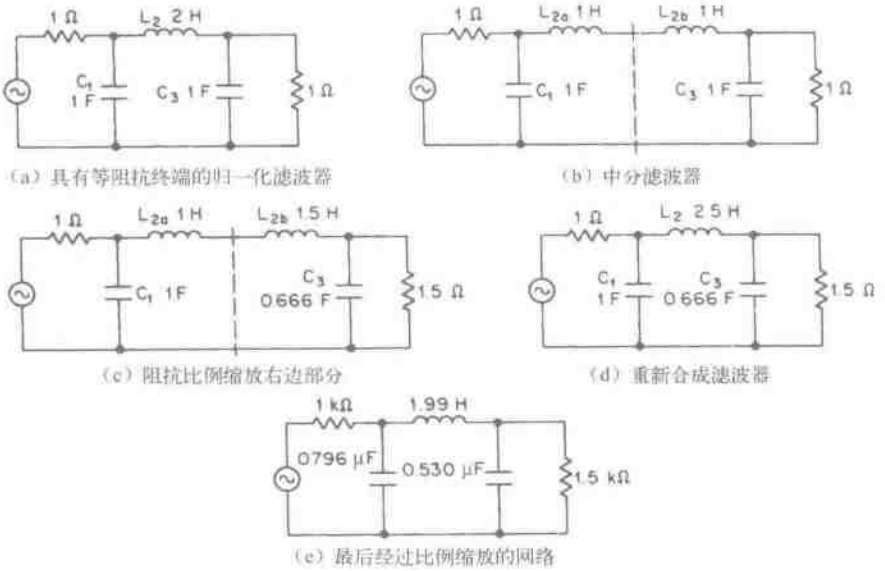


图 3-6 巴特莱特中分定理应用实例

（c）由于电路图 3-6(a)是对称的，如图 3-6(b)所示它可以中分成两个相等的部分。技术指标要求负载对

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

源阻抗比为 1.5（1.5kΩ/1kΩ），所以，右半边电路必须按 1.5 的阻抗比例缩放，这样可以获得图 3-6(c)所示电路。

（d）利用 2π×200 或 1256，Z=1000 计算出的频率比例缩放因子 FSF 就可以对图 3-6(d)所示电路进行频率和阻抗比例缩放，有如下结果成立。

$$R_S' = 1\ \text{k}\Omega$$

$$R_L' = 1.5\ \text{k}\Omega$$

利用公式（2-9）和公式（2-10）有下面计算结果成立。

$$C_1' = \frac{C}{\text{FSF} \times Z} = \frac{1}{1256 \times 1000} = 0.796\ \mu\text{F}$$

$$C_3' = 0.530\ \mu\text{F}$$

$$L_2' = \frac{L \times Z}{\text{FSF}} = \frac{2.5 \times 1000}{1256} = 1.99\ \text{H}$$

最终滤波器电路如图 3-6(e)所示。

▷▷▷ 3.1.3　损耗的影响

使用第 10 章中给出的表格中 LC 元件参数值设计滤波器需要使用无损耗的线圈和电容器以获得第 2 章给出的理论响应预测结果。在现实情况下电容器有较低的损耗，电感通常也是有损耗的，特别是在低频工作条件下。损耗可以用 Q 值来定义，它表示电抗无源器件的品质因数。

如果有损电感线圈或电容器在并联使用时由于无损电抗的原因引起了谐振，谐振电路的阻抗（换而言之，阻抗幅度变化范围保持在谐振值的 0.707 倍内）、谐振频率与–3dB 带宽的频率比可以利用下式计算。

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}_{3\,\text{dB}}} \tag{3-1}$$

图 3-7 所示为实用电感和电容的低频等效电路，其 Q 值可以利用下面给出的公式计算。

电感器：

$$Q = \frac{\omega L}{R_L} \tag{3-2}$$

电容器：

$$Q = \omega C R_c \tag{3-3}$$

式中，ω 是对应的工作频率，单位为 rad/s。

在设计中使用有限 Q 值的元件，主要是考虑到无损耗电抗元件有以下非常不好的效果。

- 在通带频率边缘频响曲线变得更为圆滑，在通带内纹波减弱，甚至可能完全消失。
- 滤波器的插入损耗增加，保持止带内的损耗（除了在传输零点附近），所以在通带和止带之间的相对衰减是减少的。

图 3-8 所示为全极点和椭圆函数低通滤波器这些效应的一些典型实例。

有限 Q 值引起的最关键问题是对接近截止工作频率区间附近对频响曲线形状的影响。在没有大量经验数据的情况下，估算这种影响的程度有点困难。以下滤波器设计参数的变化

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

将导致在固定 Q 值和截止频率附近工作条件下加大频率响应的圆滑程度。

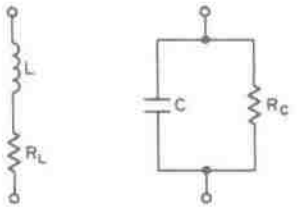


图 3-7　实用电感和电容的低频等效电路

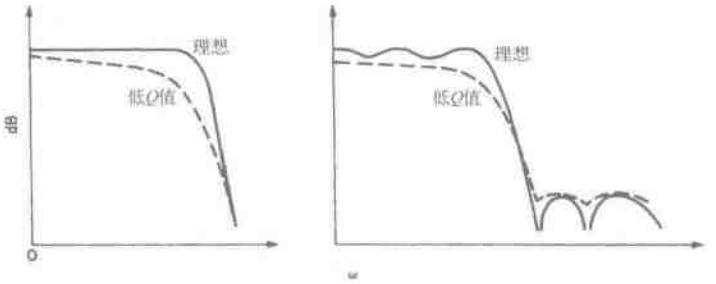


图 3-8　有限 Q 值的影响

- 进入一个更大的通带波纹工作区间。
- 加大滤波器的阶数。
- 降低椭圆函数滤波器的过渡区间。

当然，反方向改变这些参数将会降低损耗的影响。

使用有限元件的 Q_s 值，将现代网络理论用于滤波器设计可以预测滤波器的响应特性，图 3-9 给出了不同低通响应在截止频率处所需的最小 Q_s 值。如果使用了比图 3-9 给出的更大的 Q_s 值元件，一定的预失真元件参数值就可以获得所需要的频率响应特性，但是无需插入损耗。所以，要求实际使用的 Q_s 值比指示出的 Q_s 值要高几倍。

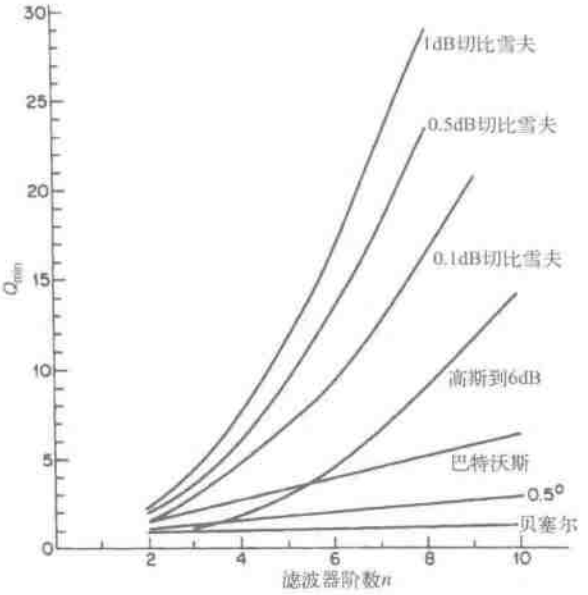


图 3-9　对低通滤波器的最低 Q 值要求

低 Q 值对截止频率响应附近的影响通常可以通过使用一个更高阶的网络或更陡峭的滤波器，并且使用一个更大带宽来获得更为圆滑的过渡区间来实现。但是，这种设计方法并不一定产生令人满意的结果，因为此时对 Q 值的要求也会增加，在 8.4 节将讨论使用幅度均衡

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的方法来补偿低 Q 值对滤波器频率响应特性的影响问题。

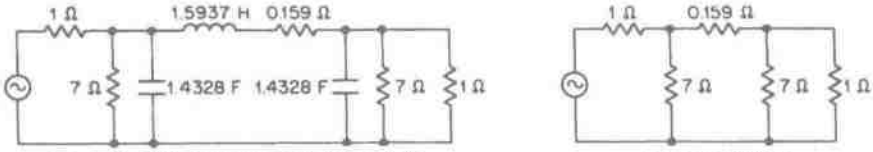
在 DC 电感变为短路，电容变为开路，电感电容仅剩下电阻成分，低通滤波器的插入损耗可以通过对应 Q_s 值用阻性元件替换取代电抗元件来计算。

图 3-10(a)给出了一个归一化 3 阶−0.1dB 的切比雪夫低通滤波器，切比雪夫低通滤波器中每个电抗元件在截止频率频点−1rad/s 的 Q 值为 10，可以分别使用公式（3-2）和公式（3-3）计算线圈、电容器串联和并联电阻，在频率点 1rad/s 这些计算公式可以简化为公式（3-4）和公式（3-5）。

$$R_L = \frac{L}{Q} \tag{3-4}$$

$$R_c = \frac{Q}{C} \tag{3-5}$$

位于 DC 的等效电路如图 3-10(b)所示，插入损耗为 1.9dB，实际损耗为 7.9dB，但是由源端和负载终端引起的−6dB 损耗通常不被认为是滤波器的插入损耗的一部分，因为这种损耗在滤波器完全无损耗工作条件下也会出现。



（a）Q=10的3阶−0.1dB切比雪夫低通滤波器　　（b）DC等效电路

图 3-10　计算插入损耗

▷▷▷ 3.1.4　利用预失真设计

对 LC 滤波器传递函数的影响是通过对极点位置的实部加大一个等于损耗因子 d 的量来实现的，这里损耗因子 d 可以利用公式（3-6）计算。

$$d = \frac{1}{Q} \tag{3-6}$$

图 3-11 给出了这种影响，所有极点都等量位移到了左边。

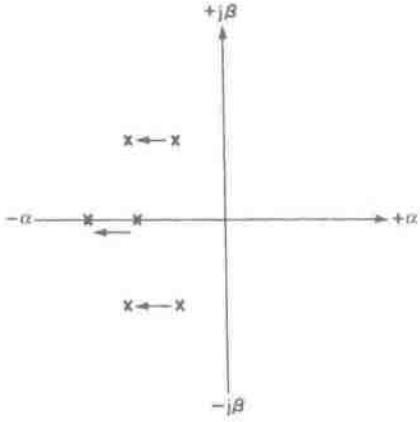


图 3-11　损耗对极点分布的影响

如果要求的极点先被移到右边一个量 d，引入适当的损耗到相应的 LC 滤波器会将极点移回要求的位置，这种技术叫作预失真技术，预失真滤波器是通过对要求 Q 值的滤波器传递函数预失真，然后利用最终得到的传递函数生成 LC 滤波器。当考虑到滤波器的感性元件具有要求的附加损耗时，频响曲线形状将会对应于滤波器原来滤波器传递函数的频率响应曲线。

在预失真过程中一群极点可以被位移到右边的最大量应等于相对应于右半平面极点位置给定极点的最小实部，这是一种不稳定的工作情况。所以，最小的 Q 值由最高 Q 值极点决定（换而言之，极点有最小的实部值），图 3-9 所示的 Q_s 对应 $1/d$，这里的 d 表示最高 Q 值极点的实部。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

在第 10 章给出了全极点预失真低通滤波器的表格，这些设计都是源阻抗为 1Ω 和另一端阻抗无限大的情况，他们的对偶端到端调换可以用输入阻抗为 1Ω 的电压源输入。

对不同的 d_s 给出了表格化的两种预失真滤波器，均匀损耗网络需要在线圈和电容器有均匀的损耗。第二种类型是巴特沃斯有损耗 L 型滤波器，这里仅电感有损耗，这和实际情况很符合，重要的是对这两种类型的滤波器的元件 Q_S 值在截止频率应当准确等于 $1/d$。通常在均匀损耗网络的应用场合一般电容器也会有损耗。

例 3-6 有损 L 型 LC 低通滤波器的预失真设计

技术要求：

LC 低通滤波器

3dB 位于 500Hz 频率点

−24dB 最低位于 1200Hz 频率点

R_s=600Ω

最小 R_L=100k Ω

在频率点 500Hz，电感的 Q_s 为 5

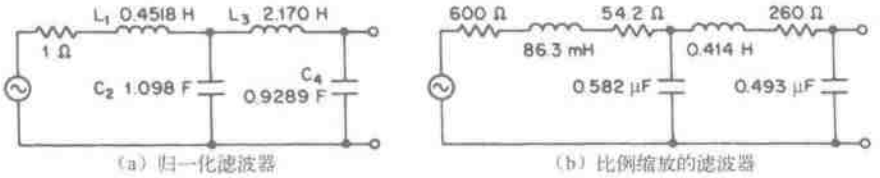
电容器为无损耗电容器

设计结果：

（a）利用公式（2-11）计算 A_s。

$$A_s = \frac{1200}{500} = 2.4$$

（b）图 2-34 的曲线表明对 n=4 的巴特沃斯低通滤波器在 2.4rad/s 频率点有大于 24dB 的抑制能力，表 10-14 所示为 n=4 的巴特沃斯有损 L 网络的元件参数值。对应 d=0.2（d=1/Q）的电路如图 3-12(a)所示。



（a）归一化滤波器　　（b）比例缩放的滤波器

图 3-12　例 3-6 的有损 L 型低通滤波器

（c）利用公式（2-9），利用频率比例缩放因子 FSF=2π×500=3142 和 Z=600 可以对归一化的滤波器进行频率-阻抗比例缩放。

$$R_s' = 600\ \Omega$$

$$L_1' = \frac{L \times Z}{FSF} = \frac{0.4518 \times 600}{3142} = 86.3\ \text{mH}$$

$$L_3' = 0.414\ \text{H}$$

$$C_2' = \frac{C}{FSF \times Z} = \frac{1.098}{3142 \times 600} = 0.582\ \mu\text{F}$$

$$C_4' = 0.493\mu\text{F}$$

（d）利用公式（3-2）可以计算出电感线圈的损耗电阻为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_1 = \frac{\omega L}{Q} = 54.2\ \Omega$$

和

$$R_3 = 260\ \Omega$$

这里

$$\omega = 2\pi f_c = 3142$$

最后设计出的滤波器如图 3-12(b)所示。

例 3-7　设计一个均匀失真 LC 低通滤波器

技术要求：

LC 低通滤波器

3dB 位于 100Hz 频率点

−58dB 最低位于 300Hz 频率点

R_s=1kΩ

R_L=100kΩ 最小

在 100Hz 频率点的电感 Q_s 为 11

无损耗电容器

设计结果：

（a）利用公式（2-11）计算 A_s。

$$A_s = \frac{300}{100} = 3$$

（b）图 2-42 所示为一个 5 阶−0.1dB 在频率点 3rad/s 具有大约 60dB 抑制比的切比雪夫滤波器的频率响应工作特性曲线，表 10-32 给出了−0.1dB 切比雪夫滤波器均匀功耗网络的 LC 元件参数值，对应可用 Q=11 的 d=0.091（d=1/Q）。表中的参数值对应 d=0.0881 的 n=5 网络，这和要求的技术条件已足够吻合，对应电路如图 3-13(a)所示。

（c）利用公式（2-10），利用频率比例缩放因子 FSF=2π×100＝628 和 Z=1000 归一化滤波器的频率和阻抗参数。

$$C_1' = \frac{C}{FSF \times Z} = \frac{1.1449}{628 \times 1000} = 1.823\ \mu F$$

$$C_3' = 3.216\ \mu F$$

$$C_5' = 1.453\ \mu F$$

利用公式（2-9）有

$$L_2' = \frac{L \times Z}{FSF} = \frac{1.8416 \times 1000}{628} = 2.932\ H$$

$$L_4' = 2.681\ H$$

（d）利用公式（3-3），可以利用下面的公式计算电容 C_1、C_3 和 C_5 的并联损耗电阻参数。

$$R_1 = \frac{Q}{\omega C} = 9.91\ k\Omega$$

$$R_3' = 5.62\ k\Omega$$

$$R_5' = 12.44\ k\Omega$$

利用公式（3-2），可以利用下式计算电感串联损耗电阻的参数。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_1 = \frac{\omega L}{Q} = 162\,\Omega$$

$$R_4' = 148\,\Omega$$

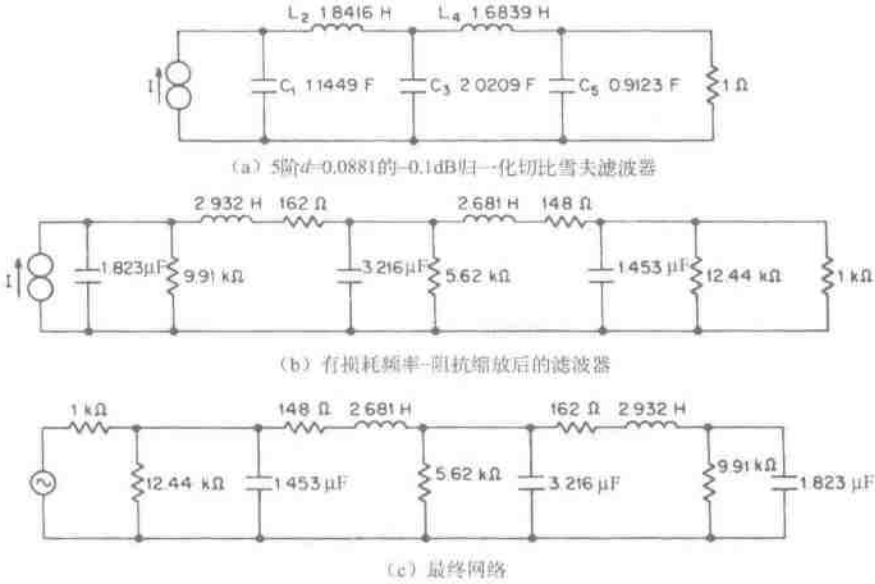
式中，

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{1}{0.0881} = 11.35$$

并且

$$\omega = 2\pi f_c = 2\pi 100 = 628$$

含有所有损耗的最终电路如图 3-13(b)所示，这个电路可以端到端的互换，所以可以满足源阻抗为 1kΩ 的技术要求，最终滤波器电路如图 3-13(c)所示。



（a）5阶d=0.0881的-0.1dB归一化切比雪夫滤波器

（b）有损耗频率-阻抗缩放后的滤波器

（c）最终网络

图 3-13　利用例 3-7 进行均匀损耗网络的设计

由于对均匀损耗网络要求有损耗电感和电容同时存在。这样，一般这些损耗电阻需再外加，$1/d$ 在 20%内的 Q_s 参数一般足以满足获得满意的结果。

电路中的电阻有时可以合并以减少电路中元器件的数量，在图 3-13(c)所示的电路中 1kΩ 的源电阻和 12.44kΩ的电阻可以合并，并联合并后的电阻为 926Ω的等效源电阻，这个网络最后可以比例缩放为 1kΩ的源电阻。

▷▷ 3.2　有源低通滤波器

有源低通滤波器设计采用一系列类似于 LC 滤波器的设计步骤，首先是归一化指定的低通技术要求，利用第 2 章给出的频率响应特性选定一个特定复杂度的滤波器类型。在第 10 章中的归一化有源滤波器表格中给出了每个有源滤波器的传递函数和参数值，通过频率和阻抗比例缩放就可以得到去归一化的相应滤波器。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

直接利用滤波器传递逆函数的极点和零点也可以设计有源滤波器，这种滤波器设计方法有时提供了一些额外的设计自由度，并且本书也将覆盖这方面的内容。

▷▷▷ 3.2.1　全极点滤波器

无源 RC 网络传递函数的极点仅基于复频率平面的负实轴，为了通过第 2 章介绍的全极点传递函数得到复数极点，必须引入有源元件。可以很方便地得到近似具有如高增益理想工作特性的集成运算放大器，但是，这些集成运算放大器的工作特性限于低于几 MHz 的工作频率，所以高于几 MHz 工作频率的有源滤波器实现起来有些困难。

1. 单位增益单反馈实现

图 3-14 所示为两种有源低通滤波器的电路结构，两极点节电路有一对共轭复数极点，而三极点节电路有一对共轭复数极点和一个单实轴的极点，运算放大器工作于电压跟随器的工作方式，电压跟随器具有闭环的单位增益，有非常高的输入阻抗和接近 0 的输出阻抗。

两极点节电路的传递函数如公式（3-7）所示。

$$T(s)=\frac{1}{C_1C_2s^2+2C_2s+1} \tag{3-7}$$

二阶低通滤波器的传递函数可以用公式（3-8）给出的极点位置来表示。

$$T(s)=\frac{1}{\frac{1}{\alpha^2+\beta^2}s^2+\frac{2\alpha}{\alpha^2+\beta^2}s+1} \tag{3-8}$$

计算系数和求解电容参数有公式（3-9）和公式（3-10）成立。

$$C_1=\frac{1}{\alpha} \tag{3-9}$$

$$C_2=\frac{\alpha}{\alpha^2+\beta^2} \tag{3-10}$$

公式（3-9）和公式（3-10）中 α 和 β 表示对应极点对的实部和虚部，可以用公式（1-15）到公式（1-18）表示 1.2 节讨论的归一化三极点节电路的传递函数。

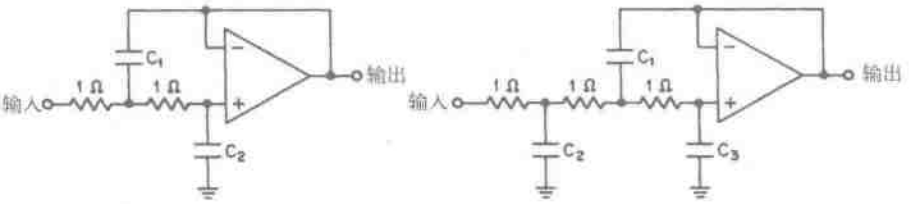
$$T(s)=\frac{1}{s^3A+s^2B+sC+1} \tag{1-15}$$

式中

$$A=C_1C_2C_3 \tag{1-16}$$

$$B=2C_3(C_1+C_2) \tag{1-17}$$

$$C=C_2+3C_3 \tag{1-18}$$



（a）两极点节电路　　（b）三极点节电路

图 3-14　单位增益有源低通滤波器电路结构

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

利用这些方程求解出电容 C_1、C_2 和 C_3 的参数值比较费力，最好使用计算机。

如果滤波器的阶数 n 是偶数，要求有 $n/2$ 两极点滤波器的节电路。当滤波器的阶数 n 是奇数，为$(n-3)/2$ 时，需要有两极点节电路和单个 3 极点节电路。这是因为偶数阶的滤波器仅具有复数极点，而奇数阶传递函数除具有复数极点外还有一个单实数极点。

在 DC 工作条件下电容器开路，所以电路增益等于放大器的增益，这个增益值为 1，这也可以通过对公式（3-7）和公式（1-17）给出的传递函数分析来决定。在 DC 工作条件下，$s=0$，$T(s)$减小为 1，在低通滤波器的通带范围内，每个节电路的响应特性可能有尖峰和相应的增益。

如图 3-14 所示的两个归一化滤波器电路中所有的电阻阻值为 1Ω，电容 C_1、C_2 和 C_3 的参数如第 10 章中给出的表格所示。这些参数值对应第 2 章中的归一化-3dB 截止频率位于 1rad/s 频率点全极点滤波器的传递函数。

设计一个低通滤波器，首先从第 2 章中选择滤波器的类型，可以从第 10 章得到相应有源低通滤波器的参数值，归一化的滤波器可以通过去归一化，对所有的电容值除以 FSF×Z 来实现，这和 LC 滤波器的去归一化公式完全一致，如公式（2-10）所示。

$$C' = \frac{C}{\mathrm{FSF} \times \mathrm{Z}} \tag{2-10}$$

式中，FSF 是频率比例缩放因子 $2\pi f_c$，Z 是阻抗比例缩放因子，电阻值乘以 Z，结果是全部电阻值为相等的 ZΩ。

由于每个电路通过运算放大器电路隔离，所以因子 Z 不必是每个滤波器节电路都相同，可以独立选择每个节电路 Z 的参数值，这样可以得到实用的电容参数值，但是所有滤波器节电路的频率比例缩放因子 FSF 必须相同，如果需要每个滤波器节电路的设计结果实用，可以再重新调整有关参数值。

如果元件误差小，放大器具有满意的工作性能，设计得到的有源滤波器的频率响应特性通常非常接近理论预测结果。低 Q 值 LC 滤波器的影响不适用，所以，滤波器没有插入损耗和通带波纹是很好定义的。

例 3-8 有源全极点低通滤波器的设计

技术要求：

有源低通滤波器

3dB 位于 100Hz 频率点

−70dB 最小位于 350Hz 频率点

设计结果：

（a）利用公式（2-11）计算低通斜率因子 A_s。

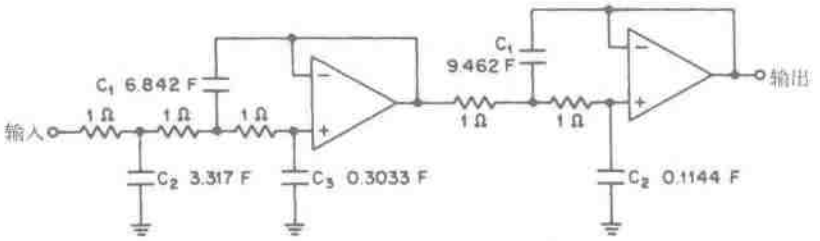
$$A_s = \frac{f_s}{f_c} = \frac{350}{100} = 3.5$$

（b）从图 2-44 所示的响应曲线可以看出 5 阶的−0.5dB 切比雪夫低通滤波器满足在频点 3.5rad/s 的−70dB 技术要求。

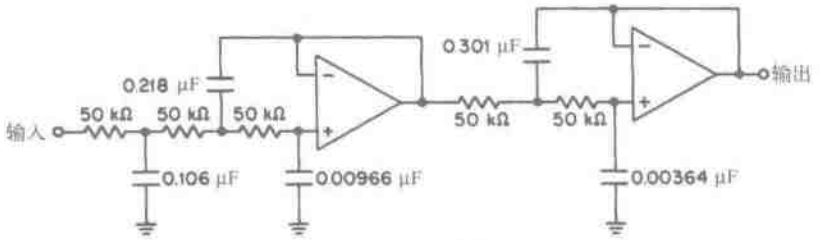
（c）在后面的表格 10-39 中可以找到归一化的参数值，电路由图 3-15(a)所示的一个三极点节电路在后面接一个两极点节电路组成。

www.789pdf.com 789书库网

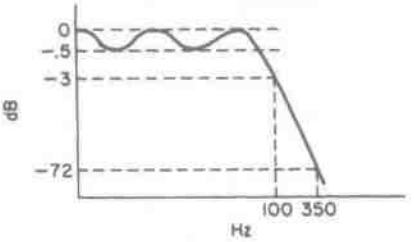
www.789pdf.com 789书库网



（a）归一化5阶-0.5dB切比雪夫低通滤波器



（b）去归一化滤波器



（c）频率响应

图 3-15　例 3-8 的低通滤波器

（d）任意选取阻抗比例缩放因子为 5×10^4，频率比例缩放因子 FSF 为 $2\pi f_c$ 或 628，有下面的新参数值成立。

三极点节电路部分：

$$C_1' = \frac{C}{\mathrm{FSF}\times Z} = \frac{6.842}{628\times5\times10^4} = 0.218\ \mu\mathrm{F} \tag{2-10}$$

$$C_2' = 0.106\ \mu\mathrm{F}$$

$$C_3' = 0.00966\ \mu\mathrm{F}$$

两极点节电路部分：

$$C_1' = \frac{C}{\mathrm{FSF}\times Z} = \frac{9.462}{628\times5\times10^4} = 0.301\ \mu\mathrm{F}$$

$$C_2' = 0.00364\ \mu\mathrm{F}$$

三极点和两极点节中的电阻值乘以 Z，结果是电路中的所有电阻值为 50kΩ。去归一化的电路如图 3-15(b)所示，频率响应如图 3-15(c)所示。

滤波器第一节电路由一个源阻抗远低于第一节电路部分第一个电阻的电压源驱动，如果使用了隔直电容则输入回路必须有一个到地的 DC 回路。由于滤波器的低输出阻抗，只要运算放大器的驱动能力足够强，滤波器的频率响应和终端负载无关。

www.789pdf.com 789书库网

2. 实数极点结构

所有奇数阶低通滤波器的传递函数都有一个实数轴的极点，如果使用第 10 章中全极点有源低通滤波器的参数值，极点实现作为图 3-14(b)中 n=3 节电路的一部分，如果直接利用表格中给出的极点用于奇数阶滤波器的设计，则可以利用图 3-16 所示电路得到归一化的实数轴极点。

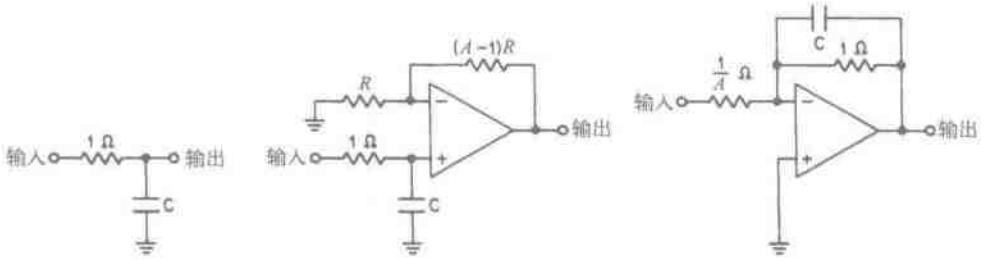
最基本的实数极点形式如图 3-16(a)电路所示，可以利用公式（3-11）计算电容 C 的参数。

$$C=\frac{1}{\alpha_0} \tag{3-11}$$

式中，α_0是归一化的实数轴极点。电路增益为高阻输入阻抗的 1。

如果滤波器电路对增益有要求，图 3-16(a)所示电路可以再接一个如图 3-16(b)所示的同相放大器，图 3-16(b)中的 A 表示所要求的电路增益，如果增益必须为负，则可以使用图 3-16(c)所示的电路，其电路中使用了反相放大器。

所选用电路的频率-阻抗缩放比例因子选用方法和其他滤波器的选用类似，由于运算放大器的增益仅由两个反馈电阻值决定，故图 3-16(b)中的电阻 R 的参数值是任选的。



（a）基本RC电路节电路部分　（b）同相放大器电路　（c）反相放大器电路

图 3-16　一阶极点电路结构

例 3-9　有分离实数极点节电路的有源全极点低通滤波器设计

技术要求：

有源低通滤波器

3dB 位于 75Hz 频率点

−15dB 最低位于 150Hz 频率点

增益为 40dB（A=100）

设计结果：

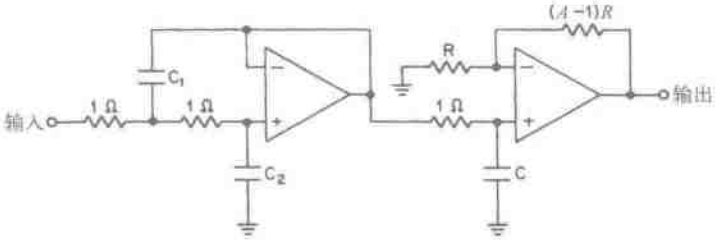
（a）利用公式（2-11）计算斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{f_s}{f_c}=\frac{150}{75}=2$$

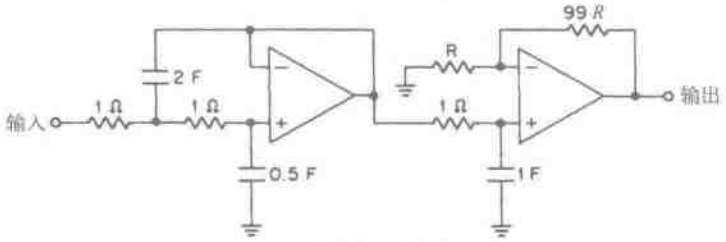
（b）从图 2-34 可以看出 n=2 的巴特沃斯低通响应满足衰减的技术要求，由于要求 100 倍的增益，所以电路采用图 3-14(a)所示的 n=2 节电路和后面接一个图 3-16(b)所示的 n=1 节电路就可以提供所要求的电路增益，电路工作原理图如图 3-17(a)所示。

www.789pdf.com 789书库网

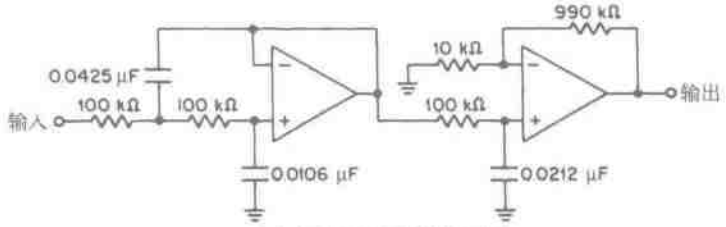
www.789pdf.com 789书库网



（a）电路工作原理图



（b）归一化电路



（c）比例缩放后的滤波器电路

图 3-17　例 3-9 所示的低通滤波器

（c）利用表 10-1 可以得到下面归一化的 n=3 巴特沃斯低通滤波器的极点位置。

复数极点　　$\alpha = 0.5000$　　$\beta = 0.8660$

实数极点　　$\alpha = 0.1.0000$

n =2 节电路的元件参数值如公式（3-9）和公式（3-10）所示。

$$C_1 = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{0.5} = 2\ \text{F} \tag{3-9}$$

$$C_2 = \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2} = \frac{0.5}{0.5^2 + 0.866^2} = 0.5\ \text{F} \tag{3-10}$$

对 n=1 的电路电容器 C 的计算结果如公式（3-11）所示。

$$C = \frac{1}{\alpha_0} = \frac{1}{1.0} = 1\ \text{F} \tag{3-11}$$

因为 A=100，图 3-17(b)所示归一化电路中的反馈电阻取值为 99R。

（d）利用频率比例缩放因子 FSF= $2\pi f_C$ 或 471，取阻抗比例缩放因子为 10^5，去归一化的电容值如下。

n=2 节电路：

$$C_1' = \frac{C}{\text{FSF} \times Z} = \frac{2}{471 \times 10^5} = 0.0425\ \mu\text{F} \tag{2-10}$$

$$C_2' = 0.0106\ \mu\text{F}$$

n =1 节电路：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$C' = 0.0212\ \mu F$$

对 n=1 的节电路电阻 R 的参数可以任选，这里取 R=10kΩ，最后得到的电路如图 3-17(c)所示。

虽然这些实数极点节电路部分是奇数阶低通滤波器的一部分，它们可以独立作为 n=1 低通滤波器使用，n=1 低通滤波器的传递函数可以用公式（3-12）表示。

$$T(s) = K\frac{1}{sC+1} \tag{3-12}$$

式中，对应图 3-16(a)的 K=1，对应图 3-16(b)的 K=A，对应图 3-16(c)的 K=−A。如果 C=1F，−3dB 截止频率出现在频率点 1rad/s。

一阶滤波器的衰减可用公式（3-13）表示。

$$A_{dB} = 10\lg\left[1+\left(\frac{\omega_x}{\omega_c}\right)^2\right] \tag{3-13}$$

式中，ω_x/ω_c 是给定频率与截止频率的比值。图 2-34 所示为对应 n=1 的归一化巴特沃斯低通滤波器频率响应曲线，阶跃响应没有过冲，冲击响应也没有任何振荡特性。

例 3-10 增益为 10dB 的有源全极点低通滤波器设计

技术要求：

有源低通滤波器

3dB 位于 60Hz 频率点

−12dB 最小衰减位于 250Hz 频率点

反相增益为 20dB

设计结果：

（a）利用公式（2-11）计算 A_x。

$$A_x = \frac{f_x}{f_c} = \frac{250}{60} = 4.17$$

（b）图 2-34 给出了 n=1 在 4.17rad/s 频率点的衰减不低于 12dB 的滤波器电路，因为要求电路的反相增益为 20dB，可以采用图 3-16(c)所示的电路。归一化电路如图 3-18(a)所示，图中 C=1F，对应增益为 20dB 的要求电路放大倍数 A=10。

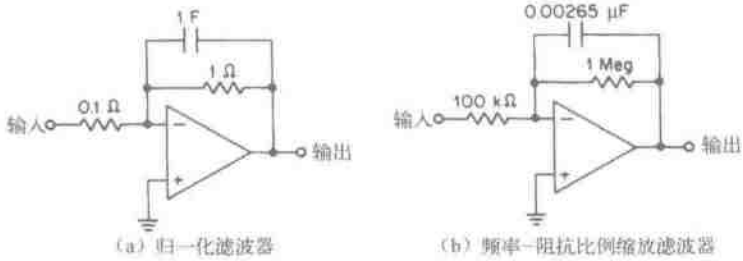


图 3-18 例 3-10 的 n=1 低通滤波器

（c）频率比例缩放因子 FSF=2π×60 或 377，阻抗比例缩放因子为 10^6，可以利用公式（2-10）计算去归一化的电容器参数。

$$C' = \frac{C}{FSF \times Z} = \frac{1}{377 \times 10^6} = 0.00265\ \mu F \tag{2-10}$$

输入和输出反馈电阻分别为 100kΩ 和 1MΩ，最终电路如图 3-18(b)所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3. 有增益的二阶节电路

如果要求一个有源低通滤波器的增益大于 1，并且阶数为偶数，由于传递函数中不含实数极点，所以不能使用图 3-16 所示的 n=1 节电路。

图 3-19 所示的电路提供了一对复数极点和电路增益为$-A$，可以利用公式（3-14）到公式（3-17）计算有关元件参数。

$$C_1=(A+1)\left(1+\frac{\beta^2}{\alpha^2}\right) \tag{3-14}$$

$$R_1=\frac{\alpha}{A(\alpha^2+\beta^2)} \tag{3-15}$$

$$R_2=\frac{AR_1}{A+1} \tag{3-16}$$

$$R_3=AR_1 \tag{3-17}$$

如例 3-11 所示，本节电路用于利用图 3-14(a)所示的 n=2 节电路一起来实现带增益的偶数阶低通滤波器。

例 3-11　增益为 2 的有源全极点低通滤波器设计

技术要求：

有源低通滤波器

3dB 位于 200Hz 频率点

−30dB 最低位于 800Hz 频率点

无阶跃响应过冲

反相放大器（A=2）的增益为 6dB

设计结果：

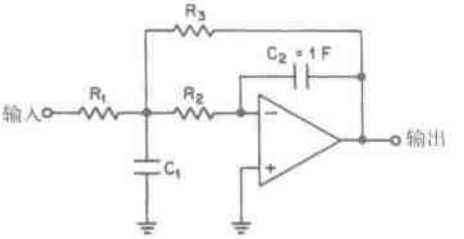


图 3-19　有增益二阶节电路

（a）利用公式（2-11）计算 A_s。

$$A_s=\frac{f_s}{f_c}=\frac{800}{200}=4 \tag{2-11}$$

（b）因为要求没有过冲，可以选用贝塞尔型滤波器，图 2-56 给出了一个具有在 4rad/s 频率点不低于 30dB 抑制能力的 4 阶网络，由于技术要求 n=4，反相增益为 2，可以采用图 3-19 和图 3-14(a)所示的两极点节电路，基本电路结构如图 3-20(a)所示。

（c）利用表 10-41 可以得到下面的归一化 n=4 贝塞尔低通滤波器的极点位置。

$$\alpha=1.3596 \quad \beta=0.4071$$
$$\alpha=0.9877 \quad \beta=1.2476$$

第一节电路的归一化的元件参数值由公式（3-14）和公式（3-15）决定，其中 α=1.3596、β=0.4071、A=2。

$$C_1=(A+1)\left(1+\frac{\beta^2}{\alpha^2}\right)=3\left(1+\frac{0.4071^2}{1.3596^2}\right)=3.27\ \text{F} \tag{3-14}$$

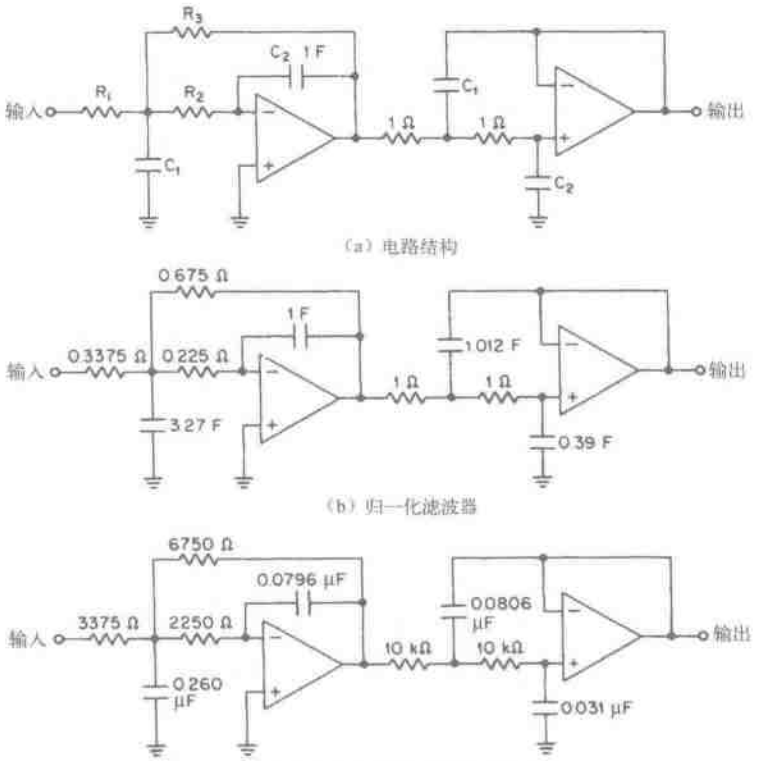
$$R_1=\frac{\alpha}{A(\alpha^2+\beta^2)}=\frac{1.3596}{2(1.3596^2+0.4071^2)}=0.3375\ \Omega \tag{3-15}$$

$$R_2=\frac{AR_1}{A+1}=\frac{2\times0.3375}{3}=0.225\ \Omega \tag{3-16}$$

$$R_3=AR_1=2\times0.3375=0.675\ \Omega \tag{3-17}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）电路结构

（b）归一化滤波器

（c）频率和阻抗比例缩放后的滤波器

图 3-20　例 3-11 的 n=4 贝塞尔低通滤波器

剩下的极点参数对 α =0.9877 和 β =1.2476 用于计算第二节电路的元件参数值。

$$C_1 = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{0.9877} = 1.012\ \text{F} \tag{3-9}$$

$$C_2 = \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2} = \frac{0.9877}{0.9877^2 + 1.2476^2} = 0.39\ \text{F} \tag{3-10}$$

归一化的低通滤波器如图 2-20(b)所示。

（d）利用公式（2-8）和公式（2-10），频率比例缩放因子 FSF 为 $2\pi f_c$ 或 1256，对这两种情况的阻抗比例缩放因子取 10，去归一化的参数值为

***A*=2 的 *n*=2 节电路：**

$$R_1' = R \times Z = 0.3375 \times 10^4 = 3375\ \Omega$$

$$R_2' = 2250\ \Omega$$

$$R_3' = 6750\ \Omega$$

$$C_1' = \frac{C}{\text{FSF} \times Z} = \frac{3.27}{1256 \times 10^4} = 0.260\ \mu\text{F}$$

$$C_2' = 0.0796\ \mu\text{F}$$

具有单位增益的 *n*=2 节电路：

$$R' = 10\ \text{k}\Omega$$

$$C_1' = \frac{C}{\text{FSF} \times Z} = \frac{1.012}{1256 \times 10^4} = 0.0806\ \mu\text{F}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$C_2' = 0.0310\ \mu F$$

最终电路工作原理图如图 3-20(c)所示。

▷▷▷ 3.2.2　VCVS 统一电容器结构

图 3-14(a)所示的单位增益 n=2 全极点电路结构图中要求不相等的电容器参数值和非整数的电容器容量比值，这会导致需要选用非标准电容参数值或两个或更多电容器并联使用的多种情况出现。

本节给出了一个替代电路，这个电路的特点是电容器的参数值相等，但是，这个电路较前面讨论的电路更为敏感，不过更方便的电容参数取值可以证明它在许多敏感应用场所的使用是可以接受的。

图 3-21 所示的 n=2 低通电路采用相等容量的电容器，电路增益为 2，有关电路元件参数值计算如下。

选用电容器 C，有

$$R_1 = \frac{1}{2\alpha' C} \tag{3-18}$$

$$R_2 = \frac{2\alpha'}{C(\alpha'^2 + \beta'^2)} \tag{3-19}$$

式中，α' 和 β' 是去归一化的复数极点坐标的实部和虚部值。可以任意选取电阻 R 的阻值。

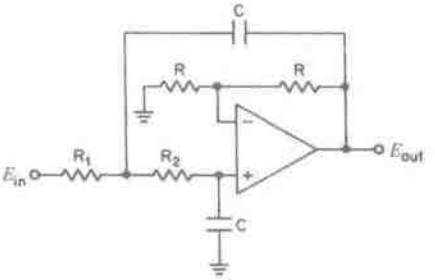


图 3-21　全极点电路结构

例 3-12　采用一致电容参数值的有源全极点低通滤波器设计

技术要求：

设计一个全部采用 0.01μF 容量电容器的 4 阶−0.1dB，−3dB 截止频率为 100Hz 的切比雪夫有源低通滤波器。

设计结果：

（a）利用表 10-23 可以得到归一化−0.1dB 切比雪夫低通滤波器的极点位置如下：

$$\alpha = 0.2177 \quad \beta = 0.9254 \text{ 和 } \alpha = 0.5257 \quad \beta = 0.3833$$

（b）图 3-21 所示的两个滤波器节电路可以级联，利用公式（3-18）和公式（3-19）可以取电容器的参数值为 0.01μF，电阻 R 的阻值取 10kΩ。

第 1 节电路：

$$\alpha = 0.2177 \quad \alpha' = \alpha \times \text{FSF} = 136.8$$

$$\beta = 0.9254 \quad \beta' = \beta \times \text{FSF} = 581.4$$

公式中 FSF= $2\pi f_c$ =628.3

$$R_1 = \frac{1}{2\alpha' C} = 365.5\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\alpha'}{C(\alpha'^2 + \beta'^2)} = 76.7\ \text{k}\Omega$$

第 2 节电路：

$$\alpha = 0.5257 \quad \alpha' = 330.0$$

$$\beta = 0.3833 \quad \beta' = 240.8$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_1 = \frac{1}{2\alpha' C} = 151.4\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\alpha'}{C(\alpha^2 + \beta^2)} = 395.4\ \text{k}\Omega$$

最终采用标准电阻值的滤波器电路工作原理图如图 3-22 所示，电路增益为 4。

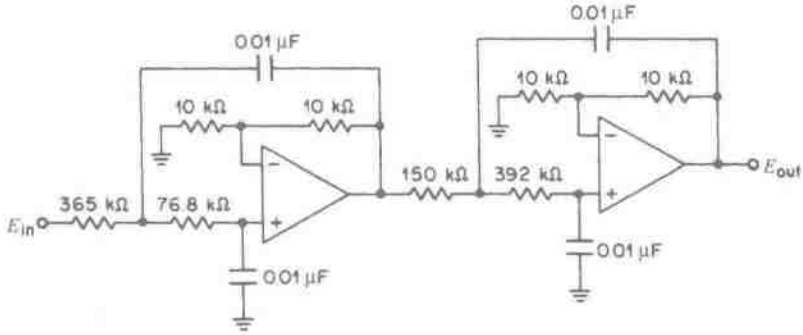


图 3-22　例 3-12 的等容量电容电路

▷▷▷ 3.2.3　低灵敏 2 阶节电路

图 3-23 所示的低通滤波器可以实现 2 阶传递函数，可用公式（3-20）表示传递函数。

$$T(s) = \frac{1}{\tau_1\tau_2 s^2 + \tau_2 s + 1} \tag{3-20}$$

式中，$\tau_1 = R_1C_1$ 和 $\tau_2 = R_2C_2$（注：原著为 $\tau_1 = R_2C_2$）。

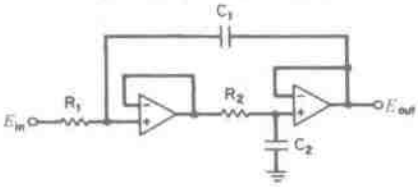


图 3-23　低灵敏度 2 阶节电路

首先利用公式（3-7）和公式（3-20），得到 2 阶传递函数的通用公式，利用公式（3-21）和公式（3-22）求解电阻 R_1 和 R_2 的参数。

$$R_1 = \frac{1}{2\alpha C_1} \tag{3-21}$$

$$R_2 = \frac{2\alpha}{(\alpha^2 + \beta^2)C_2} \tag{3-22}$$

从图 3-23 和相关的设计方程得到一个重要的结果，由于两个运算放大器工作于电压跟随器的工作方式，放大器开环增益的电路灵敏度就不像前面介绍的增益为 2 电路那么严重。并且，从两个传递函数和有关设计方程式可以清楚地看出电路的工作和两个时间常数 R_1C_1 和 R_2C_2 有关，这样，电容器 C_1 和 C_2 的参数值可以方便地独立选择，也可以根据需要使这两个电容器的容量参数相等。

例 3-13 举例说明了这种电路结构的应用。

例 3-13　设计一个采用低灵敏 2 阶节电路的有源全极点低通滤波器

技术要求：

设计一个采用低灵敏 2 阶节电路的−3dB 截止频率为 10kHz 的 4 阶−0.1dB 切比雪夫低通滤波器。

设计结果：

（a）归一化的−0.1dB 切比雪夫低通滤波器（见表 10-23）的极点位置如下所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\alpha = 0.2177 \quad \beta = 0.9254$$

和

$$\alpha = 0.5257 \quad \beta = 0.3833$$

（b）极点位置去归一化（α 和 β 乘以频率比例缩放因子 FSF）后有下面的结果成立。

$$\alpha' = 13678 \qquad \beta' = 58145$$

和

$$\alpha' = 33031 \qquad \beta' = 24083$$

（c）利用公式（3-21）和公式（3-22）可以计算出下面的元件参数值。

节电路 1:

$$\alpha' = 13678 \qquad \beta' = 58145$$

取 C_1=C_2=0.001μF

$$R_1 = \frac{1}{2\alpha' C} = 36.56\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\alpha'}{(\alpha'^2 + \beta'^2)C_2} = 7.667\ \text{k}\Omega$$

节电路 2:

$$\alpha' = 33031 \qquad \beta' = 24083$$

$$R_1 = \frac{1}{2\alpha' C} = 15.14\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\alpha'}{(\alpha^2 + \beta^2)C_2} = 39.53\ \text{k}\Omega$$

采用标准电阻值的最终电路如图 3-24 所示，总电路增益为 1。

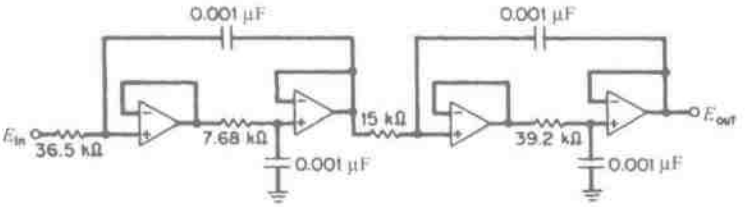


图 3-24　例 3-13 的电路

▷▷▷ 3.2.4　椭圆函数 VCVS 滤波器

首先，含有零点和极点的椭圆函数滤波器在 2.9 节已有介绍，开始零点在通带外，并随工作频率接近 Ωs 迫使响应快速地降低（见频率响应定义的图 2-82）。

由于这些有限的零点，并且仅限于极点的实现，所以不能用前面介绍的有关有源滤波器节电路结构。

椭圆函数低通滤波器工作原理图如图 3-25(a)所示，这里提供了一对共轭复数极点和一对如图 3-25(b)所示的虚数零点，复数极点对有实部 α 和虚部坐标 β，零点位于 $j\omega_\infty$ 的位置，RC 节电路由电阻 R_5 和电容器 C_5 组成，在 α_0 的位置引入实数极点。

含有一个 VCVS 作为有源元件的电路配置经常被称为 VCVS 实现，虽然相对其他 VCVS 配置这种结构需要用到额外的元件，但是，其电路工作更可靠，并降低了电路对干扰信号的敏感性。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

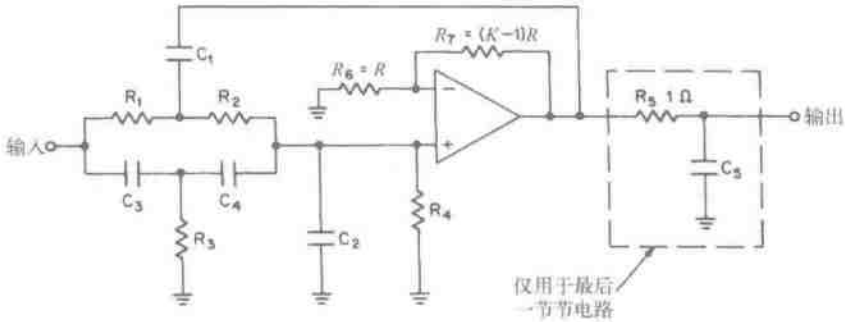
利用下面的有关公式可以计算电路归一化的元件参数值。

首先计算：

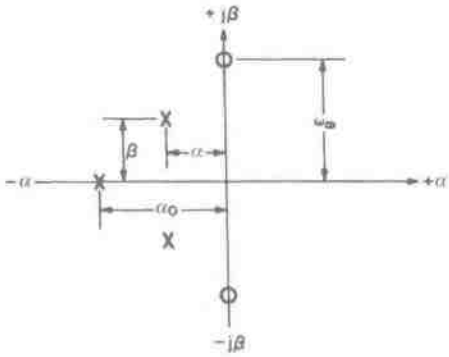
$$a=\frac{2\alpha'}{\sqrt{\alpha'^2+\beta'^2}}=\frac{1}{Q} \tag{3-23}$$

$$b=\frac{\omega'^2_\infty}{\alpha'^2+\beta'^2}=\frac{\omega^2_\infty}{\omega_0^2} \tag{3-24}$$

$$c=\sqrt{\alpha'^2+\beta'^2}=\omega_0 \tag{3-25}$$



（a）K>1的VCVS电路结构



（b）极点-零点分布图

图 3-25　椭圆函数低通滤波器节电路

式中，α'、β' 和 ω'_∞ 表示去归一化的极-零坐标。公式（3-23）到公式（3-25）的第二种形式含有 Q' 和 ω_0 这些参数，滤波器设计程序已直接提供了这些去归一化的参数。

在同相放大器的输入和输出节电路之间需加 K 的受控放大，因为同相运算放大器的增益为反馈电阻的阻值比加 1，电阻 R_6 和 R_7 的电阻值分别为 R 和（K−1）R，这里电阻 R 可以取任意的阻值。

在 K<1 的应用场合，放大器工作于电压跟随器工作状态，电阻 R_4 被分为电阻 R_{4a} 和 R_{4b}，可以利用公式（3-26）和公式（3-27）计算电阻 R_{4a} 和 R_{4b} 的阻值。

$$R_{4a}=(1-K)R_4 \tag{3-26}$$

$$R_{4b}=KR_4 \tag{3-27}$$

修改后的电路如图 3-26 所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

利用滤波器设计软件（见附录 A 的有关内容介绍下载）设计有源椭圆函数滤波器，可以得到已去归一化的极-零点位置，利用计算机辅助设计方法得到的结果就像一个无源椭圆低通滤波器的设计过程，但是，一旦设计完成，单击 Transfer Function 按钮，然后检查 Casc 选项框，这时，传递函数的极点和 0 点以顺序形式显示（不是以矩阵形式显示），利用传递函数的极点和 0 点可以通过公式（3-23）、公式（3-24）和公式（3-25）计算参数 a、b、c。

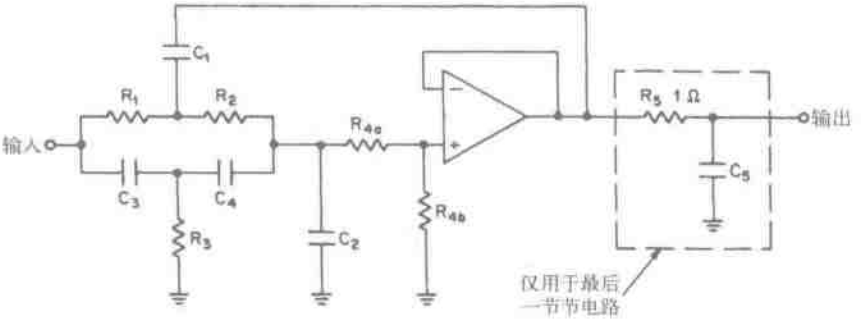


图 3-26　对 $K<1$ 时的椭圆函数低通滤波器节电路

$$a=\frac{2\alpha'}{\sqrt{\alpha'^2+\beta'^2}}=\frac{1}{Q} \tag{3-23}$$

$$b=\frac{\omega'^2_\infty}{\alpha'^2+\beta'^2}=\frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2} \tag{3-24}$$

$$c=\sqrt{\alpha'^2+\beta'^2}=\omega_0 \tag{3-25}$$

对奇数阶滤波器而言，极点的实部 α_0 在分母中用 $(S+\alpha_0)$ 表示。可以利用下面的公式（3-28）到公式（3-34）计算有关元件参数值。

电容器 C 参数的计算，有

$$C_1=C \tag{3-28}$$

$$C_3=C_4=\frac{C_1}{2} \tag{3-29}$$

取

$$C_2\geqslant\frac{C_1(b-1)}{4} \tag{3-30}$$

$$R_3=\frac{1}{cC_1\sqrt{b}} \tag{3-31}$$

$$R_1=R_2=2R_3 \tag{3-32}$$

$$R_4=\frac{4\sqrt{b}}{cC_1(1-b)+4cC_2} \tag{3-33}$$

$$K=2+\frac{2C_2}{C_1}-\frac{a}{2\sqrt{b}}+\frac{2}{C_1\sqrt{b}}\left(\frac{1}{cR_4}-aC_2\right) \tag{3-34}$$

节电路增益计算如公式（3-35）所示：

$$\text{节电路增益}=\frac{bKC_1}{4C_2+C_1} \tag{3-35}$$

可以利用去归一化的极点实部值计算电容器 C_5 的参数。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$C_5 = \frac{1}{R_5 \alpha_0'} \tag{3-36}$$

式中，电阻 R 和 R_5 的参数可以任意取值：$\alpha_0' = \alpha_0 \times \mathrm{FSF}$。

奇数阶椭圆函数滤波器由于最大限度地利用了组成电路的元件数量，所以比偶数阶椭圆函数滤波器工作更高效。图 3-25 所示的电路有一个单极点对（还有一对零点），对奇数阶滤波器而言所需要的总节电路数可以利用公式$(n-1)/2$ 计算，公式中的 n 表示滤波器的阶数。由于奇数阶传递函数有一个单实数极点，电阻 R_5 和电容 C_5 仅在输出节电路出现。

在缺乏详细分析的情况下，在对应每个有源节电路分配极点和零点时，作为经验可以将极点与最近的零点配对，这也可以用于高通、带通和带阻滤波器的应用场合。

例 3-14 采用 VCVS 结构设计一个有源椭圆函数低通滤波器

技术要求：

设计一个采用图 3-25 所示 VCVS 结构的有源椭圆函数低通滤波器，滤波器的纹波为-0.177dB、截止频率为 100Hz、最低衰减在 292.4Hz 为 37dB。

设计结果：

（a）打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 0.177。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 100。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 292.4。

查看 Frequency Scale Hertz 选项框。

（b）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 37。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

这时在主控面板上显示 3 Order。

（c）单击 Transfer Function 按钮。

检查 Casc 选项框中的内容。

这时显示以下内容：

Continuous Transfer Function

Wn = 2105

$$\frac{71.83 \quad (S^2 + 4.432e{+}06)}{(S^2 + 485.5*S + 5.713e{+}05) \quad (S + 557.4)}$$

Wo = 755.8

Q = 1.557

3rd Order Low Pass Elliptic

Pass Band Frequency = 100.0 Hz　Stop Band Ratio = 2.924
Pass Band Ripple = 177.0 mdB　Stop Band Frequency = 292.4 Hz
Stop Band Attenuation = 37.43 dB

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（d）设计参数小结如下：

节电路 Q 值=1.557

节电路 ω_0 =755.8

节电路 ω_∞ =2105

α_0 = 557.4（来自分母）

（e）利用公式（3-23）到公式（3-25）、公式（3-28）到公式（3-36）计算出的参数值如下。

$$a = 0.6423$$

$$b = 7.7569$$

$$c = 775.8$$

取

$$C_1 = C = 0.1\,\mu F$$

$$C_3 = C_4 = 0.054\,\mu F$$

$$C_2 \geqslant 0.169\,\mu F$$

取

$$C_2 = 0.22\,\mu F$$

$$R_3 = 4\,751\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 9502\,\Omega$$

$$R_4 = 72.2\,k\Omega$$

$$K = 5.402$$

取　$R=R_5=10k\Omega$

有　$C_5=0.180\mu F$

采用标准元件参数值的最终电路工作原理图如图 3-27 所示。

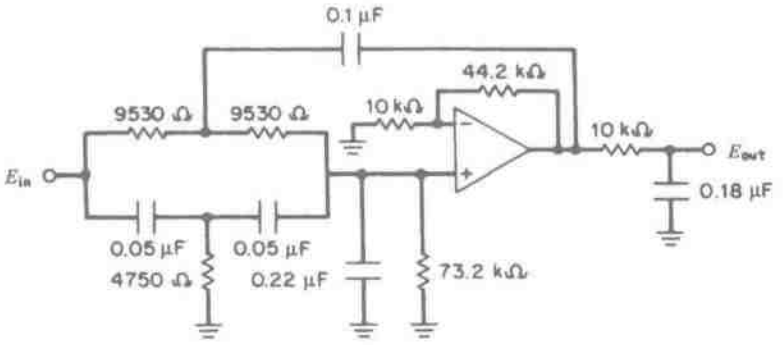


图 3-27　有源椭圆函数低通滤波器电路

▷▷▷ 3.2.5　可变状态低通滤波器

因为电路元件之间的相互作用，前面讨论的有源滤波器的极点和零点配置无法轻易调整，对大多数的工业应用场合，电阻精度为 1%，电容器的精度为 1%～2%，就可以使滤波器获得足够的精度。对于更高精度要求的应用场合，状态可变的方法可以实现独立地调节极点和零点坐标，同时，可变状态的电路结构对有限带宽和增益的运算放大器应用场合不太

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

敏感。

1. 全极点滤波器电路结构

图 3-28 所示的电路可以实现单对复数极点，对应的低通传递函数如公式（3-37）所示。

$$T(s)=\frac{1}{R_2R_4C^2}\frac{1}{s^2+\frac{1}{R_1C}s+\frac{1}{R_2R_3C^2}} \tag{3-37}$$

如果使公式（3-37）和 2 阶低通滤波器的传递函数表达公式（3-8）相等，并求解有关元件参数值，通过有关运算可以得到公式（3-38）和公式（3-39）。

$$R_1=\frac{1}{2\alpha C} \tag{3-38}$$

$$R_2=R_3=R_4=\frac{1}{C\sqrt{\alpha^2+\beta^2}} \tag{3-39}$$

公式（3-38）和公式（3-39）中 α 和 β 分别表示复数极点的实部和虚部，电容 C 可以取任意的容量值，图 3-28 中电阻 R 值也是可以任选的。

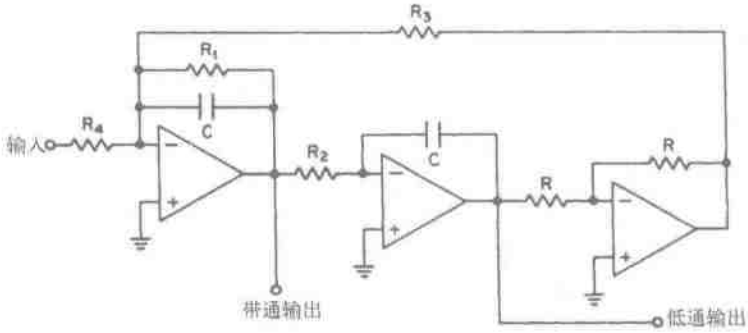


图 3-28　状态可变全极点低通滤波器电路结构

利用公式（3-38）和公式（3-39）计算出的元件参数值可以使电路的直流增益为 1，如果需要电路增益为$-A$，可以利用公式（3-40）计算电阻 R_4 的参数值。

$$R_4=\frac{1}{AC\sqrt{\alpha^2+\beta^2}} \tag{3-40}$$

有时需要直接在截止频率处设计一个滤波器而不是计算归一化的参数值，然后再进行频率和阻抗比例缩放来归一化网络，如果 α 和 β 的参数首先通过频率比例缩放因子 FSF 去归一化，使公式（3-38）和公式（3-39）相等，就可以计算得到去归一化的有关参数值。可以利用公式（3-41）和公式（3-42）计算去归一化的值。

$$\alpha'=\alpha\times\mathrm{FSF} \tag{3-41}$$

$$\beta'=\beta\times\mathrm{FSF} \tag{3-42}$$

注：原著中的公式为 $\alpha'=\beta\times\mathrm{FSF}$，应是错误的，此处改正了。

当滤波器电路设计公式中的电容器参数可以任意取值，并且可以使网络所有电容器容量相等时，直接设计去归一化的滤波器有一定的优势，这时可以取标准容量值的电容器。

从图 3-28 可以看出带通输出端子，虽然带通滤波器的讨论推延至第 5 章，这个输出端子对低通滤波器的调节是非常有用的，为了调节低通复数极点的实部和虚部坐标值，首先需

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

要利用公式（3-43）计算带通谐振频率。

$$f_0=\frac{\sqrt{(\alpha')^2+(\beta')^2}}{2\pi} \tag{3-43}$$

调节电阻 R_3 的参数值直到发生谐振工作条件的谐振频率 f_0 在带通滤波器的输出端输出，谐振可以通过输入和输出信号峰值幅值的 180° 相位移点来确认，利用 180° 相位移点来确认谐振的方法通常精度和分辨率更高。通过连接示波器的 Y 通道输入到节电路的输入端，示波器的水平通道接到带通滤波器的输出端，在示波器的显示屏幕就可以得到李莎育图形，李莎育图形为椭圆形，当输入输出信号的相位差为 180° 时李莎育图形变为一条直线（角度为 135°）。

在最后调节期间，首先调节电阻 R_1 获得带通滤波器的 Q 值（例如 $\frac{f_0}{BW_{3dB}}$ 带宽对应的 Q 值），可以利用公式（3-44）计算 Q 值。

$$Q=\frac{\pi f_0}{\alpha'} \tag{3-44}$$

调节电阻 R_1 可以用于在谐振频率 f_0 点测得的带通输出增益等于计算出的电阻 R_1/R_4 比值，放大器相位移产生了一种 Q 值增强效应，在这里节电路的 Q 值被增加，这种效应也增加了带通滤波器输出的增益，所以调节电阻 R_1 的参数来得到计算的增益通常可以恢复要求的 Q 值。同样，利用计算出的 Q 值和也可以测得–3dB 带宽，虽然 Q 值测量方法更为精确，但是较简单的增益调节方法要慢些。

例 3-15　设计一个有源状态可变全极点低通滤波器

技术要求：

设计一个有源低通滤波器

3dB ± 0.25dB 频率点位于 500Hz

–40dB 频率点位于 1375Hz

设计结果：

（a）利用公式（2-11）计算 A_s。

$$A_s=\frac{1375}{500}=2.75$$

（b）图 2-42 表明一个四阶–0.1dB 切比雪夫低通滤波器在频点 2.75rad/s 有大于 40dB 的抑制，因为需要精确的截止频率值，如需要可以利用状态可变的方法来调节滤波器的参数。

可以通过表 10-23 得到归一化四阶–0.1dB 切比雪夫低通滤波器的极点位置，有关极点参数如下。

$$\alpha=0.2183\quad \beta=0.9262 \qquad 和 \qquad \alpha=0.5271\quad \beta=0.3836$$

（c）图 3-28 所示电路的两个节电路可以串联，可以直接设计去归一化的滤波器，电容器 C 的参数可取 0.01μF，电阻 R 的参数可取 10kΩ。

节电路 1:

$$\alpha=0.2183 \qquad \alpha'=\alpha\times FSF=685.5 \tag{3-41}$$

$$\beta=0.9262 \qquad \beta'=\beta\times FSF=2908 \tag{3-42}$$

公式（3-41）和公式（3-42）中的 $FSF=2\pi f_c=2\pi\times 500=3140$。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_1 = \frac{1}{2\alpha' C} = 72.94\ \text{k}\Omega \tag{3-38}$$

$$R_2 = R_3 = R_4 = \frac{1}{C\sqrt{(\alpha')^2 + (\beta')^2}} = 33.47\ \text{k}\Omega \tag{3-39}$$

节电路 2:

$$\alpha = 0.5271 \qquad \alpha' = \alpha \times \text{FSF} = 1655 \tag{3-41}$$

$$\beta = 0.3836 \qquad \beta' = \beta \times \text{FSF} = 1205 \tag{3-42}$$

公式（3-41）和公式（3-42）中的频率比例缩放因子 FSF=3140。

$$R_1 = \frac{1}{2\alpha' C} = 30.21\ \text{k}\Omega \tag{3-38}$$

$$R_2 = R_3 = R_4 = \frac{1}{C\sqrt{(\alpha')^2 + (\beta')^2}} = 48.85\ \text{k}\Omega \tag{3-39}$$

（d）最终的滤波器电路如图 3-29 所示，按前面介绍的设计实例方法对电阻的参数值进行了修改，以便使用精度为 1%的电阻，并提供所需的调节能力，可以利用公式（3-43）和公式（3-44）计算带通谐振频率和 Q 值。

节电路 1:

$$f_0 = \frac{\sqrt{(\alpha')^2 + (\beta')^2}}{2\pi} = 476\ \text{Hz} \tag{3-43}$$

$$Q = \frac{\pi f_0}{\alpha'} = 2.18 \tag{3-44}$$

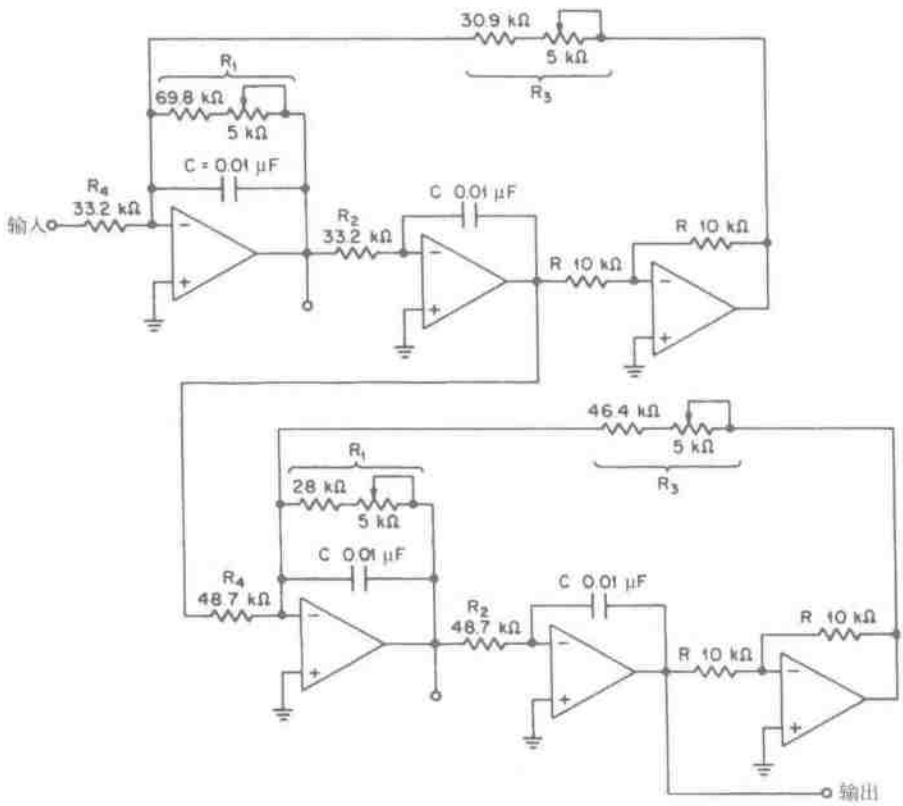


图 3-29　例 3-15 所示的状态可变低通滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

节电路 2:

$$f_0 = 326\ \text{Hz} \tag{3-43}$$

$$Q = 0.619 \tag{3-44}$$

2. 椭圆函数结构

当需要精确控制椭圆函数滤波器的参数时，可以采用状态可变椭圆函数，尤其是在极点和零点位置非常关键的陡峭滤波器应用场合更为如此。

图 3-30 所示电路的传递函数如公式（3-45）所示。

$$T(s) = -\frac{R_6}{R}\left[\frac{s^2 + \dfrac{1}{R_2R_3C^2}\left(1+\dfrac{R_3R}{R_4R_5}\right)}{s^2 + \dfrac{1}{R_1C}s + \dfrac{1}{R_2R_3C^2}}\right] \tag{3-45}$$

式中，电阻 R_1=R_4、R_2=R_3。传递函数分子的根会导致传递函数的一对虚数零点，传递函数分母的根会导致传递函数一对复数极点，由于分子和分母均为 2 阶，这种传递函数通常被认定为双二次函数，对应的电路被认定为双二阶电路。零点受限于频率超出了极点位置，例如，对椭圆函数低通滤波器的阻带。如果图 3-30 中的电阻 R_5 被接到了节点 2，而不是接到了节点 1，则就像高通椭圆函数滤波器一样零点将会在极点的下面出现。

利用滤波器设计软件（按附录 A 中所介绍的方法下载）使用双二次函数来设计有源椭圆函数滤波器可以获得对应的传递函数极-零点位置，对应的极-零点已去归一化。设计过程有些类似无源椭圆低通滤波器的设计过程。但是，一旦设计过程结束，单击 Transfer Function 按钮，然后检查 Casc 选项，依次显示极点和零点位置（而不是以直角坐标形式），得到的极点和零点可以用于滤波器设计有关计算公式。

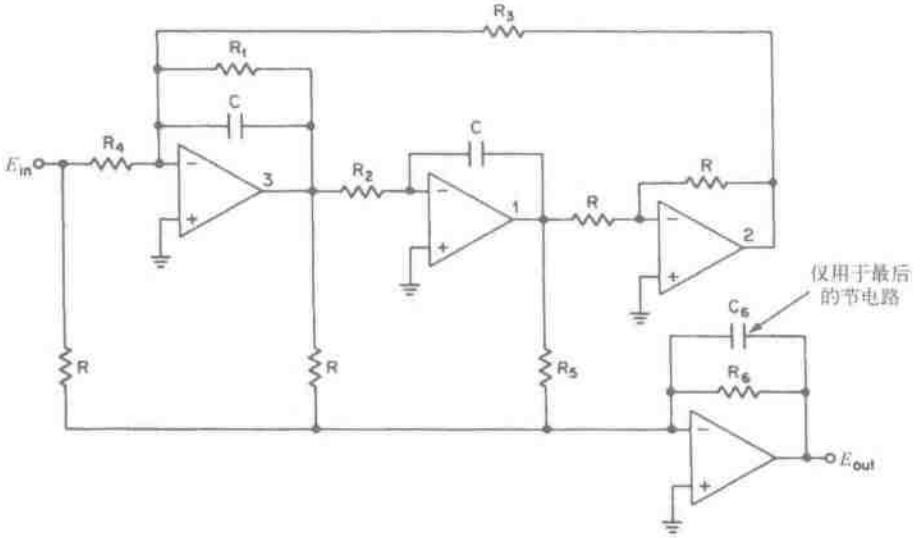


图 3-30　椭圆函数低通滤波器的状态变量（双二次）配置

通过滤波器设计软件得到的设计参数有 ω_x、ω_0、Q 和 α_0，这些参数已去归一化。

首先计算：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} \tag{3-46}$$

元件参数值有

$$R_1 = R_4 = \frac{1}{2\alpha C} \tag{3-47}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{1}{\omega_0 C} \tag{3-48}$$

$$R_5 = \frac{2\alpha\omega_0 R}{(\omega_\infty)^2 - (\omega_0)^2} \tag{3-49}$$

$$R_6 = \left(\frac{\omega_0}{\omega_\infty}\right)^2 AR \tag{3-50}$$

公式（3-47）到公式（3-50）中的电容 C 和电阻 R 的取值为任意值，A 表示要求的低通滤波器直流增益。

由于奇数阶椭圆函数滤波器含有一个实数极点，双二次配置的最后一个节电路应含有电容 C_6 和电阻 R_6 并联的电路，电容 C_6 的参数可用公式（3-51）计算。

$$C_6 = \frac{1}{\alpha_0 R_6} \tag{3-51}$$

可通过以下步骤来调节图 3-30 所示的双二次配置极点和零点。

（1）谐振频率：可以利用公式（3-52）计算带通谐振频率。

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \tag{3-52}$$

如果电阻 R_3 为可调节电阻，通过监控带通滤波器的输出节点 3 可以调节节电路的谐振频率到 f_0，180° 的相位移测试法可以用于确定电路的谐振工作状况。

（2）Q 的调节：可以利用公式（3-53）计算带通滤波器的 Q 值。

$$Q = \frac{\pi f_0}{\alpha} \tag{3-53}$$

在带通输出节点 3 的位置和节电路输入之间在测得谐振频率 f_0，可以通过调节电阻 R_1 得到单位增益，从而补偿任何由于放大器相位移而产生的 Q 值增大。

（3）陷波频率：可以利用公式（3-54）计算陷波频率：

$$f_\infty = \omega_\infty / 2\pi \tag{3-54}$$

如果电路首先被调到了 f_0，则通常无需调节 f_∞，因为 f_∞ 将跟随变化，但是，如果需要独立的调节陷波频率 f_∞，需要使电阻 R_5 为可调电阻，陷波频率的测量通过 E_{out} 为零时的输入频率来决定。

例 3-16 利用状态变量结构来设计一个有源低通椭圆函数滤波器

技术要求：

利用状态变量（双二次）配置来设计图 3-30 所示的一个−0.18dB 纹波、截止频率为 1000Hz、在 1556Hz 频率点的最低衰减为 18dB 的有源低通椭圆函数滤波器。

设计结果：

（a）打开 Filter Solutions 软件。

检查 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 18。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1000。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 1556。

检查 Frequency Scale Hertz 选项框。

（b）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 18。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

3 Order 显示在主控面板。

（c）单击 Transfer Function 按钮。

查看 Casc 选项框。

显示以下内容：

Continuous Transfer Function

Wn = 1.095e+04

$$\frac{3040\quad(S^2 + 1.199e{+}08)}{(S^2 + 3573*S + 5.511e{+}07)\quad(S + 6613)}$$

Wo = 7423

Q = 2.077

3rd Order Low Pass Elliptic

Pass Band Frequency = 1.000 KHz　Stop Band Ratio = 1.556
Pass Band Ripple = 180.0 mdB　Stop Band Frequency = 1.556 KHz
Stop Band Attenuation = 18.63 dB

（d）设计参数总结如下：

节电路 Q 值=2.077

节电路 ω_0=7432

节电路 ω_∞=10950

α_0=6613（来自分母）

（e）对单节电路的技术要求，取 R=100kΩ，C=0.1，并取增益为 1（A=1），计算出的有关参数值如下：

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = 1787 \tag{3-46}$$

$$R_1 = R_4 = \frac{1}{2\alpha C} = 2798\ \Omega \tag{3-47}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{1}{\omega_0 C} = 1347\ \Omega \tag{3-48}$$

$$R_5 = \frac{2\alpha\omega_0 R}{(\omega_\infty)^2 - (\omega_0)^2} = 40.94\ \text{k}\Omega \tag{3-49}$$

$$R_6 = \left(\frac{\omega_0}{\omega_\infty}\right)^2 AR = 45.96\ \text{k}\Omega \tag{3-50}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

因为需要实数极点，电容 C_6 和电阻 R_6 并联，可以利用公式（3-51）计算电容 C_6 的参数。

$$C_6=\frac{1}{\alpha_0 R_6}=3260\ \text{pF} \tag{3-51}$$

（f）最终滤波器电路如图 3-31 所示，电阻参数被修改了以满足 1%标准电阻误差值的要求和便于电路调节，可以利用公式（3-52）和公式（3-53）计算节电路的 f_0 和 Q 值。

$$f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}=1181\ \text{Hz} \tag{3-52}$$

$$Q=\frac{\pi f_0}{\alpha}=2.076 \tag{3-53}$$

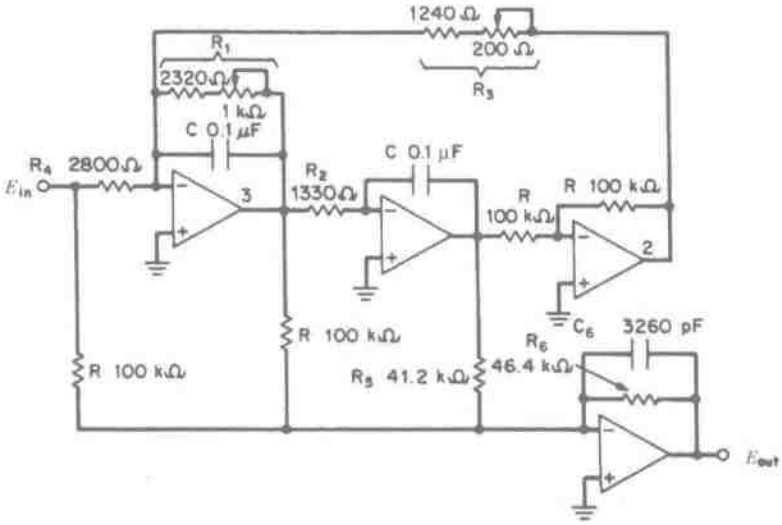


图 3-31　例 3-16 所示的椭圆函数低通滤波器

可以利用公式（3-54）计算无限衰减频率。

$$f_\infty=\omega_\infty/2\pi=1743\text{Hz} \tag{3-54}$$

▷▷▷ 3.2.6　广义阻抗变换器

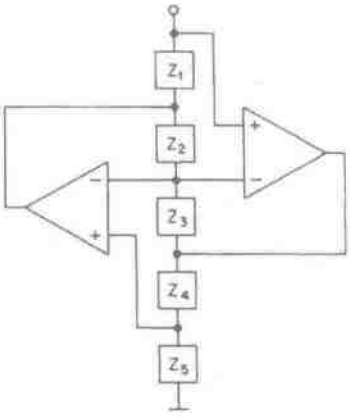


图 3-32　广义阻抗变换器（GIC）

图 3-32 所示电路为一广义阻抗变换器（GIC），可以利用公式（3-55）计算驱动点阻抗。

$$Z_{11}=\frac{Z_1Z_3Z_5}{Z_2Z_4} \tag{3-55}$$

对 Z_1 到 Z_5 用 RC 替换高达两个电容可以得到各种模拟的阻抗，例如 Z_4 含有一个电容，电容的容抗为 $1/sC$，这里的 $s=\text{j}\omega$，其他所有元件为电阻，驱动点阻抗可以用公式（3-56）计算。

$$Z_{11}=\frac{sCR_1R_3R_5}{R_2} \tag{3-56}$$

阻抗和频率成正比，所以和电感类似，可以利用公式（3-57）计算电感量 L。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$L=\frac{CR_1R_3R_5}{R_2} \tag{3-57}$$

如图 3-33 所示。如果 Z_1 和 Z_3 使用了两个电容，Z_2、Z_4 和 Z_5 为电阻，可以利用公式（3-58）计算最终的驱动点阻抗。

$$Z_{11}=\frac{R_5}{s^2C^2R_2R_4} \tag{3-58}$$

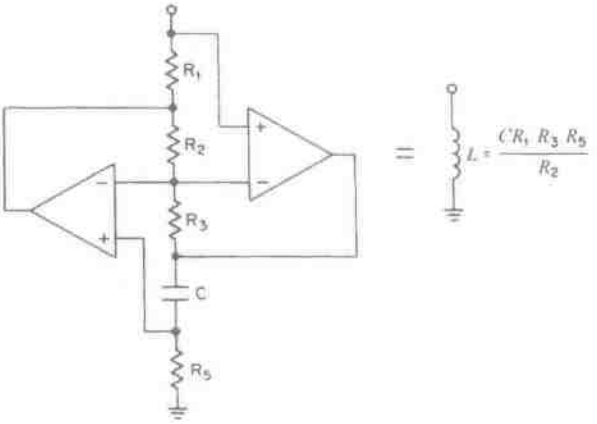


图 3-33　广义阻抗转换器（GIC）的电感仿真

一个阻抗正比于 $1/s^2$ 就叫 D 元素，可以利用公式（3-59）计算对应的驱动点阻抗。

$$Z_{11}=\frac{1}{s^2D} \tag{3-59}$$

所以可以利用公式（3-60）计算公式（3-59）定义的 D 元素值。

$$D=\frac{C^2R_2R_4}{R_5} \tag{3-60}$$

如果取 $C=1\text{F}$、$R_2=R_5=1\,\Omega$ 和 $R_4=R$，公式（3-64）可以简化为 $D=R$。

为了对这个元素有更深入的了解，用 $s=\text{j}\omega$ 代入公式 3-58，可以得到公式（3-61）。

$$Z_{11}=-\frac{R_5}{\omega^2C^2R_2R_4} \tag{3-61}$$

公式（3-61）对应于频率相关负电阻（FDNR），广义阻抗变换器（GIC）以归一化的 D 元素形式表示，对应的电路图如 3-34 所示，Bruton（见参考文献）介绍了如何频率相关负电阻（FDNR）或 D 元素可以用于直接通过 LC 归一化低通滤波器原型参数值来生成有源滤波器的方法，现对这种技术加以介绍。

3. 1/*s* 变换

如果一个 LC 滤波器网络的所有阻抗乘以 $1/s$，对应这个 LC 滤波器网络的传递函数保持不变，这个操作等效于用因子 $1/s$ 阻抗标定一个滤波器，并且不会和用 $1/s$ 代换 s 的高通变换混淆。2.1 节关于“频率和阻抗比例缩放”的内容讲解了用任何因子 Z 进行网络阻抗比例缩放不会改变网络的频率响应，这是因为在传递函数中 Zs 被消掉的原因，所以这种变换的有效性是明显的。

当一个网络的元素被 $1/s$ 阻抗比例缩放后，这个过程是个形式变化的过程，电感被转化

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

为电阻、电阻被转化为电容、电容被转化为 D 元件，这在表 3-1 中有所总结。明显，这种设计方法极为有效，可以确保通过无源 LC 电路来设计有源滤波器，这时就不须知道极点和零点的位置信息。

表 3-1　1/s 阻抗变换

元件	阻抗	变换后的元件	变换后的阻抗
L	sL	L	L
C	$\frac{1}{sC}$	C	$\frac{1}{s^2C}$
R	R	$\frac{1}{R}$	$\frac{R}{s}$

设计方法需首先选择一个归一化的低通 LC 滤波器，所有电容器必须仅位于并联臂的位置，因为电容必须连接于地，并且电容需要被转换为 D 元件。双 LC 滤波器（由第 10 章全极点实例的表中的原理图定义）通常被选用于电路变换来减少 D 元件的数量。电路元件被 1/s 变换，利用图 3-34 所示通过归一化的广义阻抗变换器（GIC）电路实现了 D 元素，变换后的滤波器又被经过传统的方式进行了频率和阻抗比例缩放，下面的实例给出了利用 1/s 阻抗变换和广义阻抗变换（GIC）有源全极点低通滤波器的设计。

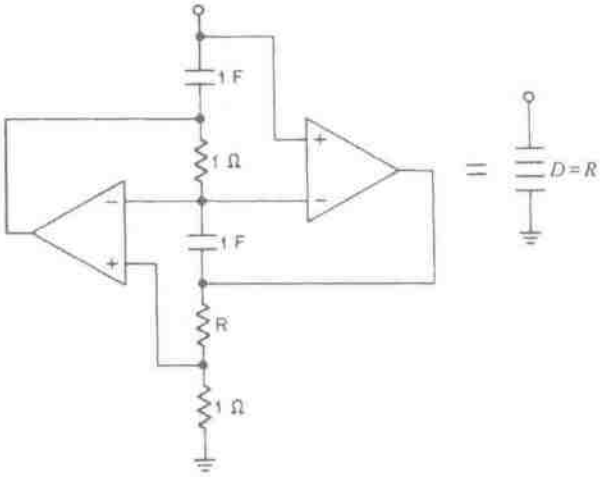


图 3-34　归一化 D 元素的广义阻抗变换器（GIC）实现

例 3-17　利用 D 元素设计一个有源全极点低通滤波器

技术要求：

有源低通滤波器

3dB 频率点为 400Hz

−20dB 频率点最低位于 1200Hz

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

最小振铃和过冲

设计结果：

（a）利用公式（2-11）计算斜率因子 A_s。

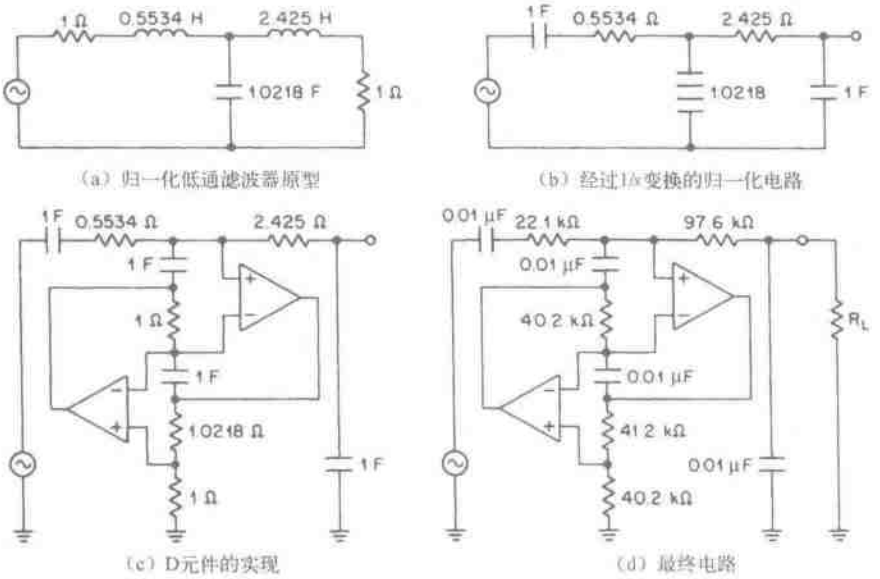
$$A_s = \frac{f_s}{f_c} = \frac{1200\ \text{Hz}}{400\ \text{Hz}} = 3$$

（b）因为要求瞬态失真要小，可以选用相位误差为 0.5°的线性相位滤波器，图 2-62 所示的曲线表示复杂度 n=3 的滤波器可以在 3rad/s 频率点提供大于 20dB 的衰减。

这里需用到 1/s 变换和广义阻抗变换（GIC）。

（c）表 10-47 所示对应 n=3 的归一化低通滤波器如图 3-35(a)所示，选用这样的电路的原因是仅需用到一个 D 元素。

（d）根据表 3-1 进行的归一化滤波器变换产生了图 3-35(b)所示的电路，利用归一化的广义阻抗变换（GIC）配置图 3-34 所示的电路可以实现 D 元素，最终电路实现如图 3-35(c)所示。



（a）归一化低通滤波器原型　（b）经过1/s变换的归一化电路

（c）D元件的实现　（d）最终电路

图 3-35　例 3-17 所示的网络

（e）因为所有的归一化的电容器容量为 1F，有必要这些电容器去归一化后为标准容量，例如为 0.01μF，利用频率比例缩放因子 FSF=$2\pi f_c$ 或 2513 和电容量为 0.01μF，所需要的阻抗比例缩放因子可以通过求解公式（2-10）求解 Z 得到，具体计算如下式所示。

$$Z = \frac{C}{\text{FSF} \times C'} = \frac{1}{2513 \times 0.01 \times 10^{-6}} = 39800$$

利用公式（2-10），频率比例缩放因子 FSF=2513 和阻抗比例缩放因子 Z=39.8 × 10^3，通过 Z × FSF 除所有的电容值，所有的电阻乘 Z 就可以得到归一化的滤波器比例缩放结果，最终电路工作原理图如图 3-35(d)所示。电阻值被修改以适应标准 1%误差精度的要求，滤波器的损耗为 6dB，这个损耗对应于由于电阻和 LC 滤波器负载端而引入的损耗。

通常利用同一封装内的匹配双运算放大器可以实现 D 元素，为了提供上面运算放大器

www.789pdf.com 789书库网

同相输入端的偏置电流，必须使用一个接地的电阻端子，这个电阻会引起滤波器工作特性的低频滚降，所以真的 DC 耦合工作将会不可能。但是，如果这个端子做得远大于电路的正常电阻值，低频滚降可以出现在远低于允许的频率范围内。如果要求低输出阻抗，滤波器可以接一个电压跟随器或在如有增益的要求情况下再加一级放大器，滤波器的驱动输入需用一个阻抗远低于滤波器输入电阻的低阻抗源驱动，对输入隔离的应用场合可以用一个电压跟随器。

4. 采用广义阻抗变换（GIC）的椭圆函数低通滤波器

$1/s$ 变换和广义阻抗变换（GIC）实现适用于有源高阶椭圆函数低通滤波器的应用场合，这些电路对元器件的参数误差和放大器工作特性不敏感，电路可以做成可调谐，比状态可变配置的实现简单，下面介绍采用广义阻抗变换（GIC）和 D 元素的椭圆函数低通滤波器实现实例。

例 3-18 采用 D 元素的有源椭圆函数低通滤波器设计

技术要求：

设计一个有源低通滤波器

在频率点 260Hz 的纹波为-0.18dB

在频率点 270Hz 最低为-45dB

设计结果：

注：对 1rad/s 截止频率和 1Ω 端子设计一个无源椭圆函数低通滤波器，以得到原始的低通滤波器原型。

（a）利用公式（2-11）计算斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{f_s}{f_c} = \frac{270\ \text{Hz}}{260\ \text{Hz}} = 1.0385$$

（b）打开 Filter Solutions 软件。

检查 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 0.18。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 1.0385。

检查 Frequency Scale Rad/Sec 选项框的内容。

在 Source Res 和 Load Res 中输入 1。

（c）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 45。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

在主控面板上显示 9 Order。

（d）单击 Synthesize Filter 按钮。

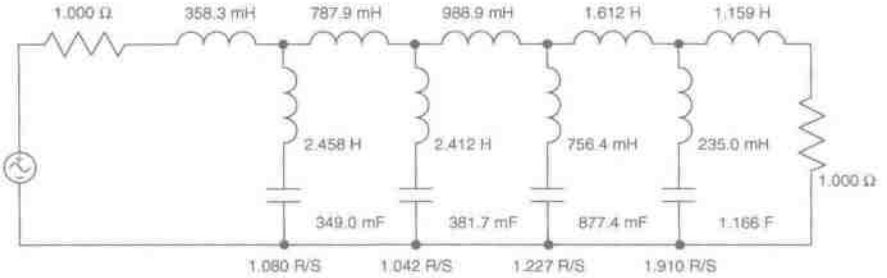
下面给出了两个滤波器解决方案的图，选择图 3-36(a)所示的电路（集总滤波器 2）。

（e）根据表 3-1 修改 $1/s$ 阻抗变换后的元件参数，产生图 3-36(b)所示的电路，利用图 3-34 的通用阻抗变换后的 D 元素实现电路工作原理图如图 3-36(c)所示。

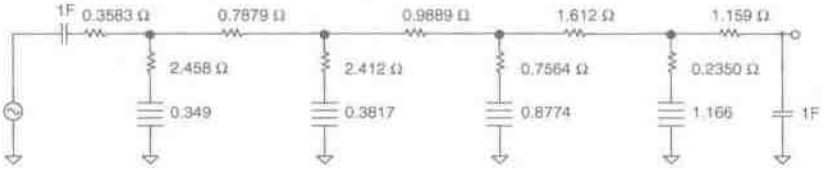
（f）现可以对归一化的电路进行频率和阻抗比例缩放，因为所有归一化后的电容器容量相等，如果能将电容器的容量取例如 0.1μF 的标准电容量更好，可以利用公式（2-10）决定要求的阻抗比例缩放因子，频率比例缩放因子 FSF= $2\pi f_c$ =1634，对应 260Hz 的截止频率，利用公式（2-10）可以得到下面的结果。

www.789pdf.com 789书库网

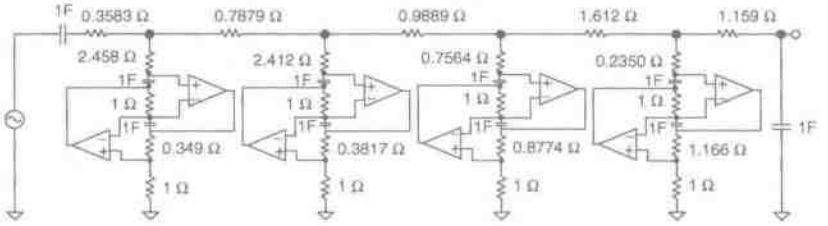
www.789pdf.com 789书库网



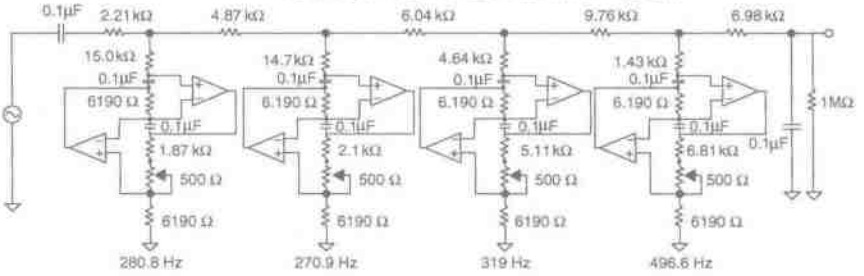
（a）归一化低通滤波器



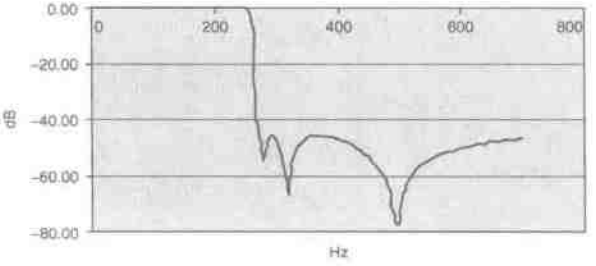
（b）1/s变换后的电路



（c）使用D元件通过广义阻抗变换后的归一化电路



（d）去归一化滤波器



（e）频率响应特性曲线

图 3-36　例 3-18 的滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$Z=\frac{C}{\mathrm{FSF}\times C'}=\frac{1}{1634\times 0.1\times 10^{-6}}=6120$$

所有电容的频率和阻抗比例缩放通过除 $Z\times$ FSF 实现，所有电阻乘 Z 导致具有图 3-36(c)所示频率响应特性的最终滤波器电路，所有的电阻值参数都加以了修改以确保可以使用精度为 1%的电阻值，并且传输零点可以调节，每一个零点频率可以通过乘图 3-36(a)所示电路一个单位为 rad/s 的 f_c 来计算，这样可以提供一个阻性终端以便为放大器提供偏置供电电流。

由于特定频率点由图 3-36(d)所示电路产生的传输零点的每个频率相关负电阻（FDNR）值等于正电阻串联值，所以可以消除并联支路或使并联支路无效。调节每个 D 元素，这些无效支路可以被调节到要求的工作频率，这些调节过程足以获得满意的结果，状态可变滤波器允许直接调节到更高精度的极点和零点。但是，这个过程实现更为复杂，例如，如果采用状态可变技术方案，对应图 3-18 所示的滤波器需用两倍的放大器、电阻和电位器。

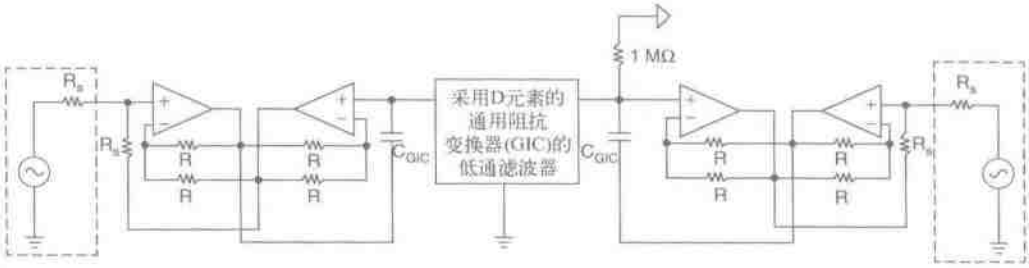


图 3-37　双向有源阻抗变换器

图 3-36 所示电路需要容性源和容性负载（0.1μF），在实用中大量需要用到阻性源和阻性负载，通过图 3-37 所示的电路可以完成这个变换，假定源电阻 R_s 和负载电阻相等，电阻 R 取常用的电阻值 10kΩ，电容器 C_{GIC} 表示图 3-36 所示的源和负载电容。如图 3-36 所示，在广义阻抗变换器（GIC）低通滤波器的输出端到地需要接一只 1MΩ的电阻。

▷▷ 3.3　最小相位移滤波器

在某些应用场合，例如伺服系统的应用场合，滤波器在它的通带区间的一部分内应没有相位移，虽然在本章讨论了最小相位移低通滤波器，在第 5 章将讨论低通滤波器转换为带通滤波器的有关内容，但是，他们需要有一个相对小的带宽（10%或更低）来维持最小的相位移工作特性。

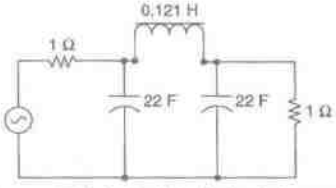


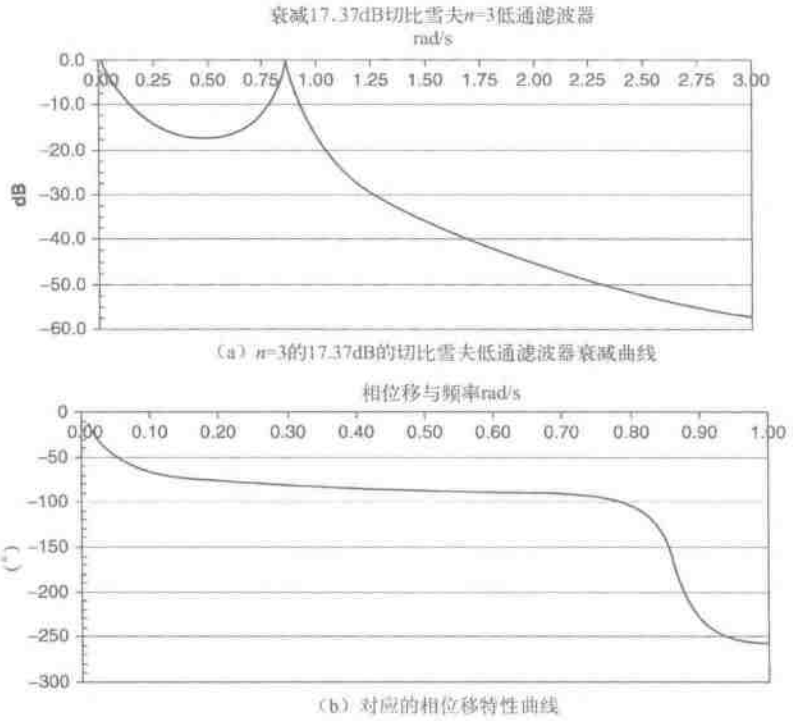
图 3-38　最小相位移纹波衰减为 17.37dB 纹波的切比雪夫滤波器

如果一个切比雪夫低通滤波器被设计为具有极高的纹波就会出现一个特殊的效果，在每个纹波的谷底滤波器的相位移斜率被降低到某点，在这点会呈现在谷底的大多数频带范围内没有相位移，图 3-38 所示电路的纹波为 17.37dB，并在归一化为截止频率频率点 1rad/s 的衰减为 17.37dB，利用 2.4 节的有关设计公式可以求解这些元件参数。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

衰减和相位移特性曲线如图 3-39 所示。



（a）n=3的17.37dB的切比雪夫低通滤波器衰减曲线

（b）对应的相位移特性曲线

图 3-39

参考文献

Amstutz, P. "Elliptic Approximation and Elliptic Filter Design on Small Computers." *IEEE Transactions on Circuits and Systems* CAS-25, No.12 (December, 1978).

Bruton, L. T. "Active Filter Design Using Generalized Impedance Converters." *EDN* (February, 1973).

Bruton, L. T. "Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance." *IEEE Transactions on Circuit Theory* CT-16 (August, 1969): 406–408.

Christian, E., and E. Eisenmann. *Filter Design Tables and Graphs*. New York: John Wiley Sons, 1966.

Geffe, P. *Simplified Modern Filter Design*. New York: John F. Rider, 1963.

Huelsman, L. P. *Theory and Design of Active RC Circuits*. McGraw-Hill, 1968.

Saal, R., and E. Ulbrich. "On the Design of Filters by Synthesis." *IRE Transactions on Circuit Theory* (December, 1958).

Shepard, B. R. "Active Filters Part 12." *Electronics* (August 18, 1969): 82–91.

Thomas, L. C. "The Biquad: Part I—Some Practical Design Considerations." *IEEE Transactions on Circuit Theory* CT-18 (May, 1971): 350–357.

Tow, J. "A Step-by-Step Active Filter Design." *IEEE Spectrum* vol. 6 (December, 1969) 64–68.

Williams, A. B. "Design Active Elliptic Filters Easily from Tables." *Electronic Design* 19, no. 21 (October 14, 1971): 76–79.

Williams, A. B. *Active Filter Design*. Dedham, Massachusetts: Artech House, 1975.

Zverev, A. I. *Handbook of Filter Synthesis*. New York: John Wiley and Sons, 1967.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第4章 高通滤波器设计

4.1 LC 高通滤波器

可以通过直接映射一个归一化 LC 低通滤波器的参数值为 LC 高通滤波器，利用现有的归一化低通滤波器表来得到高通滤波器。

4.1.1 低通到高通的转换

如果用 $1/s$ 替换归一化低通滤波器传递函数中的 s 就可以获得高通滤波器的传递函数，低通滤波器的衰减值将会出现在高通频率，是对应低通频率的倒数，这在 2.1 节已介绍。

一个归一化的 LC 低通滤波器可以简单的通过用电容替代电感或相反的方法转换为对应的高通滤波器，元件参数值互为倒数，如公式（4-1）和公式（4-2）所示。

$$C_{hp}=\frac{1}{L_{Lp}} \tag{4-1}$$

$$L_{hp}=\frac{1}{C_{Lp}} \tag{4-2}$$

源和负载阻性端子不受影响。

归一化椭圆函数低通滤波器的传输零点也和高通转换的情况类似，如公式（4-3）所示，互为倒数关系。

$$\omega_{\infty}(\mathrm{hp})=\frac{1}{\omega_{\infty}(\mathrm{Lp})} \tag{4-3}$$

为了减少高通滤波器中使用的电感器数量，由第 10 章定义的对偶低通电路原理图除在偶数阶和全极点滤波器的应用场合，可以用于这种转换，这时这两个电路都可以使用。对椭圆函数高通滤波器而言，利用滤波器计算机辅助设计软件可以获得归一化到 1rad/s 频率点和 1Ω的归一化低通滤波器原型，这样，这个电路表示这个滤波器的对偶，用“无源集总滤波器 2”来标识。

现以滤波器电路中电感器数量要比电容器数量多的低通滤波器原型为例，经过低通到高通变换后，高通滤波器电路中含的电容器数量要比电感器数量多。

经过低通到高通变换后，归一化高通滤波器被频率-阻抗比例缩放到需要的截止频率位置，下面给出高通滤波器设计的两个实例。

例 4-1 利用一个归一化的低通滤波器设计一个全极点 LC 高通滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

技术要求：

LC 高通滤波器

3dB 位于 1MHz 频率点

−28dB 最低位于 500kHz 频率点

$R_s=R_L=300\Omega$

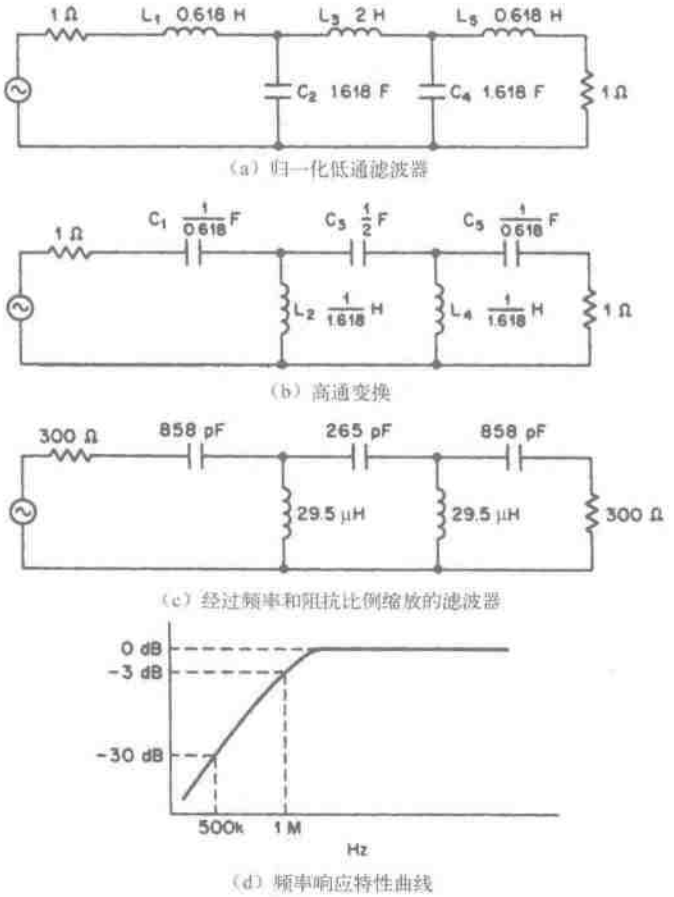
设计结果：

（a）利用公式（2-13）计算高通滤波器的斜率因子 A_s，归一化高通滤波器的技术要求。

$$A_s=\frac{f_c}{f_s}=\frac{1\ \text{MHz}}{500\ \text{kHz}}=2$$

（b）选择在频率点 2 rad/s 具有大于 28dB 衰减的归一化低通滤波器。

查看第 2 章表示归一化 n=5 的具有所要求衰减的巴特沃斯低通滤波器，表 10-2 含有对应网络的元件参数值，对应 n=5 和等效终端如图 4-1(a)所示，选用由表 10-2 对应的对偶电路。



（a）归一化低通滤波器

（b）高通变换

（c）经过频率和阻抗比例缩放的滤波器

（d）频率响应特性曲线

图 4-1　例 4-1 的高通滤波器

（c）为了转换归一化的低通滤波器为高通滤波器，将每个电感线圈用电容器替换，反之亦然，如图 4-1(b)所示，每个电感器和电容器的参数互为倒数关系。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（d）利用公式（2-10）、公式（2-9）用 Z=300 和频率比例缩放因子 FSF=$2\pi f_c$=6.28×10^6 去归一化高通滤波器，有下面的结果成立。

$$C_1' = \frac{C}{\mathrm{FSF} \times Z} = \frac{\frac{1}{0.618}}{6.28 \times 10^6 \times 300} = 858\ \mathrm{pF}$$

$$C_3' = 265\ \mathrm{pF}$$

$$C_5' = 858\ \mathrm{pF}$$

$$L_2' = \frac{L \times Z}{\mathrm{FSF}} = \frac{\frac{1}{1.618} \times 300}{6.28 \times 10^6} = 29.5\mu\mathrm{H}$$

$$L_4' = 29.5\mu\mathrm{H}$$

最终的滤波器电路工作原理图如图 4-1(c)所示，频率响应特性曲线如图 4-1(d)所示。

例 4-2 利用计算机辅助设计软件设计一个椭圆函数 LC 高通滤波器

技术要求：

LC 高通滤波器

−2dB 最大位于 3220Hz 频率点

−52dB 最低位于 3020Hz 频率点

R_s=R_L=300Ω

设计结果：

（a）利用公式（2-13）计算高通斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{f_c}{f_s} = \frac{3220\ \mathrm{Hz}}{3020\ \mathrm{Hz}} = 1.0662$$

（b）因为滤波器的滤波特性要求非常陡峭，可以选用椭圆函数滤波器。

打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 2。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 1.0662。

查看 Frequency Scale Rad/Sec 选项框。

在 Source Res 和 Load Res 选项框中输入 1。

（c）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 52。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

这时在主控面板显示 9 Order。

（d）单击 Synthesize Filter 按钮。

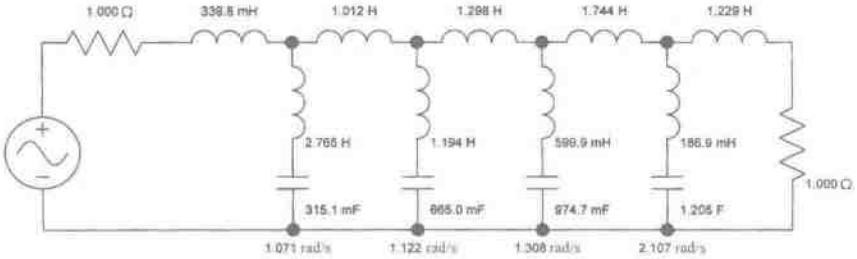
计算机辅助设计软件在屏幕上显示两个滤波器电路图，选择图 4-2(a)对应的对偶电路（集总滤波器电路 2）

（e）变换归一化的低通滤波器为高通滤波器，变换电感器为电容器，反之亦然，变换的元件参数值互为倒数关系，变换得到的高通滤波器电路工作原理图如图 4-2(b)所示，变换后的零点也被转换为互为倒数值的零点。

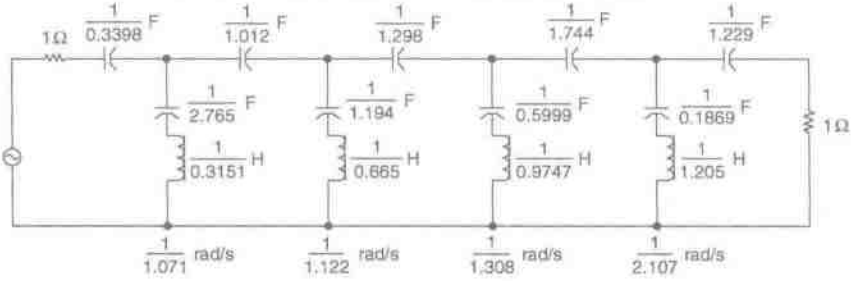
（f）利用公式（2-9）、公式（2-10）取 Z=300 和频率比例缩放因子 FSF=$2\pi f_c$=20232 去归一化高通滤波器，计算出的去归一化元件参数值如下所示。

www.789pdf.com 789书库网

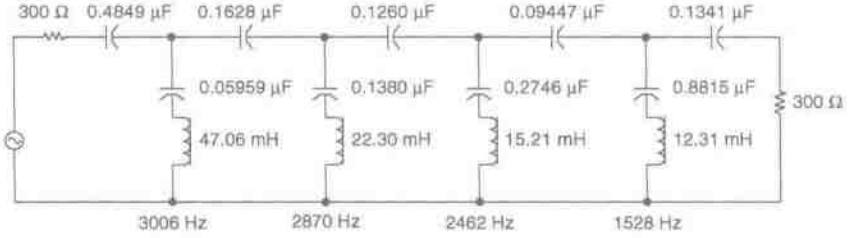
www.789pdf.com 789书库网



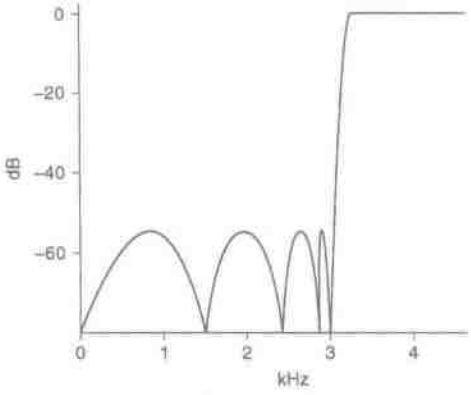
（a）从滤波器设计软件给出的解决方案中选的归一化低通滤波器



（b）变换后得到的高通滤波器



（c）经过频率和阻抗比例缩放的高通滤波器



（d）频率响应特性曲线

图 4-2　例 4-2 的高通滤波器

$$L' = \frac{L \times Z}{\mathrm{FSF}}$$

$$C' = \frac{C}{\mathrm{FSF} \times Z}$$

www.789pdf.com 789书库网

最终的去归一化高通滤波器电路工作原理图如图 4-2(c)所示，每个零点频率通过每个以 rad/s 为单位的零点乘以设计的截止频率 f_c=3220Hz，频率响应特性曲线如图 4-2(d)所示。

4.1.2 T-π电容变换

当设计的椭圆函数高通滤波器用于音频和低阻抗的应用场合，电容器的参数值会很大，通过 T-π电容变换可以恢复实用的电容参数值。

图 4-3 所示的两个电路具有完全一致的终端特性，如果

$$C_a=\frac{C_1C_2}{\Sigma C} \tag{4-4}$$

$$C_b=\frac{C_1C_3}{\Sigma C} \tag{4-5}$$

$$C_c=\frac{C_2C_3}{\Sigma C} \tag{4-6}$$

式中，$\Sigma C=C_1+C_2+C_3$。电路是等效的，下面的实例展示了这种降低大电容器容量变换的有效性。

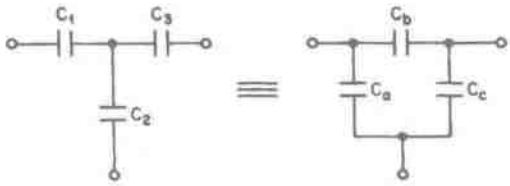


图 4-3 T-π电容变换

例 4-3 通过 T-π电容变换来降低电容器容量的参数值

技术要求：

图 4-2(c)所示的高通滤波器电路中最后一个并联分支回路使用了一个 0.8815μF 的电容器，利用 T-π变换可以在某种程度降低电容器的容量。

设计结果：

图 4-2(c)所示电路是图 4-4(a)电路的重复，图 4-4(a)电路中含有“T”型电容器电路，T 型电容电路中含有一个无用的 0.8815μF 大容量电容器，利用公式（4-4）到公式（4-6），通过 T-π变换可以使电容器的电容量变为：

$$C_a=\frac{C_1C_2}{\Sigma C}=0.0750\mu F$$

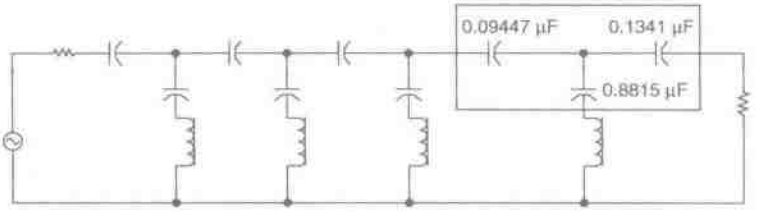
$$C_b=\frac{C_1C_3}{\Sigma C}=0.01141\mu F$$

$$C_c=\frac{C_2C_3}{\Sigma C}=0.1065\mu F$$

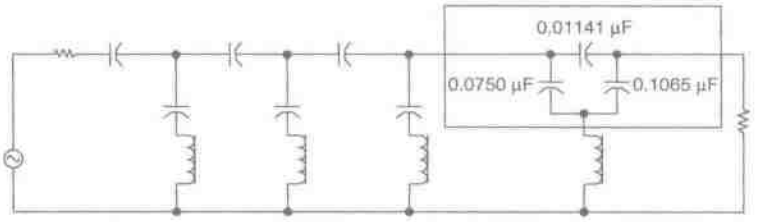
式中，C_1=0.09447μF，C_2=0.8815μF 和 C_3=0.1341μF。变换电路如图 4-4(b)所示，这里最大容量的电容器经历了 8∶1 的降低变换。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）例4-2的高通滤波器



（b）变换后的电路

图 4-4　例 4-3 的 T-π 变换

4.2　有源高通滤波器

4.2.1　低通到高通变换

采用和 LC 高通滤波器类似的方法通过合适的变换，可以直接通过归一化的低通滤波器得到有源高通滤波器。为实现这种变换，每个电阻用互为倒数参数值的电容替换，反之亦然，变换如公式（4-7）和公式（4-8）所示。

$$C_{hp} = \frac{1}{R_{Lp}} \tag{4-7}$$

$$R_{hp} = \frac{1}{C_{Lp}} \tag{4-8}$$

需注意只有低通 RC 网络中的电阻可以通过公式（4-7）变换为电容，图 3-20（a）中的反馈电阻 R_6 和 R_7 用于决定运算放大电路的增益，不适用于这种电阻到电容的变换。

在归一化的低通滤波器电路被变换成为了高通滤波器电路，滤波电路的频率-阻抗比例缩放和低通滤波器的设计一样，电容器参数被 Z×FSF 除，电阻值被 Z 乘，对每节电路可以用不同的 Z，但是在整个滤波器的变换过程中频率比例缩放因子 FSF 必须一样。

4.2.2　全极点高通滤波器

图 3-13 所示的有源两极点和三极点低通滤波器节电路对应第 10 章归一化的有源低通参数值，这些电路可以直接通过电阻用电容替换（反之亦然），变换为高通滤波器电路，在这个变换过程中电阻和电容的参数值互为倒数，然后对得到的滤波器网络进行频率和阻抗比例缩放。滤波器的增益在滤波器已很好地进入通带时为 1，对应低通滤波器在 DC 为单位增益。驱动源的源阻抗应远低于在有意义的最高通带频率第 1 滤波器节电路中电容的阻抗，下面的例子可以展示一个全极点高通滤波器的设计。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

例 4-4 有源全极点高通滤波器的设计

技术要求：

有源高通滤波器

3dB 频率点位于 100Hz

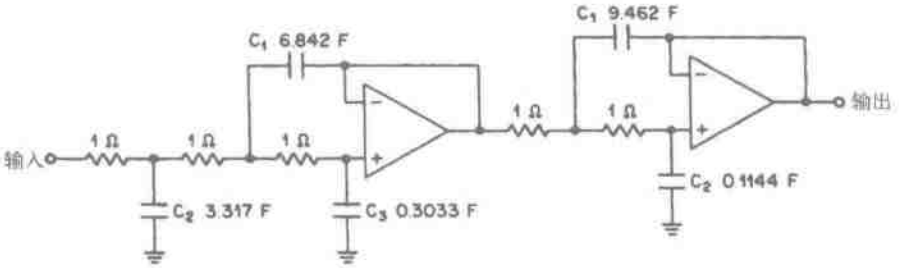
−75dB 频率点最低位于 25Hz

设计结果：

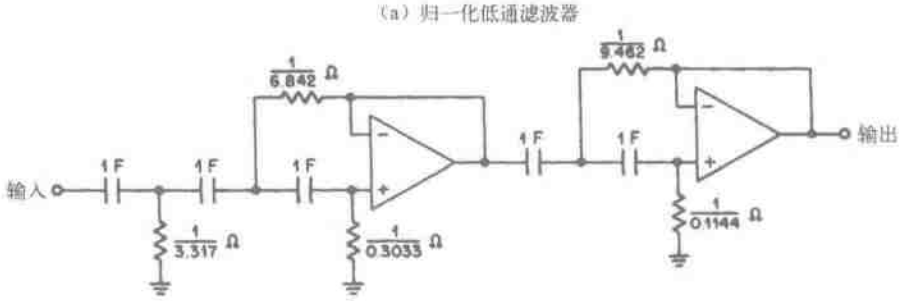
（a）利用公式（2-13）计算高通斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{f_R}{f_s} = \frac{100}{25} = 4$$

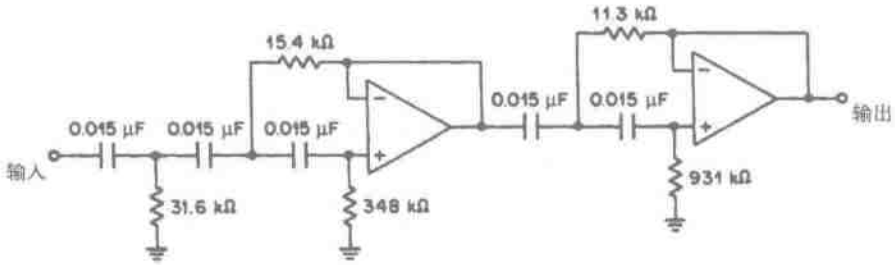
（b）首先需要选用在频率比为 4:1 范围内从 3~75dB 过渡的归一化低通滤波器，图 2-44 表示满足要求的 5 阶−0.5dB 切比雪夫滤波器的工作特性曲线，对应的有源滤波器由一个 3 极点节电路和 2 极点节电路组成，节电路的元件参数可以从表 10-39 得到，电路如图 4-5(a)所示。



（a）归一化低通滤波器



（b）高通变换



（c）频率-阻抗比例缩放后的高通滤波器

图 4-5 例 4-4 的全极点高通滤波器

（c）为了将一个归一化的低通滤波器转换为高通滤波器，每个电阻用电容替换（反之亦然），替换的参数值互为倒数，归一化的高通滤波器电路工作原理图如图 4-5(b)所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（d）由于所有的归一化电容容量相等，所以利用阻抗比例缩放因子 Z 计算出的去归一化后的所有电容器参数值均为 0.015μF，由于截止频率为 100Hz，频率比例缩放因子 FSF= $2\pi f_c$ =628，所以利用公式（2-10）有以下计算结果成立。

$$Z=\frac{C}{\mathrm{FSF}\times C'}=\frac{1}{628\times 0.015\times 10^{-6}}=106.1\times 10^{3}$$

如果对归一化的高通滤波器的电容除 $Z\times$ FSF、电阻乘 Z，进行频率-阻抗比例缩放，就可以获得图 4-5(c)所示的电路，电阻被四舍五入为标准的 1%参数值。

▷▷▷ 4.2.3　椭圆函数高通滤波器

利用 3.2 节讨论椭圆函数电压受控电压源（VCVS）可以设计椭圆函数高通滤波器，这种电路可以通过高于或低于极点位置的零点变换，所以，可以满足椭圆函数高通滤波器的技术要求。

归一化的低通极点和零点首先被转换为高通形式，每个复数低通极点对含有实部 α 和虚部 β，这个实部和虚部被转换为公式（4-9）和公式（4-10）所示的归一化的高通极点对。

$$\alpha_{\mathrm{hp}}=\frac{\alpha}{\alpha^2+\beta^2}=\frac{1}{2Q\omega_0} \tag{4-9}$$

$$\beta_{\mathrm{hp}}=\frac{\beta}{\alpha^2+\beta^2}=\frac{1}{\omega_0}\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} \tag{4-10}$$

在使用滤波器计算机辅助设计软件设计这个滤波器时，就会使产生的公式（4-9）和公式（4-10）中含有 Q 和 ω_0 两个参数。

高通滤波器转换的极点对可以通过下面的公式（4-11）和公式（4-12）去归一化。

$$\alpha'_{\mathrm{hp}}=\alpha_{\mathrm{hp}}\times\mathrm{FSF} \tag{4-11}$$

$$\beta'_{\mathrm{hp}}=\beta_{\mathrm{hp}}\times\mathrm{FSF} \tag{4-12}$$

式中，FSF 是频率比例缩放因子 $2\pi f_c$。如果极点为实数，则归一化的极点被转换为公式（4-13）的形式。

$$\alpha_{0,\mathrm{hp}}=\frac{1}{\alpha_0} \tag{4-13}$$

利用公式（4-14）可以获得去归一化的实数极点。

$$\alpha'_{0,\mathrm{hp}}=\alpha_{0,\mathrm{hp}}\times\mathrm{FSF} \tag{4-14}$$

首先利用公式（4-3）计算转换零点。

$$\omega_{\infty}(\mathrm{hp})=\frac{1}{\omega_{\infty}(\mathrm{Lp})}$$

利用公式（4-15）可以去归一化后，有

$$\omega'_{\infty}(\mathrm{hp})=\omega_{\infty}(\mathrm{hp})\times\mathrm{FSF} \tag{4-15}$$

3.2 节介绍的椭圆函数电压控制电压源（VCVS）电路在图 4-6 中重现，电路有关参数可以利用下面的公式计算。

首先计算

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$a=\frac{2\alpha'_{hp}}{\sqrt{(\alpha'_{hp})^2+(\beta'_{hp})^2}} \tag{4-16}$$

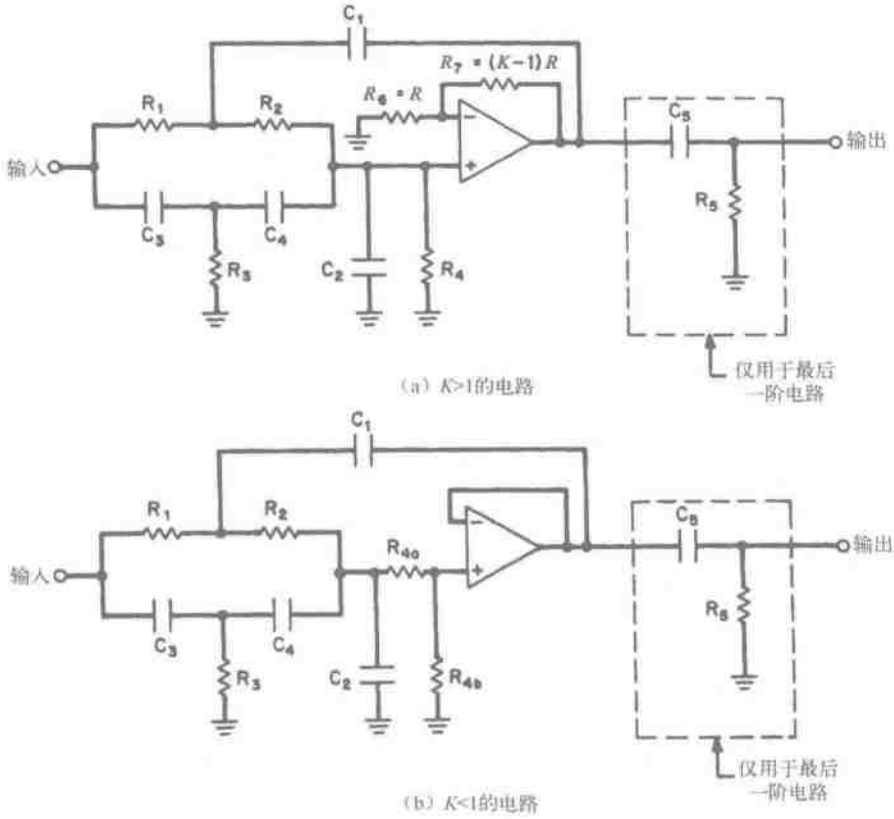


图 4-6　VCVS 椭圆函数高通节电路

$$b=\frac{[\omega'_{\infty}(\mathrm{hp})]^2}{(\alpha'_{hp})^2+(\beta'_{hp})^2} \tag{4-17}$$

$$c=\sqrt{(\alpha'_{hp})^2+(\beta'_{hp})^2} \tag{4-18}$$

式中，α'_{hp}、β'_{hp} 和 $\omega'_{\infty}(\mathrm{hp})$ 是去归一化的高通极-零点坐标。

选择电容器 C

$$C_1=C \tag{4-19}$$

$$C_3=C_4=\frac{C_1}{2} \tag{4-20}$$

取

$$C_2\geqslant\frac{C_1(b-1)}{4} \tag{4-21}$$

$$R_3=\frac{1}{cC_1\sqrt{b}} \tag{4-22}$$

$$R_1=R_2=2R_3 \tag{4-23}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_4 = \frac{4\sqrt{b}}{cC_1(1-b)+4cC_2} \tag{4-24}$$

$$K = 2 + \frac{2C_2}{C_1} - \frac{a}{2\sqrt{b}} + \frac{2}{C_1\sqrt{b}}\left(\frac{1}{cR_4} - aC_2\right) \tag{4-25}$$

$$R_6 = R \tag{4-26}$$

$$R_7 = (K-1)R \tag{4-27}$$

式中，R 可以取任意值。如果 K 小于 1，就用图 4-6(b)所示的电路，有公式（4-28）和公式（4-29）成立：

$$R_{4a} = (1-K)R_4 \tag{4-28}$$

$$R_{4b} = KR_4 \tag{4-29}$$

$$\text{节电路增益} = \frac{bKC_1}{4C_2 + C_1} \tag{4-30}$$

可以利用公式（4-31）计算去归一化实数极点电阻 R_5 的参数。

$$R_5 = \frac{1}{C_5\alpha'_{0.\text{hp}}} \tag{4-31}$$

式中，C_5 可以任意取值；$\alpha'_{0.\text{hp}}$ 是 $\alpha'_{0.\text{hp}} \times \text{FSF}$。设计过程可以见例 4-5。

例 4-5　采用 VCVS 电路的有源椭圆函数高通滤波器设计

技术要求：

有源高通滤波器

−0.2dB 最大位于 3000Hz 频率点

−35dB 最小抑制位于 1026Hz 频率点

设计结果：

（a）利用公式（2-13）计算高通斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{f_c}{f_s} = \frac{3000}{1026} = 2.924$$

（b）打开计算机辅助设计软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 177。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 2.924。

查看 Frequency Scale Radians 选项框。

（c）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 35。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

这时在主控面板显示 3 Order。

（d）单击 Transfer Function 按钮。

查看 Casc 选项框。

显示下列结果：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

Continuous Transfer Function

Wn = 3.351

$$\frac{.1143 \quad (S^2 + 11.23)}{(S^2 + .7727*S + 1.447) \quad (S + .8871)}$$

Wo = 1.203
Q = 1.557

3rd Order Low Pass Elliptic

Pass Band Frequency = 1.000 Rad/Sec
Pass Band Ripple = 177.0 mdB
Stop Band Ratio = 2.924
Stop Band Frequency = 2.924 Rad/Sec
Stop Band Attenuation = 37.43 dB

（e）设计参数总结如下：

节电路 Q=1.557

节电路 ω_0=1.203

节电路 ω_∞=3.351

α_0=0.8871（来自分母）

（f）计算元器件参数值，首先利用公式（4-9）和公式（4-10）转换低通滤波器的极点和零点为高通滤波器形式。

复数极点：

$$\alpha_{hp} = \frac{1}{2Q\omega_0} = 0.2670$$

$$\beta_{hp} = \frac{1}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} = 0.7872$$

利用公式（4-11）和公式（4-12）去归一化极点对，有

$$\alpha'_{hp} = 5033$$

$$\beta'_{hp} = 14838$$

公式中的频率比例缩放因子 FSF= $2\pi \times 3000$，利用公式（4-13）、公式（4-14）和公式（4-15），有

实数极点：

$$\alpha_0 = 0.8871$$

$$\alpha_{0,hp} = 1.127$$

$$\alpha'_{0,hp} = 21248$$

零点：

$$\omega_\infty = 3.351$$

$$\omega_\infty(hp) = 0.2984$$

$$\omega'_\infty(hp) = 5625$$

（g）对（e）的总结如下：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\alpha'_{hp} = 5033$$

$$\beta'_{hp} = 14838$$

$$\alpha'_{0,hp} = 21248$$

$$\omega'_{\infty}(hp) = 5625$$

利用公式（4-16）到公式（4-18）可以计算得到以下参数值。

$$a = 0.6424$$

$$b = 0.1289$$

$$c = 15668$$

取

$$C = 0.02\ \mu F$$

然后，利用公式（4-19）到公式（4-21），有

$$C_1 = 0.02\ \mu F$$

$$C_3 = C_4 = 0.01\ \mu F$$

$$C_2 \geqslant -0.00436 \mu F$$

$$C_2 = 0$$

利用公式（4-22）到公式（4-25），有

$$R_3 = 8.89\ k\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 17.8\ k\Omega$$

$$R_4 = 5.26\ k\Omega$$

$$K = 4.48$$

利用公式（4-26）和公式（4-27），取

$$R_6 = R = 10\ k\Omega$$

$$R_7 = 34.8\ k\Omega$$

利用公式（4-31），取

$$C_5 = 0.01\ \mu F$$

$$R_5 = 4.70\ k\Omega$$

最终电路如图 4-7 所示。

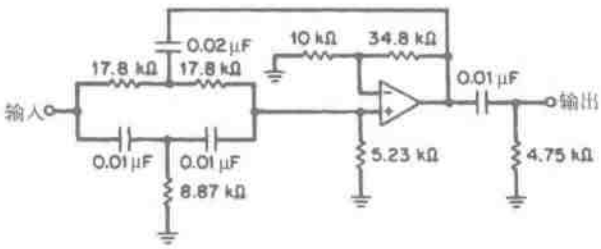


图 4-7　例 4-5 的电路工作原理图

▷▷▷ 4.2.4　状态可变高通滤波器

前面讨论的全极点椭圆函数有源高通滤波器调节不方便，如果要求一定的精度会导致对

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

元器件过高的误差要求，状态可变或双二阶策略可以允许独立的调节滤波器的极点和零点坐标，这种电路的另一个特点就是可以降低对许多放大器响应的敏感度限制，例如对放大器有限带宽和增益的限制。

1. 全极点配置

为了设计一个状态可变全极点高通滤波器，归一化的低通极点必须首先经历一个低通到高通的变换，每个低通极点对由一个实部α和虚部β组成，利用公式（4-9）和公式（4-10）对这对实部和虚部被转换为归一化的高通极点对。

$$\alpha_{hp} = \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}$$

$$\beta_{hp} = \frac{\beta}{\alpha^2 + \beta^2}$$

现在可以利用公式（4-11）和公式（4-12）去归一化转换得到的高通极点对，有

$$\alpha'_{hp} = \alpha_{hp} \times \mathrm{FSF}$$

$$\beta'_{hp} = \beta_{hp} \times \mathrm{FSF}$$

式中，FSF 是频率比例缩放因子$2\pi f_s$。

图 4-8 所示电路具有高通二阶双二次传递函数功能，对全极点应用场合可以以高通极点坐标的形式计算，计算结果如下：

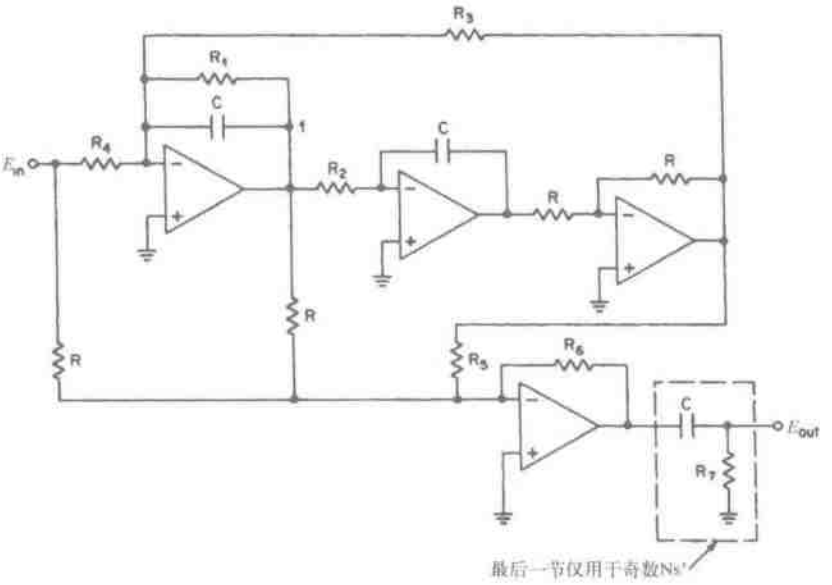


图 4-8　双二次高通结构

首先计算：

$$\omega'_0 = \sqrt{(\alpha'_{hp})^2 + (\beta'_{hp})^2} \tag{4-32}$$

有关参数值如下：

$$R_1 = R_4 = \frac{1}{2\alpha'_{hp}C} \tag{4-33}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{1}{\omega'_0 C} \tag{4-34}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_5 = \frac{2\alpha'_{hp}}{\omega'_0} R \tag{4-35}$$

$$R_6 = AR \tag{4-36}$$

式中，C 和 R 可以取任意值；A 是节电路增益。

如果传递函数为奇数阶，则必须有一个实数极点，可以利用公式（4-13）转换归一化的低通滤波器实数极点 α_0，计算如下式所示。

$$\alpha_{0,hp} = \frac{1}{\alpha_0}$$

然后利用公式（4-14）去归一化高通滤波器的实数极点，计算如下。

$$\alpha'_{0,hp} = \alpha_{0,hp} \times FSF$$

滤波器的最后一节电路后面接了一个如图 4-8 所示的 RC 网络，可以利用公式（4-37）计算电阻 R_7 的参数值。

$$R_7 = \frac{1}{\alpha'_{0,hp} C} \tag{4-37}$$

式中，C 可以取任意值。

节点 1 是用于调节目的的带通输出点，可以利用公式（4-38）计算带通谐振频率。

$$f_0 = \frac{\omega'_0}{2\pi} \tag{4-38}$$

电阻 R_3 可以使用可调电阻，通过监控 E_{in} 和节点 1 之间的相位移调节到谐振工作状态，利用李莎育图形，调节电阻 R_3 在谐振频率 f_0 使电路有 180° 的相位移。

然后在节点 1 可以监控带通 Q 值，利用公式 4-39 计算 Q 值。

$$Q = \frac{\pi f_0}{\alpha'_{hp}} \tag{4-39}$$

电阻 R_1 可以控制 Q 值，调节电阻 R_1 可以获得计算得到的 Q 值或更方便地在 E_{in} 和节点 1 之间的谐振频率 f_0 点使电路的增益为 1。

下面的例子可以展示一个采用双二次配置的全极点高通滤波器设计。

例 4-6　采用状态可变策略的有源全极点高通滤波器设计

技术要求：

有源高通滤波器

3 ± 0.1dB 位于 300Hz 频率点

−30dB 最低位于 120Hz 频率点

增益为 2

设计结果：

（a）利用公式（2-13）计算高通滤波器的斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{f_c}{f_s} = \frac{300}{120} = 2.5$$

（b）图 2-45 所示表示归一化的 3 阶−1dB 在 2.5rad/s 频率点，具有不低于 30dB 衰减的切比雪夫低通滤波器的曲线，因为在截止频率点有 0.1dB 的精度，可以采用状态可变策略以确保滤波器电路的调节能力。

（c）利用表 10-26 可以确定低通极点位置，极点位置如下。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

复数极点　$\alpha=0.2257$　$\beta=0.8822$

实数极点　$\alpha_0=0.4513$

复数极点对实现：

利用公式（4-9）和公式（4-10）可以将复数低通极点对转变为高通极点对。

$$\alpha_{hp}=\frac{\alpha}{\alpha^2+\beta^2}=\frac{0.2257}{0.2257^2+0.8822^2}=0.2722$$

$$\beta_{hp}=\frac{\beta}{\alpha^2+\beta^2}=\frac{0.8822}{0.2257^2+0.8822^2}=1.0639$$

利用公式（4-11）和公式（4-12）对变换后的极点对去归一化，有下面的结果成立。

$$\alpha'_{hp}=\alpha_{hp}\times \mathrm{FSF}=513$$

$$\beta'_{hp}=\beta_{hp}\times \mathrm{FSF}=2\ 005$$

式中，FSF=$2\pi f_c$=1885。因为 f_c=300Hz，如果取 R=10kΩ、C=0.01μF，利用公式（4-32）计算出的参数值如下所示。

$$\omega'_0=\sqrt{(\alpha'_{hp})^2+(\beta'_{hp})^2}=2070$$

然后利用公式（4-33）到公式（4-36）有

$$R_1=R_4=\frac{1}{2\alpha'_{hp}C}=97.47\ \mathrm{k\Omega}$$

$$R_2=R_3=\frac{1}{\omega'_0C}=48.31\ \mathrm{k\Omega}$$

$$R_5=\frac{2\alpha'_{hp}}{\omega'_0}R=4\ 957\Omega$$

$$R_6=AR=20\ \mathrm{k\Omega}$$

式中，A=2。

利用公式（4-38）和公式（4-39）计算出的带通谐振频率和 Q 值如下。

$$f_0=\frac{\omega'_0}{2\pi}=\frac{2070}{2\pi}=329\ \mathrm{Hz}$$

$$Q=\frac{\pi f_0}{\alpha'_{hp}}=\frac{\pi 329}{513}=2.015$$

实数极点实现：

利用公式（4-13）进行实数极点变换：

$$\alpha_{0,hp}=\frac{1}{\alpha_0}=\frac{1}{0.4513}=2.216$$

对转换后的极点去归一化，利用公式（4-14）计算得到下面的结果。

$$\alpha'_{0,hp}=\alpha_{0,hp}\times \mathrm{FSF}=4\ 177$$

取 C=0.01μF，例用公式（4-37）计算实数极点节电阻，有

$$R_7=\frac{1}{\alpha'_{0,hp}}=23.94\ \mathrm{k\Omega}$$

最终得到的滤波器电路如图 4-9 所示，电阻阻值被四舍五入为标准 1%精度的电阻值，电阻 R_1 和 R_3 为可调电阻。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

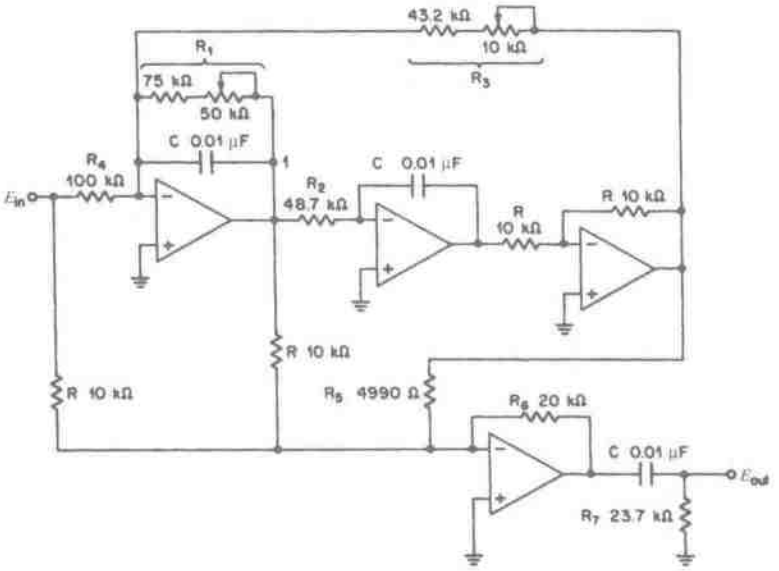


图 4-9　例 4-6 的全极点高通滤波器

2. 椭圆函数配置

图 4-8 所示的双二次配置也可以用于椭圆函数高通滤波器的设计场合，采用双二次有源高通椭圆函数滤波器的计算机辅助设计软件可以从网站（见附录 A）下载。得到的低通极-零位置可以再被转换为高通极-零位置，去归一化后就可以用于计算元件参数值，利用滤波器计算机辅助设计软件可以得到ω_∞、ω_0、Q和α_0等参数。

归一化低通极点和零点必须首先转换为高通形式，利用公式（4-9）和公式（4-10）每一个由实部α和虚部β组成的复数低通极点对被转换为归一化的高通极点对。

$$\alpha_{hp}=\frac{\alpha}{\alpha^2+\beta^2}=\frac{1}{2Q\omega_0}$$

$$\beta_{hp}=\frac{\beta}{\alpha^2+\beta^2}=\frac{1}{\omega_0}\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}$$

如果滤波器设计是通过计算机辅助设计软件实现的，公式（4-9）和公式（4-10）的第二种形式含有Q和ω_0参数。

利用公式（4-11）和公式（4-12）可以对转换得到的高通极点对去归一化，有下面的结果成立。

$$\alpha'_{hp}=\alpha_{hp}\times \mathrm{FSF}$$

$$\beta'_{hp}=\beta_{hp}\times \mathrm{FSF}$$

式中，FSF 是频率比例缩放因子，FSF=$2\pi f_c$。如果极点为实数，利用公式（4-13）转换得到的归一化极点如下。

$$\alpha_{0,hp}=\frac{1}{\alpha_0}$$

利用公式（4-14）去归一化的实数极点如下：

$$\alpha'_{0,hp}=\alpha_{0,hp}\times \mathrm{FSF}$$

www.789pdf.com 789书库网

转换零点，利用公式（4-3）计算有

$$\omega_{\infty}(\mathrm{hp})=\frac{1}{\omega_{\infty}(\mathrm{Lp})}$$

对全极点应用场合也可以利用同样的公式来计算元件参数值，除了 R_5 用公式（4-40）计算。

$$R_5=\frac{2\alpha'_{\mathrm{hp}}\omega'_0}{(\omega'_0)^2-[\omega'_{\infty}(\mathrm{hp})]^2}R \tag{4-40}$$

式中，$\omega'_{\infty}(\mathrm{hp})$ 是去归一化的高通传输零点，它可以利用公式（4-41）计算。

$$\omega'_{\infty}(\mathrm{hp})=\omega_{\infty}(\mathrm{hp})\times\mathrm{FSF} \tag{4-41}$$

如同在全极点电路，带通谐振频率 f_0 通过电阻 R_3 控制，带通 Q 值由电阻 R_1 决定。同时，如果电阻 R_5 可调，节电路的节点可以调节。但是，如果电路首先被调节到了谐振频率 f_0，通常不需要这个调节过程，因为节点将会跟随谐振频率 f_0。

下面给出了采用图 4-8 所示双二次配置的椭圆函数高通滤波器的设计实例。

例 4-7 采用状态可变策略的有源椭圆函数高通滤波器的设计

技术要求：

有源高通滤波器

大于 1000Hz 的−0.3dB 最大纹波

在频率点 643Hz 最低−18dB

设计结果：

（a）利用公式（2-13）计算高通斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{f_c}{f_s}=\frac{1000}{643}=1.556$$

（b）打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 18。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 1.566。

查看 Frequency Scale Radians 选项框。

（c）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 18。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

在主控面板上显示 3 Order。

（d）单击 Transfer Function 按钮。

查看 Casc 选项框。

显示以下内容：

设计参数总结如下：

节电路 Q=2.077

节电路 ω_0=1.181

节电路 ω_{∞}=1.743

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

α_0=1.053（来自分母）

Continuous Transfer Function

Wn = 1.743

$$\frac{.4838 \quad (S^2 + 3.037)}{(S + 1.053) \quad (S^2 + .5687*S + 1.396)}$$

Wo = 1.181
Q = 2.077

3rd Order Low Pass Elliptic

Pass Band Frequency = 1.000 Rad/Sec　Stop Band Ratio = 1.556
Pass Band Ripple = 180.0 mdB　Stop Band Frequency = 1.556 Rad/Sec
Stop Band Attenuation = 18.63 dB

（e）计算元件参数值，首先分别利用公式（4-9）、公式（4-10）和公式（4-3）转换归一化的低通极点和零点为高通极点和零点形式。

复数极点：

$$\alpha_{hp} = \frac{1}{2Q\omega_0} = 0.2038$$

$$\beta_{hp} = \frac{1}{\omega_0}\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} = 0.8218$$

零点：

$$\omega_\infty(\text{hp}) = \frac{1}{\omega_\infty(\text{Lp})} = \frac{1}{1.743} = 0.5737$$

（f）利用公式（4-11）、公式（4-12）和公式（4-41）去归一化后的极点和零点如下所示：

$$\alpha'_{hp} = \alpha_{hp} \times \text{FSF} = 1280$$

$$\beta'_{hp} = \beta_{hp} \times \text{FSF} = 5163$$

$$\omega'_\infty(\text{hp}) = \omega_\infty(\text{hp}) \times \text{FSF} = 3605$$

公式中 FSF= $2\pi f_c$ =6283。

（g）如果取 C=0.01μF、R=100kΩ，利用公式（4-32）、公式（4-33）、公式（4-34）和公式（4-36）可以得到下面的有关参数值：

$$\omega'_0 = \sqrt{(\alpha'_{hp})^2 + (\beta'_{hp})^2} = 5319$$

有

$$R_1 = R_4 = \frac{1}{2\alpha'_{hp}C} = 39.1\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = \frac{1}{\omega'_0 C} = 18.8\ \text{k}\Omega$$

$$R_5 = \frac{2\alpha'_{hp}\omega'_0}{(\omega'_0)^2 - [\omega'_\infty(\text{hp})]^2} R = 89.0\text{k}\Omega$$

$$R_6 = AR = 100\ \text{k}\Omega$$

这里增益 A 为 1。

利用公式（4-38）和公式（4-39）可以计算出的带通谐振频率和 Q 值如下所示：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$f_0 = \frac{\omega_0'}{2\pi} = 847\ \text{Hz}$$

$$Q = \frac{\pi f_0}{\alpha_{hp}'} = 2.077$$

陷波频率出现在 $\omega_n(\text{hp}) \times f_c$ 或 574Hz 的频率点位置。

（h）利用公式（4-13）可以将归一化实数低通极点转化为高通极点：

$$\alpha_{0,hp} = \frac{1}{\alpha_0} = 0.950$$

然后利用公式（4-14）去归一化，有

$$\alpha'_{0,hp} = \alpha_{0,hp} \times \text{FSF} = 5967$$

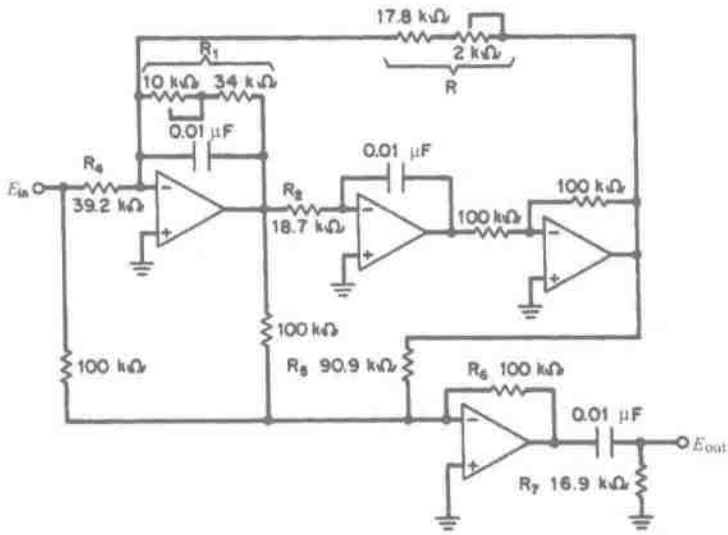
利用公式（4-37）可以计算出电阻 R_7 的参数：

$$R_7 = \frac{1}{\alpha'_{0,hp} C} = 16.8\ \text{k}\Omega$$

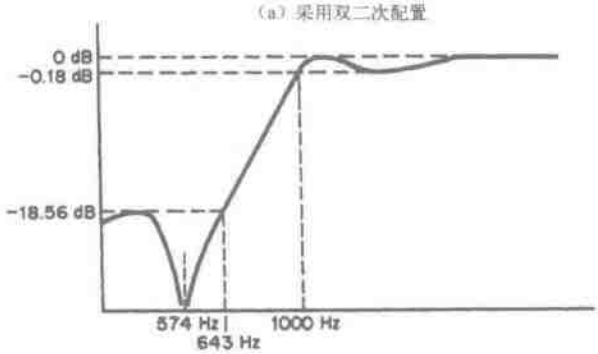
其中：

$$C = 0.01\ \mu\text{F}$$

采用误差为 1%的标准电阻 R_1 和可调电阻 R_3 的最终电路如图 4-10（a）所示，频率响应如图 4-10（b）所示。



（a）采用双二次配置



（b）频率响应特性曲线

图 4-10　例 4-7 的椭圆函数高通滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷▷ 4.2.5　采用 GIC 的高通滤波器

在 3.2 节首先介绍了广义阻抗变换器（GIC），这是一个可以模拟各种不同阻抗函数的通用器件，图 3-28 所示电路表示模拟一个电感的电路，对应的电感值可以利用公式（3-57）计算。

$$L=\frac{CR_1R_3R_5}{R_2}$$

如果取电阻 $R_1=R_2=R_3=1\Omega$，$C=1F$，可以得到归一化的电感 $L=R_5$，电路如图 4-11 所示。

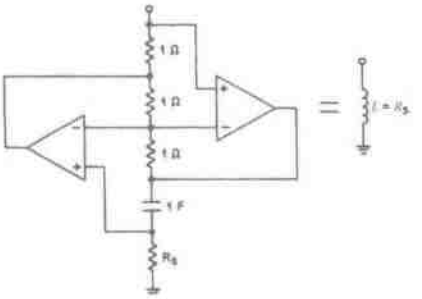


图 4-11　采用广义阻抗变换（GIC）的归一化电感

接地电感的有源实现部分适用于有源高通滤波器设计应用场合，如果要把一个无源低通 LC 滤波器转换为高通滤波器，就可以得到接地的并联电感，这个电感可以利用广义阻抗变换器（GIC）实现，最终归一化的滤波器又可以进行频率-阻抗比例缩放。如果电阻 R_5 为可调电阻，对应的等效电感就为可调电感，这特别在陡峭的椭圆函数高通滤波器的应用场合非常有用，因为这时电感可以直接控制止带的关键传输零点位置。

下面给出了采用广义阻抗变换器（GIC）来模拟电感，LC 元件有源全极点高通滤波器的设计实例。

例 4-8　采用广义阻抗变换器（GIC）设计全极点高通滤波器的设计实例

技术要求：

有源高通滤波器

3dB 位于 1200Hz 频率点

−35dB 最低位于 375Hz 频率点

设计结果：

（a）利用公式（2-13）计算高通斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{f_c}{f_s}=\frac{1200}{375}=3.2$$

图 2-45 所示曲线表明一个 3 阶−1dB 切比雪夫低通滤波器可以在 3.2rad/s 频率点提供大于 35dB 的衰减，对这个例子而言，利用广义阻抗变换器（GIC）可以模拟 n=3 高通滤波器电路结构中的电感。

（b）利用表 10-31 可以得到如图 4-12（a）所示的归一化低通滤波器，对偶滤波器配置用于减小高通滤波器中电感器的使用数量。

（c）为转换归一化的低通滤波器为高通滤波器，用电感取代电容（反之亦然），参数值互为倒数。归一化的高通滤波器如图 4-12（b）所示，电感可以通过图 4-11 所示的广义阻抗变换（GIC）代换，最终生成图 4-12（c）所示的高通滤波器。

（d）滤波器经过了频率和阻抗比例缩放，利用 FSF=$2\pi f_c$=7540，Z=10^4，所有电容除 Z×FSF，所有电阻乘 Z，采用标准误差为 1%的电阻值最终的电路如图 4-12（d）所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

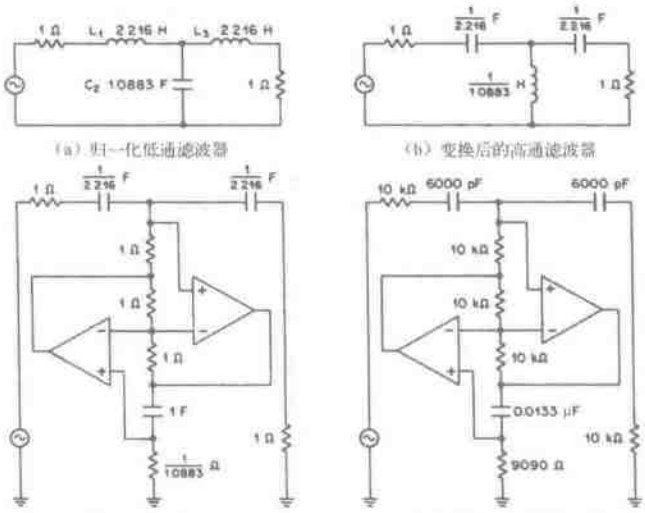


图 4-12　采用广义阻抗变换的例 4-8 全极点高通滤波器

▷▷▷ 4.2.6　采用广义阻抗变换（GIC）的有源椭圆函数高通滤波器

利用广义阻抗变换（GIC）也可以直接利用归一化的椭圆函数低通滤波器设计有源高通椭圆函数高通滤波器，这比含有双二次的高通配置的设计方法要简单得多，并且这种设计方法可以允许传输零点的调节，下面为采用滤波器设计辅助设计软件和广义阻抗变换（GIC）的椭圆函数高通滤波器设计实例。

例 4-9　采用广义阻抗变换（GIC）策略的有源椭圆函数高通滤波器设计

技术要求：

有源高通滤波器

-0.5dB 位于最大 2500Hz 频率点

-60dB 最低位于 1523Hz 频率点

设计结果：

（a）利用公式（2-13）计算高通斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{f_c}{f_s}=\frac{2500}{1523}=1.641$$

打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 18。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 1.641。

查看 Frequency Scale Rad/Sec 选项框。

在 Source Res 和 Load Res 中输入 1。

（b）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 60。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

在主控面板显示 6 Order。

查看 Even Order Mod 选项框

（c）单击 Synthesize Filter 按钮。

滤波器设计软件给出了两个滤波器解决方案，选用如图 4-13（a）所示的对偶电路解决方案（集成滤波器 2），如图 4-13（a）所示。

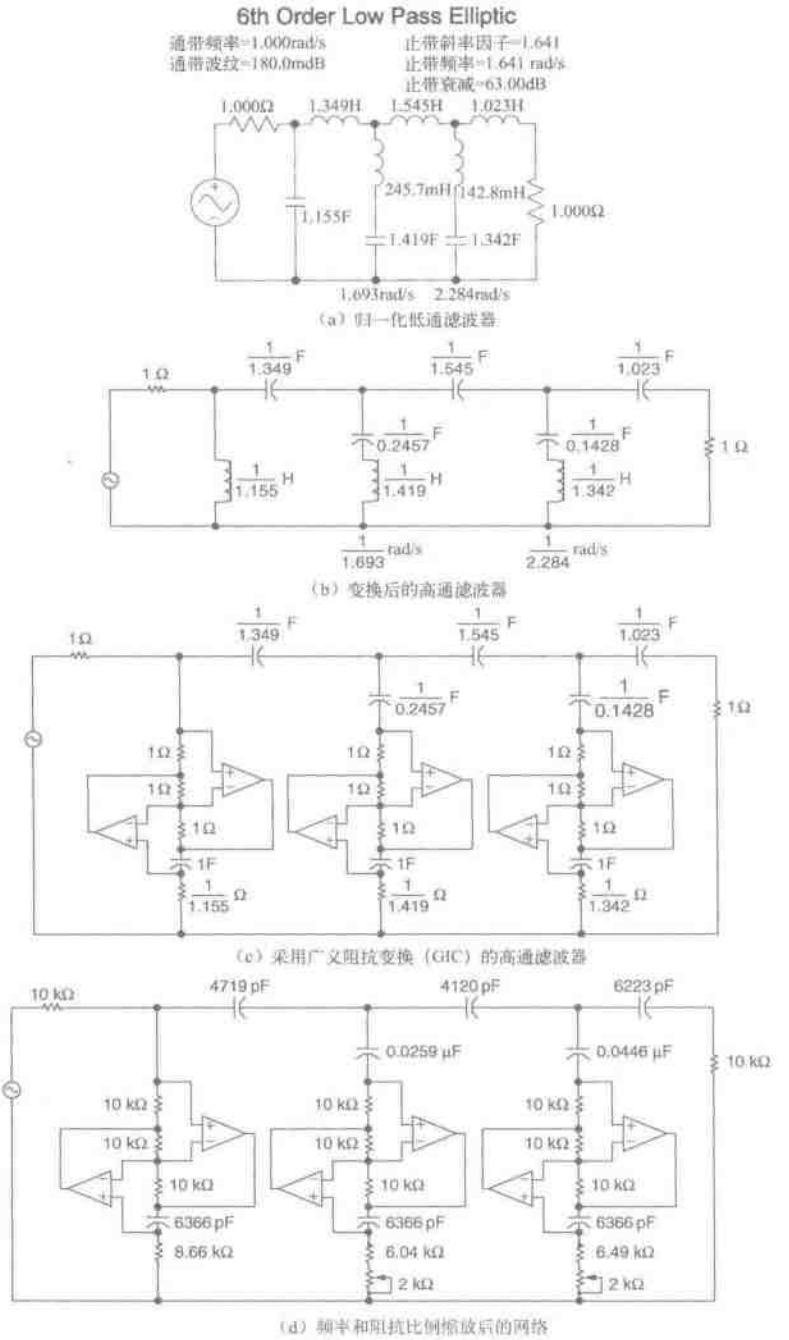


图 4-13　例 4-9 的椭圆函数高通滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（d）转换网络为归一化的高通滤波器，每个电感用电容替换，参数值互为倒数（反之亦然），零点也是互为倒数，归一化的高通滤波器如图 4-13（b）所示。

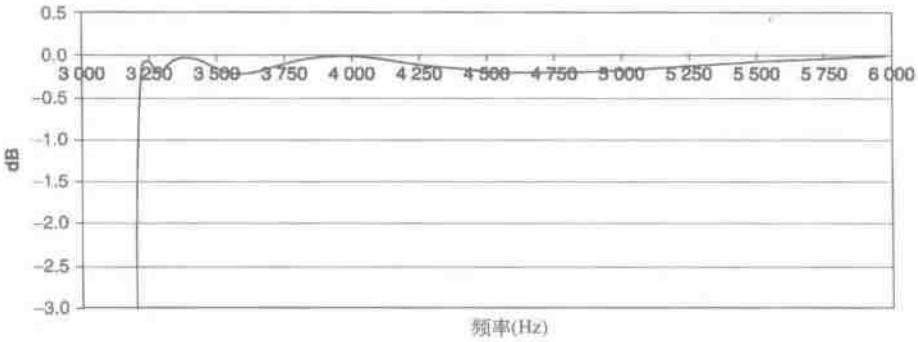
（e）可以利用图 4-11 所示的广义阻抗变换（GIC）电感仿真替换电感，最终生成图 4-13（c）所示电路。

为比例缩放网络，所有电容除 Z×FSF，所有电阻乘 Z，取 $Z=10^4$ 和 $FSF=2\pi f_c=15708$，最终的滤波器电路如图 4-13（d）所示，止带峰值可以通过每个归一化的传输零点乘 $f_C=2500Hz$，生成频率为单位的结果，最终生成所示的频率值。

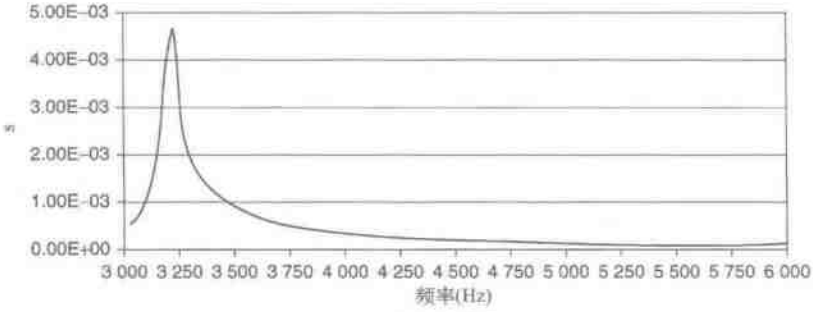
▷▷▷ 4.2.7 恒延迟高通滤波器

通带内线性相位特性的低通滤波器类恒延迟工作特性不会被转换到高通滤波器的通带内，一般而言，低通滤波器的延迟曲线在低通到高通的转换过程中是严重失真的，随频率接近阻带延迟迅速加大。可以明显看出，由于所有电容变为短路，所有电感变为开路，在无限频率点高通滤波器没有延迟。随工作频率降低延迟加大，然后随频率接近边带频率延迟迅速到一个高值，例 4-2 中可以作为高通滤波器的一个极端案例。

图 4-14（a）扩展了例 4-2 中的低通滤波器的通带频率响应，群延迟如图 4-14（b）所示。



（a）带通响应



（b）群延迟

图 4-14　例 4-2 的高通滤波器

如果要求高通滤波器具有恒通带延迟（即线性相位）特性，这就会成为一个主要的问题。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

图 4-15 所示为利用恒延迟低通滤波器来创建一个恒延迟高通滤波器的电路结构实例，按图示的将低通滤波器的输出端结合延迟线的方法，两个信号相减，所以在低通滤波器的通带内它的输出和延迟线的输出相减，产生高通滤波器的止带。

在低通滤波器的止带内不会出现这种相减的情况，所以高通滤波器的通带开始工作。

注意低通滤波器的−10.7dB 衰减点变成为最终高通滤波器的−3dB 点，这是因为−10.7dB 对应乘法因子 0.293，这和来自延迟线的−0dB 信号相加，即 0.293−1=−0.707 对应−3dB 的原因。

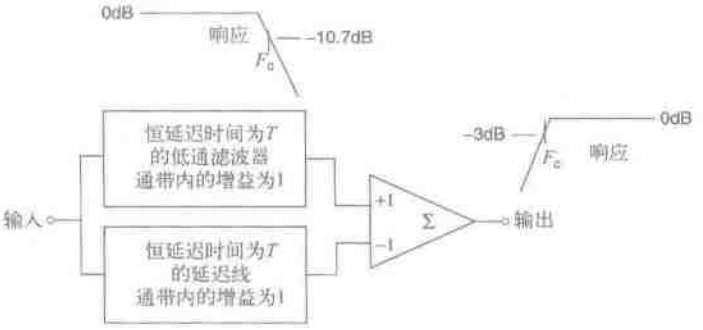


图 4-15　恒延迟高通滤波器

参考文献

Bruton, L. T. "Active Filter Design Using Generalized Impedance Converters." *EDN*, February, 1973.
Geffe, P. (1963). *Simplified Modern Filter Design*. New York: John F. Rider.
Williams, A. B. (1975). *Active Filter Design*. Dedham, Massachusetts: Artech House.
Williams, A. B. "Design Active Elliptic Filters Easily from Tables." *Electronic Design* 19, no. 21 (October 14, 1971): 76–79.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第5章 带通滤波器

5.1 LC 带通滤波器

在 2.1 节介绍的有关内容中把带通滤波器分为窄带和宽带两类，如果上限截止频率和下限截止频率的比值大于一倍频程，这个滤波器就被认为是一个宽带滤波器。带通滤波器的技术参数分为对低通和高通滤波器的技术要求，然后可以简单地把低通和高通滤波器串联来得到带通滤波器。

窄带滤波器的设计更为复杂，必须适当地选择电路配置，并采用合适的变换以避免不实用的元器件参数，同时，随滤波器带宽的变窄，对元件 Q 值的要求加大，元器件的误差和工作稳定性变得更重要。

5.1.1 宽带滤波器

通过将低通滤波器和高通滤波器串联的方法可以实现宽带带通滤波器，这种策略的有效性是基于即使滤波器串联工作，滤波器也保持他们各自响应工作特性的假设。

从低通滤波器的直流或高通滤波器在无限高频率的等效电路可以明显看出，在 LC 低通或高通滤波器的输入和输出端观测到的阻抗在通带频率范围内在另一端达到阻性。在 DC 输入工作条件下电感相当于短路，电容相当于开路，在无限高频率会出现相反的工作条件。如果低通和高通滤波器串联，并且这两个滤波器被设计成为有完全相等的源阻抗和负载阻抗，在滤波器的通频带内合理的端接，两个滤波器的截止频率至少有一到二倍频程间隔。

如果两个滤波器之间的通带分离度不够大，由于滤波器阻抗变化的原因，这两个滤波器之间会相互干扰，可以通过在两个滤波器之间加衰减器来降低相互间的干扰，通常 3dB 的衰减足够，衰减加大会提高隔离效果，表 5-1 给出了 500Ω 水平下 1～10dB 衰减值的 T 和π衰减器，如果每个电阻阻值乘 $R/500$，这些网络可以被阻抗比例缩放到滤波器的阻抗 R。

例 5-1 宽带 LC 带通滤波器设计

技术要求：

LC 带通滤波器

3dB 位于 500Hz 和 2000Hz 频率点

–40dB 最低位于 100Hz 和 4000Hz 频率点

$R_s=R_L=600\Omega$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 5-1　T 和π衰减器

dB	R_1	R_2	R_a	R_b
1	28.8	4 330	8 700	57.7
2	57.3	2 152	4 362	116
3	85.5	1 419	2 924	176
4	113	1 048	2 210	239
5	140	822	1 785	304
6	166	669	1 505	374
7	191	558	1 307	448
8	215	473	1 161	528
9	238	406	1 050	616
10	260	351	963	712

设计结果：

（a）由于上限截止频率和下限截止频率的比值为 4:1，需要采用宽带滤波器解决方案，技术需求需要首先被分解为对低通滤波器和高通滤波器的技术要求：

高通滤波器：

3dB 位于 500Hz 频率点

–40dB 最低位于 100Hz 频率点

低通滤波器：

3dB 位于 2000Hz 频率点

–40dB 最低位于 4000Hz 频率点

（b）分别设计低通滤波器和高通滤波器，采用 3.1 节和 4.1 节给出的有关设计方法，设计过程如下：

低通滤波器：

利用公式（2-11）计算低通滤波器的斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{f_s}{f_c}=\frac{4000\ \text{Hz}}{2000\ \text{Hz}}=2$$

图 2-43 给出了在频率点 2rad/s 具有大于 40dB 衰减的一个 5 阶–0.25dB 切比雪夫归一化低通滤波器，利用表 10-29 得到的归一化低通滤波器电路如图 5-1（a）所示，电路中所有电感用因子 Z/FSF 乘，所有电容除 Z×FSF，公式中的 Z=600，（频率比例缩放因子）FSF=$2\pi f_c$=12560，就可以对滤波器实现频率和阻抗比例缩放，去归一化的低通滤波器如图 5-1（b）所示。

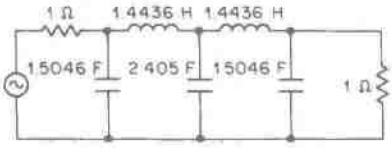
高通滤波器：

利用公式（2-13）计算高通滤波器的斜率因子 A_s。

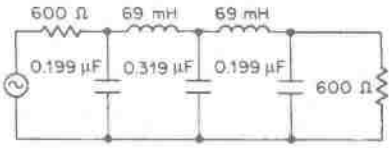
$$A_s=\frac{f_s}{f_c}=\frac{500\ \text{Hz}}{100\ \text{Hz}}=5$$

www.789pdf.com 789书库网

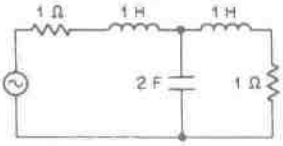
www.789pdf.com 789书库网



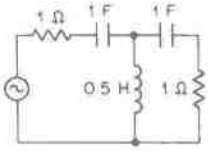
（a）归一化低通滤波器



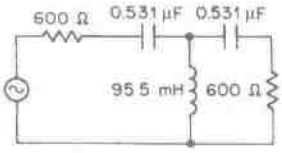
（b）比例缩放后的低通滤波器



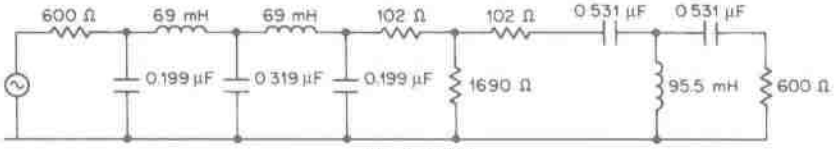
（c）满足高通技术要求的归一化低通滤波器



（d）变换后的高通滤波器



（e）比例缩放后的高通滤波器



（f）合成网络

图 5-1　例 5-1 所示的 LC 宽带带通滤波器

利用图 2-34，选用 n=3 的归一化巴特沃斯低通滤波器来满足衰减的技术要求，表 10-2 中含有归一化滤波器的参数值电路工作原理图如图 5-1（c）所示。因为低通滤波器被变换为高通滤波器，这里选用对偶电路结构。通过互为倒数元件的参数值，并用电感代换电容（反之亦然），就可以获得图 5-1（d）所示归一化的高通滤波器。通过所有电感参数乘 Z/FSF，所有电容参数除 Z×FSF，这里的 Z=600Ω，FSF=3140，得到的去归一化高通滤波器电路工作原理图如图 5-1（e）所示。

（c）现可以合成低通和高通滤波器，因为两个滤波器截止频率之间的分离度仅为 2 个倍频程，所以在低通和高通滤波器之间需用到一个–3dB 的 T 衬垫，以提供所需要的隔离。T 衬垫的电阻值可以通过乘表 5-1 给出的电阻值得到，对应 3dB 乘 600Ω/500Ω或 1.2，取四舍五入误差为 1%的标准电阻值，最终电路如图 5-1（f）所示。

▷▷▷ 5.1.2　窄带滤波器

在 2.1 节内容以带通 Q 值的概念引入了窄带带通滤波器的术语，由公式（2-16）定义的带通 Q 值定义如下式所示：

$$Q_{bp}=\frac{f_0}{BW_{3\,dB}}$$

式中，f_0 是几何中心频率；BW 是–3dB 带宽。可以利用下式计算公式（2-14）给出的几何中心频率：

$$f_0=\sqrt{f_L f_u}$$

式中，f_L 和 f_u 分别是–3dB 上限和下限频率。

从低通滤波器变换得到的带通滤波器具有几何对称特性，如公式（2-15）所示，为

$$f_0=\sqrt{f_1 f_2}$$

式中，f_1 和 f_2 分别是等衰减频率。当归一化带通技术指标时必须考虑几何对称的特点，对

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

指定的每个止带频率，可以基于更严格的技术要求计算对应的几何对称频率和斜率因子。

对通带的 Q_s=10 或更大，通带响应接近算术对称，中心频率可以成为–3dB 频率点的算术平均值，如公式（2-17）所示。

可以用下面的公式表示：

$$f_0 = \frac{f_L + f_u}{2}$$

随 Q 值的进一步加大，止带同样会变得算术对称。

1. 低通到带通的变换

通过频率变量用新的变量替换，利用低通传递函数可以得到带通传递函数，新的频率关系如公式（5-1）所示。

$$f_{bp} = f_0\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \tag{5-1}$$

式中，f_0 是带通中心频率，当 $f = f_0$ 时，对应低通滤波器的 DC 响应特性。

如果低通滤波器的–3dB 截止频率为 f_c，可以利用公式（5-2）计算对应的带通频率 f。

$$\pm f_c = f_0\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \tag{5-2}$$

式中，±号的出现是因为低通滤波器在负频率区间对应正常频率响应具有镜像响应工作特性，求解公式（5-2），可以得到如下所示的工作频率 f 表达式（5-3）。

$$f = \pm\frac{f_c}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{f_c}{2}\right)^2 + f_0^2} \tag{5-3}$$

公式（5-3）表示带通响应对应低通滤波器在± f_c 频率有两个正频率，同样对应等同的频率响应有两个负频率，这些正负频率可以用公式（5-3）计算，公式（5-4）给出了频率 f_c、f_0 和 f_L 之间的相互关系。

$$f_L = f_0\left[\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{2f_0}\right)^2} - \frac{f_c}{2f_0}\right] \tag{5-4}$$

公式（5-5）给出了 f_u、f_0、f_c 之间的相互关系。

$$f_u = f_0\left[\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{2f_0}\right)^2} + \frac{f_c}{2f_0}\right] \tag{5-5}$$

可以利用公式（5-6）计算–3dB 带通带宽：

$$BW_{3dB} = f_u - f_L = f_c \tag{5-6}$$

低通滤波器和变换后的带通滤波器之间的对应关系如图 5-2 所示，低通滤波器对正频率的响应被变换成了带通滤波器等效带宽的带通滤波器响应。所以，首先设计一个低通滤波器，这个低通滤波器对应具有要求响应带宽工作特性的带通滤波器，然后这个低通滤波器又被变换为带通滤波器。

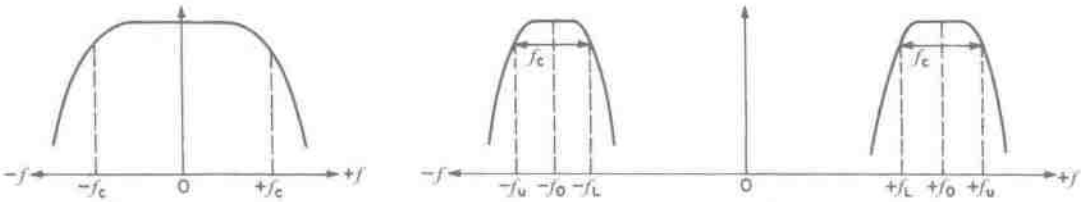
可以利用公式（5-7）计算低通滤波器中的电容器容抗。

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \tag{5-7}$$

式中，$\omega = 2\pi f$。如果用公式（5-1）替换 f 变量，就可以得到公式（5-8）所示的阻抗公式。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



(a) 低通滤波器　　(b) 变换后的带通滤波器

图 5-2　低通到带通变换

$$Z=\frac{1}{j\omega C+\dfrac{1}{\dfrac{j\omega}{\omega_0^2 C}}} \tag{5-8}$$

式中，$\omega=2\pi f$。LC 并联谐振电路的阻抗由容抗和感抗两部分组成，电容仍为 C，电感为 $\frac{1}{\omega_0^2 C}$，对应的谐振频率为 ω_0。

低通滤波器中的感抗可以用公式（5-9）计算。

$$X_L=j\omega L \tag{5-9}$$

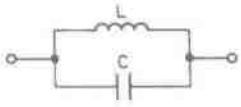
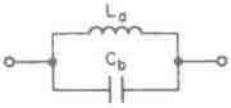
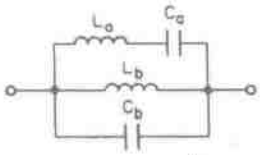
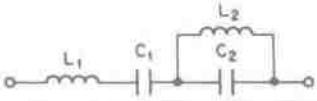
如果又用公式（5-1）替换频率变量，阻抗表达式又变成了公式（5-10）所示的形式。

$$Z=j\omega L+\frac{1}{\dfrac{j\omega}{\omega_0^2 L}} \tag{5-10}$$

公式（5-10）对应一个 LC 串联谐振电路，这里电感仍为 L，电容 $C=\frac{1}{\omega_0^2 L}$，谐振频率为 ω_0。

从电容并联电感和电感串联电容的 LC 低通滤波器可以变换为等效带宽的带通滤波器可以得到，谐振频率为 f_0，f_0 也是带通滤波器的中心频率，表 5-2 给出了从低通到带通变换的最终电路。

表 5-2　低通到带通变换

	低通支路	带通结构	电路参数值
类型 I			$L=\frac{1}{\omega_0^2 C}$ (5-11) $C=\frac{1}{\omega_0^2 L}$ (5-12)
类型 II			$C_a=\frac{1}{\omega_0^2 L_a}$ (5-13) $L_b=\frac{1}{\omega_0^2 C_b}$ (5-14)
类型 III			$C_1=\frac{1}{\omega_0^2 L_1}$ (5-15) $L_2=\frac{1}{\omega_0^2 C_2}$ (5-16)
类型 IV			

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

2. 全极点低通滤波器变换

本章讨论的 LC 带通滤波器可能是最重要的滤波器类型，通过第 10 章的 LC 低通参数表，通过带通变换就可以直接得到这些网络，每个归一化的低通滤波器定义了一大类带通滤波器，这些带通滤波器具有由低通滤波器特性预定义的几何对称响应特性。

一个低通传递函数通过公式（5-1）给出的频率变量代换可以被变换为一个带通类型，这个变换也可以首先直接对电路元件比例缩放低通滤波器到所要求的带宽和阻抗电平，每个电感又和串联电容谐振到中心频率 f_0，在每个电容之间引入一个电感来形成并联谐振电路的谐振频率也是 f_0，每个低通分支回路用表 5-2 所示的相关带通分支回路替换。

3.1 节讨论了低通滤波器中的有关功耗问题，这些功耗效应在带通滤波器中甚至更为严重，可以利用图 3-8 得到对各种类型滤波器的低通元件最低 Q 值要求，这些最小值是基于滤波器元件是经过预失真以便获得和理论对应的响应工作特性的假设，由于这和实用情况有区别，支路 Q_S 值将会高出给出 Q_S 值几倍，当网络经历了低通到高通变换后，对带通滤波器的 Q 值要求增加，可以利用公式（5-17）表示。

$$Q_{min}(\text{带通}) = Q_{min}(\text{低通}) \times Q_{bp} \tag{5-17}$$ *

式中，$Q_{bp} = \dfrac{f_0}{BW_{3dB}}$。和在低通的情况一样，支路 Q_S 应比 Q_{min} 大几倍，因为电容器的功耗通常可以忽略，支路 Q 值主要由电感的损耗决定。

带通滤波器参数的分散性通常比低通滤波器的参数分散性大，由于杂散参数的效应和其幅值的原因，对一些组合的阻抗和带宽的元件参数值不可能实现，或不实用。当出现这种情况时，设计人员可以采用各种电路变换来获得更为实用的电路，这些相关技术在第 8 章有所介绍。

设计方法可以总结如下：

（1）变换响应特性技术参数为几何对称的技术参数。

（2）计算带通斜率因子 A_s，从第 2 章选择一个归一化的频率响应曲线，这个频率响应特性曲线满足在频率比 A_s 范围内可以实现通带到止带的变换。

（3）从第 10 章中的有关表格中比例缩放相应的归一化低通滤波器为要求的带通滤波器带宽和阻抗水平。

（4）按表 5-2 使每一个 LC 回路谐振到谐振频率 f_0。

（5）最终设计可能需要用到各种变换，以便得到实用参数值，同时，分支回路的 Q 值必须大于公式（5-17）给出的 Q_{min}（带通），以得到接近理论要求的结果。

例 5-2　全极点 LC 带通滤波器设计

技术要求：

带通滤波器

中心频率为 1000Hz

–3dB 频率点位于 950 和 1050Hz 频率点

–25dB 最低位于 800Hz 和 1150Hz 频率点

$R_s=R_L=600\Omega$

* 原书好像公式号错了，但为了一致本书不再改正。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

现成的 Q=100 电感

设计结果：

（a）变换为几何对称的带通技术要求

首先利用公式（2-14）计算几何中心频率如下。

$$f_0=\sqrt{f_L f_u}=\sqrt{950\times 1050}=998.8\ \text{Hz}$$

利用公式（2-18）计算给定每个止带频率所对应的几何频率点。

$$f_1 f_2=f_0^2$$

f_1	f_2	f_2-f_1
800Hz	1247 Hz	447 Hz
867 Hz	1150 Hz	283 Hz

因为第二对频率代表更为严格的技术要求，它们可以保留，最终的几何对称技术要求可以总结如下：

$$f_0=998.8\ \text{Hz}$$

$$\text{BW}_{3\,\text{dB}}=100\ \text{Hz}$$

$$\text{BW}_{25\,\text{dB}}=283\ \text{Hz}$$

（b）例用公式（2-19）计算带通斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}}=\frac{283\ \text{Hz}}{100\ \text{Hz}}=2.83$$

（c）选择一个频率比在 2.83：1 范围内可以实现 3dB 到大于 25dB 转换的归一化低通滤波器，从图 2-34 可以看出一个 n=3 的巴特沃斯型滤波器可以满足这个响应技术要求，从表 10-2 得到归一化低通滤波器，如图 5-3（a）所示。

（d）利用公式（2-10）和公式（2-9），采用 Z=600 和 FSF= $2\pi f_c$ =628 去归一化这个低通滤波器，这里 f_c=100Hz。

$$C_1'=C_3'=\frac{C}{\text{FSF}\times Z}=\frac{1}{628\times 600}=2.653\ \mu\text{F}$$

$$L_2'=\frac{L\times Z}{\text{FSF}}=\frac{2\times 600}{628}=1.91\ \text{H}$$

去归一化的低通滤波器如图 5-3（b）所示。

（e）为实现低通到带通变换，每个电容和并联电感谐振，每个电感和串联的电容的谐振频率 f_0=998.8Hz。

$$L_1'=\frac{1}{\omega_0^2 C_1'}=\frac{1}{(6275)^2\times 2.653\times 10^{-6}}=9.573\ \text{mH} \tag{5-11}$$

$$L_3'=L_1'=9.573\ \text{mH}$$

$$C_2'=\frac{1}{\omega_0^2 L_2'}=\frac{1}{(6\ 275)^2\times 1.91}=0.01329\ \mu\text{F} \tag{5-12}$$

式中，$\omega_0=2\pi f_0$（注：原著为 $\Omega_0=2\pi f_0$）。最终的带通滤波器电路工作原理图如图 5-3（c）所示。

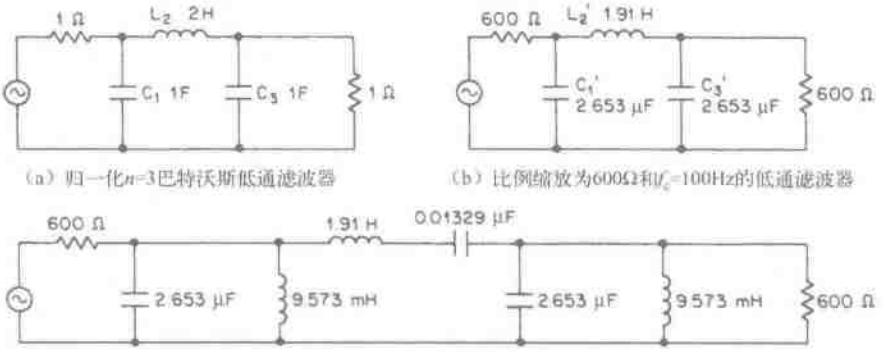
（f）利用公式（5-17）预测可以得到 Q=100 足够用的电感：

$$Q_{\min}(\text{带通})=Q_{\min}(\text{低通})\times Q_{bp}=2\times 10=20$$

利用公式（3-8）可以得到上式中的 $Q_{\min}$（低通），$Q_{bp}=\dfrac{f_0}{\text{BW}_{3\text{dB}}}$，由于需用到的 Q 值远大于 $Q_{\min}$（带通），滤波器的响应特性将会很好的符合理论预测的响应特性。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）归一化n=3巴特沃斯低通滤波器　（b）比例缩放为600Ω和f_c=100Hz的低通滤波器

（c）变换后的带通滤波器

图 5-3　例 5-2 所示的带通滤波器

利用公式 $f_1 f_2 = f_0^2$，在实际衰减水平，通过计算相应的每个止带频率，例 5-2 的响应技术要求被转换为几何对称的技术要求，选用较小分离度的这对频率，因为这对频率可以反映更为陡峭的滤波器技术要求。这个技术代表了一个得到几何相关频率的通用方法，这决定了归一化低通滤波器的响应技术要求。

止带技术要求通常以算术对称方式给出，中心频率两边的偏差频率对给定的衰减是相同的，由于带通滤波器特性的几何对称性，对低于中心频率实际偏差的衰减将会大于中心频率同样偏差的衰减，如果在线性频率轴上标绘出，这种响应曲线将会呈现出在带通频率低端被压缩的现象。在对数刻度情况下，曲线将是对称的。当采用算术的方式表示技术指标，可以直接用公式（5-18）计算基于几何基础的止带带宽。

$$\mathrm{BW} = f_2 - \frac{f_0^2}{f_2} \tag{5-18}$$

式中，f_2 是上限止带频率；f_0 是由通带限定的几何中心频率。在下面的实例中可以对此加以例证。

例 5-3　满足算数对称技术要求的全极点 LC 带通滤波器设计

带通滤波器

中心频率为 50kHz

–3dB 频率点位于 ±3kHz（47kHz，53kHz）

–30dB 最低位于 ±7.5kHz（42.5kHz，57.5kHz）频率点

–40dB 最低位于 ±10.5kHz（39.5kHz，60.5kHz）频率点

R_s=150Ω，R_L=300Ω

设计结果：

（a）利用公式（2-14）转换为几何对称的带通技术要求。

$$f_0 = \sqrt{f_L f_u} = \sqrt{47 \times 53 \times 10^6} = 49.91\text{kHz}$$

因为止带技术要求为算术对称，利用公式（5-18）计算止带带宽。

$$\mathrm{BW}_{30\,\mathrm{dB}} = f_2 - \frac{f_0^2}{f_2} = 57.5 \times 10^3 - \frac{(49.91 \times 10^3)^2}{57.5 \times 10^3} = 14.18\ \text{kHz}$$

$$\mathrm{BW}_{40\,\mathrm{dB}} = 19.33\ \text{kHz}$$

技术要求：

www.789pdf.com 789书库网

$$f_0 = 49.91\ \text{kHz}$$

$$\text{BW}_{3\,\text{dB}} = 6\ \text{kHz}$$

$$\text{BW}_{30\,\text{dB}} = 14.18\ \text{kHz}$$

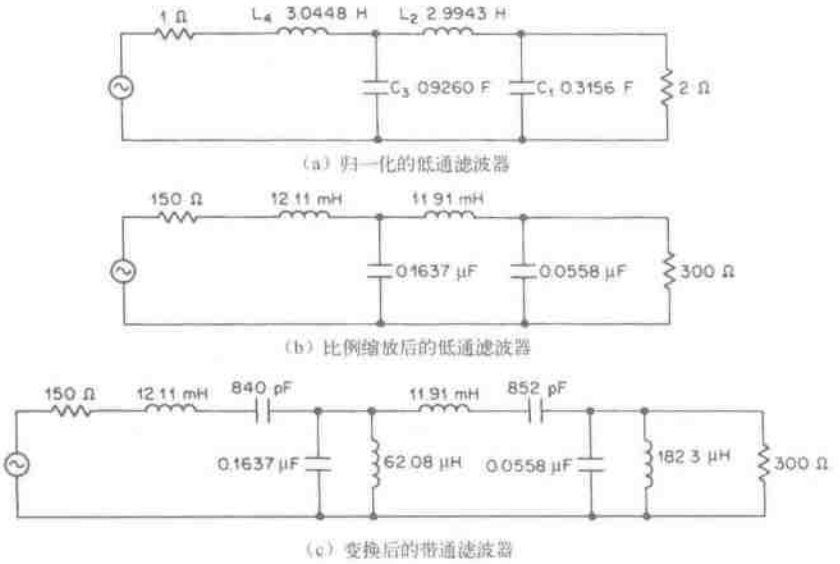
$$\text{BW}_{40\,\text{dB}} = 19.33\ \text{kHz}$$

（b）因为两个止带带宽技术要求已给定，必须利用公式（2-19）转换为通带斜率因子 A_s。

$$A_s(30\,\text{dB}) = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{14.18\ \text{kHz}}{6\ \text{kHz}} = 2.36$$

$$A_s(40\,\text{dB}) = 3.22$$

（c）必须选用在频率点 2.36rad/s 有大于 30dB 的抑制，在频点 3.22rad/s 具有大于 40dB 抑制能力的归一化的低通滤波器，从图 2-41 可以看出一个 4 阶–0.01dB 的切比雪夫滤波器可以满足要求。利用表 10-27 可以找出对应的低通滤波器。因为要求 R_L 与 R_s 的比值为 2∶1，选用设计出的归一化 R_s=2Ω，并且可以端对端互换，电路工作原理图如图 5-4（a）所示。



（a）归一化的低通滤波器

（b）比例缩放后的低通滤波器

（c）变换后的带通滤波器

图 5-4　例 5-3 的带通滤波器

（d）现在电路可以被比例缩放为 Z=150，截止频率 f_c=6kHz，所有电感乘 Z/FSF，所有电容除 $Z\times$FSF，这里 FSF=$2\pi f_c$，1Ω 的源阻抗和 2Ω 的负载阻抗被分别比例缩放为 150Ω 和 300Ω，去归一化的网络如图 5-4（b）所示。

（e）比例缩放后的低通滤波器变换为 f_0=49.91kHz 的带通滤波器，通过公式 $\omega_0^2 LC=1$，每个电容与并联电感和电感与串联电容的谐振变换被变换为串、并联谐振电路，最终得到的带通滤波器电路工作原理图如图 5-4（c）所示。

▷▷▷ 5.1.3　并联谐振电路的设计

利用公式（5-19）可以计算图 5-5（a）所示简单 RC 低通电路的–3dB 截止频率：

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{5-19}$$

如果进行了带通变换就会得到图 5-5（b）所示的电路，利用公式（5-11）有下式成立。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$L=\frac{1}{\omega_0^2 C}$$

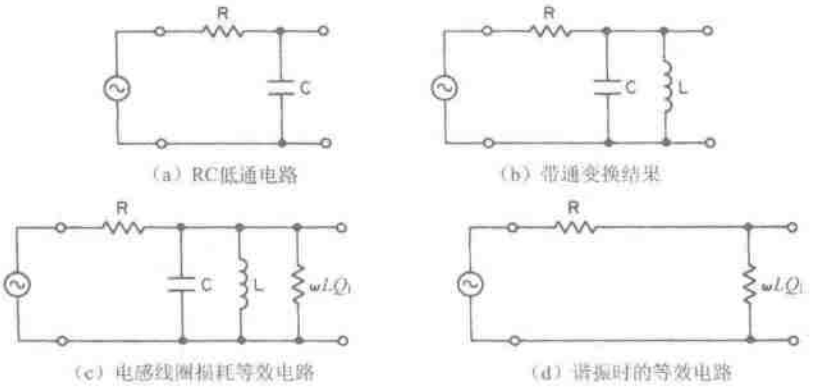
中心频率为 f_0，−3dB 带宽等于 f_c，可以利用公式（5-20）计算带通 Q 值。

$$Q_{bp}=\frac{f_0}{BW_{3\,dB}}=\frac{f_0}{f_c}=\omega_0 RC \tag{5-20}$$

因为电容的容抗和电感的感抗在谐振时相等，在公式（5-20）中可以用 $\frac{1}{\omega_0 L}$ 替换 $\omega_0 C$，有公式（5-21）成立。

$$Q_{bp}=\frac{R}{\omega_0 L} \tag{5-21}$$

元件 R 可以是图 5-5（b）所示电路中的单一电阻，如果输入和输出负载电阻同时存在，电阻 R 也可以是输入和输出端的并联值。



（a）RC低通电路　（b）带通变换结果　（c）电感线圈损耗等效电路　（d）谐振时的等效电路

图 5-5　单谐振电路

因为电感损耗通常是不可避免的（相应电容的损耗可以忽略），所以图 5-5（b）所示电路有些理想化，如果电感 Q 值用 Q_L 表示，电感损耗可以等效为图 5-5（c）所示的谐振回路并联电阻 $\omega L Q_L$ 表示，电路的有效 Q 值表达式就可以用公式（5-22）表示。

$$Q_{有效}=\frac{\frac{R}{\omega_0 L}Q_L}{\frac{R}{\omega_0 L}+Q_L} \tag{5-22}$$

结果，电路有效 Q 值略低于公式（5-20）或公式（5-21）计算出的值，为了补偿电感有效 Q 值的影响，在设计电路时应将 Q 值取得大些，利用公式（5-23）计算具体的 Q 取值。

$$Q_d=\frac{Q_{有效}Q_L}{Q_L-Q_{有效}} \tag{5-23}$$

在谐振点，因为电抗性成分相抵消，等效电路可以用图 5-5（d）所示的电阻分压器表示，可以利用公式（5-24）计算在谐振频率 f_0 的插入损耗。

$$IL_{dB}=20\lg\left(1+\frac{1}{k-1}\right) \tag{5-24}$$

式中，$k=\frac{Q_L}{Q_{有效}}$。利用图 5-6 所示曲线可以直接得到插入损耗，很明显，随电感 Q 值达到电

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

路要求的有效 Q 值（$Q_{有效}$），插入损耗急剧上升，可以用公式（5-25）表示单调谐电路的频率响应。

$$A_{dB} = 10\lg\left[1 + \left(\frac{BW_x}{BW_{3\,dB}}\right)^2\right] \tag{5-25}$$

式中，BW_x 是任意带宽；BW_{3dB} 是–3dB 带宽。响应和 n=1 巴特沃斯滤波器的响应特性一致，所以，图 2-34 所示的衰减曲线可以用 $\frac{BW_x}{BW_{3dB}}$ 以 rad/s 为单位的归一化频率曲线表示，可以利用公式（5-26）计算相位移。

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{2\Delta f}{BW_{3dB}}\right) \tag{5-26}$$

式中，Δf 是相对谐振频率 f_0 的频率变化量。在上限–3dB 频率点，输出相位移滞后 45°；在下限–3dB 频率点，相位超前 45°；在 DC 和无限频率点，相位移分别达到+90° 和–90°。公式（5-26）在图 5-7 中标绘出。

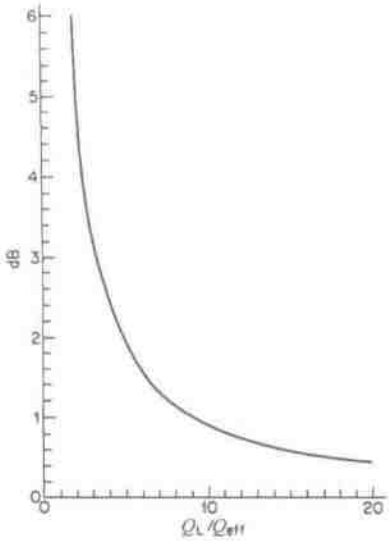


图 5-6　插入损耗与 Q_L/Q_{eff} 关系曲线

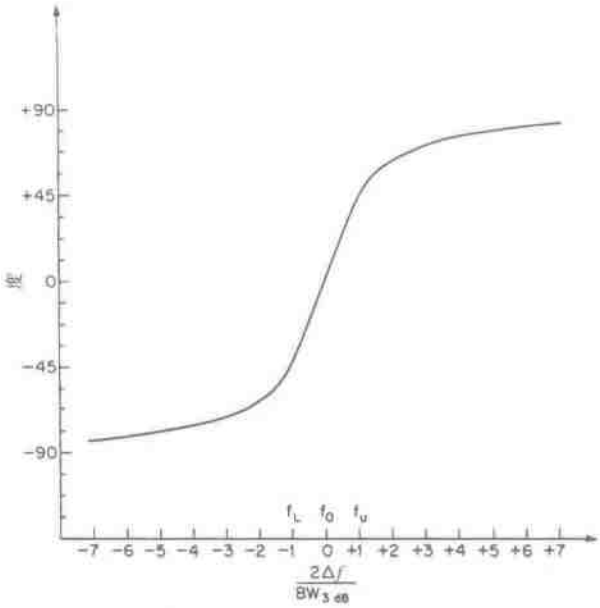


图 5-7　相位移与频率关系曲线

利用在谐振频率 f_0 相位移曲线的斜率可以预测群延迟，并可以利用公式（5-27）计算群延迟时间 T_{gd}。

$$T_{gd} = \frac{318}{BW_{3\,dB}} \tag{5-27}$$

式中，BW_{3dB} 是–3dB 带宽，单位为 Hz；T_{gd} 是 ms 群延迟时间，单位为 ms。

例 5-4　采用并联谐振回路的带通滤波器设计

技术要求：

LC 带通滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

中心频率为 10kHz

3dB 位于 ±100Hz（9.9kHz，10.1kHz）频率点

–15dB 最低位于 0 ± 1kHz（9kHz，11kHz）频率点

电感 Q_L=200

R_s=R_L=6kΩ

设计结果：

（a）变换为几何对称带通滤波器的技术指标，因为带通 Q 值远大于 10，可用指定的算数频率来决定下面的设计技术要求：

$$f_0 = 10\ \text{kHz}$$

$$\text{BW}_{3\,\text{dB}} = 200\ \text{Hz}$$

$$\text{BW}_{15\,\text{dB}} = 2000\ \text{Hz}$$

（b）利用公式（2-19）计算带通斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{2000}{200} = 10$$

图 2-34 表示单谐振电路（n=1），电路可以提供大于 15dB 衰减，带宽比在 10∶1 内的巴特沃斯滤波器的衰减特性曲线。

（c）利用公式（5-23），考虑到电感 Q_L=200，计算设计 Q_d 值来得到 $Q_{\text{有效}} = \frac{f_0}{\text{BW}_{3\text{dB}}}$=50，有下式成立。

$$Q_d = \frac{Q_{\text{eff}}Q_L}{Q_L - Q_{\text{eff}}} = \frac{50 \times 200}{200 - 50} = 66.7$$

（d）因为源阻抗和负载阻抗均为 6kΩ，谐振电路的总电阻性负载为两端电阻并联，有 R=3kΩ，现在利用设计出的 Q_d 值就可以用公式（5-20）来计算电容 C 的参数值。

$$C = \frac{Q_{bp}}{\omega_0 R} = \frac{66.7}{6.28 \times 10 \times 10^3 \times 3000} = 0.354\ \mu\text{F}$$

可以利用公式（5-11）计算电感 L。

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 10\ \text{kHz})^2 \times 3.54 \times 10^{-7}} = 716\ \mu\text{H}$$

最终电路如图 5-8（a）所示，频率响应特性曲线如图 5-8（b）所示，采用抽头电感线圈的更为实用，其实现可以见 8.1 节的有关内容。

（e）可以利用公式（5-24）计算电路插入损耗，计算过程如下：

$$IL_{\text{dB}} = 20\lg\left(1 + \frac{1}{k-1}\right) = 20\lg 1.333 = 2.5\ \text{dB}$$

式中，

$$k = \frac{Q_L}{Q_{\text{eff}}} = \frac{200}{50} = 4$$

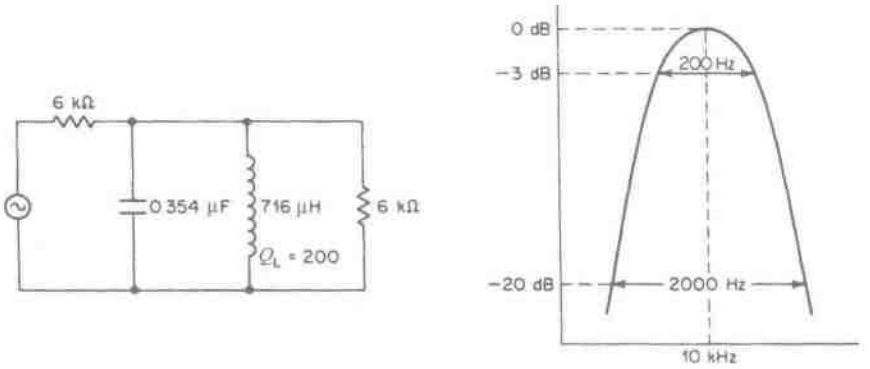
低通到带通变换如图 5-5 所示，也可以通过极-零的角度来检验。RC 低通滤波器在 1/RC 点有一个实数极点，在无穷频率点有一个零点，如图 5-9（a）所示。带通变换的结果是在原点和无穷频点有一对复数极点和零点，如图 5-9（b）所示。

原点到极点的径向距离为对应谐振频率 ω_0 的 $\frac{1}{\sqrt{LC}}$，可以利用公式（5-28）计算 Q 值。

$$Q = \frac{\omega_0}{2\alpha} \tag{5-28}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



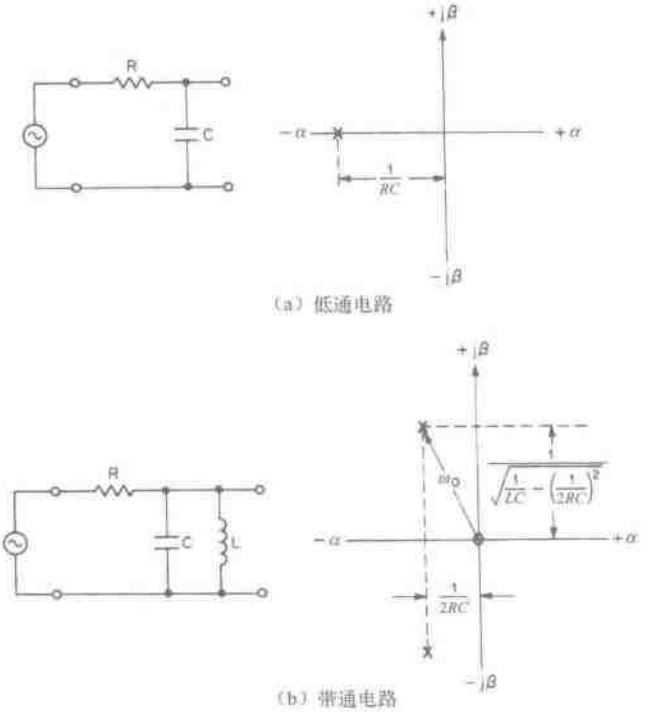
（a）电路原理图　　（b）频率响应特性曲线

图 5-8　例 5-4 的谐振电路

实部α=1/2RC，图 5-9（b）所示电路的传递函数变成为公式（5-29）所示。

$$T(s)=\frac{s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} \tag{5-29}$$

在谐振频率ω_0并联谐振电路的阻抗最大，并且阻抗为纯电阻性，相位移为 0。如果 Q 值小于 10，这些效应不会同时精确地在相同频率出现，电感的损耗也会从零点位移，从原点位移到负实轴。



（a）低通电路

（b）带通电路

图 5-9　带通变换

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

5.1.4　串联谐振电路的设计

电感的损耗可以很方便地用公式（5-30）以电感串联电阻的形式表示。

$$R_{coil}=\frac{\omega L}{Q_L} \tag{5-30}$$

如果构成一个含负载电阻和源电阻的串联谐振电路，就可以得到图 5-10 所示的电路。因为两个电路相互间彼此对偶，公式（5-24）到公式（5-27）可以用于计算电路的插入损耗、频率响应、相位移和并联调谐电路的群延迟。可以利用公式（5-31）计算电感量。

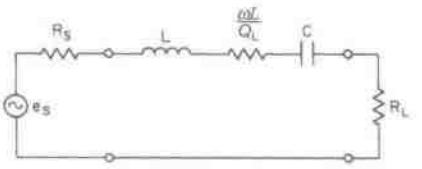


图 5-10　串联谐振电路

$$L=\frac{R_s+R_L}{\omega_0\left(\frac{1}{Q_{bp}}-\frac{1}{Q_L}\right)} \tag{5-31}$$

式中，Q_{bp} 是要求的 Q 值；Q_L 是电感的 Q 值。可以利用下式计算由公式（5-12）决定的电容量：

$$C=\frac{1}{\omega_0^2 L}$$

例 5-5　利用串联谐振电路设计一个带通滤波器

技术要求：

串联谐振电路

中心频率为 100kHz

–3dB 带宽为 2kHz

$R_s=R_L=100\Omega$

电感 Q 值为 400

设计结果：

（a）利用公式（2-16）计算带通 Q 值。

$$Q_{bp}=\frac{f_0}{BW_{3dB}}=\frac{100\text{ kHz}}{2\text{ kHz}}=50$$

（b）利用公式（5-31）和公式（5-12）计算电路元件参数值。

$$L=\frac{R_s+R_L}{\omega_0\left(\frac{1}{Q_{bp}}-\frac{1}{Q_L}\right)}=\frac{200}{2\pi\times10^5\left(\frac{1}{50}-\frac{1}{400}\right)}=18.2\text{ mH}$$

$$C=\frac{1}{\omega_0^2 L}=139\text{ pF}$$

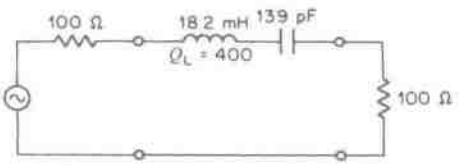


图 5-11　例 5-5 所示的串联谐振电路

图 5-11 所示为串联谐振电路。

从交流电路理论可知串联谐振电路的效应之一就是在两个电抗元件（电感和电容）上会产生一个电压，电路谐振时在任何一个电抗元件上产生的增强电压是输入电压的 Q 倍，这个电压可能非常高而引起电感元件饱和或电容器绝缘击穿。同时，随带宽降

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

低，L/C 的比值加大，最终导致高 Q 值的要求而出现不实际的元件参数值要求。结果是串联谐振电路不如并联谐振电路实用。

▷▷▷ 5.1.5 同步调谐滤波器

谐振电路可以串联以获得更高复杂度的带通滤波器，每级谐振电路之间必须隔离，如果所有谐振电路被调谐到同样的频率就可以得到同步谐振滤波器电路，同步谐振带通滤波器的工作特性在 2.8 节有所讨论，归一化的频率响应特性曲线由图 2-77 表示，每节谐振电路的设计 Q 值由公式（2-45）决定，Q 值计算如下式所示。

$$Q_{\text{section}} = Q_{\text{overall}}\sqrt{2^{1/n}-1}$$

式中，Q_{overall} 由合成得到的滤波器比值 $\dfrac{f_0}{\text{BW}_{3\text{dB}}}$ 决定。每节电路既可以是串联谐振电路，也可以是并联谐振电路。

同步谐振滤波器电路具有带通响应的最简单近似，因为所有谐振节电路被谐振到了同样的频率，并且每节完全一致，电路构建简单，易于调整。每节谐振电路的 Q 值要求低于总 Q 值，反之，对常用的带通滤波器也是成立的，瞬态工作特性没有过冲或振铃。从另一个角度而言，电路的选择性很差，对给定斜率因子 A_s 要得到实用的衰减比其他类型的滤波器需要更多的谐振节电路。同时，每节谐振电路之间必须隔离，所以需要中间放大级，通常缺点多于优点，这样同步谐振滤波器通常用于如中频和射频放大器特定的应用场合。

例 5-6 同步谐振带通滤波器设计

技术要求：

同步谐振带通滤波器

中心频率为 455kHz

3dB 位于 ±5kHz 频率点

–30dB 最低位于 ±35kHz 频率点

电感 Q 值为 400

设计结果：

（a）利用公式（2-19）计算带通斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{70\ \text{kHz}}{10\ \text{kHz}} = 7$$

图 2-77 所示曲线表示 3 阶（n=3）的同步调谐滤波器满足衰减技术要求。

（b）需要 3 节电路，每节电路都调谐到了 455kHz，每节电路的 Q 值完全一致，为计算每节电路的 Q 值，首先需要全部电路的 Q 值，可以利用下式计算由公式（2-16）给出的全部电路 Q 值：

$$Q_{\text{bp}} = \frac{f_0}{\text{BW}_{3\text{dB}}} = \frac{455\ \text{kHz}}{10\ \text{kHz}} = 45.5$$

可以利用公式（2-48）计算每节的 Q_S 值，如下所示：

$$Q_{\text{section}} = Q_{\text{overall}}\sqrt{2^{1/n}-1} = 45.5\sqrt{2^{1/3}-1} = 23.2$$

（c）利用串联谐振或并联谐振就可以实现电路设计，现采用 10kΩ 单源电阻和一个高阻终端的并联调谐电路，因为要求有效 Q 值为 23.2，电感 Q 值为 400，利用公式（5-23）设计的 Q 值如下式所示：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$Q_d = \frac{Q_{eff}Q_L}{Q_L - Q_{eff}} = \frac{23.2 \times 400}{400 - 23.2} = 24.6$$

可以利用公式（5-21）计算电感值：

$$L = \frac{R}{\omega_0 Q_{bp}} = \frac{10 \times 10^3}{2\pi 455 \times 10^3 \times 24.6} = 142\ \mu\text{H}$$

利用公式（5-12）可以计算谐振电容的参数：

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = 862\ \text{pF}$$

利用缓冲放大器来实现 3 节电路之间隔离的最终电路如图 5-12 所示。

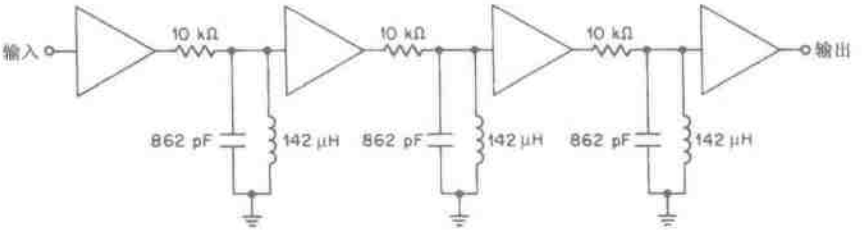


图 5-12　例 5-6 的同步谐振滤波器

5.1.6　窄带耦合谐振电路

利用耦合技术可以设计窄带带通滤波器，电路中并联谐振电路通过电感或电容等耦合元件互联，图 5-13 给出了一些典型电路结构。

耦合谐振配置用于具有带通 Q_s 为 10 或更大的窄带滤波器是可取的。参数值比低通到带通变换的元件参数值更为实用，特别是对非常高的 Q_S 应用场合更为如此。耦合调谐过程更为简单，因为证明所有节点谐振于同一频率。三种电路配置图如图 5-13 所示，从经济观点和易于生产角度出发电容耦合配置最满足需要。

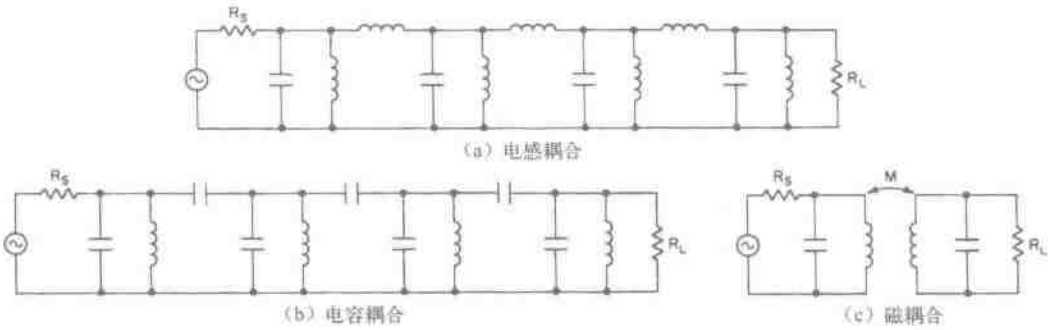


图 5-13　耦合谐振电路

设计方法基于耦合元件的阻抗不随频率而变化的假设的理论依据。在窄带宽区间这个假设是近似准确的。在 DC 工作条件下，耦合电容会引入附加响应零点，这会随偏离中心频率而引起频率响应的几何和算术不对称性加大。但是，频响曲线在通带的低频侧变得更陡峭。

电容耦合谐振滤波器的通用电路形式如图 5-14 所示。一个 n 阶滤波器要求有 n 个并联谐振电路和 n 个节点。表 5-3 到表 5-12 给出了全极点滤波器从 q 到 k 参数的表格形式。这些

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

参数值用于生成具有图 5-14 所示电路形式的滤波器元件参数值。对每个网络，用 q_1 和 q_n 分别对应第 1 个和最后一个谐振电路。k 参数以 k_{12}、k_{23} 等参数给出。有关耦合电容如图 5-14 所示，设计方法如以下步骤所示。

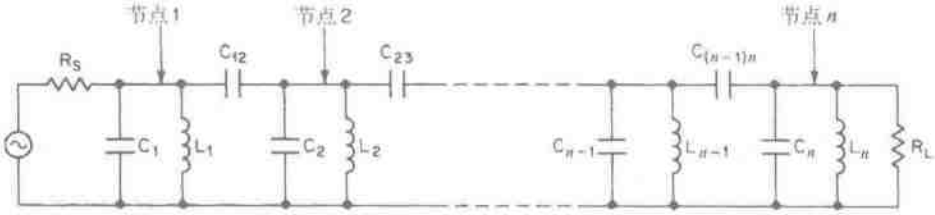


图 5-14　电容耦合谐振滤波器的通用电路形式

表 5-3　巴特沃斯电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
2	1.414	1.414	0.707						
3	1.000	1.000	0.707	0.707					
4	0.765	0.765	0.841	0.541	0.841				
5	0.618	0.618	1.000	0.556	0.556	1.000			
6	0.518	0.518	1.169	0.605	0.518	0.605	1.169		
7	0.445	0.445	1.342	0.667	0.527	0.527	0.667	1.342	
8	0.390	0.390	1.519	0.736	0.554	0.510	0.554	0.736	1.519

表 5-4　–0.01dB 切比雪夫电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
2	1.483	1.483	0.708						
3	1.181	1.181	0.682	0.682					
4	1.046	1.046	0.737	0.541	0.737				
5	0.977	0.977	0.780	0.540	0.540	0.780			
6	0.937	0.937	0.809	0.550	0.518	0.550	0.809		
7	0.913	0.913	0.829	0.560	0.517	0.517	0.560	0.829	
8	0.897	0.897	0.843	0.567	0.520	0.510	0.520	0.567	0.843

表 5-5　–0.1dB 切比雪夫电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
2	1.638	1.638	0.711						
3	1.433	1.433	0.662	0.662					
4	1.345	1.345	0.685	0.542	0.685				
5	1.301	1.301	0.703	0.536	0.536	0.703			
6	1.277	1.277	0.715	0.539	0.518	0.539	0.715		
7	1.262	1.262	0.722	0.542	0.516	0.516	0.542	0.722	
8	1.251	1.251	0.728	0.545	0.516	0.510	0.516	0.545	0.728

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 5-6　–0.5dB 切比雪夫电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
2	1.950	1.950	0.723						
3	1.864	1.864	0.647	0.647					
4	1.826	1.826	0.648	0.545	0.648				
5	1.807	1.807	0.652	0.534	0.534	0.652			
6	1.796	1.796	0.655	0.533	0.519	0.533	0.655		
7	1.790	1.790	0.657	0.533	0.516	0.516	0.533	0.657	
8	1.785	1.785	0.658	0.533	0.515	0.511	0.515	0.533	0.658

表 5-7　–1dB 切比雪夫电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}
2	2.210	2.210	0.739					
3	2.210	2.210	0.645	0.645				
4	2.210	2.210	0.638	0.546	0.638			
5	2.210	2.210	0.633	0.535	0.538	0.633		
6	2.250	2.250	0.631	0.531	0.510	0.531	0.531	
7	2.250	2.250	0.631	0.530	0.517	0.517	0.530	0.631

表 5-8　贝塞尔电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
2	0.5755	0.148	0.900						
3	0.337	2.203	1.748	0.684					
4	0.233	2.240	2.530	1.175	0.644				
5	0.394	0.275	1.910	0.750	0.650	1.987			
6	0.415	0.187	2.000	0.811	0.601	1.253	3.038		
7	0.187	0.242	3.325	1.660	1.293	0.695	0.674	2.203	
8	0.139	0.242	4.284	2.079	1.484	1.246	0.678	0.697	2.286

表 5-9　具有等纹波误差 0.05° 线性相位移电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
2	0.648	2.109	0.856						
3	0.433	2.254	1.489	0.652					
4	0.493	0.718	1.632	0.718	0.739				
5	0.547	0.446	1.800	0.848	0.584	1.372			
6	0.397	0.468	1.993	1.379	0.683	0.661	1.553		
7	0.316	0.484	2.490	1.442	1.446	0.927	0.579	1.260	
8	0.335	0.363	2.585	1.484	1.602	1.160	0.596	0.868	1.733

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 5-10　具有等纹波误差 0.5° 线性相位移电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
2	0.825	1.980	0.783						
3	0.553	2.425	1.330	0.635					
4	0.581	1.026	1.575	0.797	0.656				
5	0.664	0.611	1.779	0.919	0.576	1.162			
6	0.552	0.586	1.874	1.355	0.641	0.721	1.429		
7	0.401	0.688	2.324	1.394	1.500	1.079	0.590	1.045	
8	0.415	0.563	2.410	1.470	1.527	1.409	0.659	0.755	1.335

表 5-11　过渡高斯到–6dB 电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
3	0.404	2.338	1.662	0.691					
4	0.570	0.914	1.623	0.798	0.682				
5	0.891	0.670	1.418	0.864	0.553	1.046			
6	0.883	0.752	1.172	1.029	0.595	0.605	1.094		
7	0.736	0.930	1.130	0.955	0.884	0.534	0.633	1.104	
8	0.738	0.948	1.124	0.866	0.922	0.708	0.501	0.752	1.089

表 5-12　过渡高斯到–12dB 电容耦合谐振器

n	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
3	0.415	2.345	1.631	0.686					
4	0.419	0.766	1.989	0.833	0.740				
5	0.534	0.503	2.085	0.976	0.605	1.333			
6	0.543	0.558	1.839	1.442	0.686	0.707	1.468		
7	0.492	0.665	1.708	1.440	1.181	0.611	0.781	1.541	
8	0.549	0.640	1.586	1.262	1.296	0.808	0.569	1.023	1.504

（1）利用公式（2-16）计算滤波器要求的通带 Q 值。

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{3\,dB}}$$

（2）利用表格选择滤波器 q 和 k 参数、类型和复杂度 n 的阶数，按以下方法去归一化这些系数：

$$Q_1 = Q_{bp} \times q_1 \tag{5-32}$$

$$Q_n = Q_{bp} \times q_n \tag{5-33}$$

$$K_{xy} = \frac{k_{xy}}{Q_{bp}} \tag{5-34}$$

（3）选用合适的电感 L 电感量，可以利用公式（5-35）和公式（5-36）计算源和负载端负载电阻参数。

$$R_s = \omega_0 L Q_1 \tag{5-35}$$

$$R_L = \omega_0 L Q_n \tag{5-36}$$

（4）可以利用公式（5-37）计算总节点电容：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$C_{\text{node}} = \frac{1}{\omega_0^2 L} \tag{5-37}$$

可以利用公式（5-38）计算耦合电容参数：

$$C_{xy} = K_{xy} C_{\text{node}} \tag{5-38}$$

（5）连接到每个节点的总电容必须等于 C_{node}，所以，并联谐振电路的并联电容应等于总的节点电容 C_{node} 减连接到节点的耦合电容，例如

$$C_1 = C_{\text{node}} - C_{12}$$
$$C_2 = C_{\text{node}} - C_{12} - C_{23}$$
$$C_7 = C_{\text{node}} - C_{67} - C_{78}$$

每个节点被调谐到 f_0，临近节点短路到地，以便连接到哪个节点的耦合电容和跨越的调谐电路并联。

最终的滤波器电路可能需要阻抗比例缩放以便于满足源和负载端的技术要求，同时，阻抗变换必须使用第 8 章讨论的有关内容。

表 5-3 表 5-12 给出了基于无限电感 Q 值的表格化 k 值和 q 值，在实用中，如果电感 Q_S 取值是 $Q_{\min}$（带通）的几倍将会得到满意的结果，由公式（5-17）和图 3-8 决定的 $Q_{\min}$（带通）值给出了最小理论低通 Q_S 值。

例 5-7　电容耦合谐振带通滤波器的设计

技术要求：

带通滤波器

中心频率为 100kHz

3dB 频率点位于 ±2.5kHz

–35dB 最低位于 ±12.5kHz 频率点

在通带内恒延迟

设计结果：

（a）因为要求恒延迟，可以选用贝塞尔型滤波器，带宽相对较窄，即通带 Q 值高，在通带内低通滤波器恒延迟特性将近经历一个最小的失真。由于带宽窄，可以基于算术对称求出有关技术要求，公式（2-19）给出的带通斜率因子 A_s 如下式所示。

$$A_S = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{25\ \text{kHz}}{5\ \text{kHz}} = 5$$

从图 2-56 所示的频率响应曲线可以看出，n=4 的贝塞尔滤波器可以在频率点 5rad/s 提供大于 35dB 的衰减，电容耦合谐振器电路可以用于这种应用场合。

（b）对应表 5-8 的 n=4 贝塞尔滤波器的 q 和 k 参数如下所示：

$$q_1 = 0.233$$
$$q_4 = 2.240$$
$$k_{12} = 2.530$$
$$k_{23} = 1.175$$
$$k_{34} = 0.644$$

如公式（2-16）所示去归一化这些参数值，用带通 Q 值除每一个 k 值，每个 q 值乘同样的带通 Q 值因子：

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{\text{BW}_{3\,\text{dB}}} = \frac{100\ \text{kHz}}{5\ \text{kHz}} = 20$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

利用公式（5-32）和公式（5-34）得到的最终参数值如下：

$$Q_1 = Q_{bp} \times q_1 = 20 \times 0.233 = 4.66$$

$$Q_4 = 44.8$$

$$K_{12} = \frac{k_{12}}{Q_{bp}} = \frac{2.530}{20} = 0.1265$$

$$K_{23} = 0.05875$$

$$K_{34} = 0.0322$$

（c）取电感量 L=2.5mH，利用公式（5-35）和公式（5-36）计算出的源端和负载端阻抗如下：

$$R_s = \omega_0 L Q_1 = 6.28 \times 10^5 \times 2.5 \times 10^{-3} \times 4.66 = 7.32\ \text{k}\Omega$$

$$R_L = \omega_0 L Q_4 = 70.37\ \text{k}\Omega$$

式中，$\omega_0 = 2\pi f_0$。

（d）由公式（5-37）决定总节点电容，如下面的公式所示：

$$C_{node} = \frac{1}{\omega_0^2 L} = 1013\ \text{pF}$$

利用公式（5-38）可以计算耦合电容的参数：

$$C_{12} = K_{12} C_{node} = 0.1265 \times 1.013 \times 10^{-9} = 128.1\ \text{pF}$$

$$C_{23} = K_{23} C_{node} = 59.5\ \text{pF}$$

$$C_{34} = K_{34} C_{node} = 32.6\ \text{pF}$$

由下面的有关公式决定并联电容器的参数。

$$C_1 = C_{node} - C_{12} = 884.9\ \text{pF}$$

$$C_2 = C_{node} - C_{12} - C_{23} = 825.4\ \text{pF}$$

$$C_3 = C_{node} - C_{23} - C_{34} = 920.9\ \text{pF}$$

$$C_4 = C_{node} - C_{34} = 980.4\ \text{pF}$$

最终电路如图 5-15 所示。

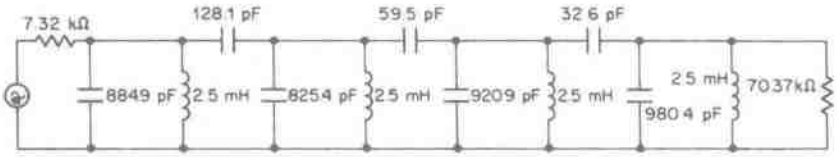


图 5-15　例 5-7 所示的电容耦合谐振滤波器

▷▷▷ 5.1.7　预失真带通滤波器

公式（5-17）给出的最低支路 Q 值如下式所示，带通滤波器电感的 Q 值要求大于低通滤波器的 Q 值：

$$Q_{min}(\text{带通}) = Q_{min}(\text{低通}) \times Q_{bp}$$

式中，$Q_{bp} = \dfrac{f_0}{\text{BW}_{3dB}}$。在要求的滤波器带宽很窄的应用场合，可能难于满足支路 Q 值大于许

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

多倍最低理论 Q 值的要求，可以使用预失真带通滤波器，以便在合理支路 Q_s 条件下，获得精确的理论结果。

预失真带通滤波器可以通过第 10 章介绍的对归一化预失真低通滤波器通过常用的带通变换得到，低通滤波器必须是均匀损耗型，因为有损 L 网络将被转换为损耗仅在串联支路内的带通滤波器。

均匀损耗网络被表格化用于不同的损耗因子 d 值，这些值与要求的电感 Q 值的关系如公式（5-39）所示：

$$Q_L = \frac{Q_{bp}}{d} \tag{5-39}$$

式中，$Q_{bp} = \dfrac{f_0}{BW_{3dB}}$。

均匀损耗预失真低通滤波器的损耗最终为分散式，并且以电感中的串联损耗和电容中的并联损耗形式出现，滤波器的等效电路如图 5-16（a）所示，电感损耗电阻由公式（3-2）给出，如下式所示：

$$R_L = \frac{\omega L}{Q}$$

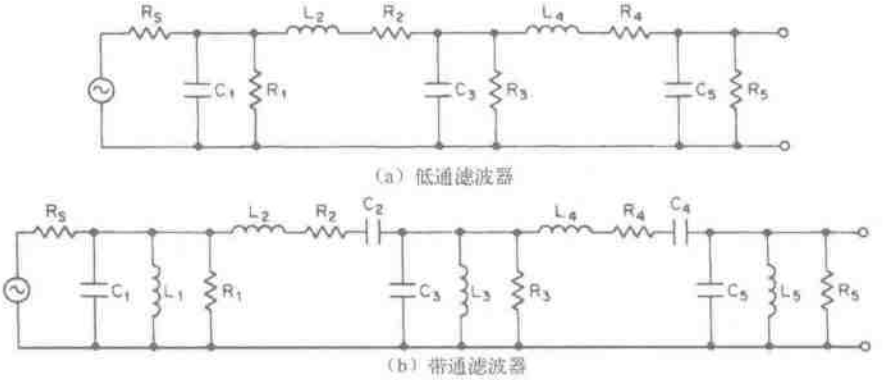


图 5-16　均匀预失真滤波器的损耗分布

由公式（3-3）定义的电容损耗电阻如下式所示：

$$R_C = \frac{Q}{\omega C}$$

当电路被变换为带通滤波器，如图 5-16（b）所示损耗需要在串联和并联支路中分配。实用中，电容器的损耗很小，电感的损耗产生于串联和并联分支回路的电感元件中，所以，作为窄带近似，损耗可以以任何方式在电容和电感之间分配。唯一限制就是每个支路中电感和电容的组合损耗导致总的支路 Q 值等于公式（5-39）计算出的 Q 值。一个谐振电路的总 Q 值与有损耗电感和有损电容器的关系由公式（5-40）决定。

$$Q_T = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C} \tag{5-40}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

公式（5-40）中的 Q_T 表示支路总 Q 值，Q_L 表示电感 Q 值，Q_C 表示电容 Q 值。

第 10 章表格中的预失真网络要求在网络一端有无限大的阻抗。实用中，如果负载阻抗和源端阻抗相比较近似为无限大，就可以获得满意的效果。如果采用对偶结构，理想状态下需要有零阻抗源，源阻抗要求比负载阻抗要小许多。

通常很难得到公式（5-39）计算出的精确 Q_S 值。在谐振频率 f_0 的 Q 值精度在 5%～10% 的范围内就足够了。如果要求更高的精度，需要电感的 Q 值要大于计算出的电感 Q 值。通过附加电阻可以使 Q 变小为要求的准确值。

例 5-8 预失真 LC 带通滤波器设计

技术要求：

带通滤波器

中心频率为 10kHz

3dB 位于 ±250Hz 频率点

-60dB 最低位于 ±750Hz 频率点

R_s=100Ω，R_L=10kΩ 最小

可用电感 Q 值为 225

设计结果：

（a）因为滤波器为窄带滤波器，可以认为频率响应特性曲线为算术对称形式。利用公式（2-19）可以计算出的带通斜率因子如下式表示：

$$A_S=\frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}}=\frac{1500\ \text{Hz}}{500\ \text{Hz}}=3$$

图 2-43 所示曲线表明一个 5 阶（n=5）的切比雪夫滤波器可以满足这些技术要求，可以采用预失真设计方法，可以从表 10-33 中找到对应的低通滤波器。

（b）如公式（5-39）所示，指定的 Q 值可以用于计算要求的低通滤波器 d 值，计算过程如下所示。

$$d=\frac{Q_{bp}}{Q_L}=\frac{20}{225}=0.0889$$

式中，$Q_{bp}=\frac{f_0}{BW_{3dB}}$，电路可以选用对应的 n=5 和 d=0.0919 的参数，因为计算出的 d 值和这个计算出的值非常接近，电路工作原理图如图 5-17（a）所示。

（c）利用公式（2-10）和公式（2-9），利用频率比例缩放因子 FSF=$2\pi f_c$=3140 去归一化低通滤波器，这里 f_c=500Hz，带通滤波器要求的带宽和阻抗比例缩放因子 Z=100，有关计算结果如下所示。

$$C_1'=\frac{C}{\text{FSF}\times Z}=\frac{1.0397}{3140\times 100}=3.309\ \mu\text{F}$$

$$C_3'=7.014\ \mu\text{F}$$

$$C_5'=3.660\ \mu\text{F}$$

$$L_2'=\frac{L\times Z}{\text{FSF}}=\frac{1.8181\times 100}{3140}=57.87\ \text{mH}$$

$$L_4'=55.79\ \text{mH}$$

去归一化的低通滤波器如图 5-17（b）所示，这里端阻抗已被比例缩放为 100Ω，因为要求输出阻抗为

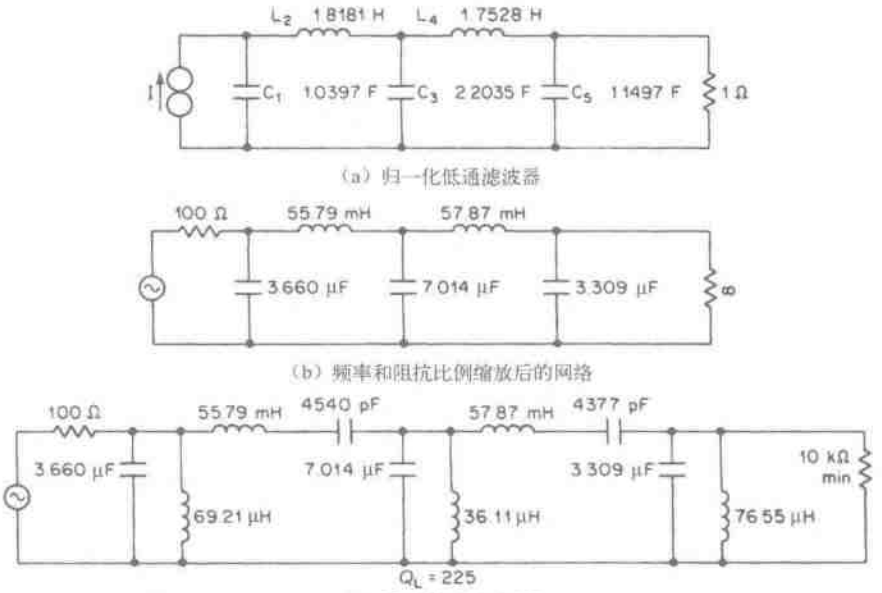
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

高阻抗，而输入源阻抗为 100Ω，所以滤波器的端对端也可以互调。

（d）把电路变换为带通滤波器，每个并联电感和电容谐振，每个电感和串联的电容串联谐振，串联谐振频率 f_0=10kHz，利用公式 5-11 可以计算并联电感值。计算过程如下所示。

$$L=\frac{1}{\omega_0^2 C}$$



（a）归一化低通滤波器

（b）频率和阻抗比例缩放后的网络

（c）最终的带通滤波器

图 5-17　例 5-8 的预失真带通滤波器

利用公式（5-12）计算出的串联谐振电容如下式所示。

$$C=\frac{1}{\omega_0^2 L}$$

以上两个公式都用到了公式 $\omega_0^2 LC=1$，最终的带通滤波器电路工作原理图如图 5-17（a）所示，利用后面第 8 章介绍的有关内容可以降低元件参数的分散性。

▷▷▷ 5.1.8　椭圆函数带通滤波器

在给定的频率比范围内和要求的衰减技术要求下，椭圆函数低通滤波器远远优于其他类型的滤波器。这个优越性主要是由于传输零点正好在通带外。

Saal 和 Ulbrich 利用 Zverev 给出了大量的表格化的椭圆函数 LC 低通滤波器（见参考文献）。一个叫作滤波器解决方案的书版程序可以从公司网站下载（见附录 A），这个程序可用于高达 n=10 的椭圆函数 LC 滤波器设计应用场合。第二个程序 ELI 1.0 可用于高达 31 阶的奇数阶椭圆函数滤波器设计应用场合。这些网络可以用全极点滤波器类型同样的方法变换为带通滤波器。椭圆函数带通滤波器将会较全极点类型（如低通对应部分）展现同样的优越性。

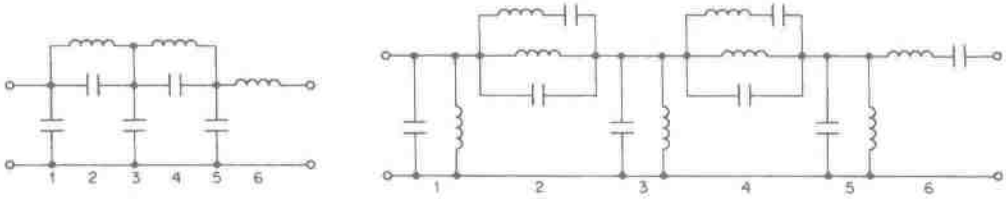
当一个椭圆函数低通滤波器被变换为带通滤波器时，每个低通传输零点被变换为一对零点，一个零点位于高于通带的位置，一个零点位于低于通带的位置，两个零点对中心频率几

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

何相关（为了便于讨论，忽略负零点）。低通零点直接由串联支路的并联调谐电路决定。当每个串联支路含有一个并联支路时就被变为带通变换，引入两个并联谐振支路对应上面和下面的零点。

一个 6 阶椭圆函数低通滤波器结构如图 5-18（a）所示。经过频率和阻抗比例缩放低通滤波器参数后，可以通过每个电感和串联电容，每个电容与并联电感的谐振完成带通变换，这里的谐振频率为 f_0，f_0 为滤波器的中心频率。最终电路如图 5-18（b）所示，这个电路结构含有支路 2 和支路 4，对应表 5-2 的类型III网络。



（a）n=6 低通滤波器　　（b）变换的带通结构

图 5-18　椭圆函数滤波器低通到带通的变换

类型III网络可以实现两个并联谐振对应几何相关的一对高于和低于通带的传输零点。这种电路结构本身不是非常令人满意，对应两个并联谐振回路的元件没有直接隔离，每个谐振频率和多个元件数之间的相互作用有关，所以电路调谐有些困难，同样对非常窄的滤波器电路，电路参数可能变得不合理。幸运的是，一个变通的电路可以提供更为实用的电感和电容之间的关系，两个等效配置电路如图 5-19 所示。变通的配置利用了两个并联谐振电路，在这两个并联谐振电路中每个并联谐振电路可以直接对应传输零点。

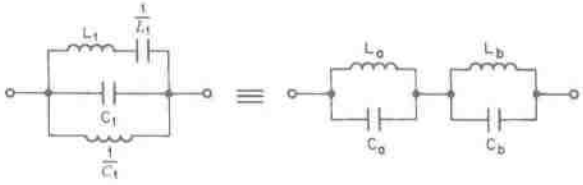


图 5-19　类型III网络的等效电路

图 5-19 所示的类型III网络中电感和电容具有互为倒数的元件参数值，最终可以归一化带通滤波器为中心频率 1rad/s。因为谐振时，位于 $\omega_0=1$ rad/s 频率点，谐振常用公式 $\omega_0^2LC=1$ 变为 $LC=1$，这样谐振元件 LC 的参数值之间就互为倒数关系。

归一化的原因是可以极大简化用于图 5-19 所示的变换计算，否则，这两个关联电路的计算公式将会更为复杂，所以，首先对设计的椭圆函数带通滤波器和归一化，然后比例缩放到要求的中心频率和阻抗参数值。

为获得归一化的带通滤波器，首先让所有归一化的低通滤波器 L 和 C 参数值乘 Q_{bp}，$Q_{bp}=\dfrac{f_0}{\mathrm{BW}}$，BW 是通带带宽。通过每个电感和串联的电容、每个电容与并联电感的谐振，这个网络可以直接被变换为归一化的带通滤波器。因为 $\omega_0=1$，所以谐振电感和电容元件参

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

数值之间互为倒数关系。

首先计算公式（5-41），就可以完成图 5-19 的变换。

$$\beta = 1 + \frac{1}{2L_1C_1} + \sqrt{\frac{1}{4L_1^2C_1^2} + \frac{1}{L_1C_1}} \tag{5-41}$$

可以利用下面的有关公式计算有关参数值。

$$L_a = \frac{1}{C_1(\beta + 1)} \tag{5-42}$$

$$L_b = \beta L_a \tag{5-43}$$

$$C_a = \frac{1}{L_b} \tag{5-44}$$

$$C_b = \frac{1}{L_a} \tag{5-45}$$

可以利用公式（5-46）计算谐振频率：

$$\Omega_{\infty,a} = \sqrt{\beta} \tag{5-46}$$

$$\Omega_{\infty,b} = \frac{1}{\Omega_{\infty,a}} \tag{5-47}$$

通过所有电感乘 Z/FSF，所有电容除 Z×FSF，归一化的带通滤波器被比例缩放为要求的中心频率和阻抗值，经过图 5-19 的变换就变得可用了。在本例中的频率比例缩放因子 FSF=ω_0（$\omega_0 = 2\pi f_0$），式中的 f_0 表示滤波器要求的中心频率。以 Hz 为单位的谐振频率可以通过用 f_0 乘所有归一化以弧度单位的谐振频率得到。

椭圆函数带通滤波器设计可以利用下面的设计实例给以示范。

例 5-9　LC 椭圆函数带通滤波器的设计

技术要求：

带通滤波器

–1dB 最小变化范围为 15 ~ 20kHz

–50dB 最低低于 14.06kHz 和高于 23kHz

R_s=R_L=10kΩ

设计结果：

（a）转换为满足几何对称的带通技术要求：

首先利用公式（2-14）计算几何中心频率。

$$f_0 = \sqrt{f_L f_u} = \sqrt{15 \times 20 \times 10^6} = 17.32\ \text{kHz}$$

对给定的每个止带频率利用公式（2-18）给出的关系计算相应的几何频率。

$$f_1 f_2 = f_0^2$$

f_1	f_2	$f_2 - f_1$
14.6kHz	21.34kHz	7.28kHz
13.04kHz	23.00kHz	9.96kHz

第一对频率有较低的分离度，所以代表更高的技术要求需保留。几何对称技术要求可以总结如下：

$$f_0 = 17.32\ \text{kHz}$$

$$\text{BW}_{1\,\text{dB}} = 5\ \text{kHz}$$

$$\text{BW}_{50\,\text{dB}} = 7.28\ \text{kHz}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（b）利用公式（2-19）计算带通斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{7.28\ \text{kHz}}{5\ \text{kHz}} = 1.456$$

（c）打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 0.18。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 1.456。

查看 Frequency Scale Rad/Sec 选项框。

在 Source Res 和 Load Res 中输入 1。

（d）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 50。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

在主控面板显示阶数 6

查看 Even Order Mod 选项框。

（e）单击 Synthesize Filter 按钮。

出现两个电路工作原理图，选择如图 5-20（a）所示的 Lumped Filter1。

（f）现在滤波器必须被转换为归一化中心频率 $\omega_0=1$ 的带通滤波器，可以利用下式首先计算带通滤波器的 Q 值。

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{\text{BW}} = \frac{17.32\ \text{kHz}}{5\ \text{kHz}} = 3.464$$

所有电感和电容参数值乘 Q_{bp}，然后转换网络为通过电容和电感并联，每个电感和串联电容谐振于中心频率 $\omega_0=1$ 的带通滤波器，如图 5-20（b）所示，谐振元件的参数值为简单的互为倒数关系。

（g）现在类型 III 的支路将按图 5-19 进行变换。

对第 3 个支路

$$L_1 = 4.451\ \text{H} \quad C_1 = 1.199\ \text{F}$$

首先利用公式（5-41）计算:

$$\beta = 1 + \frac{1}{2L_1C_1} + \sqrt{\frac{1}{4L_1^2C_1^2} + \frac{1}{L_1C_1}} = 1.5366$$

然后利用公式（5-42）到公式（5-45）计算，有

$$L_a = \frac{1}{C_1(\beta+1)} = 0.3288\ \text{H}$$

$$L_b = \beta L_a = 0.5052\ \text{H}$$

$$C_a = \frac{1}{L_b} = 1.9793\ \text{F}$$

$$C_b = \frac{1}{L_a} = 3.0414\ \text{F}$$

利用公式（5-46）和公式（5-47），计算出的谐振频率如下所示。

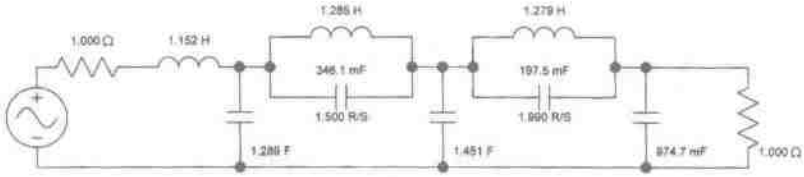
$$\Omega_{\infty,a} = \sqrt{\beta} = 1.2396$$

$$\Omega_{\infty,b} = \frac{1}{\Omega_{\infty,b}} = 0.8067$$

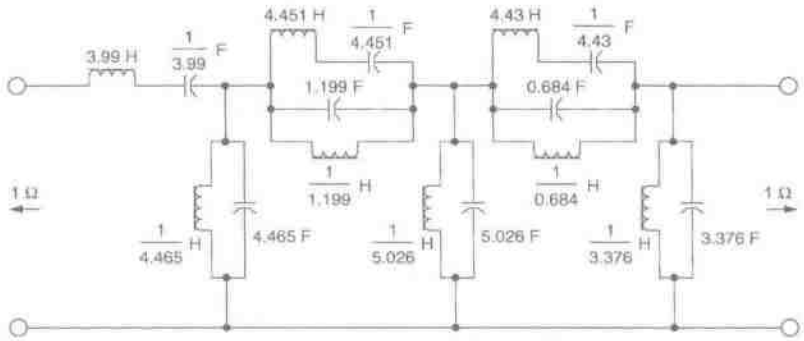
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

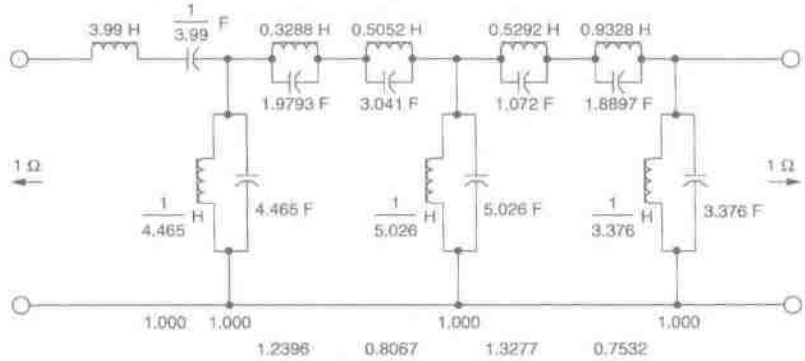
注：原著为 $\Omega_{\infty,b}=\frac{1}{\Omega_{\infty,b}}=0.8067$，这里改为 $\Omega_{\infty,b}=\frac{1}{\Omega_{\infty,a}}=0.8067$。



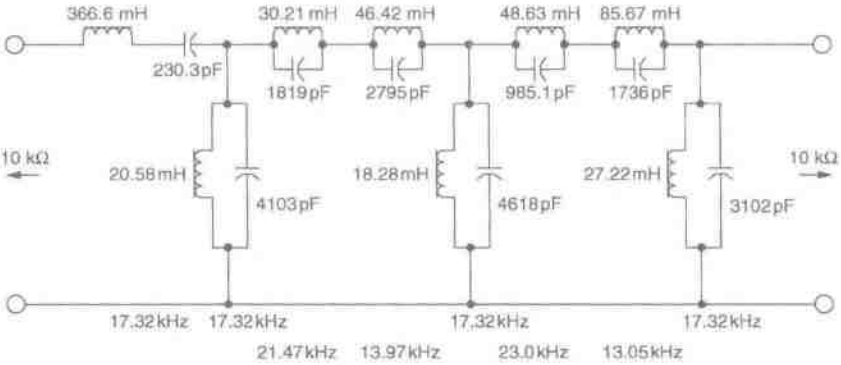
（a）归一化低通滤波器



（b）归一化到$\omega_0=1$的椭圆函数带通滤波器



（c）变换后的类型 III 支路

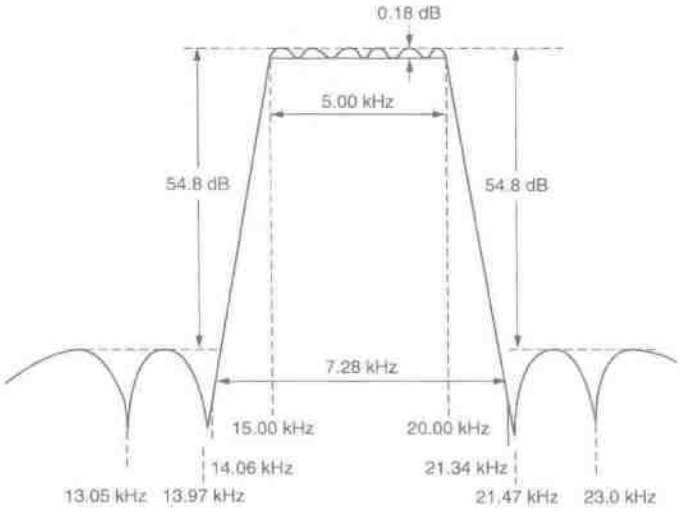


（d）最终比例缩放的电路

图 5-20　椭圆函数带通滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（e）频率响应特性曲线

图 5-20　椭圆函数带通滤波器（续）

对应第 5 分支回路：

$$L_1 = 4.43\ \text{H} \qquad C_1 = 0.684\ \text{F}$$

然后有

$$\beta = 1.7627$$

$$L_a = 0.5292\ \text{H}$$

$$L_b = 0.9328\ \text{H}$$

$$C_a = 1.072\ \text{F}$$

$$C_b = 1.8897\ \text{F}$$

$$\Omega_{\omega_{1,a}} = 1.3277$$

$$\Omega_{\omega_{1,b}} = 0.7532$$

变换后得到的滤波器如图 5-20（c）所示，以 rad/s 为单位的谐振频率在图的下面给出了标识。

注：原书为 $\Omega_{\omega_{1,a}} = 0.7532$，这里改为 $\Omega_{\omega_{1,b}} = 0.7532$。

（h）要完成这个设计，去归一化滤波器为中心频率 f_0=17.32kHz、阻抗为 10kΩ，所有电感乘 Z/FSF，所有电容除 Z × FSF，这里 $Z=10^4$、$FSF=2\pi f_0=1.0882\times10^5$。最终的滤波器电路工作原理图如图 5-20（d）所示，利用图 5-20（c）给出的归一化谐振频率乘几何中心频率 f_0=17.32kHz 就可以直接得到谐振频率，频率响应特性曲线如图 5-20（e）所示。

▷▷ 5.2　有源带通滤波器

当滤波器的上截止频率和下截止频率的分离度大于近似的比值 2 时，这个带通滤波器就可以认为是一个宽带滤波器。技术指标可以分为单独的满足串联有源低通滤波器和有源高通滤波器要求的技术指标，然后再将低通滤波器和高通滤波器串联就可以得到所需要的带通滤波器。

www.789pdf.com 789书库网

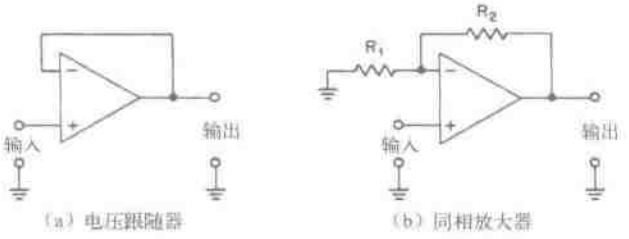
www.789pdf.com 789书库网

窄带 LC 带通滤波器设计通常通过变换一个低通结构直接变为带通电路来实现，但是，对有源网络而言没有这样的电路变换存在。常用的方法有变换低通传递函数为带通类型的传递函数，然后通过带通滤波器节电路串联实现带通的极点和零点。

▷▷▷ 5.2.1　宽带滤波器

当串联 LC 低通和高通滤波器时，必须注意减小端阻抗的变化，以确保每个串接滤波器保持它的自身响应工作特性。由于内含运算放大器的缓冲作用，有源滤波器可以无相互干扰的互联，唯一例外就是 3.2 节和 4.2 节介绍的椭圆函数电压控制电压源（VCVS）滤波器，这里由每个滤波器的最后一节电路接的后面 RC 网络提供一个实数极点，这时放大器必须引入隔离。

图 5-21 表示两种可用于有源椭圆函数电压控制电压源滤波器后面的简单放大器电路，电压跟随器的增益为 1，同相放大器的增益等于 $\frac{R_2}{R_1}+1$，由于仅取电阻 R_1 和 R_2 的比值，所以电阻 R_1 和 R_2 可以取任意规范方便的阻值。



（a）电压跟随器　　（b）同相放大器

图 5-21　隔离放大器

例 5-10　宽带有源带通滤波器设计

技术要求：

有源带通滤波器

–1dB 最大变化频率范围为 3000 – 9000Hz

–35dB 最低低于 1000Hz 和高于 18 000Hz

增益为+20dB

设计结果：

（a）由于上限截止频率和下限截止频率比值超过了一个倍频程的范围，可以按低通滤波器和高通滤波器串联的方法来设计这个带通滤波器，频率响应技术要求可以单独按低通和高通技术要求来处理：

高通滤波器：	低通滤波器：
–1dB 最大位于 3000Hz 频率点	–1dB 最高位于 9000Hz 频率点
–35dB 最低低于 1000Hz 频率点	–35dB 最低高于 18 000Hz 频率点

（b）设计高通滤波器，首先利用公式（2-13）计算高通斜率因子 A_s。

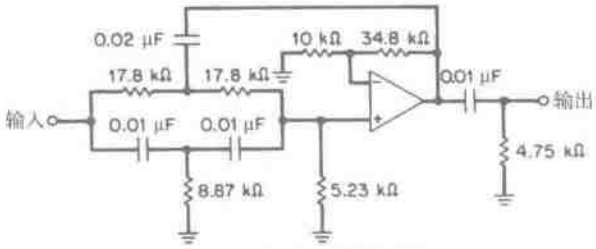
$$A_s=\frac{f_c}{f_s}=\frac{3600\ \text{Hz}}{1000\ \text{Hz}}=3.6$$

www.789pdf.com 789书库网

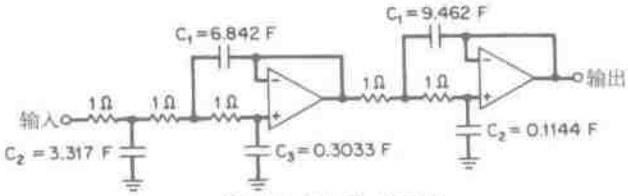
www.789pdf.com 789书库网

注：原文为 $A_s=\frac{f_c}{f_s}=\frac{3600\text{Hz}}{1000\text{Hz}}=3$。

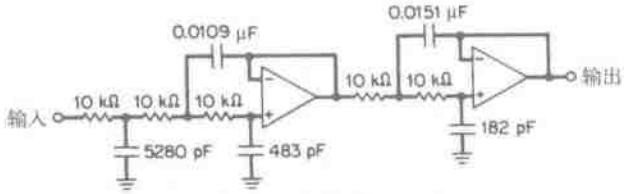
必须选择满足频率比例为 3:1，从低于 1dB 到大于 35dB 变换范围的归一化低通滤波器，这里选用椭圆函数型滤波器，在例 4-5 中给出的高通滤波器给出了这个设计过程，并且这个选择可以满足有关技术要求。电路工作原理图如图 5-22（a）所示。



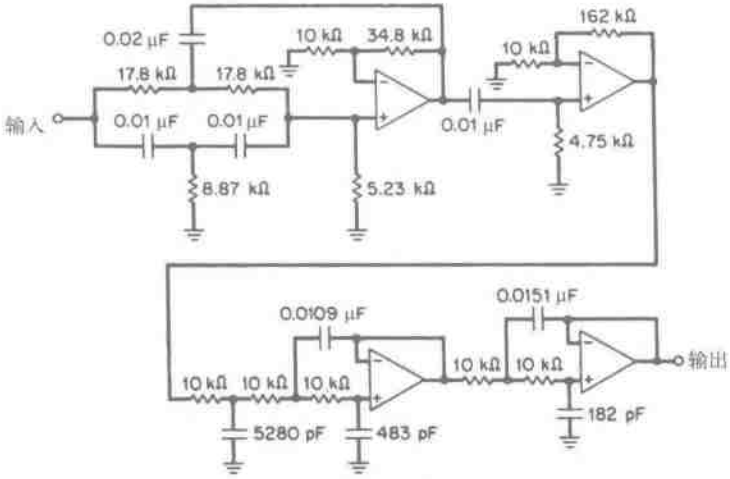
（a）例 4-5 的高通滤波器



（b）归一化的低通滤波器



（c）去归一化的低通滤波器



（d）带通滤波器电路结构

图 5-22　例 5-10 的宽带带通滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（c）现设计低通滤波器，利用公式（2-11）可以计算低通斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{f_s}{f_c} = \frac{18000\ \text{Hz}}{9000\ \text{Hz}} = 2$$

低通滤波器必须选择满足频率比为 2∶1、变换范围为低于 1dB 或大于 35dB 的技术要求，图 2-44 所示曲线表明归一化复杂度为 n=5 的–0.5dB、低于 1dB 位于频率点 0.9rad/s，和大于 35dB 位于频率点 1.8rad/s 的切比雪夫滤波器满足这个技术要求。从表 10-39 得到的对应有源滤波器电路工作原理图如图 5-22（b）所示。

首先计算频率比例缩放因子 FSF 来去归一化这个低通滤波器，可以利用公式（2-1）计算频率比例缩放因子 FSF。

$$\text{FSF} = \frac{\text{要求的基准频率}}{\text{现有的基准频率}}$$

$$= \frac{2\pi \times 9000\ \text{rad/s}}{0.9\ \text{rad/s}} = 62830$$

然后滤波器去归一化，通过所有电容除 Z×FSF、所有电阻乘 Z，这里 Z 为任意取值乘以 10^4，去归一化后得到的电路工作原理图如图 5-22（c）所示。

（d）采用低通和高通滤波器串联来完成这个滤波器设计，由于椭圆函数高通滤波的实数极点 RC 网络必须加有缓冲，这个缓冲电路要有+20dB 的增益，这里采用图 5-21（b）所示的同相放大器电路。

最终设计出的带通滤波器电路工作原理图如图 5-22（d）所示，这里的电阻值参数采用四舍五入法来得到标准 1%精度的电阻。

▷▷▷ 5.2.2　低通极点和零点的带通变换

可以直接通过带通传递函数来设计有源带通滤波器，为了从低通传递函数得到带通极点和零点，必须进行低通到带通的变换，5.1 节给出了利用频率变量代换来实现这种变换的方法，公式（5-1）给出的频率变量变换如下式所示：

$$f_{\text{bp}} = f_0\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)$$

这个变换映射了低通频率响应为带通幅度特性。

从每个低通复数极点对可以得到两个带通极点集，如果低通极点为实数，对带通应用场合可以产生一个复数极点对。同时，如图 5-23 所示，每对虚轴零点被变换为两对共轭零点。

很明显，带通变换完成后总的极点和零点数加倍，但是，通常不考虑低于实轴的共轭带通极点和零点。一个 n 极点低通滤波器即使是一个 $2n$ 阶的带通传递函数也会导致 n 阶的带通滤波器，一个 n 阶有源滤波器将会被认为是一个由 n 个带通节电路组成的。

每个全极点带通节电路有一个由公式（5-48）决定的二阶传递逆函数。

$$T(s) = \frac{Hs}{s^2 + \frac{\omega_r}{Q}s + \omega_r^2} \tag{5-48}$$

式中，$\omega_r = 2\pi f_r$，是极点谐振频率，单位为 rad/s；Q 是带通节电路的 Q 值；H 是增益常数。

如果要求有传输零点，可以采用公式（5-49）形式的节电路传递函数。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

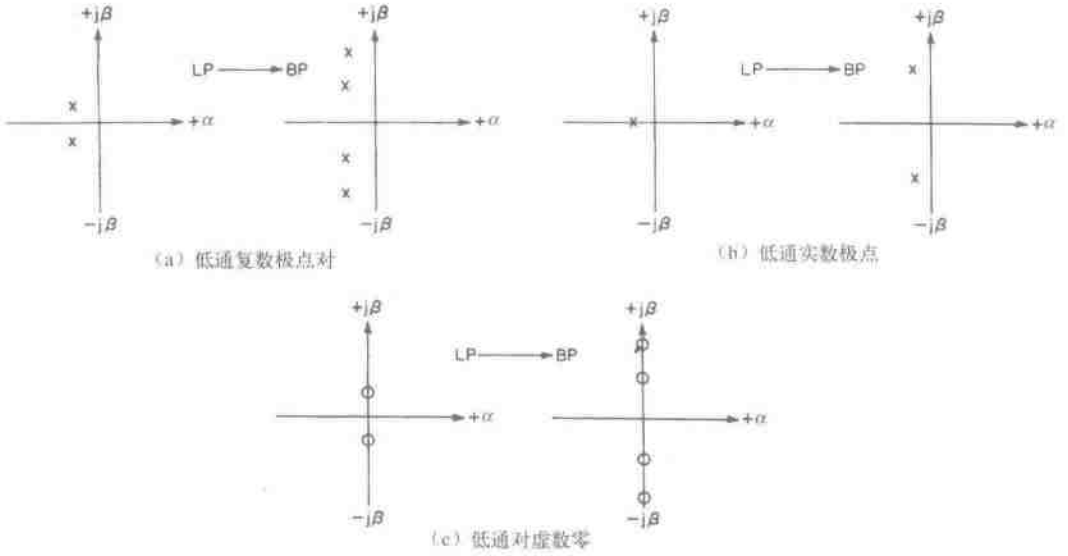


图 5-23　低通到带通变换

$$T(s)=\frac{H\left(s^2+\omega_\infty^2\right)}{s^2+\dfrac{\omega_r}{Q}s+\omega_r^2} \tag{5-49}$$

式中，$\omega_\infty=2\pi f_\infty$，是传输零点，单位为 rad/s。可以利用下面介绍的有关步骤来设计有源带通滤波器：

（1）转换带通技术指标为 2.1 节介绍的几何对称技术指标。

（2）利用公式（2-19）计算带通斜率因子 A_s，并从第 2 章介绍的有关内容选择归一化的滤波器类型。

（3）从第 10 章的有关表格中查看对应的归一化极点（和零点），或用椭圆函数滤波器计算机辅助设计软件，并变换这些坐标为带通滤波器参数。

（4）从本章给出的有关类型选择适用的带通电路配置，按要求的节电路节数级联这些节电路。

用它的中心频率和 Q 值来确定每个带通滤波器节电路，椭圆函数滤波器要求有零点，这些参数可以直接通过归一化的低通传递函数的这些极点（和零点）直接转换，其转换将以量化的步骤加以介绍。

首先利用公式（2-16）进行初步的计算。

$$Q_{bp}=\frac{f_0}{BW}$$

式中，f_0 表示几何带通中心频率，BW 表示通带带宽，可以按下面介绍的方法进行带通变换。

1. 复数极点

复数极点可以在第 10 章介绍的有关内容中找到，具有以下的形式：

$$-\alpha \pm j\beta$$

式中，α 是复数的实部；β 是复数的虚部。

在使用滤波器计算机辅助设计软件来设计椭圆函数滤波器时，软件可以提供低通参数 Q

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

和 ω_0，这两个参数可以按下面介绍的公式被转换为复数的实部和虚部。

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q}$$

$$\beta = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

在给定 α、β、Q_{bp} 和 f_0 这些参数时，以 Q 值和中心频率定义的一对带通滤波器节电路可以得到下面的一系列计算结果。

$$C = \alpha^2 + \beta^2 \tag{5-50}$$

$$D = \frac{2\alpha}{Q_{bp}} \tag{5-51}$$

$$E = \frac{C}{Q_{bp}^2} + 4 \tag{5-52}$$

$$G = \sqrt{E^2 - 4D^2} \tag{5-53}$$

$$Q = \sqrt{\frac{E + G}{2D^2}} \tag{5-54}$$

$$M = \frac{\alpha Q}{Q_{bp}} \tag{5-55}$$

$$W = M + \sqrt{M^2 - 1} \tag{5-56}$$

$$f_{ra} = \frac{f_0}{W} \tag{5-57}$$

$$f_{rb} = Wf_0 \tag{5-58}$$

公式（5-54）给出的谐振频率为 f_{ra} 和 f_{rb}（单位为 Hz）的两个带通节电路有完全一样的 Q_S。

2. 实数极点

归一化的低通实数极点具有幅值为 α_0 的实数坐标值，α_0 可以被变换为如公式（5-59）所示的具有 Q 值的单带通节电路的参数。

$$Q = \frac{Q_{bp}}{\alpha_0} \tag{5-59}$$

这个节电路的参数又被转换为滤波器的几何中心频率 f_0 参数。

（1）虚数零点。椭圆函数低通滤波器含有 $\pm j\omega_\infty$ 形式的传输零点和极点，当要求是一个带通滤波器时，这些零点和极点必须一起变换，可以利用下面给出的有关公式计算带通零点：

$$H = \frac{\omega_\infty^2}{2Q_{bp}^2} + 1 \tag{5-60}$$

$$Z = \sqrt{H + \sqrt{H^2 - 1}} \tag{5-61}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$f_{\infty,a} = \frac{f_0}{Z} \tag{5-62}$$

$$f_{\infty,b} = Z \times f_0 \tag{5-63}$$

从每个低通零点可以得到一对出现在频率 $f_{\infty,a}$ 和 $f_{\infty,b}$（单位为 Hz）的虚数带通零点对。

（2）决定节电路增益。可以利用公式（5-64）计算单带通节电路在滤波器几何中心频率 f_0 的节电路增益。

$$A_0 = \frac{A_r}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{f_0}{f_r} - \frac{f_r}{f_0}\right)^2}} \tag{5-64}$$

式中，A_r 是在谐振频率点 f_r 的节电路增益。除在变换实数极点外，这里对应 $f_r = f_0$，在 f_0 频率点的节电路增益总是比在 f_r 频率点的节电路增益小。这时公式（5-64）可以被简化为 $A_0=A_r$，可以通过所有节电路的 A_0 值乘积来决定滤波器的合成增益。

如果节电路的 Q 相对较高（$Q>10$），又可以简化公式（5-64）变为公式（5-65）。

$$A_0 = \frac{A_r}{\sqrt{1 + \left(\frac{2Q\Delta f}{f_r}\right)^2}} \tag{5-65}$$

式中，Δf 是频率 f_0 和 f_r 之间的频率间隔。

例 5-11 计算带通极点位置和节电路增益

技术要求：

决定具有几何中心频率为 1000Hz、−3dB 带宽为 100Hz 和中带增益为+30dB 的 3 阶巴特沃斯带通滤波器的节电路增益和极点位置。

设计结果：

（a）从表 10-1 得到的 $n=3$ 巴特沃斯低通滤波器的归一化极点位置如下：

$-0.500 \pm j0.8660$

-1.000

要得到带通极点首先需要利用公式（2-16）计算得到下面的结果：

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{1000\ \text{Hz}}{100\ \text{Hz}} = 10$$

利用公式（5-50）到公式（5-59）可以完成低通到带通极点变换，结果如下所示：

复数极点：

$$\alpha = 0.500 \qquad \beta = 0.8660$$

$$C = \alpha^2 + \beta^2 = 1.000000 \tag{5-50}$$

$$D = \frac{2\alpha}{Q_{bp}} = 0.1000000 \tag{5-51}$$

$$E = \frac{C}{Q_{bp}^2} + 4 = 4.010000 \tag{5-52}$$

$$G = \sqrt{E^2 - 4D^2} = 4.005010 \tag{5-53}$$

$$Q = \sqrt{\frac{E+G}{2D^2}} = 20.018754 \tag{5-54}$$

$$M = \frac{\alpha Q}{Q_{bp}} = 1.000938 \tag{5-55}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$W = M + \sqrt{M^2 - 1} = 1.044261 \tag{5-56}$$

$$f_{ra} = \frac{f_0}{W} = 957.6\ \text{Hz} \tag{5-57}$$

$$f_{rb} = Wf_0 = 1044.3\ \text{Hz} \tag{5-58}$$

实数极点:

$$\alpha_0 = 1.0000$$

$$Q = \frac{Q_{bp}}{\alpha_0} = 10 \tag{5-59}$$

$$f_r = f_0 = 1000\ \text{Hz}$$

（b）因为要求合成中带增益为+30dB，首先在这些节电路中均匀的分配这个增益值，所以对应 110dB 有 A_0=3.162。

利用公式（5-64）可以得到如下式所示的在节电路谐振频率 f_r 的增益表达式。

$$A_r = A_0\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{f_0}{f_r} - \frac{f_r}{f_0}\right)^2}$$

最终参数结果为:

节电路 1:

$$f_r = 957.6\ \text{Hz}$$

$$Q = 20.02$$

$$A_r = 6.333$$

节电路 2:

$$f_r = 1044.3\ \text{Hz}$$

$$Q = 20.02$$

$$A_r = 6.335$$

节电路 3:

$$f_r = 1000.0\ \text{Hz}$$

$$Q = 10.00$$

$$A_r = 3.162$$

电路工作原理框图如图 5-24 所示。

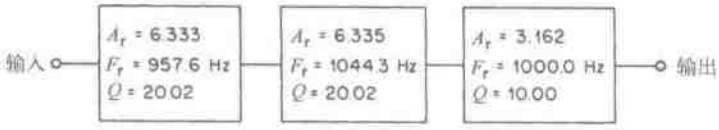


图 5-24　例 5-11 的实现工作原理框图

因为含有不同的相关数据，带通极点变换计算要求应保留小数点后多余四位有效数字以确保计算精度。公式（5-55）和公式（5-56）非常重要，所以 M 值应计算到小数点后五位或六位。

▷▷▷ 5.2.3　有源带通电路的灵敏度

灵敏度定义了独立变量的变化量会导致因变量变化的量，从数学上而言，可以用公式（5-66）表示变量 y 对变量 x 的灵敏度

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$S_x^y = \frac{dy/y}{dx/x} \tag{5-66}$$

灵敏度作为品质因数可以用于评价滤波器参数的实际变化，例如对滤波器给定元件参数值的变化对滤波器 Q 值或谐振频率变化的影响。

由于温度、老化、湿度、误差和其他环境因素的影响使元件参数偏离正常值，这些变化会引起例如 Q 值和中心频率偏离设计值的变化。

例如，首先假定对给定的电路参数 $S_{R_1}^Q = -3$，这意味对电阻 R_1 的阻值增加 1%，电路的 Q 值将会向相反方向变化 3%。

同时对元件的参数灵敏度而言，滤波器的工作取决于有源元件的工作，Q 值和谐振频率可以是放大器开环增益和相位移的函数，所以，对这些有源元件参数的灵敏度在决定放大器的适用性时是非常实用的。

电路的 Q 值灵敏度是谐振电路工作稳定性的重要指标，有些电路 Q 值可以大到无穷大，即意味电路产生了自激振荡。电路的低 Q 值灵敏度从电路工作稳定性的角度出发通常意味电路更为实用。

有时灵敏度常用公式表示，例如用公式 $S_A^Q = 2Q^2$ 表示，而不用数值来表示，$S_A^Q = 2Q^2$ 表示法意味 Q 对放大器增益 A 的灵敏度随 Q^2 增加而增加。所以电路不适用于高 Q 值的应用场合。

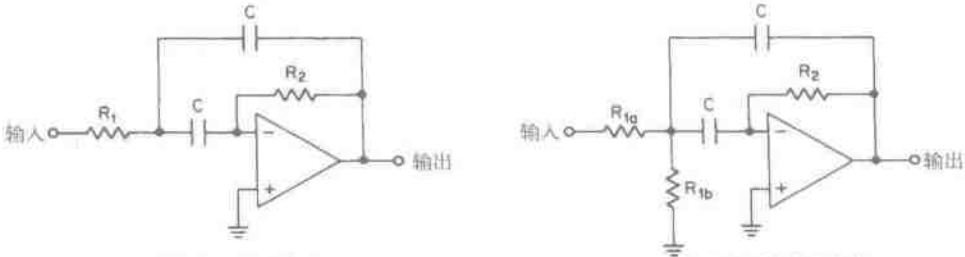
电路的频率灵敏度参数在决定电路是否需要电阻调节和是否需设定电路可调节元件时是非常有用的。需引起重视的是在通常应用场合，当带通滤波器的带宽足够窄时，仅谐振频率被设定为可调节参数，Q 值变化 5%或 10%通常是可以容忍的，但是对窄带的可比较频率误差又是灾难性的。在状态可变应用场合，会由于放大器相位移的原因而出现 Q 值增强效应，这时 Q 值会急剧增加，所以对谐振频率而言通常需要调节 Q 值。

▷▷▷ 5.2.4 全极点带通结构

1. 多路反馈带通

图 5-25（a）所示电路可以实现一个带通极点对，常被认为是一个多路反馈带通结构（MFBP）。这个电路的特点是采用最少的电路元件，并且电路对元件参数误差的灵敏度低，可以用公式（5-67）表示电路的传递函数。

$$T(s) = \frac{sC/R_1}{s^2C^2 + s2C/R_2 + 1/R_1R_2} \tag{5-67}$$



（a）MFBP 基本电路　　（b）修改后的电路结构

图 5-25　多路反馈带通（MFBP）（Q<20）

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

如果利用这个通用带通传递函数公式（5-48）计算这个传递函数的系数，可以得到下面的有关公式：

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_r C} \tag{5-68}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{4Q^2} \tag{5-69}$$

式中，电容 C 可取任意值。

可以利用公式（5-70）计算在谐振频率 f_r 点的电路增益。

$$A_r = 2Q^2 \tag{5-70}$$

在频率 f_r 点的运算放大器的开环增益将会大于 $2Q^2$，以便电路的工作特性主要由无源器件决定，这个技术要求对 Q_S 的取值要求不大于 20，这主要取决于放大器的类型和工作频率范围。

由于和 Q^2 增益成正比，适度的 Q 值取值会出现极高的增益，这样，对适度的输入量需对输出作钳位，同样，电路增益由 Q 固定，这样就限制了电路的灵活性。

一个替换和首选电路形式如图 5-25（b）所示，输入电阻为 R_1，被分为两个电阻 R_{1a} 和 R_{1b} 组成的分压器，以便使电路增益可控，两个并联电阻的阻值和等于电阻 R_1，以便得到所需要的谐振频率。可以用公式（5-71）表示修改后的电路传递函数。

$$T(s) = -\frac{sR_2C}{s^2R_{1a}R_2C^2 + s2R_{1a}C + (1 + R_{1a}/R_{1b})} \tag{5-71}$$

可以利用公式（5-72）和公式（5-73）计算电阻 R_{1a} 和 R_{1b}。

$$R_{1a} = \frac{R_2}{2A_r} \tag{5-72}$$

$$R_{1b} = \frac{R_2/2}{2Q^2 - A_r} \tag{5-73}$$

式中，A_r 是在谐振频率点 f_r 电路要求的增益，A_r 取值不应大于 $2Q^2$，电阻 R_2 的取值仍然利用公式（5-68）计算。

可以利用下面的有关公式计算电路灵敏度：

$$S_{R_{1a}}^{Q} = S_{R_{1a}}^{f_r} = \frac{A_r}{4Q^2} \tag{5-74}$$

$$S_{R_{1b}}^{Q} = S_{R_{1b}}^{f_r} = \frac{1}{2}(1 + A_r/2Q^2) \tag{5-75}$$

$$S_{R_2}^{fr} = S_C^{fr} = -\frac{1}{2} \tag{5-76}$$

$$S_{R_2}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{5-77}$$

$Q^2/A >> 1$，因为 $S_{R_{1a}}^{f_r}$ 接近 1/2，所以谐振频率可以直接受电阻 R_{1b} 控制。为利用这个结果，首先假定电容的误差为 2%，电阻的误差为 1%，这样可能导致 3%的频率误差，如果要求频率可以调节，电阻 R_{1b} 应有最低±6%的阻值调节范围，对应可以有±3%的频率调节范围。因为 $S_{R_{1b}}^{f_r}$ 等于 1/2，电阻 R_{1b} 应该用一个固定阻值电阻和一个单圈电位器串联，以获得好的频率调节分辨率。

可以通过调节电阻 R_2 实现调节 Q 值，但是这会影响谐振频率，如果对电路无需有 1%或

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

2%的误差要求，通过调节电阻 R_{1a} 可以调节节电路的增益，但是相应谐振频率也会受到影响。

总之，对低 Q 值应用场合强烈推荐这个应用电路，虽然会出现电阻值较分散的情况，但能满足Q值受限于放大器增益、电路简化、低元件灵敏度要求和频率调节等因素。

从下面的例子可以演示采用多反馈带通（MFBP）结构的带通滤波器设计。

例 5-12 采用多反馈带通（MFBP）结构的有源全极点带通滤波器设计

技术要求：

根据以下技术要求设计有源带通滤波器：

中心频率为 300Hz

3dB 位于 ±10Hz 频率点

–25dB 最低位于 ±40Hz 频率点

对 300Hz 载波脉冲阶跃信号基本上 0 过冲

在 300Hz 频率点的增益为 ±12dB

设计结果：

（a）因为带宽窄，技术要求可以基于算数对称，利用公式（2-19）计算带通斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{80\ \text{Hz}}{20\ \text{Hz}} = 4$$

图 2-69 和图 2-74 所示曲线表明对 n=3 的过渡高斯到–6dB 滤波器将会满足这个频率和阶跃响应的技术要求。

（b）可以从表 10-50 得到对应的归一化低通滤波器极点位置，极点位置如下所示。

–0.9622 ± j1.2214

–0.9776

首先利用公式（2-16）计算带通 Q 值：

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{300\ \text{Hz}}{20\ \text{Hz}} = 15$$

利用公式（5-50）到公式（5-59）按下面介绍的方法将低通极点变换为带通形式。

复数极点：

$$\alpha = 0.9622 \quad \beta = 1.2214$$
$$C = 2.417647$$
$$D = 0.128293$$
$$E = 4.010745$$
$$G = 4.002529$$
$$Q = 15.602243$$
$$M = 1.000832$$
$$W = 1.041630$$
$$f_{ra} = 288.0\ \text{Hz}$$
$$f_{rb} = 312.5\ \text{Hz}$$

实数极点：

$$\alpha_0 = 0.9776$$
$$Q = 15.34$$
$$f_r = 300.0\ \text{Hz}$$

（c）要求中间频带增益为+12dB，对应 A_0=1.585，取每节电路的增益为+4dB。增益 A_r 值，可以利用公

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

式 5-64 得到每节电路的谐振频率增益，如下表所示，该表给出了滤波器节电路的设计参数。

	f_r	Q	A_r
节 1	288.0Hz	15.60	2.567
节 2	312.5Hz	15.60	2.567
节 3	300.0Hz	15.34	1.585

（d）三多反馈带通（MFBP）节电路相互串联连接，在 C=0.1μF 时，利用公式（5-68）、公式（5-72）和公式（5-73）可以计算得到以下参数值：

节电路 1:

$$R_2=\frac{Q}{\pi f_r C}=\frac{15.6}{\pi\times 288\times 10^{-7}}=172.4\ \text{k}\Omega$$

$$R_{1a}=\frac{R_2}{2A_r}=\frac{172.4\times 10^3}{2\times 2.567}=33.6\ \text{k}\Omega$$

$$R_{1b}=\frac{R_2/2}{2Q^2-A_r}=\frac{86.2\times 10^3}{2\times 15.6^2-2.567}=178\ \Omega$$

节电路 2:

R_2=158.9kΩ

R_{1a}=30.9kΩ

R_{1b}=164Ω

节电路 3:

R_2=162.8kΩ

R_{1a}=51.3kΩ

R_{1b}=174Ω

最终电路如图 5-26 所示，电阻参数值被四舍五入到标准的误差 1%参数值，电阻 R_{1b} 为每节电路中的可变电阻，用于每节电路的调节。

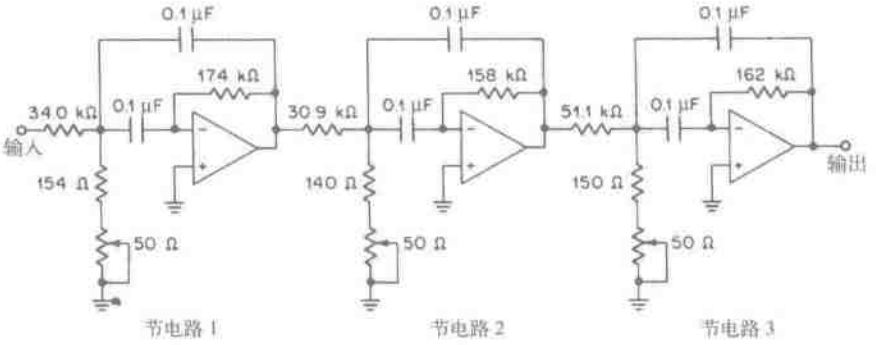


图 5-26　例 5-12 的多反馈带通（MFBP）电路

通过加到滤波器节电路的输入正弦波信号频率为 f_r，每个滤波器节电路为可调，被调节节电路的相位移可以通过接到节电路输入的示波器的一个通道和接到滤波器节电路输出的示波器另一通道监控，得到李沙育图形，调节电阻 R_{1b} 直到椭圆李沙育图形变为一条直线。

2. 双放大器带通（DABP）结构

图 5-27 所示的带通电路首先由 Sedra 和 Espinoza 引入（见参考文献）。相对用到两个放大器的备用方案而言，从可用 Q 值、低灵敏度和使用灵活性的角度出发，图 5-27 所示的带通电路具有优秀的性能。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

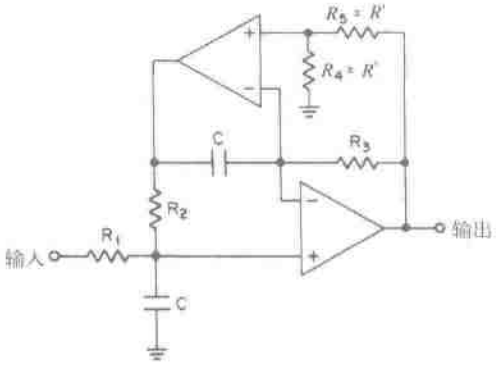


图 5-27 对偶放大器带通（DABP）结构配置(Q<15)

可以用公式（5-78）表示电路传递函数。

$$T(s)=\frac{s_2/R_1C}{s^2+s_1/R_1C+1/R_2R_3C^2} \tag{5-78}$$

如果把这个表达式与公式（5-48）所示的通用带通传递函数相比较，并使 $R_2R_3=R^2$，对应有关元件参数值可以得到下面的有关设计方程式。

首先计算

$$R=\frac{1}{2\pi f_r C} \tag{5-79}$$

然后有

$$R_1=QR \tag{5-80}$$

$$R_2=R_3=R \tag{5-81}$$

式中，C 可取任意值。公式（5-27）中的阻 R' 的参数值也可取任意值，在频率 f_r 处的电路增益为 2。

可以导出下面的有关灵敏度参数：

$$S_{R_1}^{Q}=1 \tag{5-82}$$

$$S_{R_2}^{fr}=S_{R_3}^{fr}=S_{R_4}^{fr}=S_{C}^{fr}=-1/2 \tag{5-83}$$

$$S_{R_5}^{fr}=1/2 \tag{5-84}$$

灵敏度研究后可以得到一个有意义的结果就是，如果两个放大器的带宽近似相等，就会出现离设计值有极小的偏差。这在较高频率，必须考虑放大器极点的应用场合非常有用，因为集成对偶放大器在技术性能上能很好地相互匹配，建议在每节电路中使用对偶放大器。

这个电路有用的特点就是谐振频率和 Q 值可以独立调节，通过先调节电阻 R_2 来调节谐振频率于 f_r，然后调节电阻 R_1 来得到要求的 Q 值，在调节 Q 值时可以不影响谐振频率的调节，从而达到一致。

因为每节电路在谐振频率 f_r 处的增益为固定值 2，如果需要更大的放大倍数，合成滤波器可以附加放大级。如果要求得到更低的电路增益，电阻 R_1 可以分成两个电阻来用图 5-25（b）相同的方法形成电阻分压器，用下面的公式来计算最终的电阻参数值。

$$R_{1a}=\frac{2R_1}{A_r} \tag{5-85}$$

$$R_{1b}=\frac{R_{1a}A_r}{2-A_r} \tag{5-86}$$

公式（5-85）和公式（5-86）中，A_r 是电路谐振时的增益。

前面讨论的多反馈带通（MFBP）电路中元件参数值的分散程度等于 $4Q^2$，作为比较，这个电路有一个由 Q 值决定的电阻比值，所以这个电路元件参数值的分散程度范围很小。

双放大器带通（DABP）结构被证明在宽的 Qs 和频率范围内非常有用，元件灵敏度小，谐振频率和 Q 值易于调节，元件分散度低，下面给出这个电路的应用实例。

例 5-13 采用双放大器带通（DABP）结构的有源全极点带通滤波器设计

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

技术要求：

设计一个满足下面有关技术要求的有源带通滤波器：

中心频率为 3000Hz

3dB 位于 ±30Hz 频率点

–20dB 最低位于 ±120Hz 频率点

设计结果：

（a）如果考虑到技术要求算术对称，利用公式（2-19）可以计算带通斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{240\ \text{Hz}}{60\ \text{Hz}} = 4$$

利用图 2-34 中的曲线可以决定频率比在 4：1 内、大于 20dB 抑制能力的 2 阶巴特沃斯低通滤波器，对应的归一化低通滤波器极点可以从表 10-1 中得到，归一化极点位置如下：

$$-0.7071 \pm j0.7071$$

（b）变换这些极点为带通形式，首先利用公式（2-16）计算：

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{3000\ \text{Hz}}{60\ \text{Hz}} = 50$$

注：原著为 $Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{3600\ \text{Hz}}{60\ \text{Hz}} = 50$。

利用公式（5-50）到公式（5-58）可以完成带通极点变换：

$$\alpha = 0.7071 \quad \beta = 0.7071$$

$$C = 1.000000$$

$$D = 0.028284$$

$$E = 4.000400$$

$$G = 4.000000$$

$$Q = 70.713124$$

$$M = 1.000025$$

$$W = 1.007096$$

$$f_{ra} = 2978.9\ \text{Hz}$$

$$f_{rb} = 3021.3\ \text{Hz}$$

（c）将使用两个双放大器带通（DABP）节电路，利用公式（5-79）到公式（5-81）可以计算元件参数值，公式中 C 取 0.01μF，电阻 R' 的阻值取 10kΩ。

节电路 1：

$$f_r = 2978.9\ \text{Hz}$$

$$Q = 70.7$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_r C} = \frac{1}{2\pi \times 2978.9 \times 10^{-8}} = 5343\ \Omega$$

$$R_1 = QR = 70.7 \times 5343 = 377.7\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = R = 5343\ \Omega$$

节电路 2：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$f_r = 3021.3\ \text{Hz}$$

$$Q = 70.7$$

$$R = 5268\ \Omega$$

$$R_1 = 372.4\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = 5268\ \Omega$$

电路工作原理图如图 5-28 所示，电路图中的电阻参数值已被四舍五入为标准的 1%精度，电阻 R_2 为用于调节目地的可调电阻。

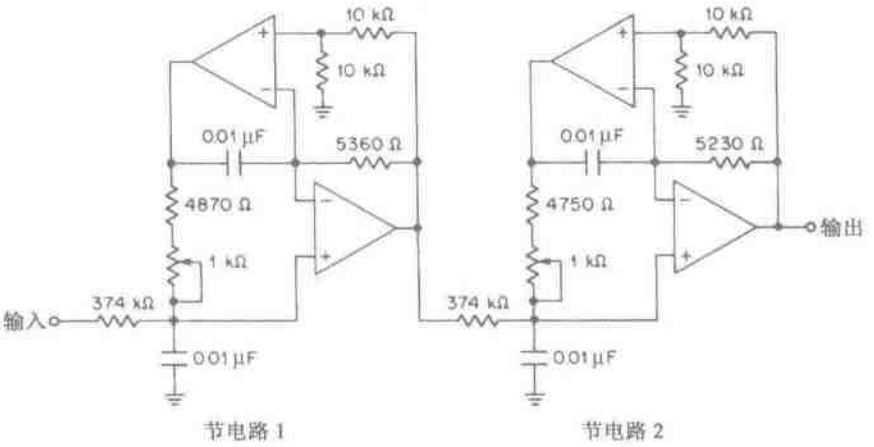


图 5-28　例 5-13 的对偶放大器带通（DABP）滤波器

3. 低灵敏度三放大器结构

双放大器带通（DABP）电路如图 5-27 所示，电路有很好的工作性能，可用于通用带通滤波器的应用场合。使用总共三个放大器的修改版本电路工作原理图如图 5-29 所示，这个电路的工作特性优于双放大器带通（DABP）电路结构，特别是在较高工作频率更为如此，采用这个电路结构和现有的运算放大器，可以设计出具有适当百分比带宽的有源滤波器，滤波器的工作频率范围可以达到 1～2MHz。

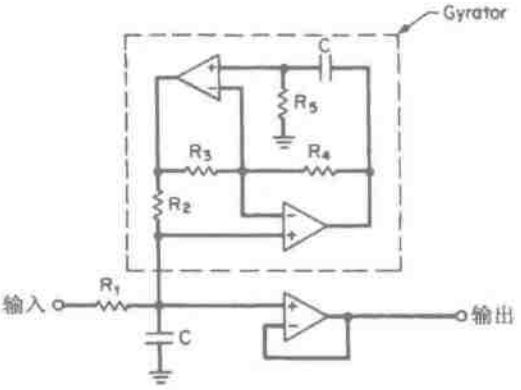


图 5-29　低灵敏度三放大器带通结构

图 5-29 中的虚线电路部分利用一个叫 gyrator.*的双运放电路结构，框图内的两个运算放大器可以很好地满足高频工作时的低运放灵敏度要求，所以实用中推荐使用这种对偶电路，第三个运放用做射随器或缓冲器以得到低阻抗输出，图 5-28 所示为例 5-13 采用双放大器带通（DABP）滤波器的电路实例。

如在双放大器带通（DABP）电路，谐振频率和 Q 值可以独立调节，设计过程如下：

* gyrator 电路是可以转换阻抗 Z 为互为倒数的阻抗为 $1/G^2Z$ 的阻抗变换器件，公式中 G 为常数，所以，一个阻抗为 $1/SC$ 的电容可以转变为 C/G^2，这对应一个电感变换器，这个电路的 $\sigma=1/R$，所以 $L=R^2C$。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

首先，选用一个合适的电容器 C 值，然后利用公式（5-87）计算电阻 R 的值。

$$R=\frac{1}{2\pi f_r C} \tag{5-87}$$

取 $R_2=R_3=R_4=R_5=R$，有

$$R_1=QR \tag{5-88}$$

电路在 f_r 频率的增益为 1，作为附加放大电路射随器可以用作一个同相放大器为电路提供附加增益。

为达到一致，首先调节电阻 R_2 使工作于谐振工作频率 f_r，然后调节电阻 R_1 来调节电路的 Q 值，这个调节过程不会影响电路的谐振频率 f_r。

例 5-14　利用低灵敏度三放大器结构设计有源全极点带通滤波器

技术要求：

设计满足下列技术要求的有源带通滤波器：

中心频率为 30kHz

3dB 位于 ± 300Hz 频率点

–20dB 最低位于 ± 1200Hz 频率点

设计结果：

（a）作为算术对称处理，可以利用公式（2-19）计算带通滤波器的斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}}=\frac{2400\ \text{Hz}}{600\ \text{Hz}}=4$$

利用图 2-34，二阶巴特沃斯低通滤波器满足衰减技术要求，利用表 10-1 有低通极点为 $-0.7071\pm j0.7071$。

（b）这些极点必须被变换为带通形式，利用公式（2-16），公式（5-50）到公式（5-58），转换过程如下：

$$Q_{bp}=\frac{f_0}{BW_{3dB}}=\frac{30000\ \text{Hz}}{600\ \text{Hz}}=50$$

$$\alpha=0.7071\quad \beta=0.7071$$

$$C=1$$

$$D=0.028284$$

$$E=4.000400$$

$$G=4.000000$$

$$Q=70.7131124$$

$$M=1.000025$$

$$W=1.0070996$$

$$f_{ra}=29.789\ \text{kHz}$$

$$f_{rb}=30.213\ \text{kHz}$$

（c）采用 C=0.01μF，如利用公式（5-87）和公式（5-88），计算图 5-29 所示电路的元件参数值。

节电路 1：

$$f_r=29.789\ \text{kHz}$$

$$Q=70.71$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R=\frac{1}{2\pi f_r C}=\frac{1}{2\pi\times 29.789\times 10^{-3}}=534.3\ \Omega$$

$$R_1=QR=70.7\times 534.3=37.8\ \text{k}\Omega\ \Omega$$

节电路 2:

$$f_r=30.213\ \text{kHz}$$

$$Q=70.71$$

$$R=526.8\ \Omega$$

$$R_1=37.2\ \text{k}\Omega$$

本例的电路如图 5-30 所示，电路采用标准 1%误差的电阻值，采用一个电位器用于频率调节。

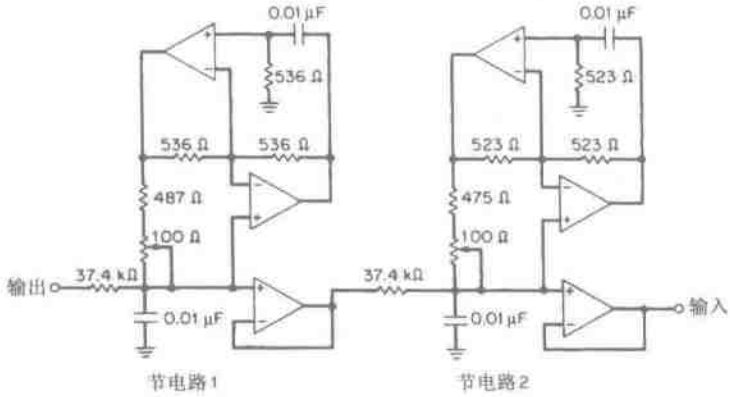


图 5-30　例 5-14 的带通滤波器

4. 状态可变（双二次）全极点电路

状态可变或叫双二次，电路结构首先用作低通滤波器节电路，在 3.2 节有所介绍，也可以得到带通输出，双二次技术方法的特点是具有极好的灵敏工作特性和控制谐振频率工作特性，独立控制 Q 值的能力，电路特别适用于采用标准形式构建精密的有源滤波器应用场合。

图 5-31 所示电路为全极点带通通用双二次结构形式，传递函数如公式（5-89）所示：

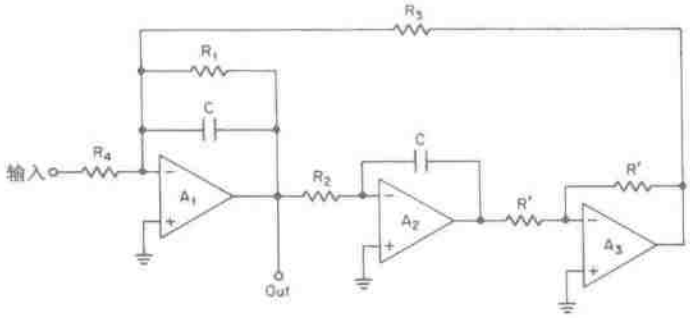


图 5-31　双二次全极点电路（Q<200）

$$T(s)=\frac{s/CR_4}{s^2+s/CR_1+1/R_2R_3C^2} \tag{5-89}$$

如果计算公式（5-48）所示的通用带通传递函数，可以用公式（5-90）和公式（5-91）

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

计算电路的谐振频率和 3dB 带宽：

$$f_r = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_2R_3}} \tag{5-90}$$

$$BW_{3\,dB} = \frac{1}{2\pi R_1 C} \tag{5-91}$$

式中，$BW_{3dB}=\frac{f_r}{Q}$。

公式（5-90）和公式（5-91）表示可以独立控制谐振频率和–3dB 带宽，这个特点是很有用的，可以有许多有意义的应用，例如可用于可变滤波器的应用场合。

如果取 $R_2=R_3$，用 $\frac{f_r}{Q}$ 代 BW_{3dB}，可以导出下面的有关设计方程式。

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_r C} \tag{5-92}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} \tag{5-93}$$

$$R_4 = \frac{R_1}{A_r} \tag{5-94}$$

式中，A_r 是电路在谐振频率 f_r 要求的增益。图 5-31 所示电路中的 C 和 R' 可选用任意值，通过使电阻 R_3 和 R_1 可调，可以独立调节谐振频率和 Q 值。

灵敏度因子为：

$$S_{R_2}^{f_r} = S_{R_3}^{f_r} = S_C^{f_r} = -1/2 \tag{5-95}$$

$$S_{R_1}^{Q} = 1 \tag{5-96}$$

$$S_{\mu}^{Q} = \frac{2Q}{\mu} \tag{5-97}$$

式中，μ 是放大器 A_1 和 A_2 的开环增益。运算放大器有限的增益限制了节电路 Q 的取值。

因为有限放大器带宽是另一个重要限制，Thomas（见参考文献）已证明对固定的设计 Q 值，谐振频率的增加，实际的 Q 值在一个宽的带宽内保持常数，然后再开始增加，最后变为无限大（振荡），这个效应叫 Q 值增强效应。

如果假定放大器的开环传递函数具有单极点，有效 Q 值可以用公式（5-98）表示。

$$Q_{eff} = \frac{Q_{design}}{1 - \frac{2\,Q_{design}}{\mu_0\omega_c}(2\omega_r - \omega_c)} \tag{5-98}$$

式中，ω_r 是谐振频率；ω_c 是–3dB 开环放大器增益断点；μ_0 是在 DC 的开环增益。随 ω_r 增加，分母接近 0。

可以通过高增益带宽乘积来减小 Q 值增强效应。如果放大器要求额外的频率补偿，补偿可以弱于推荐值。由于电路结构含有两个积分器，状态可变电路可以很好地适用于弱补偿，具有稳定的工作效果。

Thomas 给出的解决方法是在反馈回路引入相位超前元件，利用这个相位超前元件可以补偿由于有限放大器带宽而产生的相位滞后。这可以引入一个电容器和一个电阻并联的电阻 R_3，可以利用公式（5-99）计算电阻 R_3 的阻值：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$C_p = \frac{4}{\mu_0 \omega_c R_3} \tag{5-99}$$

最实用的方法就是使电阻 R_1 为可变电阻，通过测量-3dB 带宽来决定 Q 值，电阻 R_1 为可调电阻，调节电阻 R_1 使电路的 $\frac{f_r}{BW_{3dB}}$ 比值等于要求的 Q 值。

随 Q 值增加，节电路增益增加，凭经验而言，Q 值增强也是增益增强补偿校正。可以调节电阻 R_1 直到在频率 f_r 测得的增益等于利用公式（5-94）的计算 A_r 值，虽然这种方法不如利用-3dB 带宽方法来决定实际 Q 值精确，但是这种技术使用更有效、更方便。

双二次是一种适用于精密应用场合的低灵敏滤波器结构，可以在宽工作频率范围内实现电路 Q_s 高达 200 的应用，下面给出这种结构的应用实例。

例 5-15 采用双二次结构的有源全极点带通滤波器设计

技术要求：

设计一个满足以下技术要求的有源带通滤波器

中心频率为 2500Hz

3dB 位于 ±15Hz 频率点

−15dB 最低位于 ±45Hz 频率点

在 2500Hz 频率点增益为+12dB

设计结果：

（a）利用公式（2-19）决定带通斜率因子 A_S。

$$A_s = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{90\ \text{Hz}}{30\ \text{Hz}} = 3$$

利用图 2-42，可以发现 2 阶−0.1dB 切比雪夫归一化低通滤波器可以满足衰减技术要求，从表 10-23 得到的相应极点坐标参数如下：

$$-0.6125 \pm j0.7124$$

（b）转换这些低通极点为带通形式，首先利用公式（2-16）计算下面的 Q_{bp} 参数。

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{2500\ \text{Hz}}{30\ \text{Hz}} = 83.33$$

利用下面的有关计算决定有源带通滤波器的通带极点，因为滤波器的带宽很窄，可以利用公式（5-50）～公式（5-58）来计算有关重要数据，并确保计算结果的精度，计算结果如下。

$$\alpha = 0.6125 \quad \beta = 0.7124$$
$$C = 0.882670010$$
$$D = 0.014700588$$
$$E = 4.000127115$$
$$G = 4.000019064$$
$$Q = 136.0502228$$
$$M = 1.000009138$$
$$W = 1.004284182$$
$$f_{ra} = 2489.3\ \text{Hz}$$
$$f_{rb} = 2510.7\ \text{Hz}$$

（c）因为要求有+12dB 的中带增益，每节电路对应 A_0=2.000 分配中带增益为+6dB，可以利用公式

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（5-65）计算每节电路在谐振频率的增益 A_r，有关数据如下表所示。

	f_r	Q	A_r
节电路 1	2489.3Hz	136	3.069
节电路 2	2510.7Hz	136	3.069

（d）可以采用两个双二次节电路串联，电容 C=0.1μF，电阻 R'=10kΩ，可以利用公式（5-92）－公式（5-94）计算有关元件参数值。

节电路 1:

$$R_1=\frac{Q}{2\pi f_r C}=\frac{136}{2\pi\times 2489.3\times 10^{-7}}=86.9\ \text{k}\Omega$$

$$R_2=R_3=\frac{R_1}{Q}=\frac{86.9\times 10^3}{136}=639\ \text{k}\Omega$$

$$R_4=\frac{R_1}{A_r}=\frac{86.9\times 10^3}{3.069}=28.3\ \text{k}\Omega$$

节电路 2:

$$R_1=86.2\ \text{k}\Omega$$

$$R_2=R_3=634\ \Omega$$

$$R_4=28.1\ \text{k}\Omega$$

最终电路工作原理图如图 5-32 所示，电阻 R_3 和 R_1 为可调电阻，可以调节电路谐振频率和 Q 值，电阻 R_3 和 R_1 可以使用误差为 1%的标准电阻值。

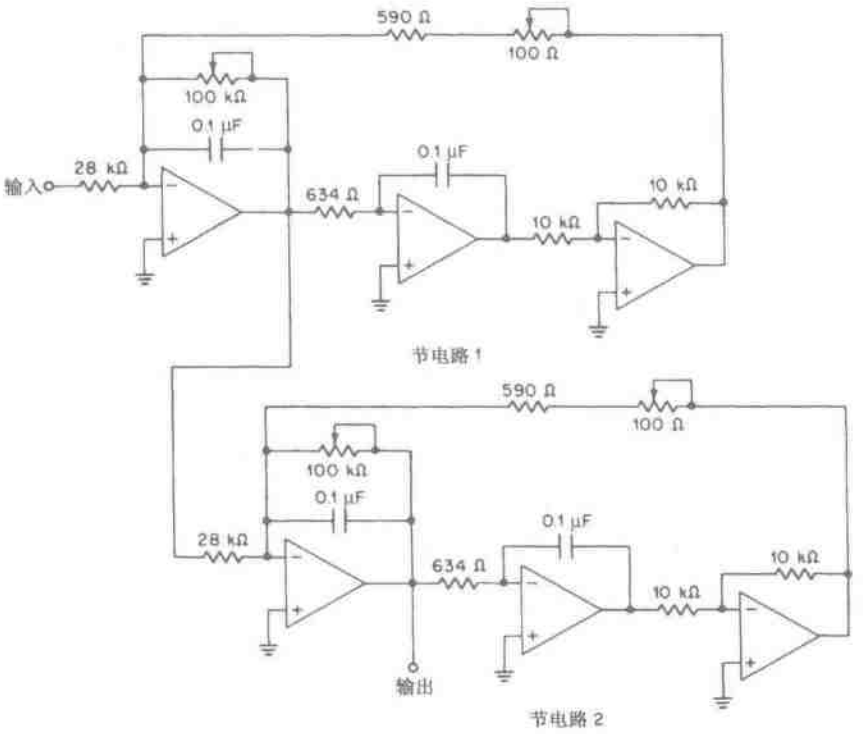


图 5-32　例 5-15 所示的双二次电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

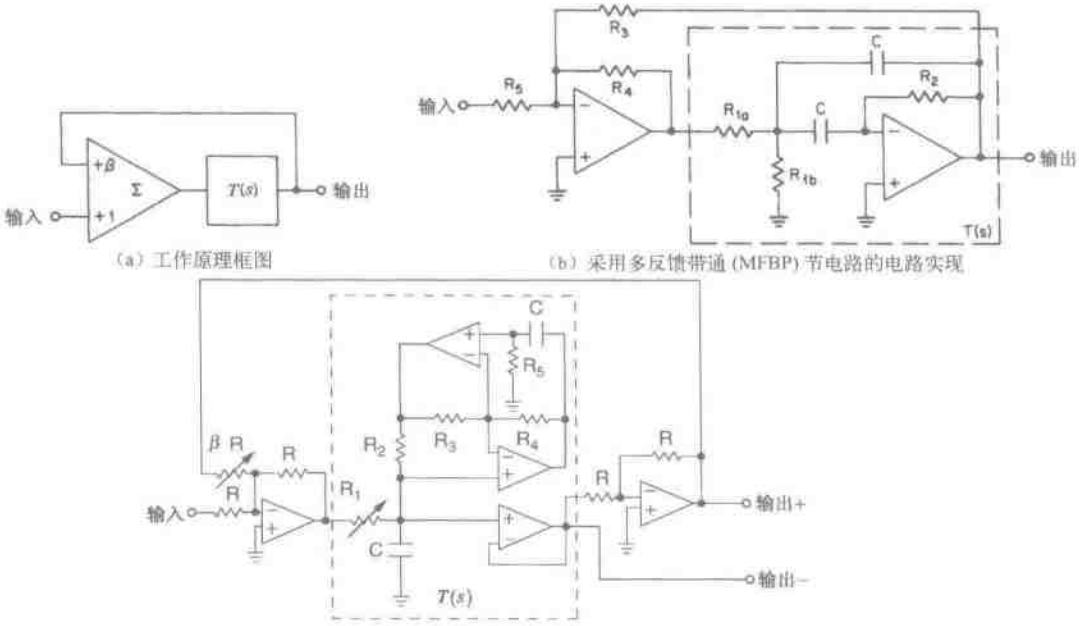
5. Q 乘法技术

一些例如 5.2 节介绍的多反馈带通（MFBP）有源带通结构由于放大器增益不足或其他原因，对电路的 Q 值有严格限制，本节介绍的低 Q 值类型带通电路内含 Q 乘法器电路结构，这个电路可以增加电路的 Q 值，使电路 Q 值达到电路要求的 Q 值。

可以用公式（5-100）表示谐振时具有单位增益的带通传递函数。

$$T(s)=\frac{\frac{\omega_r}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_r}{Q}s+\omega_r^2} \tag{5-100}$$

对应电路和求和放大器以图 5-33（a）所示的方式合成，图 5-33（a）所示的 β 表示衰减因子，可以导出公式（5-101）所示的电路总传递函数表达式。



（a）工作原理框图

（b）采用多反馈带通（MFBP）节电路的电路实现

（c）采用低灵敏带通电路结构的电路实现

图 5-33　Q 乘法器电路

$$T(s)=\frac{\frac{\omega_r}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_r}{\frac{Q}{1-\beta}}s+\omega_r^2} \tag{5-101}$$

分母的中间项已被修改，Q 值修改为 $Q/(1-\beta)$，这里的 $0<\beta<1$，通过选用一个 β 值足以接近 1，Q 值可以被加大 $1/(1-\beta)$倍，电路增益也被增加同样的倍数。

如果使用多反馈带通（MFBP）节电路用于带通电路，Q 乘法器电路结构将采用图 5-33（b）的形式，因为多反馈带通（MFBP）电路为反相，求和电路也可以采用一个反相放大器电路。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以利用公式（5-102）计算β值。

$$\beta = 1 - \frac{Q_r}{Q_{eff}} \tag{5-102}$$

式中，Q_{eff}是有效总 Q 值；Q_r是带通节电路的设计 Q 值。可以利用下面的有关公式计算元件参数值。

$$R_3 = \frac{R}{\beta} \tag{5-103}$$

$$R_4 = R \tag{5-104}$$

$$R_5 = \frac{R}{(1-\beta)A_r} \tag{5-105}$$

公式（5-103）、公式（5-104）和公式（5-105）中的 R 可以方便地选择，A_r表示谐振时电路要求的增益。

多反馈带通（MFBP）节电路的设计方程式可以从 5.2 节内容中给出的公式（5-68）、公式（5-72）和公式（5-73）推导出，在这里对单位增益的应用重复如下。

$$R_2 = \frac{Q_r}{\pi f_r C}$$

$$R_{1a} = \frac{R_2}{2}$$

$$R_{1b} = \frac{R_{1a}}{2Q_r^2 - 1}$$

式中，C 可取任意值。

图 5-33（b）所示的电路结构不限于多反馈带通（MFBP）节电路，图 5-33（c）利用了 5-29 所示的低灵敏电路结构和图 5-33（a）中的 Q 乘法器电路合成电路。公式（5-87）和公式（5-88）用于 $T(s)$ 功能框电路，电阻 R_1 为可调电阻，所以 Q 值也可调。通过调节βR可以出现 Q 值增强结果。结果，通过这两种调节技术的结合可以得到非常高的 Q_S。须注意的是电路为差分输出，差分输出在连接变压器的应用场合是非常有用的。

可以采用状态可变全极点带通电路，而不是采用多反馈带通（MFBP）节电路，唯一要求就是滤波器节电路是反相类型，并且在谐振工作状态电路增益为 1。最后特别关键的技术要求就是由于电路的正反馈，当β接近于 1 时，小的增益误差会导致大的总 Q 值变化。使用中要求精确调节节电路的增益为 1。

例 5-16　采用 Q 值乘法器电路结构的有源带通滤波器节电路设计

技术要求：

设计一个具有以下技术特性的单带通滤波器节电路：

中心频率为 3600Hz

–3dB 带宽为 60Hz

增益为 3

设计结果：

（a）公式（2-16）决定的带通 Q 值如下：

$$Q_r = \frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{3600\ \text{Hz}}{60\ \text{Hz}} = 60$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

这里采用多反馈带通（MFBP）节电路的 Q 值乘法器实现方案。

（b）取多反馈带通（MFBP）电路的 Q_r=10，利用公式（5-68），公式（5-72）和公式（5-73）可以计算有关元器件的参数值，公式中 C=0.01μF。

$$R_2=\frac{Q_r}{\pi f_r C}=\frac{10}{\pi 3600\times 10^{-8}}=88.4\ \text{k}\Omega$$

$$R_{1a}=\frac{R_2}{2}=\frac{88.4\times 10^3}{2}=44.2\ \text{k}\Omega$$

$$R_{1b}=\frac{R_{1a}}{2Q_r^2-1}=\frac{44.2\times 10^3}{2\times 10^2-1}=222\ \Omega$$

利用公式（5-102）到公式（5-104）可以计算其余元件参数值，下面公式中 R=10kΩ，增益 A_r=3。

$$\beta=1-\frac{Q_r}{Q_{eff}}=1-\frac{10}{60}=0.8333$$

$$R_3=\frac{R}{\beta}=\frac{10^4}{0.8333}=12.0\ \text{k}\Omega$$

$$R_4=R=10\ \text{k}\Omega$$

$$R_5=\frac{R}{(1-\beta)A_r}=\frac{10^4}{(1-0.8333)3}=20\ \text{k}\Omega$$

采用标准电阻值的最终电路如图 5-34 所示，电阻 R_{1b} 为用于调谐的可调电阻。

▷▷▷ 5.2.5 椭圆函数带通滤波器

利用 5.2 节给出的有关公式，首先变换低通极点和零点为带通形式就可以设计有源椭圆函数带通滤波器，然后利用有源结构就可以实现带通极点和零点。

用于椭圆函数低通滤波器归一化的低通极点和零点可以利用滤波器计算机辅助设计软件得到 Q、ω_0、ω_∞ 和 α_0 等有关参数。

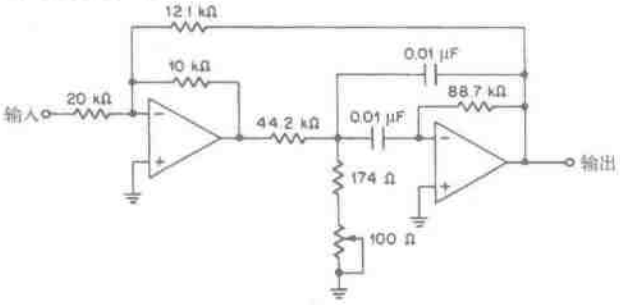


图 5-34　例 5-16 的 Q 值乘法器节电路

根据 5.2 节给出的有关内容，利用公式（5-49）可以得到含有零点的带通传递函数的通用表达式。

$$T(s)=\frac{H\left(s^2+\omega_\infty^2\right)}{s^2+\dfrac{\omega_r}{Q}s+\omega_r^2}$$

椭圆函数带通滤波器由串联 1 阶带通节电路组成，当 n 为奇数时，要求节电路有 n–1 个零点生成，同时还有一个单全极点节电路。当 n 为偶数时，需要有 n–2 个零点生成节电路和对应有两个全极点生成网络。

本部分内容讨论电压控制电压源（VCVS）和双二次结构，公式（5-49）给出了传递函

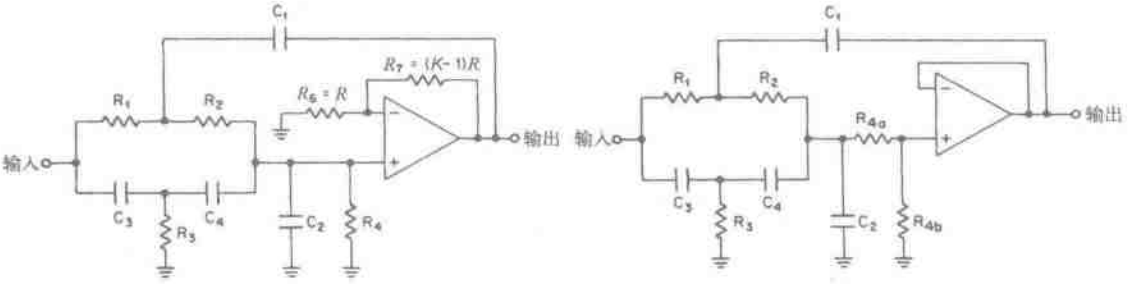
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

数，用于有源椭圆带通滤波器的设计。

1. 电压控制电压源（VCVS）

3.2 节讨论了采用含有电压控制电压源（VCVS）的 RC 节电路的有源椭圆函数低通滤波器设计，这个电路在图 5-35（a）中又有所介绍，这种结构不限于大量低通滤波器的设计应用场合，可以得到带通传递函数要求的频率高于或低于极点位置的传输零点。



（a）对应 K>1 的电路　　（b）对应 K<1 的电路

图 5-35　电压控制电压源（VCVS）椭圆函数带通节电路

首先计算

$$a=\frac{1}{Q} \tag{5-106}$$

$$b=\left(\frac{f_\infty}{f_r}\right)^2 \tag{5-107}$$

$$c=2\pi f_r \tag{5-108}$$

式中，Q、f_∞ 和 f_r 是公式（5-49）给出的对应通用带通传递函数的有关参数。

元件参数值计算如下：

选择 C。

$$C_1=C \tag{5-109}$$

$$C_3=C_4=\frac{C_1}{2} \tag{5-110}$$

$$C_2\geqslant\frac{C_1(b-1)}{4} \tag{5-111}$$

$$R_3=\frac{1}{cC_1\sqrt{b}} \tag{5-112}$$

$$R_1=R_2=2R_3 \tag{5-113}$$

$$R_4=\frac{4\sqrt{b}}{cC_1(1-b)+4cC_2} \tag{5-114}$$

$$K=2+\frac{2C_2}{C_1}-\frac{a}{2\sqrt{b}}+\frac{2}{C_1\sqrt{b}}\left(\frac{1}{cR_4}-aC_2\right) \tag{5-115}$$

$$R_6=R \tag{5-116}$$

$$R_7=(K-1)R \tag{5-117}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

式中，R 可取任意值。

如果 K 小于 1，采用图 5-35（b）所示的电路，电阻 R_4 就被分为两个电阻 R_{4a} 和 R_{4b}，可以利用公式（5-118）和公式（5-119）计算电阻 R_{4a} 和 R_{4b} 的阻值。

$$R_{4a} = (1 - K)\,R_4 \tag{5-118}$$

$$R_{4b} = KR_4 \tag{5-119}$$

当 K>1 时，通过调节电阻 R_6 或 R_7，可以独立控制节电路的 Q 值和谐振频率，但是，谐振频率不好调节。经验表明，电阻和电容的 1%精度，由于元件参数误差致使总滤波器响应有一点变差的情况下，可以实现节电路的 Q_s 高达 10。

因为节电路的–3dB 带宽不仅受设计 Q 值的影响，而且受传输零点的影响，所以不可以直接测量电路的实际 Q 值。但是，电压控制电压源（VCVS）结构使用最少数量的放大器，在低 Q 值椭圆函数应用场合得到了广泛的应用。下面给出有关设计方法。

例 5-17 采用电压控制电压源（VCVS）结构的有源椭圆函数带通滤波器设计

技术要求：

有源带通滤波器

中心频率为 500Hz

–1dB 最高位于 ± 100Hz（400Hz，600Hz）频率点

–35dB 最低位于 ± 363Hz（137Hz，863Hz）频率点

设计结果：

（a）转换为几何对称带通技术要求：

首先利用公式（2-14）计算几何中心频率。

$$f_0 = \sqrt{f_L f_U} = \sqrt{400 \times 600} = 490.0\ \text{Hz}$$

因为止带技术要求为算术对称，利用公式（5-18）计算止带带宽。

$$\text{BW}_{35\,\text{dB}} = f_2 - \frac{f_0^2}{f_2} = 863 - \frac{490^2}{863} = 584.8\ \text{Hz}$$

可以利用公式（2-19）计算带通斜率因子 A_S，有

$$A_s = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{584.8\ \text{Hz}}{200\ \text{Hz}} = 2.924$$

（b）打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 0.18。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 2.924。

查看 Frequency Scale Rad/Sec 选项框。

（c）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 35。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

在主控面板上显示 3 Order。

（d）单击 Transfer Function 按钮。

查看 Casc 选项框。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

显示下面的有关内容:

Continuous Transfer Function

Wn = 3.351

$$\frac{.1134 \quad (S^2 + 11.23)}{(S + .883) \quad (S^2 + .7697*S + 1.441)}$$

Wo = 1.2
Q = 1.56

3rd Order Low Pass Elliptic

Pass Band Frequency = 1.000 Rad/Sec　Stop Band Ratio = 2.924
Pass Band Ripple = 180.0 mdB　Stop Band Frequency = 2.924 Rad/Sec
Stop Band Attenuation = 37.51 dB

(e) 归一化低通设计参数小结如下:

节电路 Q=1.56

节电路 $\omega_0 = 1.2$

节电路 ω_∞ =3.351

$\alpha_0 = 0.883$（来自分母）

极点坐标如下所示:

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = 0.3646$$

$$\beta = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = 1.1367$$

(f) 利用公式（2-16）首先计算下面的参数，从而决定带通参数:

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{1\,dB}} = \frac{490\ \text{Hz}}{200\ \text{Hz}} = 2.45$$

利用公式（5-50）－公式（5-63）变换出的极点和零点如下所示:

复数极点:

$$\alpha = 0.3846 \quad \beta = 1.1367$$

$$C = 1.440004$$

$$D = 0.313959$$

$$E = 4.239901$$

$$G = 4.193146$$

$$Q = 6.540396$$

$$M = 1.026709$$

$$W = 1.259369$$

$$f_{ra} = 389\ \text{Hz}$$

$$f_{rb} = 617\ \text{Hz}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

实数极点：

$$\alpha_0 = 0.883$$

$$Q = 2.7746$$

$$f_r = 490\ \text{Hz}$$

零点：

$$\omega_\infty = 3.351$$

$$H = 1.935377$$

$$Z = 1.895359$$

$$f_{\infty,a} = 258.5\ \text{Hz}$$

$$f_{\infty,b} = 928.7\ \text{Hz}$$

注：原书为 $f_{\infty,a}$=928.7Hz。

带通参数小结如下表所示，这里零点被随意性地指定到下面的两个节电路中。

节电路	f_r	Q	f_∞
1	398Hz	6.54	258.5Hz
2	617Hz	6.54	928.7Hz
3	490Hz	2.77	

（g）利用图 5-35 所示的电压控制电压源（VCVS）实现节电路 1 和节电路 2，利用公式（5-106）～公式（5-115）可以计算出下面的元件参数值，这里 R' 和 R 均等于 10kΩ。

节电路 1：

$$f_r = 389\text{Hz}$$

$$Q = 6.54$$

$$f_\infty = 259\text{Hz}$$

$$a = 0.15291$$

$$b = 0.4433$$

$$c = 2444$$

取 $C = 0.02\mu\text{F}$

有 $C_1 = 0.02\mu\text{F}$

$$C_3 = C_4 = 0.02\mu\text{F}$$

$$C_2 \geqslant -0.0027835\mu\text{F}$$

取 $C_2 = 0$

$$R_3 = 30.725\text{k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 61.450\text{k}\Omega$$

$$R_4 = 97.866\text{k}\Omega$$

$$K = 2.5131$$

节电路 2：

$$f_r = 617\text{Hz}$$

$$Q = 6.54$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$f_\infty = 929\text{Hz}$$

$$a = 0.15291$$

$$b = 2.2671$$

$$c = 3877$$

取 $$C = 0.02\mu\text{F}$$

有 $$C_1 = 0.02\mu\text{F}$$

$$C_3 = C_4 = 0.01\mu\text{F}$$

$$C_2 \geqslant -0.006335\mu\text{F}$$

取 $$C_2 = 0.01\mu\text{F}$$

$$R_3 = 8566\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 17.132\text{k}\Omega$$

$$R_4 = 105.98\text{k}\Omega$$

$$K = 3.0093$$

（h）节电路 3 必须为全极点类型，所以使用图 5-25（b）所示的多反馈带通（MFBP）结构，这里 C 取 0.01μF，节电路增益 A_r 被设定为 1。利用公式（5-68）、公式（5-72）和公式（5-73）可以得到以下结果：

节电路 3:

$$f_r = 490\ \text{Hz}$$

$$Q = 2.77$$

$$R_2 = 179.9\ \text{k}\Omega$$

$$R_{1a} = 89.97\ \text{k}\Omega$$

$$R_{1b} = 6.27\ \text{k}\Omega$$

采用标准 1%误差电阻的完整电路工作原理图如图 5-36 所示。

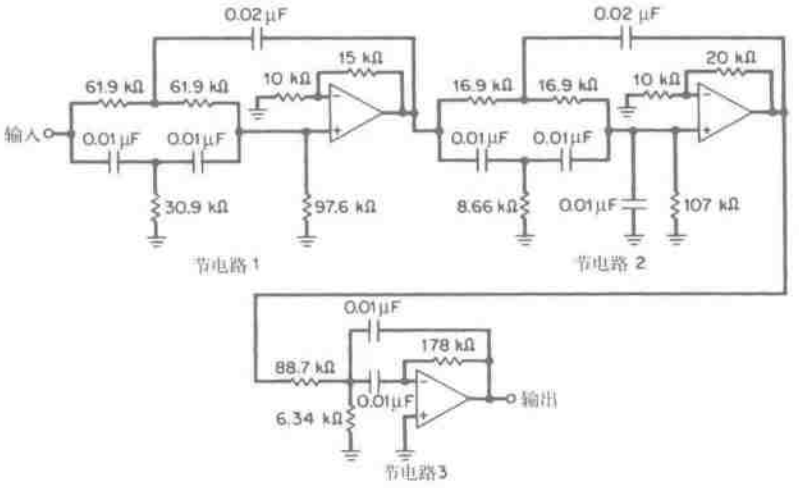


图 5-36　例 5-17 的椭圆函数带通滤波器电路

2. 状态可变（双二次）电路

在 5.2 节讨论了状态可变或双二次全极点带通形式，电路中还采用了运算放大器，电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可用于实现传输零点和极点的实现，电路结构图如图 5-37 所示，这个电路和 3.2 节和 4.2 节介绍的椭圆函数低通和高通滤波器完全相同，连接电阻 R_5 到节点 1 或节点 2，零点可以位于高于或低于谐振频率的位置。

基于灵敏和灵活性，双二次结构被认为是构建精确有源椭圆函数带通滤波器的最优方法，可以获得高达 200 的节电路 Q_S 值，而电压控制电压源（VCVS）节电路的 Q_S 被限制低于 10，可以独立的监测和调节谐振频率 f_r、Q 值和陷波频率 f_∞。

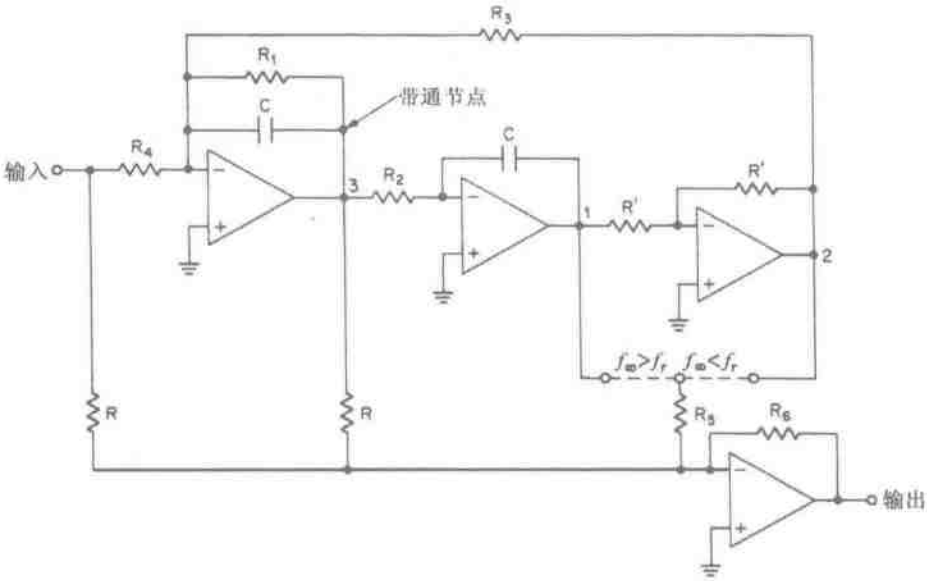


图 5-37　一个双二次椭圆函数带通电路结构

在 $f_\infty < f_r$ 的应用场合，可以用公式（5-120）表示传递函数：

$$T(s) = -\frac{R_6}{R}\frac{s^2 + \frac{1}{R_2R_3C^2}\left(1 - \frac{R_3R}{R_4R_5}\right)}{s^2 + \frac{1}{R_1C}s + \frac{1}{R_2R_3C^2}} \tag{5-120}$$

和在 $f_\infty > f_r$ 应用场合，对应的传递函数如公式（5-121）表示：

$$T(s) = -\frac{R_6}{R}\frac{s^2 + \frac{1}{R_2R_3C^2}\left(1 + \frac{R_3R}{R_4R_5}\right)}{s^2 + \frac{1}{R_1C}s + \frac{1}{R_2R_3C^2}} \tag{5-121}$$

如果计算传递函数系数为公式（5-49）（有零点）表示的通用带通传递函数的系数，可以得到下面的有关设计公式（5-122）、公式（5-123）和公式（5-124）。

$$R_1 = R_4 = \frac{Q}{2\pi f_r C} \tag{5-122}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} \tag{5-123}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_5 = \frac{f_r^2 R}{Q\left|f_r^2 - f_\infty^2\right|} \tag{5-124}$$

$$\text{对 } f_\infty > f_r: \qquad R_6 = \frac{f_r^2 R}{f_\infty^2} \tag{5-125}$$

$$\text{并且当 } f_\infty < f_r: \qquad R_6 = R \tag{5-126}$$

可以任取以上公式中的 R 和 C 值，电阻 R_6 的参数值选择基于节电路的单位增益，改变电阻 R_6 的参数值可以加大或减小节电路的增益。

通过下面介绍的步骤和按指定的顺序操作可以调节节电路，在节点 3 带通的输出端可以监测 Q 值和谐振频率，在节电路输出可以监测陷波频率 f_∞。

（1）谐振频率 f_r：如果电阻 R_3 可调，就可以调节节电路的谐振频率，在节点 3 可以监测谐振（见图 5-37），可以利用 180° 相位移的方法决定谐振频率。

（2）Q 值调节：节电路的 Q 值受控于电阻 R_1，并且可以在节点 3 直接测量，这种结构受制于 5.2 节讨论的“全极点带通结构”的 Q 值增强效应，所以，通常需要 Q 值调节。在节点 3 可以以–3dB 带宽的形式监测 Q 值，也可以调节电阻 R_1 直至在节电路输入和加频率 f_r 的节点 3 之间的增益为 1 来检测电路 Q 值。

（3）陷波频率 f_∞：如果电路已调到了 f_r，因为 f_∞ 通常会紧接着跌入，所以通常不需要调节陷波频率（传输零点），如果要求调节陷波频率，通过可调电阻 R_5 可以控制陷波频率。

双二次策略在精密有源椭圆函数滤波器的实现过程中具有高稳定和使用灵活的特点，双二次策略具有独立调节谐振频率、Q 值和陷波频率的能力，不含要求 Q_S 大于 10 的应用场合。电路可以获得高达 200 的稳定 Q_S 值。

例 5-18　采用双二次结构的有源椭圆函数带通滤波器设计

技术要求：

有源带通滤波器

中心频率为 500Hz

–0.2dB 最大位于 ±50Hz（450Hz，550Hz）频率点

–30dB 最低位于 ±130Hz（370Hz，630Hz）频率点

设计结果：

（a）利用公式（2-14）、公式（5-18）和公式（2-19）变换为几何对称的技术要求，变换结果如下所示。

$$f_0 = \sqrt{f_L f_U} = \sqrt{450 \times 550} = 497.5\ \text{Hz}$$

$$\text{BW}_{30\,\text{dB}} = f_2 - \frac{f_0^2}{f_2} = 630 - \frac{497.5^2}{630} = 237.1\ \text{Hz}$$

$$A_s = \frac{\text{止带带宽}}{\text{通带带宽}} = \frac{237.1\ \text{Hz}}{100\ \text{Hz}} = 2.371$$

（b）打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 0.18。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 2.371。

查看 Frequency Scale Rad/Sec 选项框。

（c）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 30。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

在主控面板显示 3 Order。

（d）单击 Transfer Function 按钮。

查看 Casc 选项框。

显示以下内容：

Continuous Transfer Function

$$Wn = 2.705$$

$$\frac{.1784 \quad (S^2 + 7.32)}{(S^2 + .7321*S + 1.435) \quad (S + .9105)}$$

$$Wo = 1.198$$
$$Q = 1.636$$

3rd Order Low Pass Elliptic

Pass Band Frequency = 1.000 Rad/Sec
Pass Band Ripple = 180.0 mdB
Stop Band Ratio = 2.371
Stop Band Frequency = 2.371 Rad/Sec
Stop Band Attenuation = 31.59 dB

（e）归一化的低通滤波器设计参数总结如下：

节电路 Q=1.636

节电路 ω_0=1.198

节电路 ω_∞ =2.705

$\alpha_n = 0.9105$（来自分母）

直角坐标形式的极点坐标如下：

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q} = 0.3661$$

$$\beta = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = 1.1408$$

（f）现在完成带通极点-零点转换，首先利用公式（2-16）计算下列参数：

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{0.2\,dB}} = \frac{497.5\ Hz}{100\ Hz} = 4.975$$

利用公式（5-50）－公式（5-63）转换过程如下：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

复数极点：

$$\alpha = 0.3661 \quad \beta = 1.1408$$
$$C = 1.435454$$
$$D = 0.147176$$
$$E = 4.05800$$
$$G = 4.047307$$
$$Q = 13.678328$$
$$M = 1.006560$$
$$W = 1.121290$$
$$f_{ra} = 443.6\ \text{Hz}$$
$$f_{rb} = 557.8\ \text{Hz}$$

实数极点：

$$\alpha_0 = 0.9105$$
$$Q = 5.464$$
$$f_r = 497.5\ \text{Hz}$$

零点：

$$\omega_\infty = 2.705$$
$$H = 1.147815$$
$$Z = 1.308154$$
$$f_{\infty,a} = 380.31\ \text{Hz}$$
$$f_{\infty,b} = 650.81\ \text{Hz}$$

计算得到的带通参数如下表所示，零点被排在头两节电路中。

节电路	f_r	Q	f_∞
1	443.6Hz	13.7	380.3Hz
2	557.8Hz	13.7	650.8 Hz
3	497.5Hz	5.46	

（g）以图 5-37 的双二次结构和利用公式（5-122）到公式（5-124）、公式（5-126）可以实现节电路 1 和节电路 2，图 5-37 中的 R' 和 R 均为 10kΩ，C=0.047μF。

节电路 1:

$$f_r = 443.6\ \text{Hz}$$
$$Q = 13.7$$
$$f_\infty = 380.3\ \text{Hz}$$
$$R_1 = R_4 = \frac{Q}{2\pi f_r C} = 104.58\ \text{k}\Omega$$
$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} = 7.63\ \text{k}\Omega$$
$$R_5 = \frac{f_r^2 R}{Q\left|f_r^2 - f_\infty^2\right|} = 2.76\ \text{k}\Omega$$
$$R_6 = R = 10\ \text{k}\Omega$$

节电路 2:

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$f_T = 557.8\ \text{Hz}$$

$$Q = 13.7$$

$$f_\infty = 650.8\ \text{Hz}$$

利用公式（5-122）到公式（5-125）

$$R_1 = R_4 = 83.17\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = 6.07\ \text{k}\Omega$$

$$R_5 = 2.02\ \text{k}\Omega$$

$$R_6 = 7.35\ \text{k}\Omega$$

（h）对节电路 3 所示全极点电路可以采用图 5-25（b）所示的多反馈带通（MFBP）电路，C=0.047μF 和 A_F=1，如公式（5-68）、公式（5-72）和公式（5-73）所示。

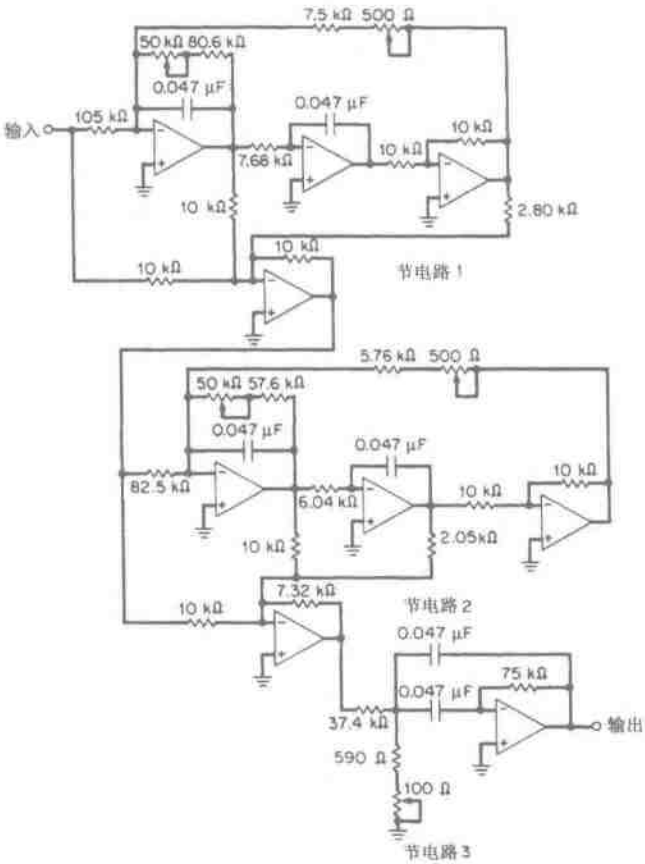


图 5-38　例 5-18 的双二次椭圆函数带通滤波器电路

节电路 3:

$$f_T = 497.5\ \text{Hz}$$

$$Q = 5.46$$

$$R_2 = 74.3\ \text{k}\Omega$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_{1a} = 37.1\ \text{k}\Omega$$

$$R_{1b} = 634\ \Omega$$

最终得到的滤波器电路工作原理图如图 5-38 所示，电路中采用误差为 1%的标准电阻，每节电路的谐振频率和 Q 值可调节。

参考文献

Huelsman, L. P. (1968). *Theory and Design of Active RC Circuits*. New York: McGraw-Hill.

Saal, R., and E. Ulbrich. "On the Design of Filters by Synthesis." *IRE Transactions on Circuit Theory*, December 1958.

Sedra, A. S., and J. L. Espinoza. "Sensitivity and Frequency Limitations of Biquadratic Active Filters." *IEEE Transactions on Circuits and Systems CAS-22*, no. 2, February 1975.

Thomas, L. C. "The Biquad: Part I – Some Practical Design Considerations." *IEEE Transactions on Circuit Theory* CT-18, May 1971.

Tow, J. "A Step-by-Step Active Filter Design." *IEEE Spectrum* 6, December 1969.

Williams, A. B. *Active Filter Design*. Dedham, Massachusetts: Artech House, 1975.

Williams, A. B. "Q-Multiplier Techniques Increase Filter Selectivity." *EDN*, October 5, 1975, 74–76.

Zverev, A. I. (1967). *Handbook of Filter Synthesis*, New York: John Wiley and Sons.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第6章 带阻滤波器

6.1 LC带阻滤波器

归一化带阻技术要求和响应特性曲线形状参数在 2.1 节的有关内容加以了介绍，就像带通滤波器，带阻网络也可以通过适当的变换从归一化低通滤波器导出。

5.1 节讨论了通过级联低通滤波器和高通滤波器来获得宽带带通滤波器的设计方法，用类似方法，宽带带阻滤波器也可以通过低通和高通滤波器的合成来得到。滤波器的输入和输出端并联，并且要求滤波器的输入和输出阻抗要高，以避免相并联的滤波器之间相互干扰。所以，滤波器的阶数必须为奇数，第一节滤波器和最后一节滤波器必须由串联元件构成，这些限定条件使得通过低通和高通滤波器的合成来设计带阻滤波器的实现变得不受欢迎，滤波器之间的阻抗干扰是个很严重的问题，除非连接滤波器之间的截止频率有许多个倍频程的间隔，所以，带阻滤波器设计最好是通过变换的方法来实现。

6.1.1 带阻电路变换

首先带通滤波器可以通过一个截止频率等于要求的带宽，然后每个元件谐振于要求中心频率的低通滤波器来得到，低通滤波器在 DC 的响应特性应对应带通滤波器在中心频率处的响应特性。

首先通过变换归一化的低通滤波器为截止频率等于要求带宽的带通网络来设计要求阻抗水平的带阻滤波器，和带通滤波器同样的方式每个高通元件谐振于中心频率。

如公式（6-1）所示，对应高通传递函数的频率变量可以用一个新的变量来替换。

$$f_{br} = f_0\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \tag{6-1}$$

最终，高通滤波器在 DC 处的响应特性被转换为中心频率处的带阻网络，带阻滤波器的响应带宽和高通滤波器的频率响应带宽完全对应，高通到带阻的变换如图 6-1 所示，当然，对负频率的含义仅限于理论的范围，所以仅对正频率的响应特性曲线才有实用价值。如在带通滤波器的实例一样，频率响应特性曲线具有几何对称性。

设计步骤可以归纳如下：

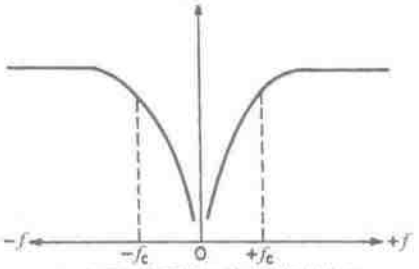
（1）归一化带阻滤波器的技术指标，选择一个满足在计算出斜率因子范围内衰减要求特性的归一化低通滤波器。

（2）变换归一化低通滤波器为归一化高通滤波器，然后比例缩放高通滤波器的截止频率

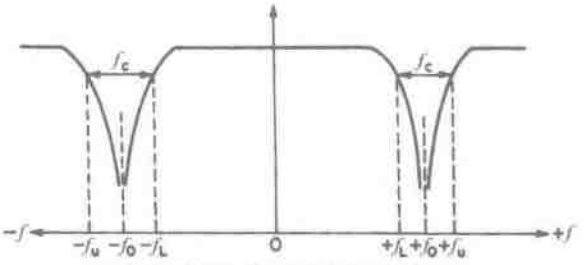
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

等于要求的带宽和要求的阻抗水平。



（a）高通滤波器的频率响应特性曲线

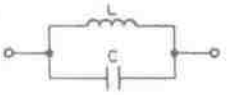
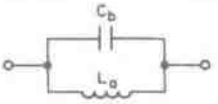
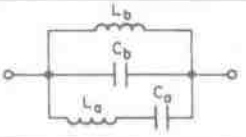
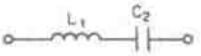
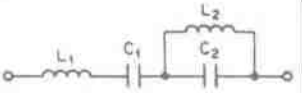


（b）变换后的带阻滤波器频率响应特性曲线

图 6-1　带阻变换

（3）通过引入的和每个电感串联的电容，以及和每个电感并联的电容谐振到中心频率来完成设计工作，变换的分支电路总结见表 6-1。

表 6-1　高通到带阻变换

高通支路	带阻结构	电路参数值
类型 I		$L=\frac{1}{\omega_0^2 C}$ (6-2)
类型 II		$C=\frac{1}{\omega_0^2 L}$ (6-3)
类型 III 		$C_a=\frac{1}{\omega_0^2 L_a}$ (6-4) $L_b=\frac{1}{\omega_0^2 C_b}$ (6-5)
类型 IV 		$C_1=\frac{1}{\omega_0^2 L_1}$ (6-6) $L_2=\frac{1}{\omega_0^2 C_2}$ (6-7)

▷▷▷ 6.1.2　全极点带阻滤波器

带阻滤波器可以从任何全极点或椭圆函数 LC 低通网络导出，尽管不如椭圆函数滤波器有效，全极点导出方法可以导出简单的所有节电路都被调谐于中心频率的带阻结构。

下面演示一个全极点带阻滤波器的设计实例。

例 6-1　全极点 LC 带阻滤波器设计

技术要求：

带阻滤波器

中心频率为 10kHz

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

3dB 频率点位于±250Hz（9.75kHz、10.25kHz）

–30dB 最低位于±100Hz（9.9kHz，10.1kHz）

源阻抗和负载阻抗为 600Ω

设计结果：

（a）因为带宽相对较窄，变换为几何对称的技术要求。指定的算术对称频率将决定下面的有关设计参数：

$$F_0 = 10\ \text{kHz}$$

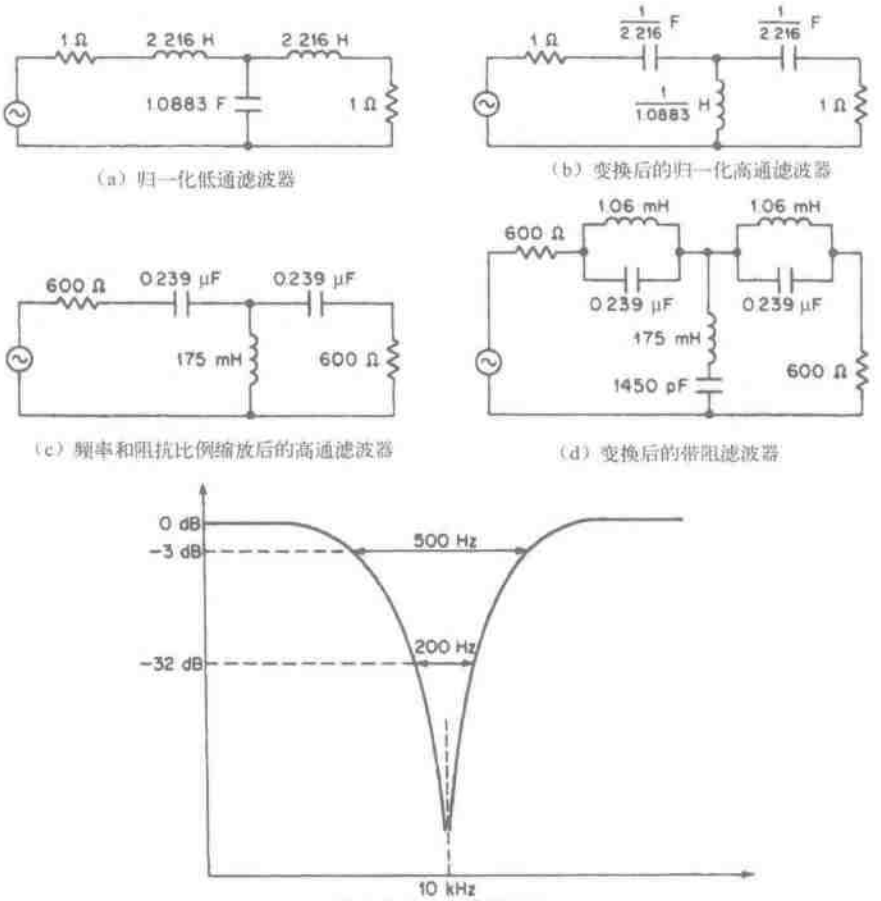
$$BW_{3\,dB} = 500\ \text{Hz}$$

$$BW_{30\,dB} = 200\ \text{Hz}$$

（b）利用公式（2-20）计算带阻斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{\text{通带带宽}}{\text{止带带宽}} = \frac{500\ \text{Hz}}{200\ \text{Hz}} = 2.5$$

图 2-45 所示为一个 n=3 在频率比为 2.5∶1 的范围内具有–1dB 纹波、大于 30dB 衰减归一化切比雪夫低通滤波器的频率响应曲线，对应的电路可以在表 10-31 找到，电路工作原理图如图 6-2（a）所示。



（a）归一化低通滤波器

（b）变换后的归一化高通滤波器

（c）频率和阻抗比例缩放后的高通滤波器

（d）变换后的带阻滤波器

（e）频率响应特性曲线

图 6-2　例 6-1 的带阻滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（c）变换归一化的低通滤波器电路为归一化的高通滤波器电路，首先用电容替换电感，反之亦然，采用互为倒数的元件参数值。变换结构如图 6-2（b）所示。

（d）归一化高通滤波器被比例缩放为截止频率等于 500Hz，对应要求的带宽和 600Ω 阻抗，电容器的参数被 $Z\times\mathrm{FSF}$ 除，电感参数乘以 Z/FSF，这里的 Z=600，频率比例缩放因子（FSF）$=2\pi f_c$，这里 $f_c=500\mathrm{Hz}$，比例缩放后的高通滤波器如图 6-2（c）所示。

（e）为完成高通到带阻的变换，每个并联电容和并联电感谐振，每个串联电容和串联电感谐振，可以利用公式（6-2）计算串联支路的谐振电感参数。

$$L=\frac{1}{\omega_0^2C}=\frac{1}{(2\pi10\times10^3)^2\times0.239\times10^{-6}}=1.06\ \mathrm{mH} \tag{6-2}$$

可以利用公式（6-3）计算并联电感回路的调谐电容参数。

$$C=\frac{1}{\omega_0^2L}=\frac{1}{(2\pi10\times10^3)^2\times0.175}=1450\ \mathrm{pF} \tag{6-3}$$

变换后的带阻滤波器如图 6-2（d）所示，这里所有的峰值都被调谐到了中心频率 10kHz。

理论频率响应特性曲线如图 6-2（e）所示。

带通滤波器经过高通变换后又进行带阻变换，最低 Q 值要求加大一个等于带阻滤波器 Q 值的因子，可以用公式（6-8）表示。

$$Q_{\min}(\text{带阻})=Q_{\min}(\text{低通})\times Q_{\mathrm{br}} \tag{6-8}$$

式中，$Q_{\min}$（低通）由图 3-8 给出；$Q_{\mathrm{br}}=5\left(\frac{f_0}{\mathrm{BW}_{3\mathrm{dB}}}\right)$（注：原文为 $Q_{\mathrm{br}}5f_0/\mathrm{BW}_{3\mathrm{dB}}$）。

支路 Q 值应大于 $Q_{\min}$（带阻）几倍以获得接近理论的结果。

在中心频率处带阻滤波器的等效电路可以通过每个并联调谐回路由 ω_0LQ_{L} 的电阻替换，串联调谐回路用 $\frac{\omega_0L}{Q_{\mathrm{L}}}$ 的电阻替换。这些电阻值对应谐振时的支路阻抗，这里 $\omega_0=2\pi f_0$，L 表示支路电感，Q_{L} 表示支路 Q 值，支路 Q 值由电感损耗决定。

明显，在中心频率的位置，电路可以用电阻分压器电路替换，这样通过控制支路 Q_{S} 就可以获得需要的衰减量，对有限电感 Q 值可以利用例 6-1 所示电路来决定电路的衰减量。

例 6-2　作为 Q 的函数，预测带阻滤波器的最大带阻抑制

技术要求：

预测例 6-1 所示带阻滤波器在 10kHz 中心频率可以得到的抑制量，可以使用 Q=100 的电感，假定电容器为无损耗电容，如果 Q 值足够大足以获得理论的通带特性。

设计结果：

（a）利用公式（5-21）和公式（5-30）计算所有调谐电路谐振时的等效电阻。

并联谐振电路：

$$R=\omega_0LQ_{\mathrm{L}}=2\pi\times10^4\times1.06\times10^{-3}\times100=6660\ \Omega$$

串联谐振电路：

$$R=\frac{\omega_0L}{Q_{\mathrm{L}}}=\frac{2\pi\times10^4\times0.175}{100}=110\ \Omega$$

（b）在 10kHz 的等效电路如图 6-3 所示。利用常用的电路分析方法，例如网格计算或近似计算技术，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以得到总损耗为 58dB。因为由于 600Ω 端子的平坦损耗为 6dB，在 10kHz 的相对衰减将为 52dB。

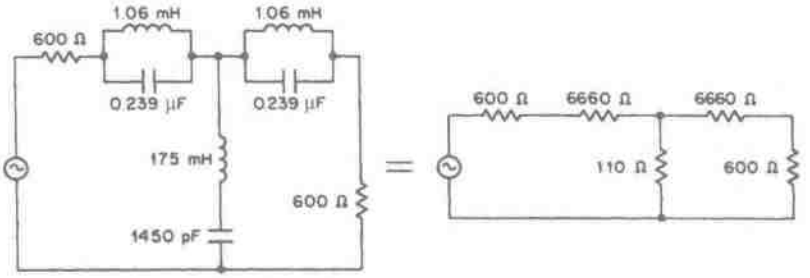


图 6-3　图 6-2 所示滤波器在中心频率处的等效电路

（c）图 3-8 所示曲线表明对 n=3 具有-1dB 纹波的切比雪夫滤波器具有最低要求的理论 Q 值为 4.5，带阻滤波器的最低 Q 值可以利用下式计算。

$$Q_{min}(带阻)=Q_{min}(低通)\times Q_{br}=\frac{10000}{500}=90$$

所以，Q=110 仅满足要求，并且出现一些通带的四舍五入，同时还会降低阻带衰减，最终的频率响应曲线如图 6-4 所示。

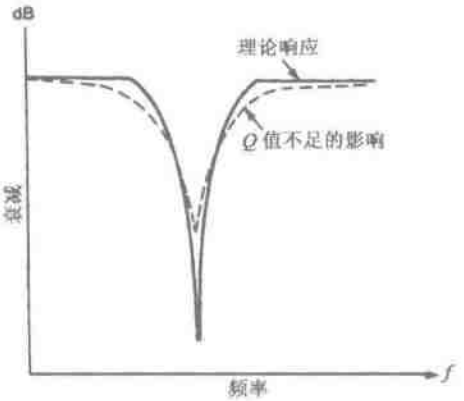


图 6-4　Q 值不足对带阻滤波器的影响

6.1.3　椭圆函数带阻滤波器

椭圆函数类滤波器的优秀工作特性可用于带阻滤波器的技术要求，可以比全极点滤波器更为有效地获得在通带和阻带极陡峭的过渡区。

Saal、Ulbrich 和 Zverev（见参考文献）针对归一化椭圆函数低通网络扩展了 LC 参数值的表格，利用计算机辅助设计软件工具或 ELI 1.0 计算机辅助设计程序，根据滤波器的技术要求和计算机辅助设计程序的输入可以直接设计低通滤波器，而不需要根据归一化的表格来设计低通滤波器，然后这些设计出的低通滤波器可以转换为高通滤波器，相应，通过和全极点滤波器一样的变换方式变换为带阻滤波器。

因为每个归一化的低通滤波器可以以对偶的形式实现，最终的带阻滤波器也可以按图 6-5 所示的形式采用两种不同的结构。

标准带阻滤波器电路的分支回路 2 对应表格 6-1 所示的类型III网络，这个支路提供了一对几何位置有关的零点，一个零点位于中心频率上面，另一个位于中心频率下面，这些零点由并联谐振的两种工作状态产生。但是，电路结构本身不是非常实用。由于每个谐振由电路有关元件之间的相互作用决定，所以对应每个并联谐振回路的元件不是完全隔离，这就使得谐振电路的调谐有点困难，对应窄带滤波器的应用场合，谐振电路的有关元件参数值也变得有些不合理。

在 5.1 节讨论的椭圆函数低通滤波器的带通变换（转换）过程中会出现完全一致的情况，如图 6-6 所示，作为一种替换给出了一种等效电路结构。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

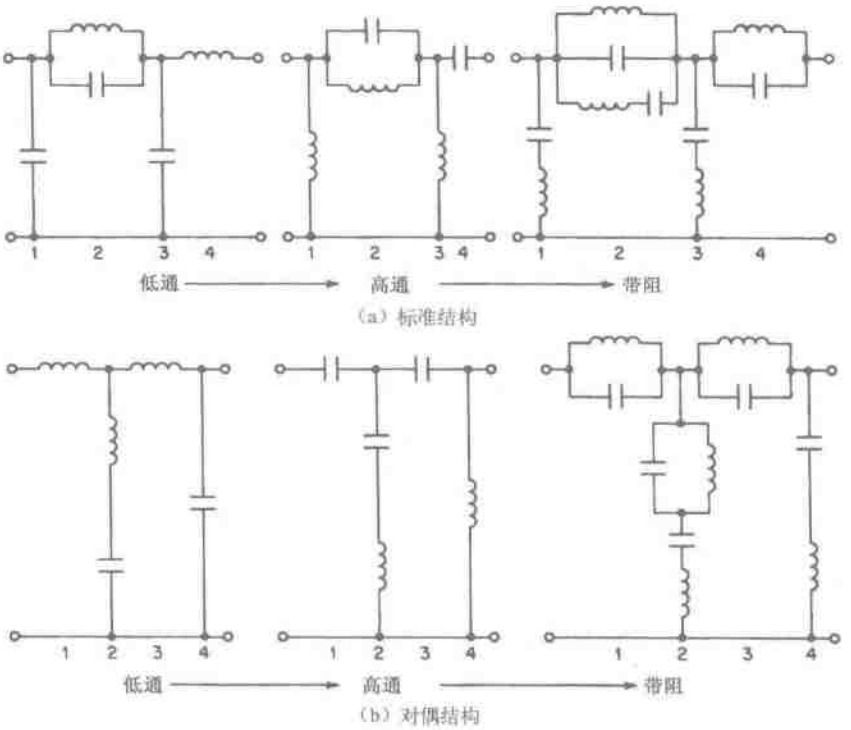


图 6-5　椭圆函数滤波器的带阻变换

图 6-6 所示的类型III网络具有倒数的元件参数值关系，这在带阻滤波器已被归一化为 1rad/s 的中心频率时就会出现这种情况，由于谐振方程式 $\omega_0^2 LC=1$ 的原因，就会出现 LC=1 的情况。这种归一化的原因极大地简化了变换方程式。

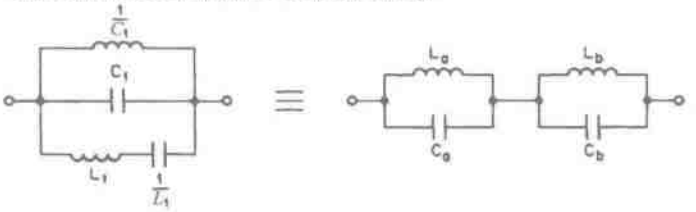


图 6-6　类型III网络的等效电路

归一化带阻滤波器电路，使用互为倒数的元件参数值，用电感取代电容，电容取代电感，首先将归一化的低通滤波器变换为高通滤波器结构，高通元件参数乘以因子 Q_{br}，这里 $Q_{br}=\frac{f_0}{\mathrm{BW}}$，公式中 f_0 是带阻滤波器的几何中心频率；BW 是带阻滤波器的带宽。利用取互为倒数值的每个电感与串联电容的谐振和电感与电容并联值的谐振可以直接得到归一化的带阻滤波器。

为实现图 6-6 所示的变换须首先计算公式（6-9），得到 β 参数值。

$$\beta=1+\frac{1}{2L_1C_1}+\sqrt{\frac{1}{4L_1^2C_1^2}+\frac{1}{L_1C_1}} \tag{6-9}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以利用下面的公式计算有关参数值。

$$L_a = \frac{1}{C_1(\beta+1)} \tag{6-10}$$

$$L_b = \beta L_a \tag{6-11}$$

$$C_a = \frac{1}{L_b} \tag{6-12}$$

$$C_b = \frac{1}{L_a} \tag{6-13}$$

每个调谐电路的谐振频率由公式（6-14）和公式（6-15）决定。

$$\Omega_{\infty,a} = \sqrt{\beta} \tag{6-14}$$

$$\Omega_{\infty,b} = \frac{1}{\Omega_{\infty,a}} \tag{6-15}$$

归一化带阻滤波器经过图 6-6 所示电路的变换后，电感乘以 Z/FSF，电容除以 Z×FSF，电路可以被比例缩放为要求的阻抗和频率。

Z 值为要求的阻抗值，在本例频率比例缩放因子（FSF）等于 ω_0（$\omega_0 = 2\pi f_0$），最终以 Hz 为单位的谐振频率由归一化乘以了 f_0 的弧度谐振频率决定。

图 6-5（b）所示的对偶低通电路结构导出的带阻滤波器分支回路 2 对应表 6-1 所示的类型Ⅳ网络，这种结构由于串联谐振的两种情况实现了有限零点对。但是，对类型Ⅲ的网络，每个谐振回路的谐振由所有有关元件的相互作用决定，这就使得调谐有些困难，对应窄带滤波器就会导致不合理的参数值。一个变通的电路结构如图 6-7 所示，由并联的两个串联谐振电路构成。

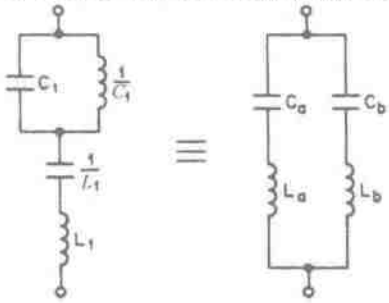


图 6-7　类型 4 网络的等效电路

为简化变换方程式，类型Ⅳ的网络需要互为倒数的参数值，所以带阻滤波器必须归一化为 1rad/s 的中心频率，这可以按前面介绍的方法完成，在变换完成后滤波器又再去归一化。可以按下面介绍的方法来进行变换：

首先计算：

$$\beta = 1 + \frac{1}{2L_1C_1} + \sqrt{\frac{1}{4L_1^2C_1^2} + \frac{1}{L_1C_1}} \tag{6-16}$$

然后计算：

$$L_a = \frac{(\beta+1)L_1}{\beta} \tag{6-17}$$

$$C_a = \frac{1}{(\beta+1)L_1} \tag{6-18}$$

$$L_b = \frac{1}{C_a} \tag{6-19}$$

$$C_b = \frac{1}{L_a} \tag{6-20}$$

$$\Omega_{\infty,a} = \sqrt{\beta} \tag{6-21}$$

$$\Omega_{\infty,b} = \frac{1}{\Omega_{\infty,a}} \tag{6-22}$$

椭圆函数滤波器的标准结构通常优于对偶电路，所以，利用图 6-6 所示的结构可以实现传

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

输低通零点的变换。由于并联谐振电路可以变换为交替的 L/C 比值以优化 Q 值和降低电容器的参数值（见 8.2 节关于抽头电感的有关内容），所以并联谐振电路通常更优于串联谐振电路。

例 6-3　设计一个 LC 椭圆函数带阻滤波器

技术要求：

设计一个满足以下技术要求的带阻滤波器：

–1dB 最大位于 2200Hz 和 2800Hz 频率点

–50dB 最低位于 2300Hz 和 2700Hz 频率点

源阻抗和负载阻抗等于 600Ω

设计结果：

（a）变换为几何对称的技术要求，首先利用公式（2-14）计算几何中心频率。

$$f_0 = \sqrt{f_L f_U} = \sqrt{2200 \times 2800} = 2482\ \text{Hz}$$

对利用公式（2-18）给出的每个止带频率计算对应的几何中心频率。

$$f_1 f_2 = f_0^2$$

f_1	f_2	$f_2 - f_1$
2300Hz	2678Hz	378Hz
2282Hz	2700Hz	418Hz

因为第二对频率的技术要求更为严格，所以对第二对频率就有所限制，全部几何对称技术指标可以表示如下。

$$f_0 = 2482\ \text{Hz}$$

$$\text{BW}_{1\ \text{dB}} = 600\ \text{Hz}$$

$$\text{BW}_{50\ \text{dB}} = 418\ \text{Hz}$$

（b）利用公式（2-20）计算带阻斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{\text{通带带宽}}{\text{止带带宽}} = \frac{600\ \text{Hz}}{418\ \text{Hz}} = 1.435$$

注：原著计算出的 A_s=1.435。

必须选用归一化的低通滤波器，因为归一化的低通滤波器可以满足频率比为 1.435 时从低于 1dB 到大于 50dB 的变换，这里选用椭圆函数滤波器。

（c）打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 0.18。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 1。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 1.435。

查看 Frequency Scale Rad/Sec 选项框。

在 Source Res 和 Load Res 中输入 1。

（d）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 50。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

这时在主控面板上显示 6 Order。

查看 Even Order Mod 选项框。

（e）单击 Synthesize Filter 按钮。

滤波器设计软件给出两个解决方案，选用图 6-8（a）所示的集总滤波器。

（f）这样归一化的低通滤波器通过用电容替换所有的电感，反之亦然，采用互为倒数值的参数值，低通滤波器被转换为高通滤波器，最终得到的滤波器电路工作原理图如图 6-8（b）所示。

（g）获得归一化的带阻滤波器，以便可以实现图 6-6 的变换，首先用 Q_{br} 乘以所有的高通元件参数值，有下式成立。

$$Q_{br}=\frac{f_0}{BW_{1dB}}=\frac{2482\ \text{Hz}}{600\ \text{Hz}}=4.137$$

修正后的高通滤波器电路工作原理图如图 6-8（c）所示。

（h）每个高通电感和串联电容谐振，每个电容和并联电感并联谐振以获得归一化的带阻滤波器。因为中心频率为 1rad/s，谐振元件参数为图 6-8（d）所示的简单互为倒数关系。

（i）利用公式（6-9）到公式（6-15）第 2 个和第 4 个类型Ⅲ的网络分支被转换为图 6-6 所示的等效电路。

第 3 分支支路的类型Ⅲ网络：

$$L_1=11.428\ \text{H}\qquad C_1=3.270\ \text{F}$$

$$\beta=1+\frac{1}{2L_1C_1}+\sqrt{\frac{1}{4L_1^2C_1^2}+\frac{1}{L_1C_1}}=1.1775 \tag{6-9}$$

$$L_a=\frac{1}{C_1(\beta+1)}=0.1404\ \text{H} \tag{6-10}$$

$$L_b=\beta L_a=0.1654\ \text{H} \tag{6-11}$$

$$C_a=\frac{1}{L_b}=6.047\ \text{F} \tag{6-12}$$

$$C_b=\frac{1}{L_a}=7.1205\ \text{F} \tag{6-13}$$

$$\Omega_{=,a}=\sqrt{\beta}=1.0851 \tag{6-14}$$

$$\Omega_{=,b}=\frac{1}{\Omega_{=,a}}=0.92155 \tag{6-15}$$

对第 4 分支支路的类型Ⅲ网络：

$$L_1=20.08\ \text{H}\quad C_1=3.260\ \text{F}$$

$$\beta=1.13147$$

$$L_a=0.139\ \text{H}$$

$$L_b=0.1628\ \text{H}$$

$$C_a=6.1412\ \text{F}$$

$$C_b=6.9486\ \text{F}$$

$$C_b=6.9486\ \text{F}$$

$$\Omega_{=,a}=1.0637$$

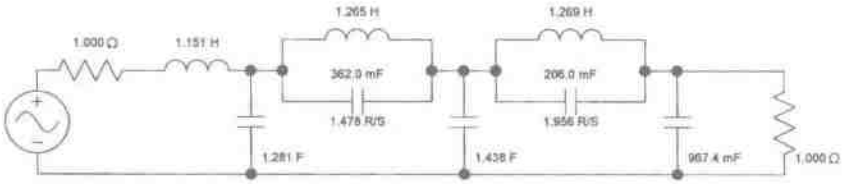
$$\Omega_{=,b}=0.94011$$

www.789pdf.com 789书库网

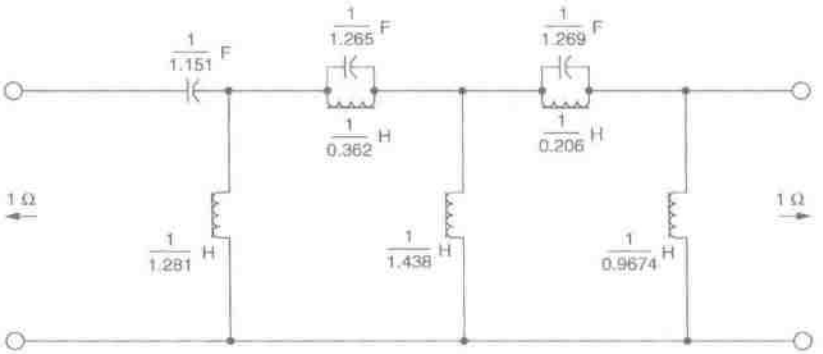
www.789pdf.com 789书库网

最终归一化的带阻滤波器如图 6-8（e）所示。

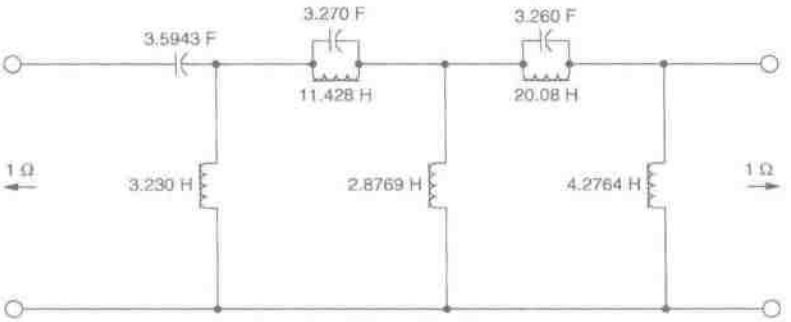
（j）通过频率和阻抗比例缩放归一化的带阻滤波器中心频率为 2482Hz，阻抗为 600Ω 就可以得到最终的滤波器电路，电感参数乘以 Z/FSF，电容参数除以 Z×FSF（注：原著为 Z3FSF），这里 Z=600Ω，$FSF=2\pi f_0$，$f_0=2482Hz$。电路工作原理图如图 6-8（f）所示，这里每节电路的谐振频率可以通过归一化的频率乘 f_0 得到，频率响应如图 6-8（g）所示。



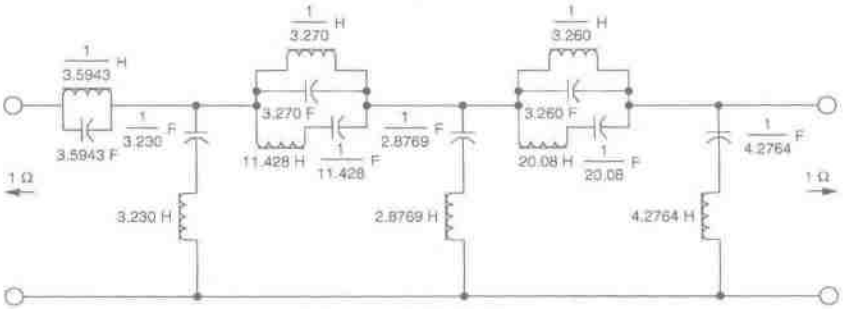
（a）归一化低通滤波器



（b）变换后的高通滤波器



（c）元件参数乘 Q_{bp} 的高通滤波器

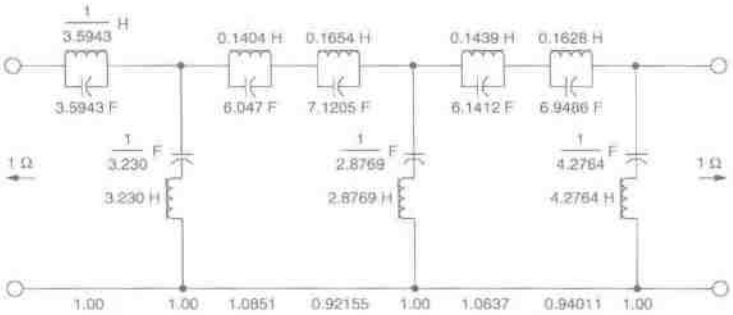


（d）归一化带阻滤波器

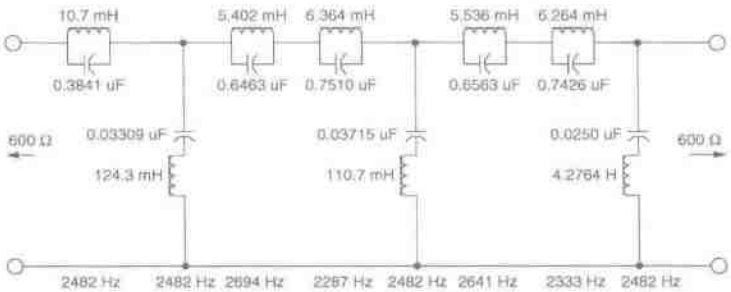
图 6-8　椭圆函数带阻滤波器

www.789pdf.com 789书库网

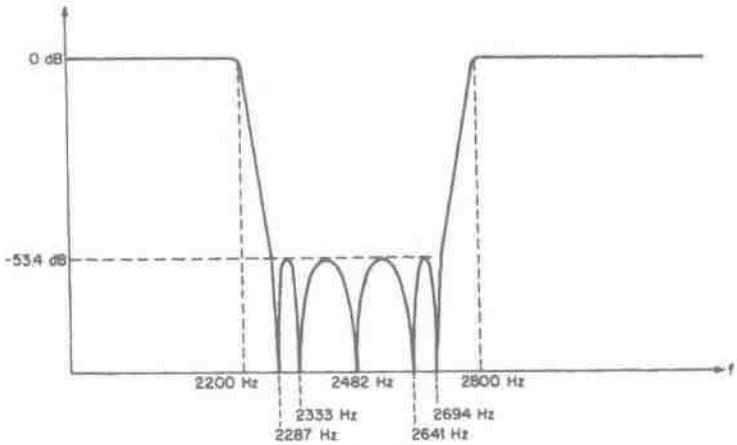
www.789pdf.com 789书库网



（e）变换后的类型 3 网络



（f）频率和阻抗比例缩放后的电路



（g）频率响应

图 6-8　椭圆函数带阻滤波器（续）

▷▷▷ 6.1.4　空网络

空网络可以大致地定义为用以抑制某个信号频率或非常窄的频带信号电路，空网络通常被认定为是一个陷波器，陷波深度是首要考虑的因素，滚降率不是首要考虑因素，电路被限制为一个单节节电路。

1. 并联谐振陷波器

可以利用公式（6-23）计算图 6-9（a）所示 RC 高通电路的–3dB 截止频率。

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{6-23}$$

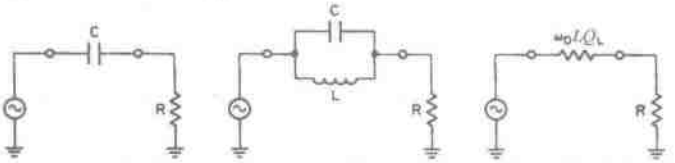
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

通过带阻变换（转换）可以得到图 6-9（b）所示的电路，可以利用公式（6-24）计算电感 L 的参数。

$$L=\frac{1}{\omega_0^2 C} \tag{6-24}$$

式中，$\omega_0=2\pi f_0$；f_0 是中心频率；f_c 是–3dB 带宽。



（a）RC 高通滤波器　（b）带阻变换后得到的结果　（c）在 f_0 的等效电路

图 6-9　并联谐振陷波器

可以用公式（6-25）表示一阶带阻滤波器的频率响应。

$$A_{dB}=10\lg\left[1+\left(\frac{BW_{3\,dB}}{BW_{x\,dB}}\right)^2\right] \tag{6-25}$$

式中，BW_{3dB} 对应公式（6-23）的频率 f_c；BW_{xdB} 是所关心的频带宽度。对应 n=1 的频率响应也可以通过归一化的图 2-34 所示巴特沃兹衰减曲线决定，这里 $\frac{BW_{3dB}}{BW_{xdB}}$ 表示归一化的带宽比。

并联谐振电路谐振时的阻抗等于 $\omega_0 L Q_L$，这里 Q_L 表示电感 Q 值，并且假定电容为无损耗电容，这样可以得到图 6-9（c）所示带阻滤波器在谐振频率 f_0 的等效电路。利用公式（6-23）、公式（6-24）和图 6-9（c）所示的电路经过一些数学运算就可以导出图 6-9 所示 n=1 带阻滤波器在谐振时的衰减表达式。

$$A_{dB}=20\lg\left(\frac{Q_L}{Q_{br}}+1\right) \tag{6-26}$$

式中，$Q_{br}=\frac{f_0}{BW_{3dB}}$。对应公式（6-26）的曲线如图 6-10 所示。当 Q_{br} 取值高时，为了在谐振频率 f_0 得到足够的衰减，所需的电感 Q 值就可能变得异常的高。

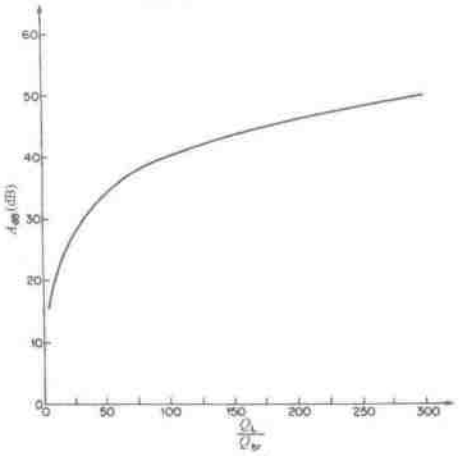


图 6-10　衰减与 $\frac{Q_L}{Q_{br}}$ 关系曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

不是足够高Q值的结果不仅会降低相对衰减，而且会在截止频率响应附近引起一些不陡峭、圆滑的频率响应工作特性，所以，比值$\frac{Q_L}{Q_{br}}$应取得尽可能的高。

例 6-4 并联谐振陷波器的设计

技术要求：

设计一个具有 500Hz 的-3dB 带宽、中心频率为 7500Hz 的并联谐振电路，源阻抗为 0，负载阻抗为 1kΩ。并且在 7500Hz 频率点的相对衰减至少为 30dB 条件下决定所需要电感的最小 Q 值。

设计结果：

（a）利用公式（6-23）计算电容器的参数。

$$C=\frac{1}{2\pi f_c R}=\frac{1}{2\pi 500\times 1\ 000}=0.3183\ \mu F$$

利用公式（6-24）计算电感的参数，有

$$L=\frac{1}{\omega_0^2 C}=\frac{1}{(2\pi 7\ 500)^2\times 3.183\times 10^{27}}=1.415\ mH$$

最终电路工作原理图如图 6-11 所示。

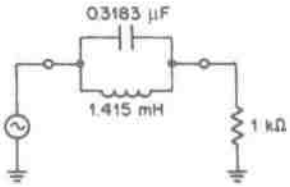


图 6-11 例 6-4 对应的并联谐振陷波器

（b）在 f_0 对-30dB 衰减所需要的比值$\frac{Q_L}{Q_{br}}$可以利用图 6-10 或公式（6-26）决定，比值$\frac{Q_L}{Q_{br}}$近似为 30，所以电感的 Q 值应大于 $30Q_{br}$ 或大于 450，这里的$Q_{br}=\frac{f_0}{BW_{3dB}}$。

实用中需要带阻网络工作于源阻抗和负载阻抗相等的情况，而不是工作于图 6-9 所示的电压源。如果指定源阻抗和负载阻抗均为 R，则公式（6-23）可以修改为公式（6-27）。

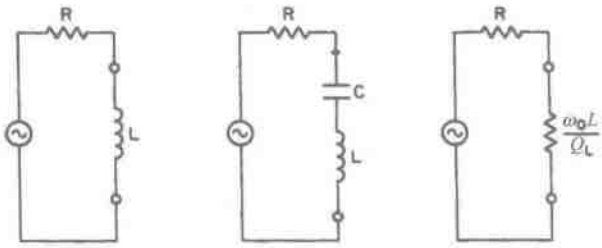
$$f_c=\frac{1}{4\pi RC} \tag{6-27}$$

如果源阻抗和负载阻抗不相等，则可以用公式（6-28）计算截止频率。

$$f_c=\frac{1}{2\pi(R_S+R_L)C} \tag{6-28}$$

2. 串联谐振陷波器

从图 6-12（a）所示的 RL 高通滤波器可以导出 n=1 的带阻滤波器，可以利用公式（6-29）计算-3dB 截止频率。



（a）RL 高通滤波器　（b）带阻变换的结果　（c）在 f_0 的等效电路

图 6-12 串联谐振陷波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$f_c = \frac{R}{2\pi L} \tag{6-29}$$

谐振电感与串联谐振电容利用公式（6-24）可以得到图 6-12（b）所示带阻滤波器的电容参数如下式所示。

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$$

中心频率为 f_0，–3dB 带宽等于 f_c，电感的串联损耗可以表示为 $\frac{\omega_0 L}{Q_L}$，图 6-12（c）所示电路表示谐振时带阻滤波网络的等效电路，可以用图 6-10 或公式（6-26）计算衰减值。

例 6-5　设计一个串联谐振陷波器

技术要求：

设计一个如前例所示的–3dB 带宽为 500Hz、中心频率为 7500Hz 的串联谐振电路，源阻抗等于 1kΩ，假定负载阻抗为无穷大。

设计结果：

利用公式（6-29）和公式（6-24）计算有关于元件参数值如下：

$$L = \frac{R}{2\pi f_c} = \frac{1000}{2\pi 500} = 0.318\ \text{H}$$

和

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{1}{(2\pi 7500)^2\ 0.318} = 1420\ \text{pF}$$

电路工作原理图如图 6-13 所示。

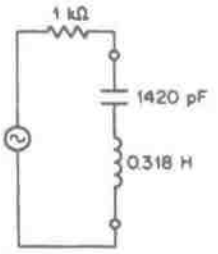


图 6-13　例 6-5 对应的串联谐振陷波器

如果串联谐振陷波器的负载阻抗等于源阻抗，高通–3dB 截止频率和最终带阻滤波器的–3dB 带宽由公式 6-30 决定。

$$f_c = \frac{R}{4\pi L} \tag{6-30}$$

对源阻抗和负载阻抗不相等的常用应用场合，可以利用公式（6-31）计算截止频率。

$$f_c = \frac{R_{eq}}{2\pi L} \tag{6-31}$$

式中，R_{eq} 是源阻抗和负载阻抗的并联值。

3. 桥 T 结构

前面讨论的谐振陷波器在陷波深度上技术性能要严重降低，除非电感的 Q 值比 Q_{bt} 要大许多，桥 T 带阻结构可以在电感 Q 值取实用值时很容易的获得大于 60dB 的抑制能力，电路结构如图 6-14（a）所示。

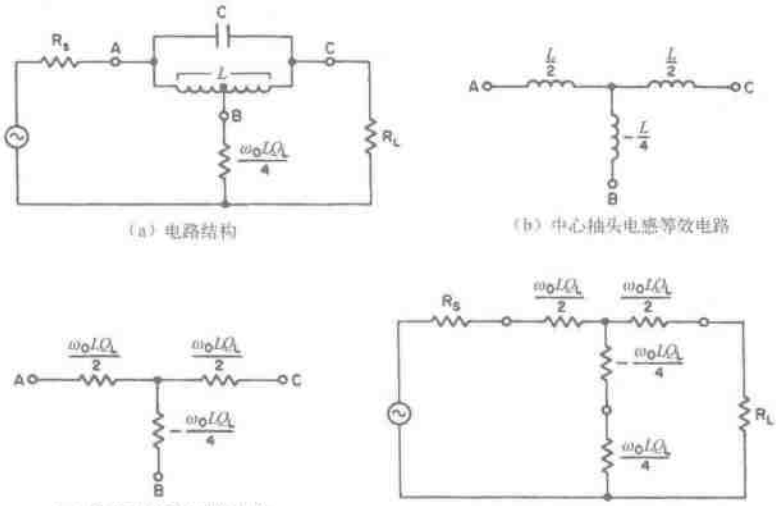
为了解图 6-14（a）所示电路的工作原理，首先考虑图 6-14（b）所示耦合系数为 1 中心抽头电感的等效电路，在 A、C 两个端点的电感对应图 6-14（a）的电路，在 A、B 或 B、C 两个端点之间的电感量等于 L/4。可知中心抽头自耦变压器电感一半线圈的阻抗为整个自耦变压器线圈阻抗的 1/4，这是因为阻抗和绕组匝数比平方成正比的原因。

并联谐振电路谐振时的阻抗等于 $\omega_0 L Q_L$，因为图 6-14（a）所示电路是一个自耦变压器中心抽头的电路，三端网络等效电路如图 6-14（c）所示，A、C 两端点之间的阻抗仍然为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$\omega_0 LQ_L$，在中间并联支路必须存在负阻，以确保谐振电路一半的阻抗为 1/4 的总阻抗，即 1/4 的 $\omega_0 LQ_L$。当然，对单个无源两端元件而言负电阻或负电感从物理的角度出发是不可能的，但是，负电阻或负电感可以嵌入在一个等效电路中。



（a）电路结构　（b）中心抽头电感等效电路

（c）谐振时的等效阻谐电路　（d）谐振时的桥 T 等效电路

图 6-14　桥 T 空网络

如果结合图 6-14（c）和图 6-14（a）的桥 T 网络等效电路，就可以得到图 6-14（d）所示的电路。正电阻和负电阻在中心支路被抵消，最终呈现对中心频率的无限抑制能力，实际得到的抑制能力取决于多种因素，例如和自耦变压器中心抽头精度、耦合系数和 Q_L 值的大小有关。在通过采取自耦变压器中心抽头和加电阻 $\frac{\omega_0 LQ_L}{4}$ 后，对设计的图 6-9（b）并联陷波电路修改后就可以得到桥 T 结构的电路，在陷波深度上可以取得重大改进。

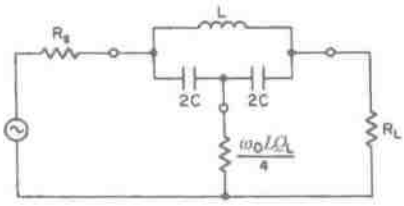


图 6-15　桥 T 的变形

实用中，中心抽头电感并不是可以容易做到或实现，桥 T 电路的另一种变通形式如图 6-15 所示，设计的图 6-9 并联谐振陷波电路可以通过把电容分为两个容量为两倍的电容和一个阻值为 $\frac{\omega_0 LQ_L}{4}$ 的电阻给以修正，两个电容需要紧密地匹配。

总之，桥 T 结构是一种在不加大电感 Q 值条件下可以有效增加并联谐振陷波器可用陷波抑制能力的经济适用方法。但是，因为 n=1，一般的结论是单个空节电路仅在单一频率或对给定的相对窄的–3dB 带宽频带内提供高的抑制能力。电路的工作稳定性成为了一个重要的因素，较高阶的带阻滤波器可以获得较宽的止带，并且维持同样的–3dB 带宽。

▷▷ 6.2　有源带阻滤波器

下面讨论宽带和窄带有源带阻滤波器设计，以及有源空网络的内容，将详细介绍常用的双 T 电路。

www.789pdf.com 789书库网

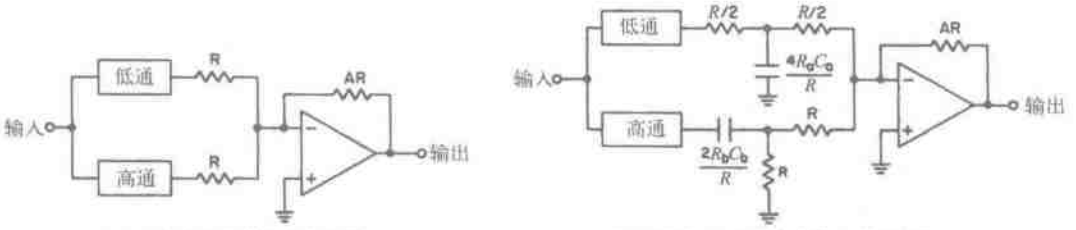
www.789pdf.com 789书库网

▷▷▷ 6.2.1　宽带有源带阻滤波器

可以通过将宽带滤波器的技术指标分为低通和高通技术要求来设计宽带滤波器，然后独立设计低通和高通滤波器，再把设计好的低通和高通滤波器的输入和输出对应端并联就可以得到所需要的带阻滤波器。

对全极点滤波器而言，当低通和高通两个滤波器的截止频率之间的分离度有一个或多个倍频程时宽带设计的技术方案是有效的，这样可以使在合成带阻滤波器止带内的相互干扰最小（见 2.1 节和图 2-13）。因为椭圆函数网络的滤波特性较为陡峭，所以，低通和高通椭圆函数滤波器的带阻频率间隔可以做的小些。

在低通和高通滤波器合成时可以使用反相放大器，这样滤波器电路还可以有一定的增益，利用图 6-16（a）所示的电路结构可以合成带阻滤波器，这里的电阻 R 可以取任意值，A 表示电路要求的增益，单个滤波器的输出阻抗要低，以避免求和合成电阻对滤波器负载的影响。



（a）低输出阻抗的合成滤波器　　（b）需要 RC 实数极点的合成滤波器

图 6-16　宽带带阻滤波器

3.2 节和 4.2 节介绍的电压控制电压源（VCVS）椭圆函数低通和高通滤波器每个都需要在最后面加 RC 端子，以便得到实数极点，这些元件可以和求和电阻混合使用，最终生成图 6-16（b）所示的电路。对应图 3-20 所示的低通滤波器，元件 R_a 和 C_a 对应去归一化参数值的低通滤波器电阻 R_5 的阻值，去归一化高通滤波器的实数极点值由 R_b 和 C_b 决定，如果只使用一个电压控制电压源（VCVS）滤波器类型，最终合成的低输出阻抗滤波器网络可以用一个阻值为 R 的单电阻替换。

如果一个或两个滤波器都是椭圆函数类型的滤波器，最终可以获得的衰减由较小值的 A_{min} 决定，这是因为合成滤波器的止带输出是由两个滤波器共同作用而形成。

例 6-6　宽带带阻滤波器的设计

技术要求：

设计一个–3dB 频率点分别为 100Hz 和 400Hz，在频率 175Hz 和 225Hz 之间大于 35dB 衰减的有源带阻滤波器。

设计结果：

（a）由于截至频率的上限值和下限值的比值超过了一个倍频程，可以采用宽带滤波器的技术方案。首先，将有源带阻滤波器的技术指标分为低通和高通滤波器技术指标。

低通滤波器：

3dB 位于 100Hz 频率点

–35dB 最低位于 175Hz 频率点

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

高通滤波器:

3dB 位于 400Hz 频率点

–35dB 最低位于 225Hz 频率点

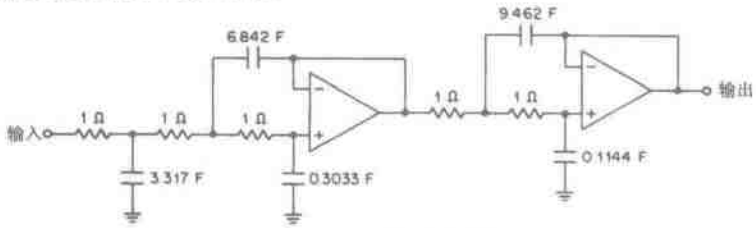
(b) 现在可以按低通和高通滤波器分别设计:

低通滤波器:

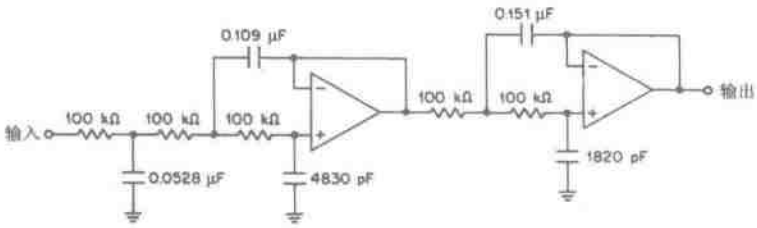
利用公式 (2-11) 计算斜率因子 A_s。

$$A_s = \frac{f_s}{f_c} = \frac{175\ \text{Hz}}{100\ \text{Hz}} = 1.75$$

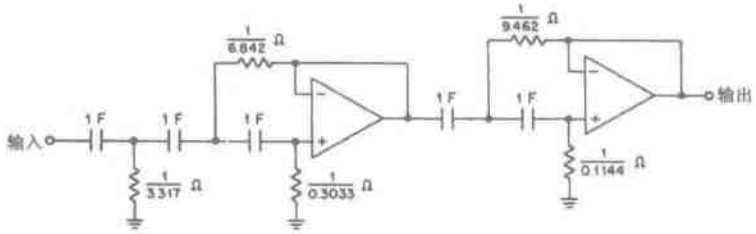
利用图 2-44 可以选用具有–0.5dB 纹波 n=5 的切比雪夫滤波器，归一化的有源低通滤波器参数值由表 10-39 给出，滤波器电路如图 6-17 (a) 所示。



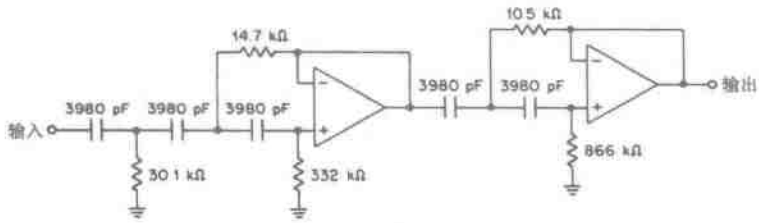
(a) 归一化的低通滤波器



(b) 去归一化的低通滤波器



(c) 变换后的归一化高通滤波器

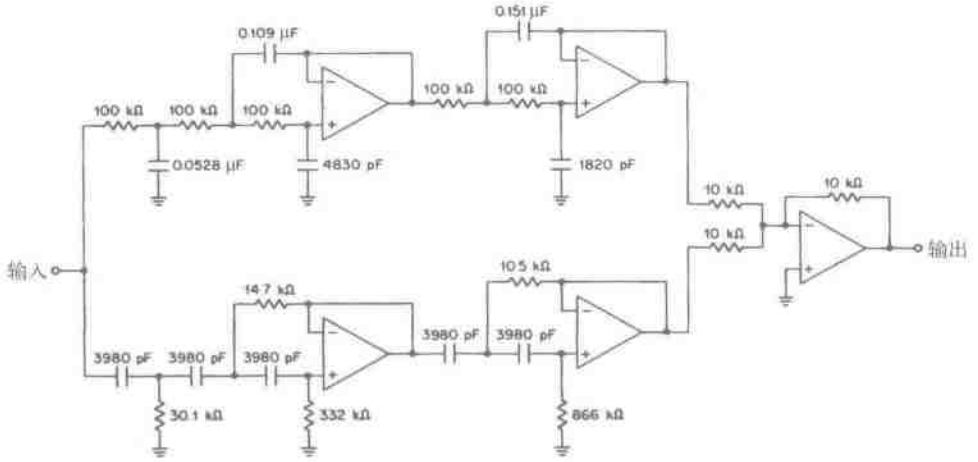


(d) 去归一化高通滤波器

图 6-17　例 6-6 所示的宽带带阻滤波器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（e）得到带阻响应的合成滤波器

图 6-17　例 6-6 所示的宽带带阻滤波器（续）

去归一化滤波器，所有的电阻乘以 Z，所有的电容除以 $Z\times\mathrm{FSF}$，这里 Z 取 10^5，频率比例缩放因子（FSF）为 $2\pi f_c$，这里 f_c=100Hz，去归一化的低通滤波器如图 6-17（b）所示。

高通滤波器：

利用公式（2-13）计算斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{f_c}{f_s}=\frac{400\ \mathrm{Hz}}{225\ \mathrm{Hz}}=1.78$$

具有–0.5dB 纹波 n=5 的切比雪夫滤波器也可以满足这个高通滤波器的技术要求，基于图 6-17（a）的归一化低通滤波器进行高通变换来获得图 6-17（c）所示电路，电路中所有电阻被互为倒数参数值的电容替换。

归一化的高通滤波器又被进行频率和阻抗比例缩放，比例缩放时所有电阻乘以 Z，所有电容除以 $Z\times\mathrm{FSF}$，这里 Z 取 10^5，频率比例缩放因子（FSF）为 $2\pi f_c$，这里 $f_c=400$Hz，采用 1%精度标准电阻值的去归一化高通滤波器，如图 6-17（d）所示。

（e）利用图 6-16（a）所示的电路结构可以将单独的低通滤波器和高通滤波器合成，因为没有增益要求，增益 A 可以取 1，电阻 R 取常规值 10kΩ，最终生成图 6-17（e）所示的电路。

▷▷▷ 6.2.2　低通极点的带阻变换

利用宽带技术方案来设计带阻滤波器，通过合成低通和高通网络来获得典型的一个倍频程或更大倍频程的滤波器带宽，如果低通和高通滤波器的截止频率分离度不是足够高，在止带内就会产生干扰，导致不合理的止带抑制效果（见图 2-13）。

一个更为常用的技术方案含归一化带阻滤波器技术要求，并选用满足这些技术要求的归一化低通滤波器，利用有源节电路方法相应的归一化低通极点直接转换为带阻形式，实现带阻滤波器。

带阻传递函数可以通过低通传递函数频率变量的替换公式（6-32）实现，公式（6-32）中频率变量用新的频率变量进行了替换。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$f_{br}=\frac{1}{f_0\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)} \tag{6-32}$$

利用低通到高通的变换合成和 6.1 节讨论的带阻变换，就可以利用低通传递函数变换得到所要的带阻滤波器。

带阻变换会产生两对复数极点和从每个低通复数极点对产生一对二阶虚数零点，单个低通实数极点被变换为一个复数极点对和一对一阶虚数零点，这些关系如图 6-18 所示。在中心频率处出现零点，并会由于在无穷位置出现低通零点，通过变换导致在中心频率位置出现零点。

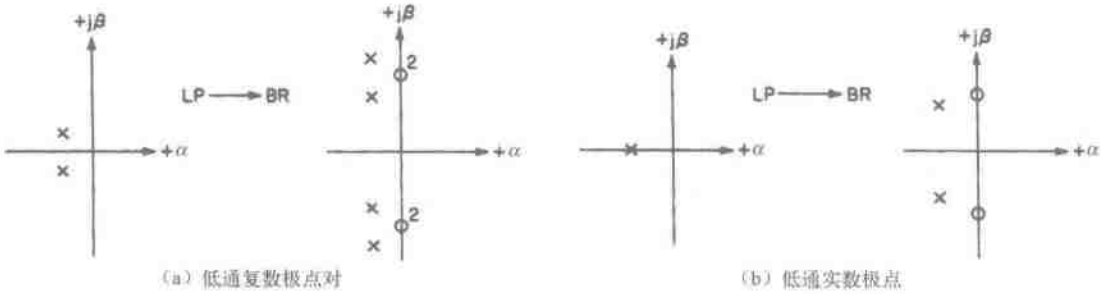


图 6-18　低通极点的带阻变换

图 6-18（a）中的带阻极-零点分布对应两个带阻节电路，每个节电路在中心频率处有一个零点，同时有一个极点对。利用单节电路也会在中心频率位置出现零点，单个带阻节电路可以实现图 6-18（b）所示的带阻极-零点分布。

为实现低通到带阻的变换须首先计算出公式（6-33）的结果。

$$Q_{br}=\frac{f_0}{BW} \tag{6-33}$$

式中，f_0 是几何中心频率；BW 是通带宽度。然后按下面的步骤进行复数极点和实数极点的变换。

（1）复数极点。

第 10 章给出的表格含有第 2 章讨论的对应全极点低通滤波器类的表格化极点。复数极点以 $-\alpha\pm j\beta$ 的形式给出，α 表示复数的实部坐标，β 表示复数的虚部坐标。在给定 α、β、Q_{br} 和 f_0 的情况下，利用下面的公式计算（见公式（6-34）到公式（6-44））就会产生两组定义两个带阻滤波器电路节的 Q 值和频率值，同时，每个节电路在频率 f_0 的位置有零点出现。

$$C=\alpha^2+\beta^2 \tag{6-34}$$

$$D=\frac{\alpha}{Q_{br}C} \tag{6-35}$$

$$E=\frac{\beta}{Q_{br}C} \tag{6-36}$$

$$F=E^2-D^2+4 \tag{6-37}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$G=\sqrt{\frac{F}{2}+\sqrt{\frac{F^2}{4}+D^2E^2}} \tag{6-38}$$

$$H=\frac{DE}{G} \tag{6-39}$$

$$K=\frac{1}{2}\sqrt{(D+H)^2+(E+G)^2} \tag{6-40}$$

$$Q=\frac{K}{D+H} \tag{6-41}$$

$$f_{ra}=\frac{f_0}{K} \tag{6-42}$$

$$f_{rb}=Kf_0 \tag{6-43}$$

$$f_{\infty}=f_0 \tag{6-44}$$

两个带阻节电路的谐振频率分别为 f_{ra} 和 f_{rb}（单位为 Hz），由公式（6-41）给出的两个带阻节电路 Q_s 相等。同时，每个节电路在滤波器的几何中心频率 f_0 有一个零点。

（2）实数极点。

归一化低通实数极点的实部坐标 α_0 被变换为具有公式（6-45）给定 Q 值的单带阻节电路。

$$Q=Q_{br}\alpha_0 \tag{6-45}$$

这个节电路的谐振频率等于频率 f_0，这个节电路在谐振频率 f_0 点有传输零点。

例 6-7　计算一个带阻滤波器的极点和零点位置

技术要求：

利用下面的技术指标决定带阻滤波器的极点和零点位置。

中心频率为 3600Hz

3dB 位于 ±150Hz 频率点

–40dB 最低位于 ±30Hz 频率点

设计结果：

（a）因为滤波器为窄带滤波器，技术要求可以直接按算数对称的形式处理。

$$f_0=3600\ \text{Hz}$$

$$\text{BW}_{3\,\text{dB}}=300\ \text{Hz}$$

$$\text{BW}_{40\,\text{dB}}=60\ \text{Hz}$$

可以利用公式（2-20）计算带阻斜率因子 A_s。

$$A_s=\frac{\text{通带带宽}}{\text{止带带宽}}=\frac{300\ \text{Hz}}{60\ \text{Hz}}=5$$

（b）利用图 2-42 可以选用 n=3 的–0.1dB 纹波切比雪夫归一化低通滤波器，利用表 10-23 可以找到对应的极点位置，极点位置坐标如下所示。

–0.3500+j0.8695

–0.6999

首先利用公式（6-33）计算 Q_{br}，有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$Q_{br}=\frac{f_0}{BW_{3\,dB}}=\frac{3600\ Hz}{300\ Hz}=12$$

利用公式（6-34）～公式（6-45）可以完成低通到带阻极点的变换。

复数极点变换：

$$\alpha=0.3500 \quad \beta=0.8695$$

$$C=\alpha^2+\beta^2=0.878530$$

$$D=\frac{\alpha}{Q_{br}C}=0.033199$$

$$E=\frac{\beta}{Q_{br}C}=0.082477$$

$$F=E^2-D^2+4=4.0005700$$

$$G=\sqrt{\frac{E}{2}+\sqrt{\frac{F^2}{4}+D^2E^2}}=2.001425$$

$$H=\frac{DE}{G}=0.001368$$

$$K=\frac{1}{2}\sqrt{(D+H)^2+(E+G)^2}=1.042094$$

$$Q=\frac{K}{D+H}=30.15$$

$$f_{ra}=\frac{f_0}{K}=3455\ Hz$$

$$f_{rb}=Kf_0=3752\ Hz$$

$$f_\infty=f_0=3600\ Hz$$

实数极点变换：

$$\alpha_0=0.699$$

$$Q=Q_{br}\alpha_0=8.40$$

$$f_r=f_\infty=f_0=3600\ Hz$$

工作原理框图如图 6-19 所示。

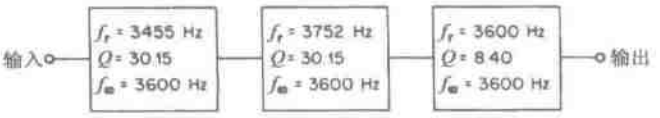


图 6-19　例 6-7 的工作原理框图

▷▷▷ 6.2.3　窄带有源带阻滤波器

首先可以通过把一系列的归一化低通极点变换为带阻的形式来设计窄带有源带阻滤波器，利用 6.2 节的有关内容可以以谐振频率 f_r、Q 和 f_∞ 的形式来计算带阻滤波器的极点，然后利用有源带阻节电路来实现窄带有源带阻滤波器。

1. 电压控制电压源（VCVS）带阻节电路

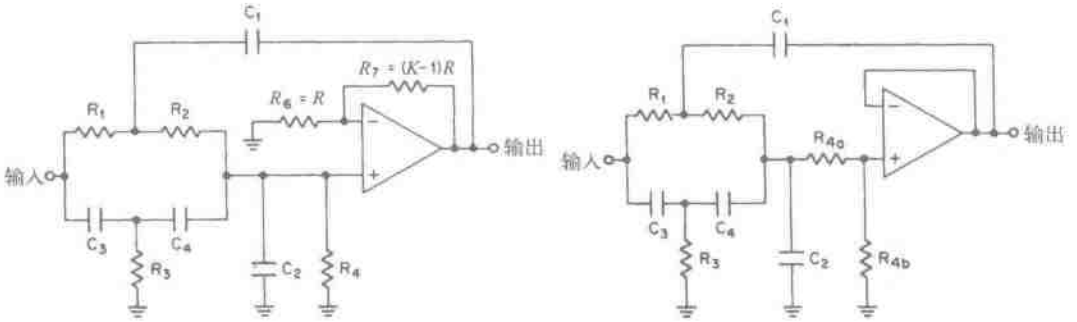
复数低通极点会导致在同样频率处不会出现 f_r 和 f_∞ 频率的一系列带阻参数，在带阻滤

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

波器的设计过程中带阻节电路需要允许独立的选择 f_r 和 f_∞ 参数。5.2 节介绍的电压控制电压源（VCVS）和双二阶电路在椭圆函数带通滤波器下有这种选择的自由。

电压控制电压源（VCVS）的实现如图 6-20 所示，在 5.2 节的“椭圆函数带通滤波器”部分内容中给出了设计方程式，为了方便在这里又进行了重复，可以利用 6.2 节介绍的带阻变换步骤获得这里的 f_r 和 f_∞，有关计算出的参数如下所示：



（a）$K>1$ 的电路　　（b）$K<1$ 的电路

图 6-20　带阻滤波器的电压控制电压源（VCVS）实现

首先计算

$$a=\frac{1}{Q} \tag{6-46}$$

$$b=\left(\frac{f_\infty}{f_r}\right)^2 \tag{6-47}$$

$$c_1=2\pi f_r \tag{6-48}$$

然后选择 C

$$C_1=C \tag{6-49}$$

$$C_3=C_4=\frac{C_1}{2} \tag{6-50}$$

$$C_2\geqslant\frac{C_1(b-1)}{4} \tag{6-51}$$

$$R_3=\frac{1}{cC_1\sqrt{b}} \tag{6-52}$$

$$R_1=R_2=2R_3 \tag{6-53}$$

$$R_4=\frac{4\sqrt{b}}{cC_1(1-b)+4cC_2} \tag{6-54}$$

$$K=2+\frac{2C_2}{C_1}-\frac{a}{2\sqrt{b}}+\frac{2}{C_1\sqrt{b}}\left(\frac{1}{cR_4}-aC_2\right) \tag{6-55}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_6 = R \qquad R_7 = (K-1)R \tag{6-56}$$

式中，R 可以取任意值。

当 K>1 时可以采用图 6-20（a）所示电路，在 K<1 情况下，可以采用图 6-20（b）所示的电路。这里：

$$R_{4a} = (1-K)R_4 \tag{6-57}$$

$$R_{4b} = KR_4 \tag{6-58}$$

可以利用公式（6-59）计算节电路的 DC 增益：

$$\text{节电路增益} = \frac{bKC_1}{4C_2 + C_1} \tag{6-59}$$

合成滤波器在通带内的增益为所有节电路 DC 增益的乘积。

电压控制电压源（VCVS）结构有一些不好的特性，虽然当 K>1 时通过调节电阻 R_6 或 R_7 可以调节电路的 Q 值，由于输出端的–3dB 带宽受传输零点影响，所以 Q 值不能独立的测量。由于谐振频率 f_r 或陷波频率 f_∞ 受到一些元件之间相互作用的影响，所以谐振频率 f_r 或陷波频率 f_∞ 的调节不方便，同时，节电路的增益由设计参数决定。这种电路的另一个缺点就是电容器参数值的分布性较大*，会导致电容器参数的取值不方便。不过，电压控制电压源（VCVS）结构的实现与其他实现方法相比可以有效地利用最少量的运算放大器，所以得到了广泛的应用。但是，由于电压控制电压源（VCVS）结构缺乏调节能力，所以其应用场合一般限于 Q 值小于 10 和元件参数误差在 1%以内的应用场合。

2. 状态可变带阻节电路

双二次，或叫状态可变，在 5.2 节讨论的椭圆函数带通滤波器节电路非常适用于带阻传递函数的应用场合，图 6-21 给出了这种电路。通过连接电阻 R_5 到节点 1 或 2，可以确定陷波频率 f_∞ 位于高于或低于极点谐振频率 f_r 的位置。

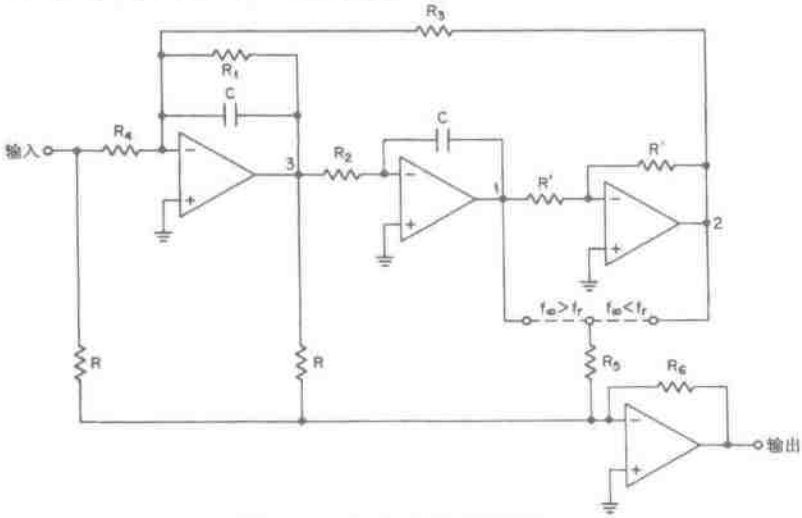


图 6-21　双二次带阻滤波器实现

* 在附加灵敏度技术要求条件下可以采用 3.2 节给出的电压控制电压源（VCVS）均匀电容器的椭圆函数结构。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

节电路可以获得高达 200 的 Q 值，设计参数 f_r、Q、f_∞ 和节点路增益可以独立的选择、监控和调节。从低灵敏度和最大灵活性的角度出发，双二次技术方案是最值得推荐的技术方案。

在 5.2 节给出了关于“椭圆函数带通滤波器”的设计方程式，为方便起见，在这里将重复介绍，这里的 f_r、Q 和频率 f_∞ 为给定值，C、R 和 R 参数值可以任意选用，有关计算公式如下：

$$R_1 = R_4 = \frac{Q}{2\pi f_r C} \tag{6-60}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} \tag{6-61}$$

$$R_5 = \frac{f_r^2 R}{Q\left|f_r^2 - f_\infty^2\right|} \tag{6-62}$$

对 $f_\infty > f_r$：

$$R_6 = \frac{f_r^2 R}{f_\infty^2} \tag{6-63}$$

并且，当 $f_\infty > f_r$ 时：

$$R_6 = R \tag{6-64}$$

电阻 R_6 的参数是基于节电路在 DC 位置的单位增益，通过加大或降低电阻 R_6 的参数值可以调节这个增益。

利用李莎育图形可以在节电路的输入和节点 3 之间检测相位移，调节电阻 R_3 可以调节输入频率 f_r 在输出端的 180° 相位移。

电路的 Q 值有由电阻 R_1 控制，可以在节点 3 以–3dB 带宽的形式测量，也可以通过调节电阻 R_1 来调节在输入频率为 f_r 时输入和节点 3 之间的增益为单位增益。由于在 5.2 节讨论的“全极点带通结构”Q 值增强的有关内容要求，通常需要 Q 值增强。

然后通过检测节电路输出可以决定陷波频率，由于调节频率 f_r 将通常会使 f_∞ 产生可以接受的精度，所以一般不需要调节过程。如果要求有调节能力，则可以使电阻 R_5 设为可调节电阻。

实数极点变换部分。当实数极点经历了带阻变换后会产生一个单极点对和一个虚数零点，复数极点会导致两个极点对集和两个零点集，变换后的实数极点谐振频率精确地等于陷波频率 f_∞，这样就不需要用到电压控制电压源（VCVS）和双二次结构的设计灵活性。

可以用公式（6-65）表示通用二阶带通传递函数。

$$T(s) = \frac{\frac{\omega_r}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_r}{Q}s + \omega_r^2} \tag{6-65}$$

如果得到如图 6-22 所示的电路在角频率 ω_r 处的增益为单位增益，这里 $T(s)$对应前面介绍的传递函数，可以用公式（6-66）表示输出端的总传递函数。

$$T(s) = \frac{s^2 + \omega_r^2}{s^2 + \frac{\omega_r}{Q}s + \omega_r^2} \tag{6-66}$$

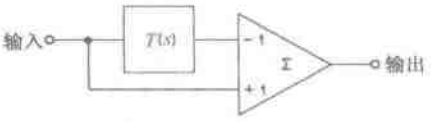


图 6-22　$f_r = f_\infty$ 的带阻结构

这对应传输零点位于 f_r（即 $f_\infty = f_r$）的带阻传递函数，利用图 6-22 也可以直观地解释出现的这个零

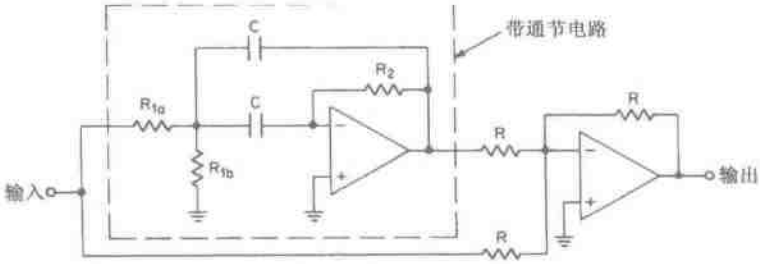
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

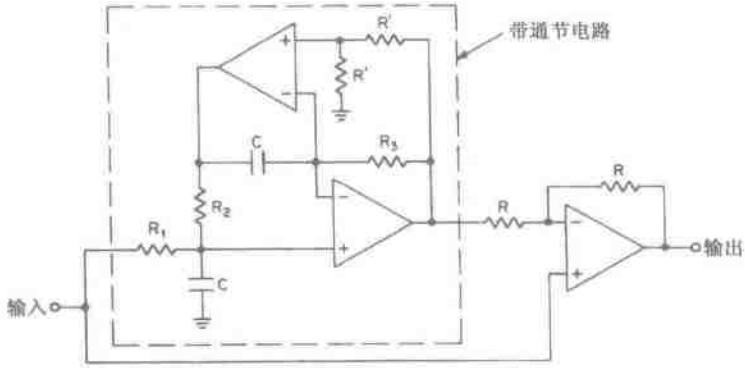
点，因为在频率点 f_r，$T(s)=1$，送到放大器的两个输入信号求和的结果是相互抵消，导致输出信号为零。

这个结果表明用于实数极点变换的带阻节电路可以通过 5.2 节及图 6-22 所示电路结构任何全极点带通电路的合成得到，所需的基本设计参数有 f_r、带阻节电路的 Q 值，这些参数可以直接利用带通电路设计方程式来计算。

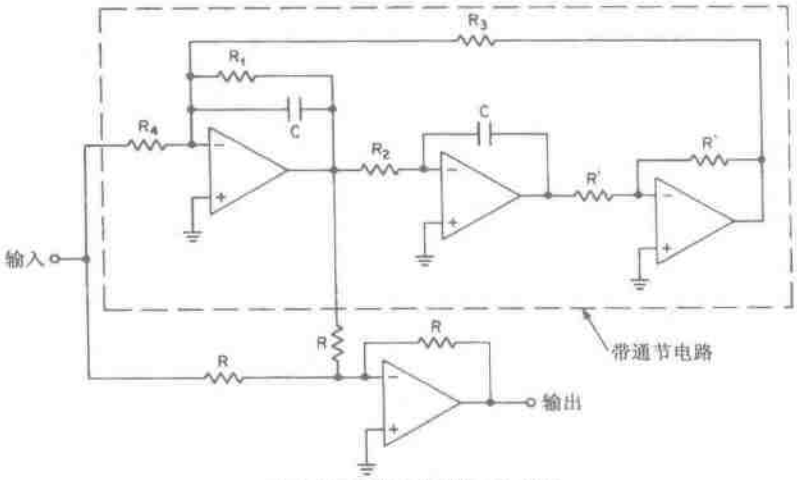
通过带通节电路和求和放大器合成，可以导出图 6-23 所示的 3 个带阻结构，在 5.2 节给出了带通节电路的设计方程式，并在这里重复介绍，这里的 R 和 R' 可以取任意值。



（a）MFBP 带阻节电路（Q<20）



（b）DABP 带阻节电路（Q<150）



（c）双二次带阻节电路（Q<200）

图 6-23　对应 $f_r = f_\infty$ 的带阻电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以利用下面的有关公式计算图 6-23（a）（$f_r = f_\infty$）所示的多反馈带通（MFBP）带阻节电路的有关参数。

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_r C} \tag{6-67}$$

$$R_{1a} = \frac{R_2}{2} \tag{6-68}$$

$$R_{1b} = \frac{R_{1a}}{2Q^2 - 1} \tag{6-69}$$

可以利用下面的公式计算图 6-23（b）（$f_r = f_\infty$）所示双运算放大器带通（DABP）带阻节电路的有关参数。

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_r C} \tag{6-70}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} \tag{6-71}$$

可以利用下面的公式计算图 6-23（b）（$f_r = f_\infty$）所示双二次带阻节电路有关参数。

$$R_1 = R_4 = \frac{Q}{2\pi f_r C} \tag{6-72}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} \tag{6-73}$$

这些计算公式对应 MFBP 和双二次电路的单位带通增益，所以，当节电路的输入和带通输出信号相等时就会出现在频率 f_r 点信号相消的情况。由于 DABP 节电路的增益为 2，并有一个同相输出端子，相应对图 6-23（b）所示电路作了修改，以确保出现信号相消的情况。

在 MFBP、DABP 和双二次电路中分别使电阻 R_{1b}、R_2 和 R_3 为可变电阻可以实现电路的调谐功能。同时，双二次电路通常需要电阻 R_1 为可调电阻，可调电阻 R_1 用于补偿 Q 值增强效应（见 5.2 节关于“全极点带通结构”的有关内容）。通过调节标示的有关元件可以在带通节电路的输出点测试 f_r 陷波频率点的调谐情况，也可以在带通节电路的输入与输出端陷波频率点 f_r 的 0° 或 180° 测试相位移情况，如果在双二次和 MFBP 的应用场合带通节电路的增益不足已接近 1，对 DABP 的应用场合不接近于 2，则表示陷波深度不足。

例 6-8　有源带阻滤波器的设计

技术要求：

利用例 6-7 决定的增益为+6dB 的带阻参数设计一个有源带阻滤波器。

设计结果：

（a）利用例 6-7 的带阻变换生成 3 节滤波器的有关技术要求：

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

节数	f_r	Q	f_∞
1	3455Hz	30.15	3600Hz
2	3752Hz	30.15	3600Hz
3	3600Hz	8.40	3600Hz

（b）两个双二次电路串联可以用于节 1 和节 2 然后再接一个用于节 3 的 DABP 带阻电路，电容器 C 的参数值取 0.01μF，电阻 R 和电阻 R' 的值取 10kΩ。由于节电路 DABP 在 DC 有 2 的增益，这可以满足–6dB 的增益要求，两个双二次节电路的增益为单位增益。可以利用公式（6-60）到公式（6-64）、公式（6-70）和公式（6-71）计算有关元件参数值。

节电路 1（图 6-21 的双二次）：

$$f_r = 3455\ \text{Hz} \qquad Q = 30.15 \qquad f_\infty = 3600\ \text{Hz}$$

$$R_1 = R_4 = \frac{Q}{2\pi f_r C} = \frac{30.15}{2\pi \times 3455 \times 10^{-8}} = 138.9\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} = \frac{138.9 \times 10^3}{30.15} = 4610\ \Omega$$

$$R_5 = \frac{f_r^2 R}{Q\left|f_r^2 - f_\infty^2\right|} = \frac{3455^2 \times 10^4}{30.15\left|3455^2 - 3600^2\right|} = 3870\ \Omega$$

$$R_6 = \frac{f_r^2 R}{f_\infty^2} = \frac{3455^2 \times 10^4}{3600^2} = 9210\ \Omega$$

节电路 2（图 6-21 的双二次）：

$$f_r = 3752\ \text{Hz} \qquad Q = 30.15 \qquad f_\infty = 3600\ \text{Hz}$$

$$R_1 = R_4 = 127.9\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = 4240\ \Omega$$

$$R_5 = 4180\ \Omega$$

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

节电路 3（图 6-23 的 DABP）：

$$f_r = f_\infty = 3600\ \text{Hz} \qquad Q = 8.40$$

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_r C} = \frac{8.40}{2\pi \times 3600 \times 10^{-8}} = 37.1\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} = \frac{37.1 \times 10^3}{8.40} = 4420\ \Omega$$

最终采用 1%精度标准电阻值的电路工作原理图如图 6-24 所示，电阻应为可调电阻，以便可以调节所有节电路的谐振频率，同时，对双二次电路而言 Q 值应可调。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

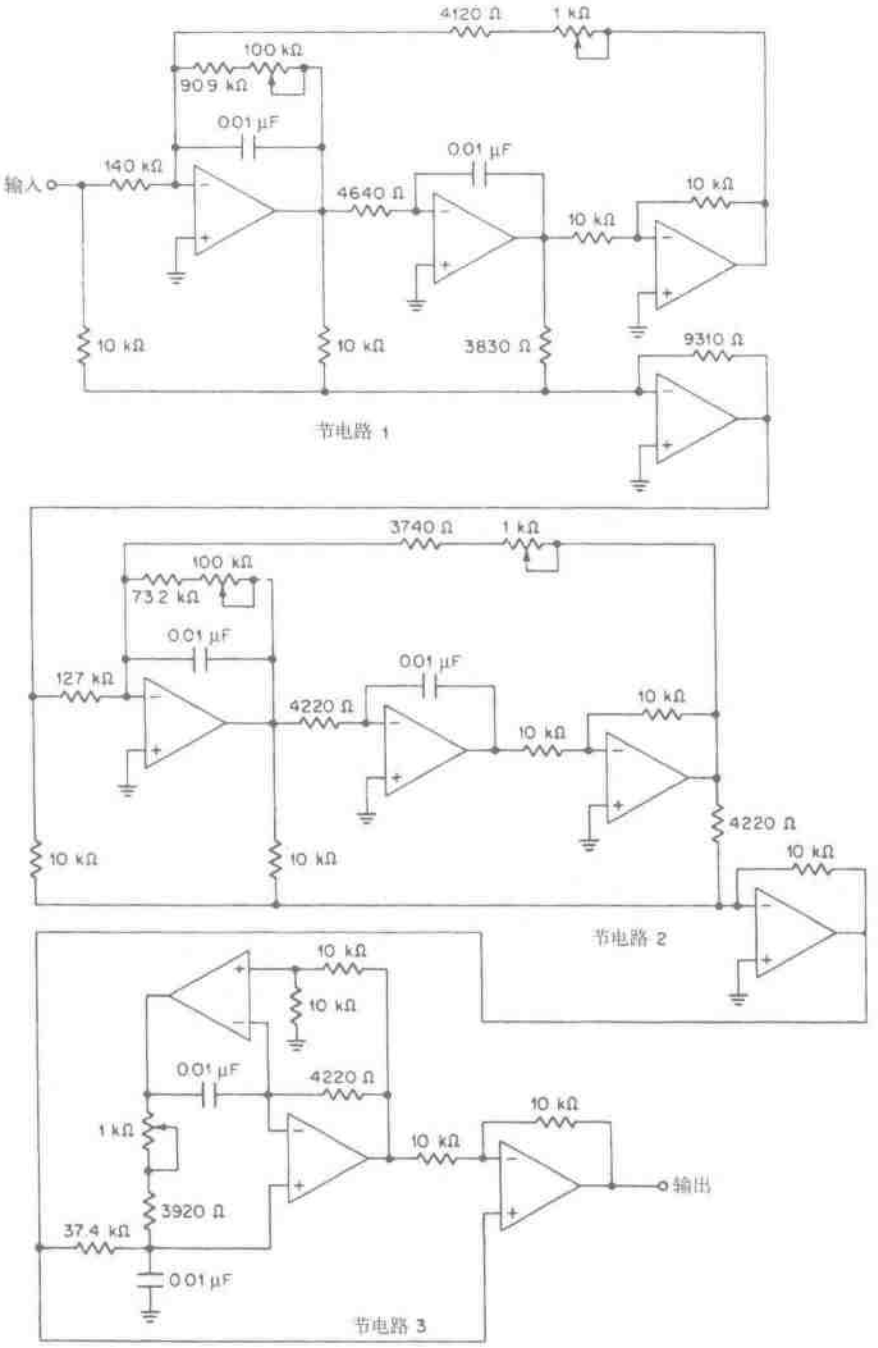


图 6-24　例 6-8 的带阻滤波器电路

▷▷▷ 6.2.4　有源空网络

有源空网络是用于在单一频率或一个窄带频带内提供衰减的单节电路，常用的有双 T 形式的空网络，这里将详细讨论双 T 空网络和其他电路结构。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1. 双 T 网络

双 T 网络首先由 H.W.Augustadt 于 1934 年发现，虽然从本质上而言这个电路为无源电路，同时也有许多可以获得不同工作特性的有源结构双 T 网络。

图 6-25（a）所示电路为一个 RC 桥电路结构，在 1rad/s 频率点时电路的所有臂有相等的阻抗（0.5−j0.5Ω），这时桥电路平衡，对应的输出为零，图 6-25（b）以一种对称网络的形

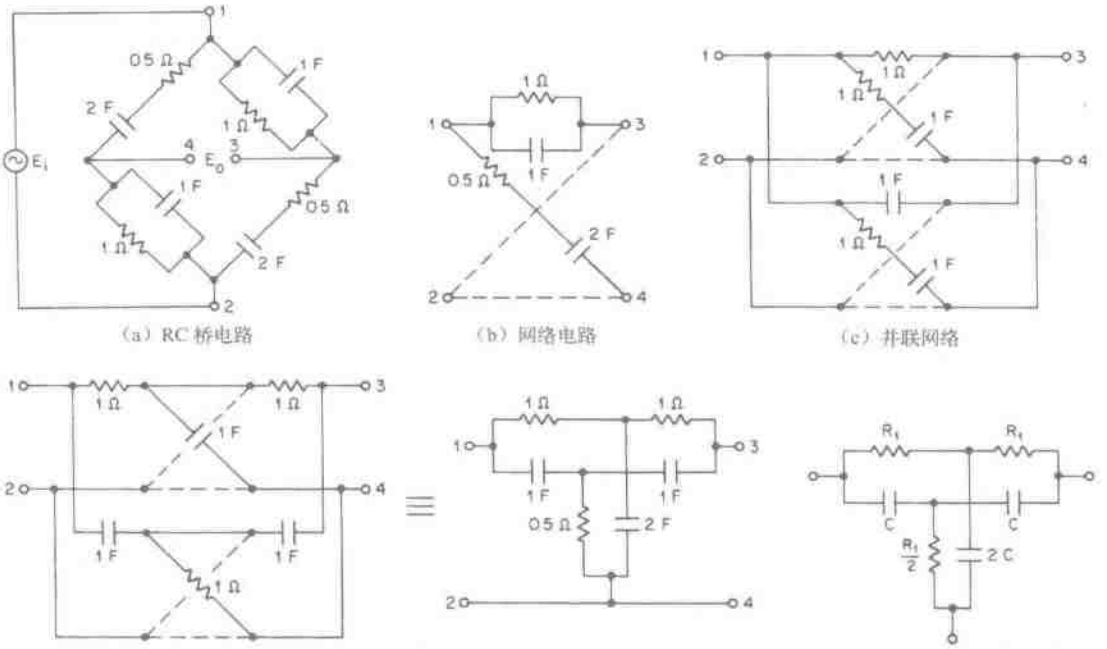


图 6-25　双 T 网络的导出

式重画（这种网络可以参考 Guillemin 和 Stewart 的参考书以获得关于网络更为详细的讨论），图 6-25（b）所示的网络可以在以两个并联网络的形式重画如图 6-25（c）所示，如果在网络的串、并联支路使用完全相同的元件，元件可以被提取并可以对称的放在网络结构的外边。对上面的网络一个 1Ω的电阻可以满足要求，一个 1F 的电容可以满足下面网络的要求，移动这些元件到网络外边可以得到图 6-25（d）所示的双 T 网络。

双 T 网络的通用形式如图 6-25（e）所示，可以利用公式（6-74）计算电阻 R_1 的参数值。

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C} \tag{6-74}$$

式中，C 可以取任意值。图 6-25（d）为去归一化的电路，其零输出频率是 f_0 而不是 1rad/s，当从一个电压源和无限大负载端子导出双 T 网络时，可以利用公式（6-75）计算电路的传递函数†。

† 因为源和负载阻抗总是有限值的，只要电阻比值 R_L/R_s 大于 10，电阻 R_1 的参数值应为电阻 $\sqrt{R_s R_L}$ 的临近值。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$T(s)=\frac{s^2+\omega_0^2}{s^2+4\omega_0 s+\omega_0^2} \qquad (6\text{-}75)$$

如果把这个表达式和公式（6-66）所示二阶极-零节电路的通用传递函数相比较，就可以得出双 T 网络在频率 f_0 以 $Q/4$ 提供陷波功能，可以利用公式（6-76）计算在任何带宽内的衰减。

$$A_{dB}=10\lg\left[1+\left(\frac{4f_0}{BW_{x\,dB}}\right)^2\right] \qquad (6\text{-}76)$$

频率响应特性曲线如图 6-26 所示，这适用于几何对称的应用场合。

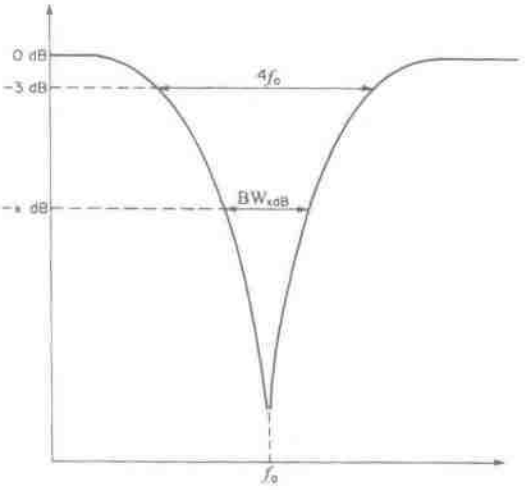


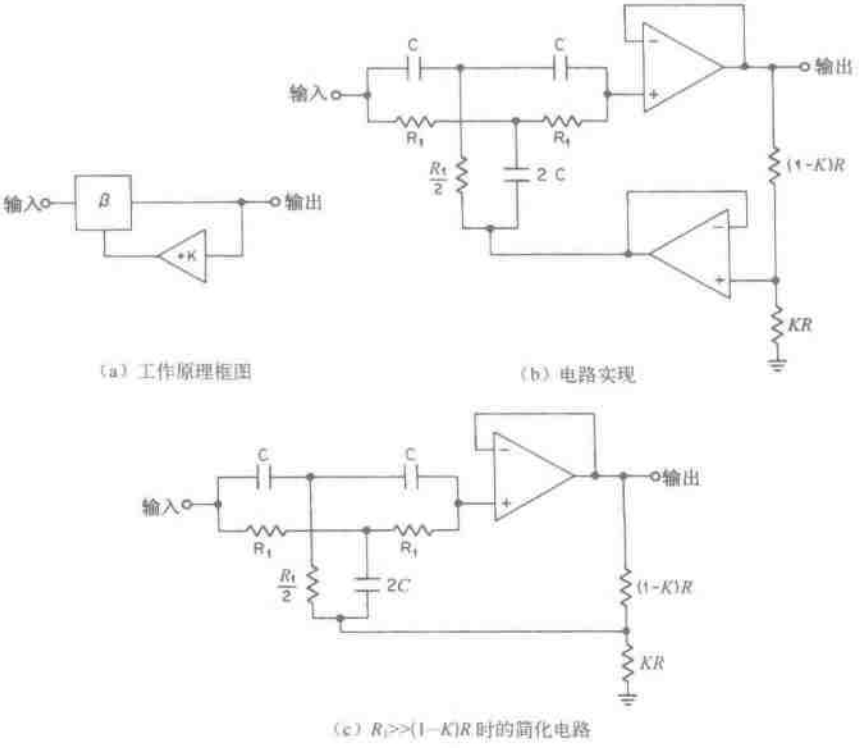
图 6-26　双 T 网络的频率响应特性曲线

2. 具有正反馈的双 T 网络

作为一种通用空网络，双 T 网络得到了广泛的使用，但是，主要的缺陷是 Q 值限定在 $Q/4$，通过引入正反馈可以克服这个缺点。

可以导出图 6-27（a）所示电路的传递函数如公式（6-77）所示。

$$T(s)=\frac{\beta}{1+K(\beta-1)} \qquad (6\text{-}77)$$



（a）工作原理框图

（b）电路实现

（c）R_1>>(1−K)R 时的简化电路

图 6-27　有正反馈的双 T 网络

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

如果用公式（6-75）代β，双T网络的传递函数就变成公式（6-78）所示的形式。

$$T(s)=\frac{s^2+\omega_0^2}{s^2+4\omega_0(1-K)s+\omega_0^2} \tag{6-78}$$

则公式（6-69）对应的Q值为

$$Q=\frac{1}{4(1-K)} \tag{6-79}$$

选用正的$K<1$的K值，并且尽可能接近于1，电路的Q值急剧增加，可以利用公式（6-80）计算要求的K值。

$$K=1-\frac{1}{4Q} \tag{6-80}$$

利用图6-27（b）所示电路可以实现图6-27（a）所示工作原理框图，这里电阻R可取任意值，通过选择电容C和电阻R使$R_1>>(1-K)R$，电路可以被简化为图6-27（c）所示的电路结构，在图6-27（c）中只用了一个放大器。

可以利用公式（6-81）计算在任何频带宽度的衰减。

$$A_{\mathrm{dB}}=10\lg\left[1+\left(\frac{f_0}{Q\times \mathrm{BW}_{x\,\mathrm{dB}}}\right)^2\right] \tag{6-81}$$

公式（6-81）是单带阻节电路的通用衰减表达式，这里谐振频率和陷波频率相等（即$f_r=f_\infty$），可以用公式（6-82）计算-3dB带宽的衰减。

$$A_{\mathrm{dB}}=10\lg\left[1+\left(\frac{\mathrm{BW}_{3\,\mathrm{dB}}}{\mathrm{BW}_{x\,\mathrm{dB}}}\right)^2\right] \tag{6-82}$$

利用归一化的频率比值$\frac{\mathrm{BW}_{3\mathrm{dB}}}{\mathrm{BW}_{x\mathrm{dB}}}$，通过归一化$n=1$的巴特沃斯低通滤波器（见图2-34）频率响应特性曲线，也可以确定电路的衰减特性。

在正反馈结构中双T的基本形式在单节带阻节电路得到了广泛的应用，但是，它存在调谐不方便的缺点，须严格控制元件的参数误差，以确保足够的调谐精度和合理的陷波深度，采用1%精度误差的元器件参数，在陷波频率点大约可以获得–40～–60dB的陷波能力。

例6-9 利用正反馈设计一个双T带阻滤波器

技术要求：

设计一个具有中心频率为1000Hz、–3dB带宽为100Hz的单节空网络，同时确定30Hz带宽的衰减。

设计结果：

（a）需要采用具有正反馈的双T网络，首先选用C=0.01μF来设计这个双T网络，可以利用公式（6-74）计算电阻R_1的参数，计算结果如下：

$$R_1=\frac{1}{2\pi f_0 C}=\frac{1}{2\pi\times 10^3\times 10^{-8}}=15.9\,\mathrm{k\Omega}$$

（b）可以利用公式（6-80）计算反馈网络需要的K值，计算过程如下所示：

$$K=1-\frac{1}{4Q}=1-\frac{1}{4\times 10}=0.975$$

式中，$Q=\frac{f_0}{\mathrm{BW}_{3\mathrm{dB}}}$。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（c）可以使用图 6-27（c）所示的单放大器电路，如果电阻 R 取值为 1kΩ，电路 $R_1 >> (1-K)R$ 的要求可以得到满足，最终得到的节电路如图 6-28 所示。

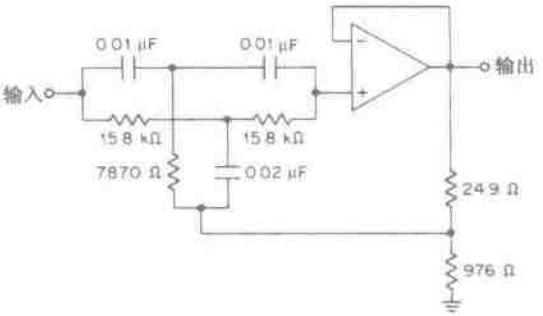


图 6-28　例 6-9 的双 T 网络

（d）为确定位于 30Hz 带宽的衰减，可以利用公式（6-82）计算衰减值，计算如下所示。

$$A_{dB} = 10\lg\left[1+\left(\frac{BW_{3\,dB}}{BW_{F\,dB}}\right)^2\right] = 10\lg\left[1+\left(\frac{100\text{ Hz}}{30\text{ Hz}}\right)^2\right] = 10.8\text{ dB}$$

3. 空网络的带通结构

6.2 节关于“窄带有源带阻滤波器”内容介绍了一阶带通节电路可以和求和放大器配合使用，来得到一个变换后实数极点的带阻电路，这里 $f_r = f_\infty$。在图 6-23 介绍了 3 种类型的节电路，它们对应不同的 Q 值工作范围，这些相同的节电路可以用作空网络，因为可以调节零陷波频率，以补偿由于元件误差带来的影响，他们的使用灵活性比双 T 网络更好，同时，DABP 和双二次电路也允许调节电路 Q 值。

给出了设计公式（6-67）到公式（6-73），公式中的 f_r 和 Q 值参数值分别对应节电路的中心频率和 Q 值。

实用中需要同时用到带通和带阻输出，典型的应用可以有从带内和带外谱能量比较和分离信号，图 6-23 所示的带阻节电路可以提供从带通节电路和零输出信号电路中提供带通输出功能，这种技术的附加特点就是可以跟踪带通和带阻输出。

参考文献

Guillemin, E. A. (1935). *Communication Networks*, Vol. 2. New York: John Wiley and Sons.
Saal, R., and E. Ulbrich. "On the Design of Filters by Synthesis." *IRE Transactions on Circuit Theory*, December 1958.
Stewart, J. L. (1956). *Circuit Theory and Design*. New York: John Wiley and Son.
Tow, J. "A Step-by-Step Active Filter Design." *IEEE Spectrum* 6, December 1969, 64–68.
Williams, A. B. (1975). *Active Filter Design*. Dedham, Massachusetts: Artech House.
Zverev, A. I. (1967). *Handbook of Filer Synthesis*. New York: John Wiley and Sons.

www.789pdf.com 789书库网

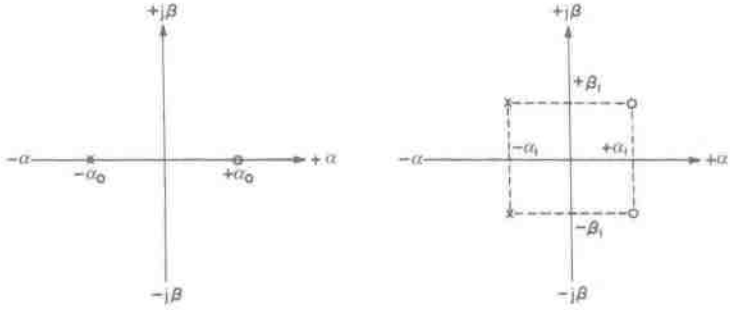
www.789pdf.com 789书库网

第7章 时域网络

7.1 全通传递函数

至今，我们已讨论了用于获得要求幅-频特性的网络，同样重要的是全通类的滤波器网络，这类网络具有平坦的频率响应特性，但是这类全通网络会引入前面介绍的频率与相位移的问题，全通滤波器又常被叫作延迟均衡器。

一个全通型的网络，传递函数分子和分母的绝对幅度在所有频率都应当维持一个恒定值，如果零点为极点的镜像这个条件就可以得到满足。为了确保滤波器稳定工作，极点位置应当位于复频率平面的左半象限，零点应当以 $j\omega$ 轴镜像对称位于复频率平面的右半平面。图 7-1 给出了一阶和二阶全通滤波器传递函数在复频率平面上的全通极-零点分布图。



（a）一阶全通传递函数　　（b）二阶全通传递函数

图 7-1　全通极-零点分布图

7.1.1 一阶全通传递函数

对应下面所示的一阶全通传递函数，图 7-1（a）所示的实数极-零点对在极点和零点之间有一个 $2\alpha_0$ 的间隔：

$$T(s)=\frac{s-\alpha_0}{s+\alpha_0} \tag{7-1}$$

可以利用公式（7-2）计算决定 $T(s)$ 的幅度。

$$|T(s)|=\frac{|s-\alpha_0|}{|s+\alpha_0|}=\frac{\sqrt{\alpha_0^2+\omega^2}}{\sqrt{\alpha_0^2+\omega^2}}=1 \tag{7-2}$$

式中，$s=j\omega$。对任何频率值，公式（7-2）中的分子和分母相等，所以很明显传递函数为

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

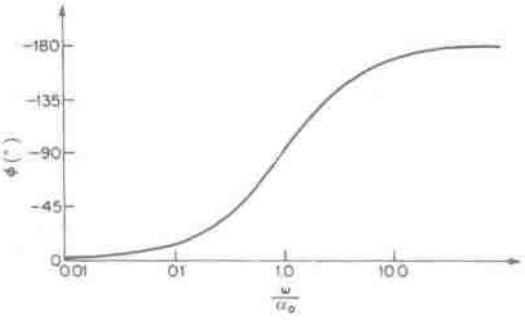


图 7-2　一阶全通节电路的相位移曲线

全通传递函数，在所有工作频率点传递函数的绝对幅度为 1。

可以利用公式（7-3）计算相位移。

$$\beta(\omega) = -2\tan^{-1}\frac{\omega}{\alpha_0} \tag{7-3}$$

式中，$\beta(\omega)$ 的单位为弧度。

公式（7-3）给出了相位移与比值 ω/α_0 的关系，图 7-2 给出了对应的关系曲线，在 DC 相位移为 0°，在 $\omega=\alpha_0$ 位置为-90°，相位移随频率的增加而渐近不对称地接近-180°。

在 2.2 节关于“非均匀时间延迟效应”的有关内容介绍了群延迟，类似相位移的导出，有公式（7-4）成立。

$$T_{gd} = -\frac{d\beta(\omega)}{d\omega} = \frac{2\alpha_0}{\alpha_0^2+\omega^2} \tag{7-4}$$

如果公式（7-4）对不同的 α_0 值对应的 ω 做出曲线，就可以得到图 7-3 所示的一个曲线族，一阶全通节电路在 DC 有最大的延迟，随频率的增加延迟减小。对应小的 α_0 值，对应在低工作频率延迟加大，在这个范围以上延迟迅速减小，通过设定 $\omega=0$，利用公式（7-4）可以得到在 DC 的延迟，有公式（7-5）所示结果成立。

$$T_{gd}(\mathrm{DC}) = \frac{2}{a_0} \tag{7-5}$$

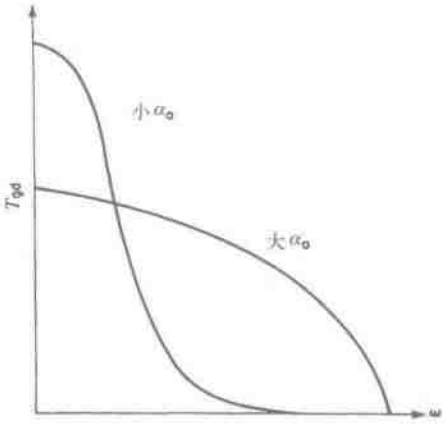


图 7-3　一阶全通传递函数的群延迟曲线

7.1.2　二阶全通传递函数

公式（7-6）给出了图 7-1（b）所示的二阶全通传递函数的有关极-零分布。

$$T(s) = \frac{s^2 - \dfrac{\omega_r}{Q}s + \omega_r^2}{s^2 + \dfrac{\omega_r}{Q}s + \omega_r^2} \tag{7-6}$$

式中，ω_r 和 Q 是极点谐振频率（单位为 rad/s）和极点 Q 值。利用图 7-1（b）给出的实数和虚数坐标，利用公式（7-7）和公式（7-8）可以计算 ω_r 和 Q 的参数。

$$\omega_r = \sqrt{\alpha_1^2+\beta_1^2} \tag{7-7}$$

$$Q = \frac{\omega_r}{2\alpha_1} \tag{7-8}$$

可以利用公式（7-9）计算 $T(s)$的绝对幅度。

$$|T(s)| = \frac{\sqrt{\left(\omega_r^2-\omega^2\right)^2 + \dfrac{\omega^2\omega_r^2}{Q^2}}}{\sqrt{\left(\omega_r^2-\omega^2\right)^2 + \dfrac{\omega^2\omega_r^2}{Q^2}}} = 1 \tag{7-9}$$

这是一个全通型电路。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

利用公式（7-10）可以计算出以弧度为单位的相位移。

$$\beta(\omega) = -2\tan^{-1}\left(\frac{\frac{\omega\omega_r}{Q}}{\omega_r^2 - \omega^2}\right) \tag{7-10}$$

并且可以利用公式（7-11）计算群延迟。

$$T_{gd} = \frac{2Q\omega_r\left(\omega^2 + \omega_r^2\right)}{Q^2\left(\omega^2 - \omega_r^2\right) + \omega^2 - \omega_r^2} \tag{7-11}$$

因为一阶传递函数的相位和延迟参数仅为单一设计参数 α_0 的函数，一阶传递函数的相位和延迟参数相对幅度而言相对简单。但是，作为一个二阶类型，有 Q 和 ω_r 两个设计参数。在 $\omega=\omega_r$ 二阶传递函数的相位移为−180°，在 DC 位置相位移为 0，在频率高于 ω_r 的位置，相位不对称的接近−360°。

在频率非常接近 ω_r 的位置群延迟会出现一个峰值，随 Q 值加大，群延迟峰值增加，在 DC 位置延迟减小，如图 7-4 所示，群延迟响应曲线变得更为尖锐。

对应最大延迟的频率约低于频率 ω_r，可以用公式（7-12）表示对应以 rad/s 为单位的角频率。

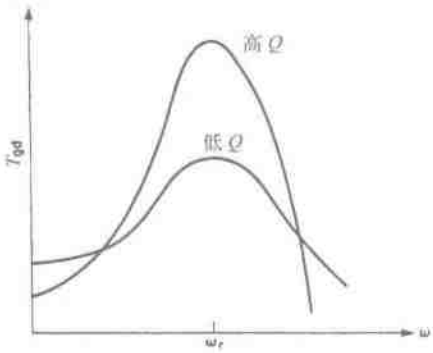


图 7-4　二阶全通传递函数的群延迟

$$\omega(T_{gd,\max}) = \omega_r\sqrt{\sqrt{4 - \frac{1}{Q^2}} - 1} \tag{7-12}$$

为实用目的，对应 Q_s 大于 2，在角频率 ω_r 的位置会出现最大延迟，对应公式（7-11）中取 $\omega=\omega_r$，可以用公式（7-13）计算在角频率 ω_r 位置的延迟。

$$T_{gd,\max} = \frac{4Q}{\omega_r} = \frac{2Q}{\pi f_r} \tag{7-13}$$

如果取 $\omega=0$，可以利用公式（7-14）计算在 DC 频率的延迟时间。

$$T_{gd}(\mathrm{DC}) = \frac{2}{Q\omega_r} = \frac{1}{Q\pi f_r} \tag{7-14}$$

▷▷ 7.2　延迟均衡节电路

可以实现一阶或二阶全通传递函数功能的无源或有源网络叫延迟均衡器，这是由于他们可以在没有影响响应幅度特性的条件下提供所需要的延迟工作特性，可以利用多种电路结构实现全通网络，既可以用有源也可以用无源的方式来实现。也可以设计出具有可调工作特性的均衡器，关于这部分内容在第 12 章有所介绍。

▷▷▷ 7.2.1　LC 全通结构

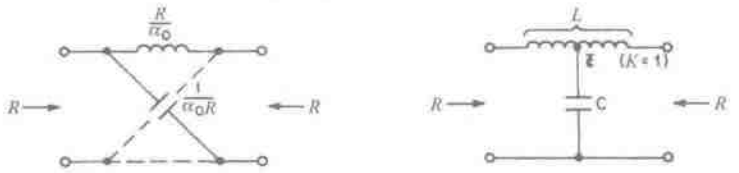
1. 一阶恒阻电路

图 7-5（a）所示的网络可以实现一阶全通传递函数的功能，这个网络也叫恒阻型网络，这意味着在整个工作频率范围内这个网络的输入阻抗为恒定值，恒阻网络可以相互之间没有干扰的串联，这个串联的恒阻网络的总延迟是每个分离恒延迟网络延迟总叠加，图 7-5（b）

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

所示网络对应等效不平衡形式，有关设计方程式如公式（7-15）和公式（7-16）所示。



（a）网络形式　　（b）不平衡形式

图 7-5　一阶 LC 均衡器节电路

$$L = \frac{2R}{\alpha_0} \tag{7-15}$$

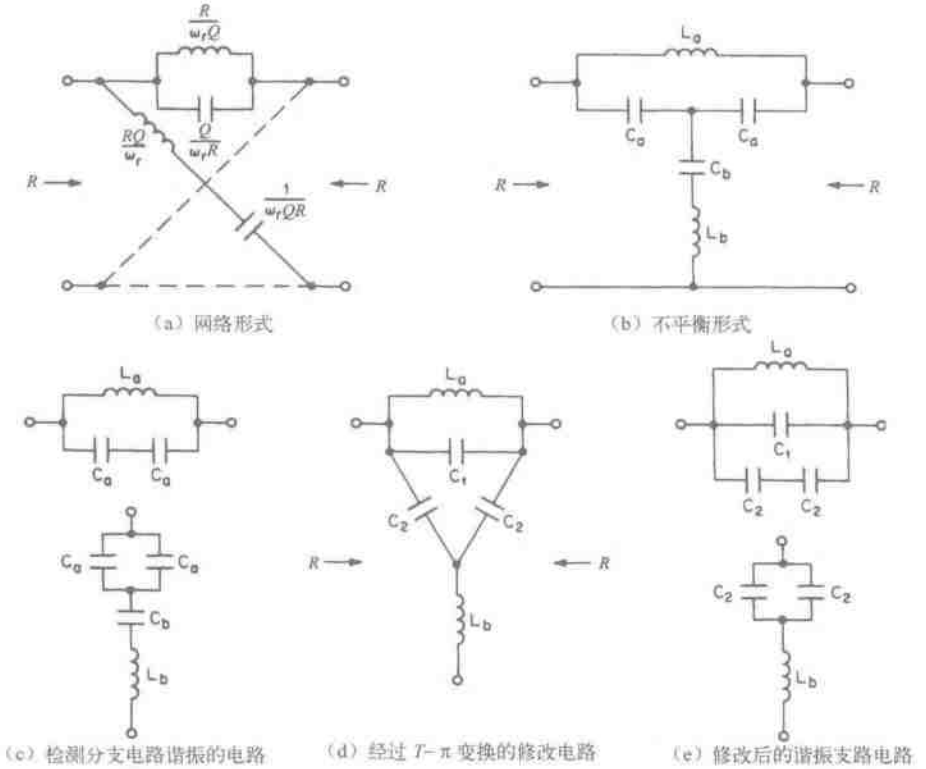
$$C = \frac{2}{\alpha_0 R} \tag{7-16}$$

公式（7-15）和公式（7-16）中，电阻 R 是要求的电阻值；α_0 是极-零坐标的实部。在公式（7-3）到公式（7-5）中定义了相位移和延迟工作特性。

图 7-5（b）所示电路要求有一个耦合系数 K 等于 1 的中心抽头电感。

2. 二阶恒阻节电路

一个具有恒阻特性的二阶全通网络如图 7-6（a）所示，这个网络可以被转换为图 7-6（b）所示的非平衡桥 T 形式，可以利用公式（7-17）和公式（7-18）计算有关元件参数值。



（a）网络形式　　（b）不平衡形式

（c）检测分支电路谐振的电路　　（d）经过 T-π 变换的修改电路　　（e）修改后的谐振支路电路

图 7-6　Q>1 的二阶节电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$L_a = \frac{2R}{\omega_r Q} \tag{7-17}$$

$$C_a = \frac{Q}{\omega_r R} \tag{7-18}$$

$$L_b = \frac{QR}{2\omega_r} \tag{7-19}$$

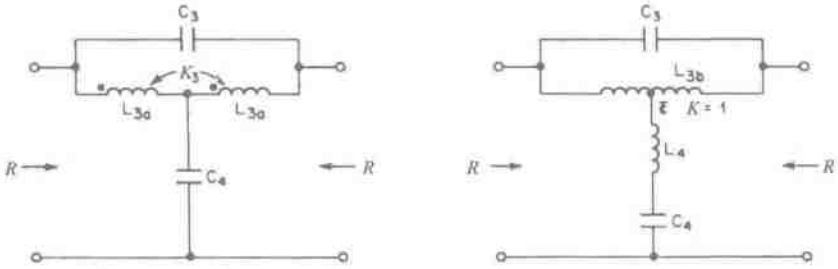
$$C_b = \frac{2Q}{\omega_r (Q^2 - 1)R} \tag{7-20}$$

为了调谐和测试目的，这个节电路可以通过图 7-6（c）所示的方法打开并联支路和短路桥或串联分支回路来分成并联和串联谐振分支回路，图 7-6（c）所示两个谐振电路的谐振频率均为 ω_r。

在 4.1 节首先引入了 T-π 变换，如需要，这个变换可以用于嵌入在图 7-6（b）所示的节电路的电容 T 回路，这样可以降低所需电容容量。最终电路如图 7-6（d）所示，可以利用公式（7-21）和公式（7-22）计算电容 C_1 和 C_2 的参数。

$$C_1 = \frac{C_a^2}{2C_a + C_b} \tag{7-21}$$

$$C_2 = \frac{C_a C_b}{2C_a + C_b} \tag{7-22}$$



（a）可控耦合系数的电路　　（b）耦合系数为 1 的电路

图 7-7　Q<1 的二阶节电路

通过打开并联支路，然后短路桥支路可以得到支路谐振，这会导致在图 7-6（e）所示电路中的并联和串联支路谐振，串并联支路的谐振频率均为 ω_r。

仔细观察公式（7-20）就可以看出如果 Q 值小于 1，电容 C_b 的值为负（如果 Q=1，电容 C_b 可以用短路线取代），这就限制了图 7-6 所示电路在 Q 大于 1 应用场合的应用，但是，在许多应用场合又常会出现这种情况。

在 Q 小于 1 的应用场合，可以使用图 7-7 所示的电路结构，图 7-7（a）使用了一个可控耦合系数的电感，利用公式（7-23）可计算电感的耦合系数 K_3。

$$K_3 = \frac{1 - Q^2}{1 + Q^2} \tag{7-23}$$

可以利用公式（7-24）到公式（7-26）计算有关元件参数值。

$$L_{3a} = \frac{(Q^2 + 1)R}{2Q\omega_r} \tag{7-24}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$C_3 = \frac{Q}{2\omega_r R} \tag{7-25}$$

$$C_4 = \frac{2}{Q\omega_r R} \tag{7-26}$$

通过控制一个线圈的耦合系数来获得公式 7-23 要求的电感值不是一件很方便的事情，利用图 7-7（b）是一个更为实用的技术路径，电感 L_{3b} 是一个耦合系数为 1 的中心抽头电感（通常耦合系数为 0.95 或更高是可以获得和可以接受的），可以利用公式（7-27）和公式（7-28）计算电感 L_{3b} 和 L_4 的参数值。

$$L_{3b} = 2(1 + K_3)L_{3a} \tag{7-27}$$

$$L_4 = \frac{(1 - K_3)L_{3a}}{2} \tag{7-28}$$

图 7-7 所示的节电路可以以图 7-6 所示均衡器同样方式调谐于谐振频率 ω_r，通过开路电容 C_4 可以得到并联谐振电路，通过短路电容 C_3 可以得到串联谐振电路。

图 7-6 和图 7-7 所示的二阶节电路可以不总是全通，如果电感的 Q 值不是足够大，在谐振点会出现陷波，可以利用公式（7-29）计算陷波深度。

$$A_{dB} = 20\lg\frac{Q_L + 4Q}{Q_L - 4Q} \tag{7-29}$$

式中，Q_L 表示电感 Q 值。如果不可以接受这个陷波深度，必须提供适当的线圈 Q 值，或利用 8.4 节介绍的幅度均衡技术。

3. 全通节电路所需的最小电感量

图 7-8 所示的桥 T 电路可以实现一个单电感二阶全通传递函数功能，这个节电路不是一个恒阻类型，可以工作于零阻抗源和无限负载阻抗环境，如果负载与源阻抗的比值远大于 10，就可以获得满意的结果。可以利用公式（7-30）和公式（7-31）计算电容和电感参数值。

$$C = \frac{Q}{4\omega_r R} \tag{7-30}$$

和

$$L = \frac{1}{\omega_r^2 C} \tag{7-31}$$

电阻 R 的参数值可以取源阻抗和负载阻抗的几何平均值（$\sqrt{R_S R_L}$），LC 电路谐振于 ω_r 频率。

需注意的是可以利用 7.1 节定义的延迟参数来决定设计参数 Q 和 ω_r，7.1 节涵盖了全通传递函数的内容。由于电感有限 Q 值的原因会在谐振处出现陷波，可以利用公式（7-32）计算增益 A_{dB}。

$$A_{dB} = 20\lg\frac{4R + \omega_r L Q_L}{4R - \omega_r L Q_L} \tag{7-32}$$

如果电阻 R 取 $\omega_r L Q_L / 4$，陷波衰减变为无穷大，电路变为和 6.1 节介绍的桥 T 空网络完全一致。

通过使用一个最小电感型结构也可以获得对应一个 4 阶传递函数的两个全通极点和零点集，电路结构如图 7-9 所示。

基于 7.1 节定义的给定两个均衡器参数集 Q_1、ω_{r1} 和 Q_2、ω_{r2}，可以得到用于决定元件参数的下列方程式。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

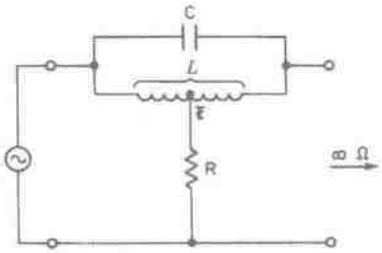


图 7-8　最小电感型二阶节电路

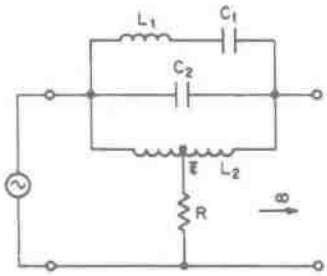


图 7-9　四阶最小电感全通结构

利用下面的公式参数：

$$A=\omega_1^2\omega_{r2}^2 \tag{7-33}$$

$$B=A\left(\frac{1}{\omega_{r2}Q_2}+\frac{1}{\omega_{r1}Q_1}\right) \tag{7-34}$$

$$C=\frac{Q_1Q_2}{A(Q_2\omega_{r1}+Q_1\omega_{r2})} \tag{7-35}$$

$$D=\frac{Q_1Q_2\left(\omega_{r1}^2+\omega_{r2}^2\right)+\omega_{r1}\omega_{r2}}{ABQ_1Q_2}-C-\frac{1}{AB^2C} \tag{7-36}$$

$$E=\frac{1}{ABCD} \tag{7-37}$$

然后有关元件参数值由下列公式给出：

$$L_1=\frac{4ER}{A} \tag{7-38}$$

$$C_1=\frac{AD}{4R} \tag{7-39}$$

$$L_2=\frac{4BR}{A} \tag{7-40}$$

$$C_2=\frac{AC}{4R} \tag{7-41}$$

和二阶最小电感节点路中一样，电阻 R 的参数值一般取源和负载端阻抗的几何平均值，可以利用公式（7-42）和公式（7-43）计算串、并联支路的谐振频率。

$$\omega_{L1C1}=\frac{1}{\sqrt{ED}} \tag{7-42}$$

$$\omega_{L2C2}=\frac{1}{\sqrt{BC}} \tag{7-43}$$

▷▷▷ 7.2.2　有源全通结构

利用有源技术方案可以获得一阶和二阶全通传递函数，图 7-10 给出了有源全通节电路通用形式的电路工作原理框图，图中的 $T(s)$表示具有单位增益的一阶或二阶传递逆函数。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

1. 一阶节电路

公式（7-44）给出了图 7-10 所示电路的传递函数。

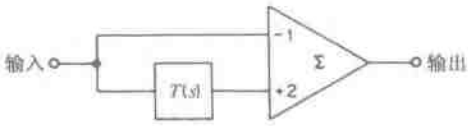


图 7-10　有源全通节电路的通用形式

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = 2T(s) - 1 \qquad (7\text{-}44)$$

如果 $T(s)$为具有传递函数 sCR/(sCR+1)的一阶 RC 高通网络，总的传递函数变为公式（7-45）所示。

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{s - 1/RC}{s + 1/RC} \qquad (7\text{-}45)$$

这个表达式对应公式（7-1）的一阶全通传递函数，这里可以用公式（7-46）计算 α_0。

$$\alpha_0 = \frac{1}{RC} \qquad (7\text{-}46)$$

利用图 7-11（a）所示电路结构可以直接实现这个电路，图 7-11（a）中的电阻 R'可以取任意值，可以利用公式（7-47）计算相位移。

$$\beta(\omega) = -2\tan^{-1}\omega RC \qquad (7\text{-}47)$$

可以利用公式（7-48）计算延迟时间。

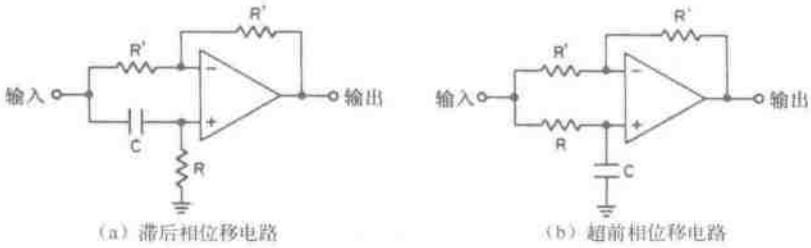
$$T_{gd} = \frac{2RC}{(\omega RC)^2 + 1} \qquad (7\text{-}48)$$

在 DC 频率点，延迟达到最大值，可以利用公式（7-49）计算最大延迟时间。

$$T_{gd}(\mathrm{DC}) = 2RC \qquad (7\text{-}49)$$

对应的相位移如图 7-2 所示，在角频率 $\omega = \frac{1}{RC}$ 点相位移为−90°，在 DC 和无穷频率处相位移分别为−180° 和 0°。使电阻 R 为可变电阻，就可以得到相位移在 0° ～−180° 范围内可调的全通网络。

如果使用图 7-11（b）所示的电路就会出现相位的负号，这个电路将保持一阶全通，并且电路的群延迟时间仍然由公式（7-48）和公式（7-49）决定。



（a）滞后相位移电路　　（b）超前相位移电路

图 7-11　一阶全通节电路

2. 二阶节电路

如果图 7-10 为二阶带通网络，其通用带通传递函数 $T(s)$如公式（7-50）所示。

$$T(s) = \frac{\frac{\omega_r}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_r}{Q}s + \omega_r^2} \qquad (7\text{-}50)$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

则总传递函数变为公式（7-51）：

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = 2T(s) - 1 = -\frac{s^2 - \frac{\omega_r}{Q}s + \omega_r^2}{s^2 + \frac{\omega_r}{Q}s + \omega_r^2} \tag{7-51}$$

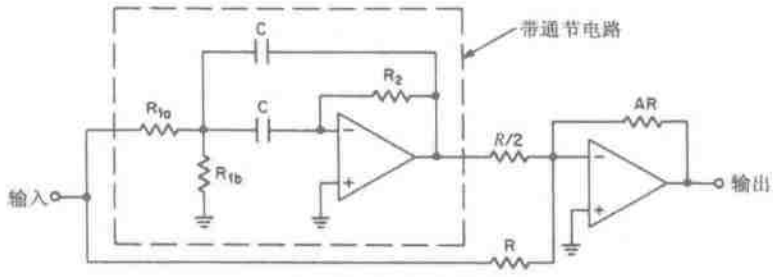
这对应由公式（7-6）给出的二阶全通表达式（除有一个负号外），所以，利用一个用于 $T(s)$的单有源带通节电路就可以实现图 7-10 所示的电路结构，得到一个二阶全通均衡器。在 5.2 节讨论了多反馈带通（MFBP）、双放大器带通（DABP）和双二次全极点带通节电路有关内容，每个电路都可以和求和放大器配合使用来得到一个延迟均衡器。多反馈带通均衡器如图 7-12（a）所示，可以利用公式（7-52）到公式（7-54）计算有关于元件参数值。

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_r C} = \frac{Q}{\pi f_r C} \tag{7-52}$$

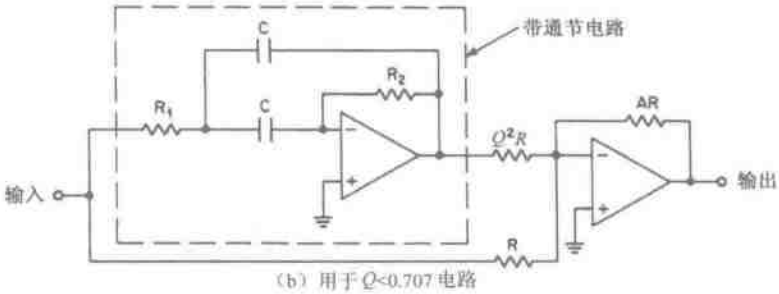
$$R_{1a} = \frac{R_2}{2} \tag{7-53}$$

$$R_{1b} = \frac{R_{1a}}{2Q^2 - 1} \tag{7-54}$$

电容 C 和电阻 R 的参数可以取任意值，图 7-12（a）中的 A 对应要求的增益。



（a）用于 0.707<Q<20 电路



（b）用于 Q<0.707 电路

图 7-12　MFBP 延迟均衡器 Q<20

最大的延迟出现在公式（7-13）给出的频率 f_r，这个表达式可以结合公式（7-52）和公式（7-54）使用，所以元件参数值可以在 Q>2 的情况下用 $T_{gd,\max}$ 表示。

$$R_2 = \frac{T_{gd,\max}}{2C} \tag{7-55}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_{1b} = \frac{R_2}{(\pi f_r T_{gd,max})^2 - 2} \tag{7-56}$$

公式（7-54）中 R_{1a} 仍然取 $R_2/2$。

多反馈带通（MFBP）节电路可以通过使电阻 R_{1b} 为可变电阻来调谐，调节电阻 R_{1b} 可以获得在频率 f_r 带通节电路的输入和输出端得到 180° 的相位移，为得到全通响应，在谐振工作状态带通节电路的增益必须为 1，否则，将会在频率响应特性曲线频率 f_r 的附近会出现幅度纹波信号。

节电路 Q 值被限制在 20 以下，可以用公式（7-57）表示最大延迟参数。

$$T_{gd,max} < \frac{40}{\pi f_r} \tag{7-57}$$

经验表明所需要的 Q 值通常都在 20 以下，所以这个电路在大多数情况下足够使用。但是，如果 Q 值小于 0.707，由公式（7-54）决定的电阻 R_{1b} 参数值为负值，所以使用图 7-12（b）所示电路，可以利用公式（7-58）计算电阻 R_1 参数值。

$$R_1 = \frac{R_2}{4Q^2} \tag{7-58}$$

在要求有较高 Q_S 值应用场合，双放大器带通滤波器（DABP）节电路可以用于图 7-10 所示的工作原理框图，因为双放大器带通滤波器（DABP）的增益为 2，并且为一个同相放大器，可以使用图 7-13 所示电路来实现。利用公式（7-59）和公式（7-60）可计算电路中有关参数值。

$$R_1 = \frac{Q}{\omega_r C} = \frac{Q}{2\pi f_r C} \tag{7-59}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} \tag{7-60}$$

图 7-13 中 C、R 和R′的参数值可以按常规方法选用，如果电路需要做成可调谐电路，则要求电阻 R_2 为可调电阻，电路 Q 值和延迟也可以通过可调电阻 R_1 来调节。

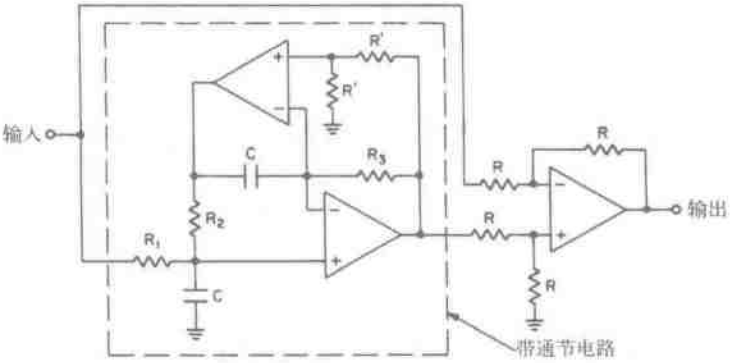


图 7-13　Q<150 的 DABP 延迟均衡器

双二次结构可以用图 7-14 所示延迟均衡器形式构建，利用公式（7-61）和公式（7-62）可计算有关元件参数值。

$$R_1 = R_4 = \frac{Q}{\omega_r C} = \frac{Q}{2\pi f_r C} \tag{7-61}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} \tag{7-62}$$

图 7-14 中 C、R 和 R′ 可以取任意值。

电阻 R_3 可以做成可调电阻用于电路的调谐，通过使电阻 R_1 为可调电阻可以调节电路的 Q 值，并可以在带通节电路的输出端监测–3dB 带宽，也可以通过调节电阻 R_1 在频率 f_r 点调节带通的单位增益。这个双二次要受到 5.2 节讨论的“全极点带通结构”有关 Q 值增强效应的影响，所以通常需要调节 Q 值。

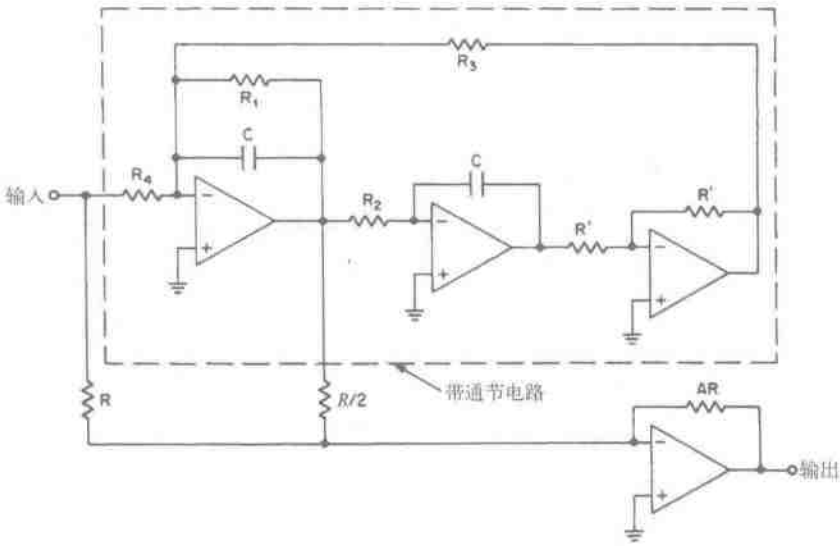


图 7-14　Q<200 的双二次延迟均衡器

7.3　全通延迟线设计

经典设计延迟线的方法由完全一样的 LC 节电路串接（除端节电路外），并利用镜像参数的理论（参见 Wallis（1952）介绍的内容）的方法实现，这种方法最多是个近似方法，但是有使用重复参数值的优点，这些内容在 7.6 节有所介绍。

利用现代网络理论可以准确地预测网络延迟，可以以比传统技术方案更有效的方式精确地获得要求的延迟。等纹波误差贝塞尔线性相位和过渡滤波器都具有恒延迟工作特性，在第 2 章给出了对应 n>3 的相关曲线，平坦延迟区被扩展到了阻带。如果要求使用延迟线，从延迟带宽的角度出发而言，低通滤波器不是很好的解决方案，在恒延迟区间会有明显的衰减。

所有覆盖的低通传递函数利用全通实现方法可以克服带宽的限制，是设计延迟线的精确和有效设计方法。

7.3.1　低通到全通变换

在复平面右半平面的 jω 轴对应每个极点简单的引入零点可以实现低通传递函数到全通

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

传递函数的变换，如果利用 7.2 节介绍的一阶和二阶全通结构有关内容，实现第 11 章中表格给出的实数和复数极点，也会出现互补的零点。当实现了低通到高通的变换，由于零点而引入的附加相位移会使低通延迟增加 2 倍。

利用第 2 章介绍的延迟曲线导出一个全通延迟带宽乘积因子，可以利用公式（7-63）计算这个延迟带宽因子。

$$\mathrm{TU} = \omega_u T_{gd}(\mathrm{DC}) \tag{7-63}$$

T_{gd}（DC）表示在 DC 频率的延迟，如曲线所示，由于全通变换的原因这个值是两倍的延迟，ω_u 表示上限角频率，这里延迟变化从 DC 值有一个特定的延迟偏移量。

表 7-1 列出了在 DC 的延迟、ω_u 和贝塞尔最大平坦延迟曲线族对应全通实现的延迟带宽乘积 TU 的有关参数，这些参数对应在角频率 ω_u 延迟 1%和 10%的变化。

选择传递函数类型和决定需要的传递函数复杂度需先计算公式（7-64）给出的参数值。

$$\mathrm{TU}_{req} = 2\pi f_{gd} T_{gd} \tag{7-64}$$

式中，f_{gd} 是要求的最高工作频率；T_{gd} 是需要的标称延迟时间。然后根据要求大于 TU_{req} 的延迟带宽乘积因子 TU 可以选用要求的网络。

表 7-1　全通贝塞尔延迟特性

		1% 变化		10% 变化	
N	T_{gd} (DC)	ω_u	TU	ω_u	TU
2	2.72	0.412	1.121	0.801	2.179
3	3.50	0.691	2.419	1.109	3.882
4	4.26	0.906	3.860	1.333	5.679
5	4.84	1.120	5.421	1.554	7.521
6	5.40	1.304	7.042	1.737	9.380
7	5.90	1.478	8.720	1.912	11.280
8	6.34	1.647	10.440	2.079	13.180
9	6.78	1.794	12.160	2.227	15.100

计算延迟比例因子（DSF），延迟比例因子表示在 DC 点的归一化延迟与要求的归一化延迟的比值，如公式（7-65）所示。

$$\mathrm{DSF} = \frac{T_{gd}(\mathrm{DC})}{T_{gd}} \tag{7-65}$$

用延迟比例因子（DSF）对选用滤波器对应极点去归一化就可以实现 7.2 节介绍的全通电路。

对实数极点 α_0 去归一化有公式（7-66）成立。

$$\alpha_0' = \alpha_0 \times \mathrm{DSF} \tag{7-66}$$

对以 $\alpha + \mathrm{j}\beta$ 形式表格化的复数极点去归一化，然后根据公式（7-67）和公式（7-68）变换为全通节电路的设计参数 ω_r 和 Q 值。

$$\omega_r = \mathrm{DSF}\sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \tag{7-67}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$Q = \frac{\omega_r}{2\alpha \mathrm{DSF}} \tag{7-68}$$

然后，利用 7.2 节的有关电路设计方程式可以得到参数 α_0'、ω_r 和 Q 值。

有时根据公式（7-64）计算出的所需延迟带宽乘积因子 $\mathrm{TU_{req}}$ 大于从标准滤波器族表格中给出的可用 TU 因子，然后所需要的总延迟可以被分为 N 个较小的增量，由于延迟时间可以算数加，这样可以通过 N 个串接延迟线来实现。

▷▷▷ 7.3.2 LC 延迟线

首先选择归一化的滤波器类型，然后再去归一化对应的实数和复数极点就可以设计出需要的 LC 延迟线，这些步骤应符合 7.3 节关于“低通到全通变换”的有关要求。

利用 7.2 节介绍的 LC 全通电路就可以实现有关最终极点和零点，设计步骤在下面的设计举例中给以详细的介绍。

例 7-1 设计一个 1ms 的 LC 延迟线

技术要求：

设计一个从 DC 到 3200Hz、延迟精度在 10%的 1ms 恒延迟时间无源延迟线，源和负载阻抗均为 10kΩ。

设计结果：

（a）利用公式（7-64）计算所需要的延迟带宽乘积因子

$$\mathrm{TU_{req}} = 2\pi f_{gd} T_{gd} = 2\pi 3200 \times 0.001 = 20.1$$

可以选用 0.5° 等纹波误差的线性相位设计，对应的低通滤波器延迟特性如图 2-64 所示，n=9 的归一化全通网络在 DC 的延迟等于 7.5s，这是从曲线得到值的两倍，由于到 3rad/s 延迟还保持相对的平坦，延迟带宽乘积因子的计算公式如公式（7-63）所示，计算如下式所示。

$$\mathrm{TU} = \omega_u T_{gd}(\mathrm{DC}) = 3 \times 7.5 = 22.5$$

由于 TU 大于 $\mathrm{TU_{req}}$，取 n=9 的设计方案就可以满足设计要求。

（b）从表格 10-45 得到的低通极点如下：

$$-0.5688 \pm j0.7595$$
$$-0.5545 \pm j1.5089$$
$$-0.5179 \pm j2.2329$$
$$-0.4080 \pm j2.9028$$
$$-0.5728$$

需要四个二阶全通节电路和一个一阶节电路，延迟比例因子的计算如公式（7-65）所示，计算结果如下。

$$\mathrm{DSF} = \frac{T_{gd}(\mathrm{DC})}{T_{\hat{g}d}} = \frac{7.5}{10^{-3}} = 7500$$

利用公式（7-67）和公式（7-68）对第二节节电路的设计参数 ω_r 和 Q 值去归一化，有下面的表格成立。

节电路数	α	β	ω_r	Q
1	0.5688	0.7595	7.117	0.8341
2	0.5545	1.5089	12.057	1.450
3	0.5179	2.2329	17.191	2.213
4	0.4080	2.9028	21.985	3.592

节电路 5 设计参数 α_0 对应公式（7-66）计算出的实数极点如下所示。

$$\alpha_0' = \alpha_0 \times \mathrm{DSF} = 4296$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

式中，$\alpha_0 = 0.5728$。

（c）现在元件参数值计算如下：

节电路 1:

因为 $Q<1$，可以使用图 7-7（b）所示的电路，利用公式（7-23）到公式（7-28）计算出的元件参数值如下：

$$K_3 = \frac{1-Q^2}{1+Q^2} = \frac{1-0.8341^2}{1+0.8341^2} = 0.1794$$

$$L_{3a} = \frac{(Q^2+1)R}{2Q\omega_r} = \frac{(0.8341^2+1)10^4}{2\times 0.8341\times 7117} = 1.428\ \text{H}$$

$$C_3 = \frac{Q}{2\omega_r R} = \frac{0.8341}{2\times 7117\times 10^4} = 5860\ \text{pF}$$

$$C_4 = \frac{2}{Q\omega_r R} = \frac{2}{0.8341\times 7117\times 10^4} = 0.0337\ \mu\text{F}$$

$$L_{3b} = 2(1+K_3)L_{3a} = 3.368\ \text{H}$$

$$L_4 = \frac{(1-K_3)L_{3a}}{2} = 0.586\ \text{H}$$

节电路 2~4:

因为 Q_S 大于 1，可以使用图 7-6（b）所示的电路，利用公式（7-17）到公式（7-20）计算出的有关参数值如下：

$$L_a = \frac{2R}{\omega_r Q} = \frac{2\times 10^4}{12057\times 1.450} = 1.144\ \text{H}$$

$$C_a = \frac{Q}{\omega_r R} = \frac{1.450}{12057\times 10^4} = 0.012\ \mu\text{F}$$

$$L_b = \frac{QR}{2\omega_r} = \frac{1.450\times 10^4}{2\times 12057} = 0.601\ \text{H}$$

$$C_b = \frac{2Q}{\omega_r(Q^2-1)R} = \frac{2\times 1.450}{12057(1.45^2-1)10^4} = 0.0218\ \mu\text{F}$$

用同样地方法可以计算出其他有关于元件参数值如下：

节电路 3:

$$L_a = 0.526\ \text{H}$$

$$C_a = 0.0129\ \mu\text{F}$$

$$L_b = 0.644\ \text{H}$$

$$C_b = 6606\ \text{pF}$$

节电路 4:

$$L_a = 0.253\ \text{H}$$

$$C_a = 0.0163\ \mu\text{F}$$

$$L_b = 0.817\ \text{H}$$

$$C_b = 2745\ \text{pF}$$

节电路 5:

利用图 7-5（b）所示的电路可以实现剩余一阶全通节电路，利用公式（7-15）和公式（7-16）计算出的有关参数如下所示：

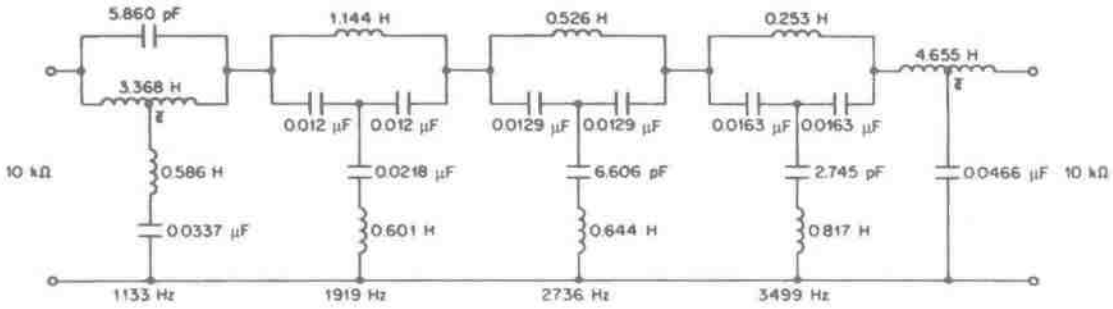
$$L = \frac{2R}{\alpha_0'} = \frac{2\times 10^4}{4296} = 4.655\ \text{H}$$

$$C = \frac{2}{\alpha_0' R} = \frac{2}{4296\times 10^4} = 0.0466\ \mu\text{F}$$

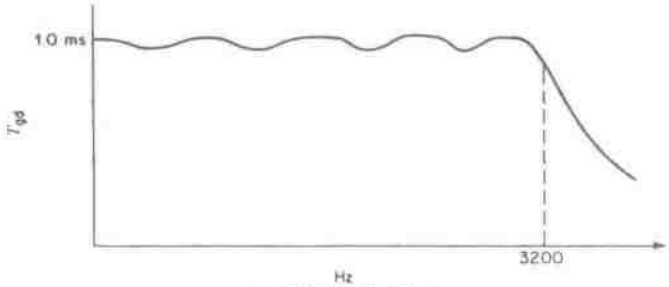
（d）最终延迟线电路工作原理图如图 7-15（a）所示，谐振频率的单位为 Hz，对应每个节电路的 $\frac{\omega_r}{2\pi}$ 频率，中心抽头电感的耦合系数要求为 1，作为频率函数的延迟特性如图 7-15（b）所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）延迟线电路



（b）频率响应特性曲线

图 7-15　例 7-1 的 1ms 延迟线

例 7-1 所示的延迟线需要有总数达 9 个电感，如果使用基于经典镜像理论的经典设计（参见 Wallis（1952）介绍的有关内容），最终实现的延迟线需要用到两倍的电感线圈数量，虽然电感的参数是一样的（除终端节电路外），这种设计方法很明显由于增加了电路造价和复杂性而不合理。

▷▷▷ 7.3.3　有源延迟线

通过选用归一化的滤波器，然后按 LC 延迟线设计的方法再去归一化有关的极点，利用 7.2 节介绍的一阶和二阶有源结构的有关内容就可以实现最终全通有关设计参数的设计。

有源延迟线不会受到 LC 延迟线的 Q 值限制，特别适用于电感参数非常大成为重要因素的低频应用场合，下面给出有源延迟线设计实例。

例 7-2　100μs 有源延迟线的设计

技术要求：

设计一条工作频率高达 3kHz、延迟时间为 100μs，延迟精度为 3%，增益为 10 的有源延迟线。

设计结果：

（a）利用公式（7-64）计算要求的延迟带宽乘积因子，计算结果如下。

$$TU_{req} = 2\pi f_{gd} T_{gd} = 2\pi 3000 \times 10^{-4} = 1.885$$

可以选用贝塞尔型的全通网络，表 7-1 给出延迟变化 1%、复杂度为 n=3，延迟带宽乘积因子为 2.419，这已超过了要求的参数值。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（b）贝塞尔低通极点如表 10-41 所示，对应 $n=3$ 有下面的结果成立：

$$-1.0509 \pm j1.0025$$

$$-1.3270$$

需要有一阶和二阶类型的两个节电路，利用公式 7-65 计算出的延迟比例因子如下所示：

$$\mathrm{DSF}=\frac{T_{gd}(\mathrm{DC})}{T_{gd}}=\frac{3.5}{10^{-4}}=3.5\times10^{4}$$

式中，$T_{gd}(\mathrm{DC})$可以利用表格 7-1 得到；T_{gd} 的设计值为 100ms。

利用公式（7-67）和公式（7-68）计算出的二阶节电路设计参数如下所示：

$$\omega_t=\mathrm{DSF}\sqrt{\alpha^2+\beta^2}=3.5\times10^4\times\sqrt{1.0509^2+1.0025^2}=50833$$

$$Q=\frac{\omega_t}{2\alpha\mathrm{DSF}}=\frac{50833}{2\times1.509\times3.5\times10^4}=6.691$$

利用公式（7-66）计算出的一阶节电路设计参数如下所示：

$$\alpha_0'=\alpha_0\times\mathrm{DSF}=1.325\times3.5\times10^4=46450$$

（c）计算出的元件参数之如下所示：

二阶节电路：

可以使用对应 $Q<0.707$ 图 7-12（b）给出的多反馈带通均衡器节电路，这里 $R=10\mathrm{k\Omega}$，$C=0.01\mu\mathrm{F}$，$A=10$。利用公式（7-52）和公式（7-58）计算出的有关元件参数值如下所示：

$$R_2=\frac{2Q}{\omega_t C}=\frac{2\times0.691}{50833\times10^{-8}}=2719\ \Omega$$

$$R_1=\frac{R_2}{4Q^2}=\frac{2719}{4\times0.691^2}=1424\ \Omega$$

一阶节电路：

可以采用图 7-11 所示的一阶节电路，这里电阻 $R'=10\mathrm{k\Omega}$，$C=0.01\mu\mathrm{F}$，$\alpha_0=6450$，利用公式（7-46）计算出的电阻 R 的参数如下所示：

$$R=\frac{1}{\alpha_0' C}=\frac{1}{46450\times10^{-8}}=2153\ \Omega$$

（d）采用标准 1%精度电阻值的 100μs 有源延迟线电路工作原理图如图 7-16 所示。

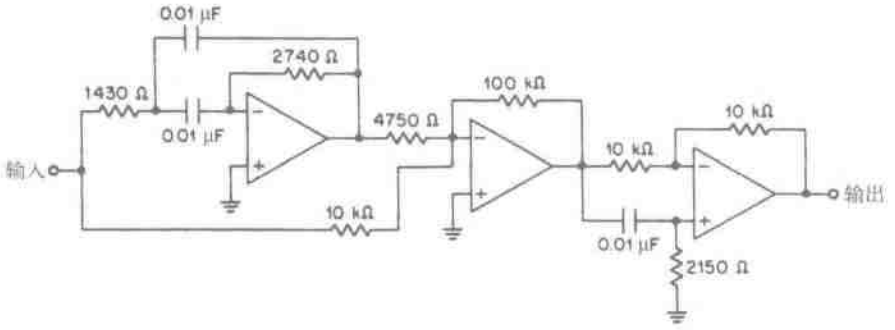


图 7-16　例 7-2 的 100μs 延迟线电路工作原理图

▷▷ 7.4　滤波器的延迟均衡

在前面有关章节介绍的内容主要强调了滤波器的衰减特性，但是，如果信号由调制波形

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

构成，这时信号的延迟工作特性也非常重要，为减小输入信号失真，要求对整个感兴趣工作频率范围内有固定的延迟。典型而言应当是 6dB 左右的带宽。衰减越大，由于衰减信号谱的分布幅度降低，延迟变化（延迟失真）的影响就越不明显。

由于贝塞尔的线性相位与等纹波误差工作特性，过渡滤波器族展现平坦的延迟工作特性，但是，贝塞尔滤波器较其他类型的滤波器幅度响应工作特性的选择性要差些。

实用中，针对衰减技术要求的唯一的解决方案是巴特沃斯、切比雪夫或椭圆函数滤波器。同时也需要维持恒延迟和延迟均衡工作特性。

重要的是需要在衰减陡度和延迟平坦性的技术要求之间做出折中。例如，切比雪夫滤波器的纹波越高，衰减斜率陡度越大，但是，延迟平坦性变化也会越大，特别是在转折频率处更是如此。随椭圆函数滤波器阶数 n 和陡度的加大延迟失真加大，并且椭圆函数滤波器的纹波也会随之加大。由于椭圆函数滤波器的陡度和高阶切比雪夫滤波器的延迟特性在接近转折频率时呈现出尖锐的延迟峰值（角状形状），陡的椭圆函数滤波器和高阶切比雪夫滤波器（见 2.4 节的有关内容）的均衡特别不好实现。

延迟均衡网络至少和滤波器的均衡一样复杂，它所需要的节电路数取决于起始延迟曲线被均衡部分和需要的均衡程度要求，可以用公式（7-69）计算需要用到的大致近似均衡节电路节数。

$$n = 2\Delta_{BW}\Delta_T + 1 \tag{7-69}$$

式中，Δ_{BW} 是感兴趣的频率范围，单位为 Hz；Δ_T 是在 Δ_{BW} 频率范围内的延迟失真，单位为 s。

本节讨论的延迟均衡有关内容主要还是从图形的角度出发，而非从理论分析的角度出发，没有滤波器延迟均衡的封闭解形式可供选用。但是，利用计算机辅助设计可以得到所需要的至少二次近似的延迟技术指标，并且可以使用逐次试解技术来实现（参见注 1 的有关内容）。

简单而言，滤波器的延迟均衡涉及网络设计，这个网络应满足被均衡滤波器延迟曲线形状要求，总的延迟特性应具有要求的延迟平坦性。尽管绝对延迟量增加了，但是导致的影响不明显，这是因为在整个有用信号频带内信号频率谱被扩散了。带通滤波器的典型延迟曲线、网络延迟均衡器和总的工作特性曲线如图 7-17 所示。

均衡低通滤波器延迟曲线，对最感兴趣的频率和对应的延迟应对应 1rad/s 的频率，以确保曲线的低频部分在 DC 和 $\omega = 1$ 的频率区间，这可以通过延迟轴乘以 $2\pi f_h$ 来实现，这里的 f_h 表示被均衡的最高频率。频率轴除以 f_h，这里 f_h 的单位为 rad/s，所有的其他频率也被归一化到这点。

第 2 章介绍的归一化低通滤波器延迟曲线也可以直接用于各种滤波器族，无论什么情况，都可以通过从恒等于带宽内出现的最大延迟减去延迟曲线得到要求的均衡延迟特性。最终的曲线是再加上均衡器节电路的延迟贡献，需要有足够多节电路来获得所需要的总延迟平坦工作特性。

注 1：从 Nuhertz Technologies（www.nuhrtz.com）可以下载完整版的滤波器设计计算机辅助设计软件，从而自动地完成低通和带通滤波器的均衡设计计算。计算机辅助设计的结果还可以通过观察实时群延迟变化手动地微调极点和零点位置。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

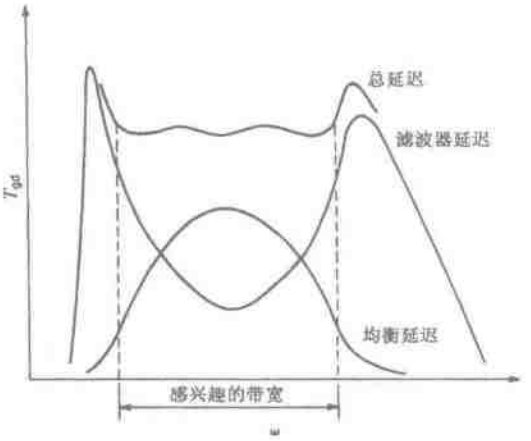


图 7-17　带通滤波器的延迟均衡特性曲线

在发现合适的匹配曲线时，均衡器的参数可以直接用于设计均衡器，然后去归一化电路到要求的频率范围和阻抗水平。作为变通，可以先去归一化均衡器的参数，最终直接设计出这个均衡器电路。

带通滤波器以类似低通滤波器的方式均衡，延迟曲线首先对延迟轴乘以 $2\pi f_0$ 进行归一化，这里的 f_0 表示中心频率。频率轴除以 f_0 转换为以 rad/s 为单位，使中心频率为 1rad/s，所有其他频率被归一化到中心频率。可以发现一个互补的曲线，用合适的均衡器节电路直到得到满意的结果，然后对这个均衡器去归一化。

▷▷▷ 7.4.1　一阶均衡器

在 7.1 节有关内容介绍了一阶全通传递函数，一阶全通节电路延迟可以用位于低频的最大延迟和随频率增加延迟减小的特性表示。随 α_0 值的降低，在 DC 延迟达到最大，随频率的增加延迟迅速的滚降。

一阶全通节电路的延迟在 7.1 节以公式（7-4）给出，延迟可用下面给出的公式计算。

$$T_{gd} = \frac{2\alpha_0}{\alpha_0^2 + \omega^2}$$

直接利用公式（7-4）计算有些烦琐，所以，根据频率 ω为0～1，α_0 的取值范围为 0.05～2.00，给出了如表 7-2 所示的有关延迟参数。利用表 7-2 可以直接用于决定均衡归一化滤波器的 α_0 近似值，如需要，可以利用公式（7-4）决定 α_0 更为精确的值。

下面给出了表 7-2 的使用实例。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 7-2　以 s 为单位的一阶均衡器延迟

	ω (rad/s)										
α_0	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0.05	40.00	8.00	2.35	1.08	0.62	0.40	0.28	0.20	0.16	0.12	0.10
0.10	20.00	10.00	4.00	2.00	1.18	0.77	0.54	0.40	0.31	0.24	0.20
0.15	13.33	9.23	4.80	2.67	1.64	1.10	0.78	0.59	0.45	0.36	0.29
0.20	10.00	8.00	5.00	3.08	2.00	1.38	1.00	0.75	0.59	0.47	0.38
0.25	8.00	6.90	4.88	3.28	2.25	1.60	1.18	0.91	0.71	0.57	0.47
0.30	6.67	6.00	4.62	3.33	2.40	1.76	1.33	1.03	0.82	0.67	0.55
0.35	5.71	5.28	4.31	3.29	2.48	1.88	1.45	1.14	0.92	0.75	0.62
0.40	5.00	4.71	4.00	3.20	2.50	1.95	1.54	1.23	1.00	0.82	0.69
0.45	4.44	4.24	3.71	3.08	2.48	1.99	1.60	1.30	1.07	0.89	0.75
0.50	4.00	3.85	3.45	2.94	2.44	2.00	1.64	1.35	1.12	0.94	0.80
0.55	3.64	3.52	3.21	2.80	2.38	1.99	1.66	1.39	1.17	0.99	0.84
0.60	3.33	3.24	3.00	2.67	2.31	1.97	1.67	1.41	1.20	1.03	0.88
0.65	3.08	3.01	2.81	2.54	2.23	1.93	1.66	1.42	1.22	1.05	0.91
0.70	2.86	2.80	2.64	2.41	2.15	1.89	1.65	1.43	1.24	1.08	0.94
0.75	2.67	2.62	2.49	2.30	2.08	1.85	1.63	1.43	1.25	1.09	0.96
0.80	2.50	2.46	2.35	2.19	2.00	1.80	1.60	1.42	1.25	1.10	0.98
0.85	2.35	2.32	2.23	2.09	1.93	1.75	1.57	1.40	1.25	1.11	0.99
0.90	2.22	2.20	2.12	2.00	1.86	1.70	1.54	1.38	1.24	1.11	0.99
0.95	2.11	2.08	2.02	1.91	1.79	1.65	1.50	1.36	1.23	1.11	1.00
1.00	2.00	1.98	1.92	1.83	1.72	1.60	1.47	1.34	1.22	1.10	1.00
1.25	1.60	1.59	1.56	1.51	1.45	1.38	1.30	1.22	1.14	1.05	0.98
1.50	1.33	1.33	1.31	1.28	1.24	1.20	1.15	1.09	1.04	0.98	0.92
1.75	1.14	1.14	1.13	1.11	1.09	1.06	1.02	0.99	0.95	0.90	0.86
2.00	1.00	1.00	0.99	0.98	0.97	0.94	0.92	0.89	0.86	0.83	0.80

例 7-3　用于低通滤波器的 LC 和有源延迟均衡器设计

技术要求：

设计一个用于 n=5、-3dB 截止频率为 1600Hz 的巴特沃斯低通滤波器延迟均衡器，要求这个延迟均衡器从 DC 到 1600Hz 的频率变化范围延迟变化应不大于 75μs。

设计结果：

（a）因为从 DC 到 1rad/s 对应所关心的频率范围，所以，可以直接使用图 2-35 所示的巴特沃斯归一化延迟曲线，n=5 的曲线表明峰值延迟出现在 0.9rad/s 附近，大约比 DC 位置的延迟时间大 1.9s，这对应去归一化的 $1.9/2\pi f_h$ 变化，或说是对应 f_h 为 1600Hz 时的 190μs 变化，所以需要使用均衡器电路。

（b）从表 7-2 可以看出，一阶均衡器在 α_0=0.7 时，DC 要大于在 0.9rad/s 的延迟大约 1.8s，所以满足要求的均衡器设计要求。

归一化滤波器延迟和用于 α_0=0.7 的一阶均衡器如图 7-18（a）所示，总延迟如图 7-18（b）所示，延迟峰-峰变化大约为 0.7s，这对应去归一化的 $\frac{0.7}{2\pi f_h}$ 或 70μs 的变化。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（c）利用因子 $2\pi f_h$ 去归一化一阶均衡器参数 α_0=0.7，产生 α_0'=7037 的结果，对应设计出的无源均衡器设计结果如公式（7-15）和公式（7-16）所示，其中，

阻抗 R 取 1kΩ，有下面的计算结果成立：

$$L=\frac{2R}{\alpha_0'}=\frac{2\times10^3}{7037}=0.284\ \text{H}$$

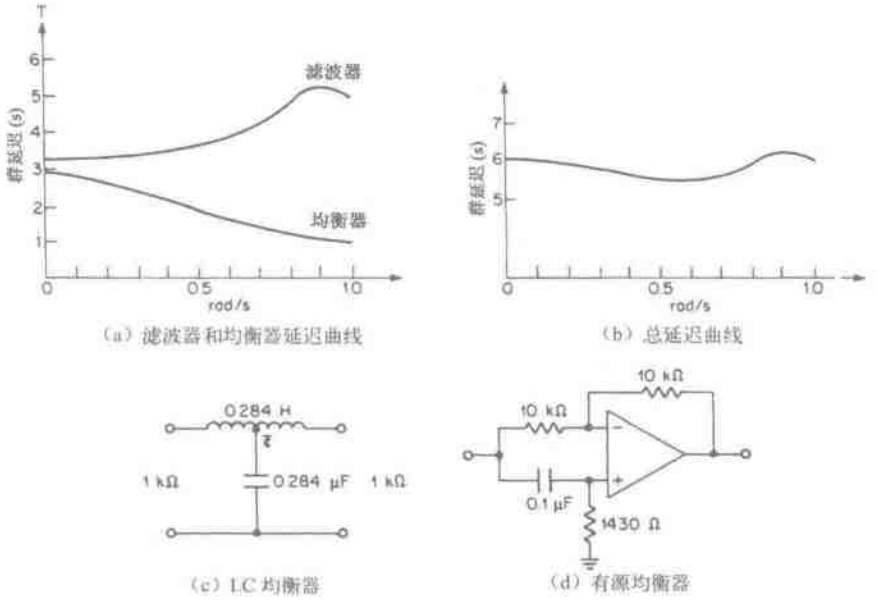
$$C=\frac{2}{\alpha_0'R}=\frac{2}{7037\times10^3}=0.284\ \mu\text{F}$$

一阶 LC 均衡器节电路如图 7-18（c）所示。

（d）利用图 7-11（a）所示电路也可以设计一个有源一阶均衡器节电路，如果取 C=0.1μF，R' =1kΩ，由公式（7-46）决定的电阻 R 值由下式表示：

$$R=\frac{1}{\alpha_0'C}=\frac{1}{7037\times10^{-7}}=1421\ \Omega$$

有源均衡器电路如图 7-18（d）所示。



（a）滤波器和均衡器延迟曲线　（b）总延迟曲线

（c）LC 均衡器　（d）有源均衡器

图 7-18　例 7-3 的延迟均衡

例如，椭圆函数类型的高选择性低通滤波器在截止频率附近延迟特性有极大的增加，然而一阶全通节电路不能提供互补的延迟曲线形状，所以一阶全通滤波器仅限用于适当选择性的低通滤波器应用场合。

▷▷▷ 7.4.2　二阶均衡器

在 DC 一阶均衡器有最大的延迟和单一设计参数 α_0，这就限制了一阶均衡器的使用。二阶节电路有 ω_t 和 Q 两个设计参数，在本质上而言延迟曲线形状为带通，通过改变 Q 值可以调节延迟曲线的形状，可以把延迟曲线的形状调的宽一些或尖锐些。峰值延迟频率由设计参数 ω_t 决定，这种设计灵活性的结果是二阶节电路可以用于均衡几乎任何类型的延迟曲线，但唯一限制是所需用到的节电路数量和要达到的均衡程度相符。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以利用公式（7-11）计算二阶全通节电路的群延迟。

$$T_{gd}=\frac{2Q\omega_r\left(\omega^2+\omega_r^2\right)}{Q^2\left(\omega^2+\omega_r^2\right)^2+\omega^2\omega_r^2}$$

如果通过取 $\omega_r=1$ 来归一化这个表达式就可以得到公式（7-70）。

$$T_{gd}=\frac{2Q(\omega^2+1)}{Q^2(\omega^2-1)^2+\omega^2} \tag{7-70}$$

可以设 $\omega_r=0$ 来决定在 DC 的延迟，有公式（7-71）成立。

$$T_{gd}(\mathrm{DC})=\frac{2}{Q} \tag{7-71}$$

对应 Q_S 低于 0.577 的应用场合，最大延迟时间出现在 DC 位置，随着 Q 的增加，最大延迟角频率出现在 1rad/s 的位置，可以利用公式（7-72）计算。

$$\omega(T_{gd,\max})=\sqrt{\sqrt{4-\frac{1}{Q^2}}-1} \tag{7-72}$$

对 Q_S 为 2 或更大的应用场合，最大延迟假定出现在 1rad/s 的位置，则最大延迟时间可用公式（7-73）计算。

$$T_{gd,\max}=4Q \tag{7-73}$$

在表 7-6 中 Q_S 取值范围为 0.25～10 时，公式（7-70）～公式（7-72）等效，为了直接使用表 7-6，首先归一化曲线使最小延迟出现在 1rad/s 的位置。然后，从表格中选用均衡器使其能最好地满足互补曲线要求。

然后可以画出完整的曲线，如果延迟纹波太大可以选用附加的均衡器节电路来填充延迟间隙，通过比例缩放这个区间被均衡于 1rad/s 的中心频率和利用这个表格选用一个互补均衡器均衡曲线形状来再次使用表 7-6 中的有关数据。最后通过比例缩放到感兴趣的延迟曲线区间。

这个设计过程有些过于简化，均衡器的响应之间会有相互干扰，所以每节延迟电路不可能独立设计，每加一个延迟节电路需要对原先已设计的延迟节电路参数加以调整。

延迟均衡设计通常比滤波器设计需要更多的设计技巧，定义的标准极-零格式用于不同滤波器类型。反之，均衡器设计涉及极-零分布近似问题必须使设计出的均衡器满足均衡曲线的要求。下面给出的设计给出了使用二阶均衡器节电路来满足要求的均衡延迟实例。

例 7-4 针对带通滤波器设计一个延迟均衡器

技术要求：

采用表 7-3 所示延迟措施的带通滤波器必须均衡到 700μs 内。对应的延迟曲线如图 7-19（a）所示。

设计结果：

（a）因为在 1000Hz 频率点出现最小延迟，通过频率轴除以 1000Hz 和延迟轴乘以 2π×1000 就可以得到归一化延迟曲线，最终结果如表 7-4 和图 7-19（b）的曲线所示。

（b）所需的均衡器需要在 1rad/s 频率点具有 10s 峰值延迟，相对在 1.5rad/s 频率点延迟为 0.5s 的归一化延迟特性曲线。由表格 7-6 可以看出对应 Q=2.75 的延迟均衡电路可以满足这个技术要求。

表 7-3 指定延迟

频率 (Hz)	延迟 (μs)
500	1600
600	960
700	640
800	320
900	50
1000	0
1100	160
1200	480
1300	800
1400	1120
1500	1500

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

如果对应表 7-4 的归一化延迟曲线逐点加这个延迟，就可以获得表 7-5 所示的延迟时间。

对应的曲线如图 7-19（c）所示，通过对延迟除 $2\pi\times1000$，频率轴乘 1000 就可以对这个曲线去归一化，从而得到图 7-19（d）所示的曲线。在整个频带内的微分延迟变化大约为 675μs。

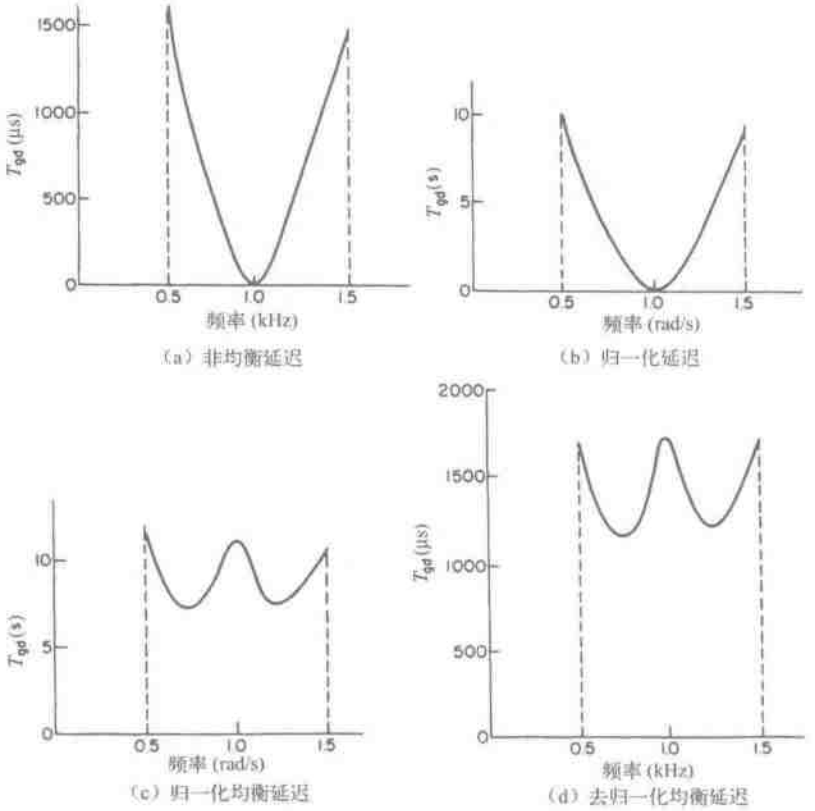


图 7-19　例 7-4 的延迟均衡

表 7-4　归一化延迟

频率 (rad/s)	延迟 (s)
0.5	10.1
0.6	6.03
0.7	4.02
0.8	2.01
0.9	0.31
1.0	0
1.1	1.01
1.2	3.02
1.3	5.03
1.4	7.04
1.5	9.42

表 7-5　均衡延迟

频率 (rad/s)	延迟 (s)
0.5	11.6
0.6	8.19
0.7	7.36
0.8	7.58
0.9	9.50
1.0	11.0
1.1	8.89
1.2	7.64
1.3	7.83
1.4	8.86
1.5	10.7

表 7-6　归一化二阶节电路延迟（ω_r=1rad/s）

Q	T_{gd}(DC)	$\omega(T_{gd,max})$	$T_{gd,max}$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	2.0	3.0	4.0	5.0
0.25	8.00	DC	8.00	7.09	5.33	3.85	2.84	2.19	1.76	1.42	1.27	1.11	1.00	0.91	0.84	0.78	0.73	0.69	0.66	0.62	0.60	0.57	0.55	0.38	0.28	0.21
0.50	4.00	DC	4.00	3.96	3.85	3.67	3.45	3.20	2.94	2.69	2.44	2.21	2.00	1.81	1.64	1.49	1.35	1.23	1.12	1.03	0.94	0.87	0.80	0.40	0.24	0.15
0.75	2.67	0.700	3.51	2.70	2.79	2.94	3.12	3.31	3.46	3.51	3.45	3.27	3.00	2.69	2.36	2.06	1.79	1.56	1.36	1.19	1.05	0.93	0.83	0.33	0.18	0.11
1.00	2.00	0.856	4.31	2.04	2.16	2.37	2.68	3.08	3.53	3.97	4.26	4.28	4.00	3.52	2.99	2.48	2.05	1.71	1.43	1.20	1.03	0.88	0.77	0.27	0.14	0.09
1.25	1.60	0.913	5.23	1.64	1.76	1.97	2.30	2.77	3.40	4.16	4.87	5.22	5.00	4.32	3.50	2.76	2.18	1.73	1.40	1.15	0.96	0.81	0.69	0.23	0.11	0.07
1.50	1.33	0.941	6.18	1.37	1.47	1.67	1.99	2.47	3.18	4.16	5.28	6.09	6.00	5.06	3.90	2.92	2.20	1.69	1.33	1.07	0.88	0.73	0.62	0.20	0.10	0.06
1.75	1.14	0.957	7.15	1.17	1.27	1.45	1.75	2.22	2.95	4.05	5.54	6.88	7.00	5.75	4.20	2.99	2.17	1.62	1.24	0.98	0.80	0.66	0.55	0.17	0.08	0.05
2.00	1.00	0.968	8.13	1.03	1.12	1.28	1.56	2.00	2.72	3.89	5.66	7.59	8.00	6.38	4.41	2.99	1.10	1.53	1.16	0.91	0.73	0.60	0.50	0.15	0.07	0.04
2.25	0.89	0.975	9.12	0.91	0.99	1.15	1.40	1.82	2.52	3.71	5.69	8.20	9.00	6.94	4.54	2.95	2.01	1.44	1.08	0.83	0.66	0.54	0.45	0.14	0.06	0.04
2.50	0.80	0.980	10.1	0.82	0.90	1.04	1.27	1.66	2.33	3.52	5.66	8.74	10.00	7.44	4.60	2.88	1.92	1.35	1.00	0.77	0.61	0.50	0.41	0.12	0.06	0.04
2.75	0.73	0.983	11.1	0.75	0.82	0.94	1.16	1.53	2.16	3.34	5.57	9.19	11.0	7.88	4.62	2.80	1.82	1.27	0.93	0.72	0.57	0.46	0.38	0.11	0.05	0.03
3.00	0.67	0.986	12.1	0.69	0.75	0.87	1.07	1.41	2.02	3.16	5.45	9.57	12.0	8.25	4.60	2.70	1.73	1.20	0.87	0.67	0.53	0.43	0.35	0.10	0.05	0.03
3.25	0.61	0.988	13.1	0.63	0.69	0.80	0.99	1.31	1.89	2.99	5.31	9.88	13.0	8.57	4.55	2.60	1.65	1.13	0.82	0.62	0.49	0.40	0.33	0.09	0.05	0.03
3.50	0.57	0.990	14.1	0.59	0.64	0.75	0.92	1.23	1.77	2.84	5.15	10.1	14.0	8.84	4.48	2.50	1.56	1.06	0.77	0.58	0.46	0.37	0.31	0.09	0.04	0.03
3.75	0.53	0.991	15.1	0.55	0.60	0.70	0.86	1.15	1.67	2.69	5.00	10.3	15.0	9.06	4.40	2.41	1.49	1.01	0.73	0.55	0.43	0.35	0.29	0.08	0.04	0.02
4.00	0.50	0.992	16.1	0.51	0.56	0.65	0.81	1.08	1.57	2.56	4.84	10.4	16.0	9.23	4.30	2.31	1.42	0.95	0.69	0.52	0.41	0.33	0.27	0.08	0.04	0.02
4.25	0.47	0.993	17.1	0.48	0.53	0.62	0.76	1.02	1.49	2.44	4.68	10.5	17.0	9.36	4.20	2.22	1.35	0.91	0.65	0.49	0.38	0.31	0.26	0.07	0.04	0.02
4.50	0.44	0.994	18.1	0.46	0.50	0.58	0.72	0.97	1.41	2.33	4.52	10.6	18.0	9.46	4.10	2.14	1.29	0.86	0.62	0.47	0.36	0.29	0.24	0.07	0.03	0.02
4.75	0.42	0.994	19.1	0.43	0.47	0.55	0.69	0.92	1.35	2.22	4.37	10.6	19.0	9.52	3.99	2.06	1.24	0.82	0.59	0.44	0.35	0.29	0.23	0.07	0.03	0.02
5.00	0.40	0.995	20.1	0.41	0.45	0.52	0.65	0.87	1.28	2.13	4.23	10.6	20.0	9.56	3.89	1.98	1.18	0.79	0.56	0.42	0.33	0.27	0.22	0.06	0.03	0.02
6.00	0.33	0.997	24.0	0.34	0.38	0.44	0.54	0.73	1.08	1.82	3.71	10.3	24.0	9.48	3.48	1.71	1.01	0.67	0.47	0.36	0.28	0.22	0.18	0.05	0.03	0.02
7.00	0.29	0.997	28.0	0.29	0.32	0.38	0.47	0.63	0.93	1.58	3.28	9.83	28.0	9.18	3.13	1.51	0.88	0.58	0.41	0.31	0.24	0.19	0.16	0.04	0.02	0.01
8.00	0.25	0.998	32.0	0.26	0.28	0.33	0.41	0.55	0.82	1.39	2.94	9.28	32.0	8.77	2.82	1.34	0.78	0.51	0.36	0.27	0.21	0.17	0.14	0.04	0.02	0.01
9.00	0.22	0.999	36.0	0.23	0.25	0.29	0.36	0.49	0.73	1.24	2.65	8.73	36.0	8.32	2.57	1.20	0.70	0.45	0.32	0.24	0.19	0.15	0.12	0.03	0.02	0.01
10.00	0.20	0.999	40.0	0.21	0.23	0.26	0.33	0.44	0.66	1.13	2.41	8.19	40.0	7.87	2.35	1.09	0.69	0.41	0.30	0.22	0.17	0.13	0.11	0.03	0.02	0.01

www.789pdf.com 789书库网
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

例 7-4 所示的均衡器可以有大于 2∶1 的差分延迟降低，利用两个附加均衡器电路可以在大约 750Hz 和 1250Hz 的陷波区间填充获得进一步的均衡作用。

7.5　宽带 90° 相位移网络

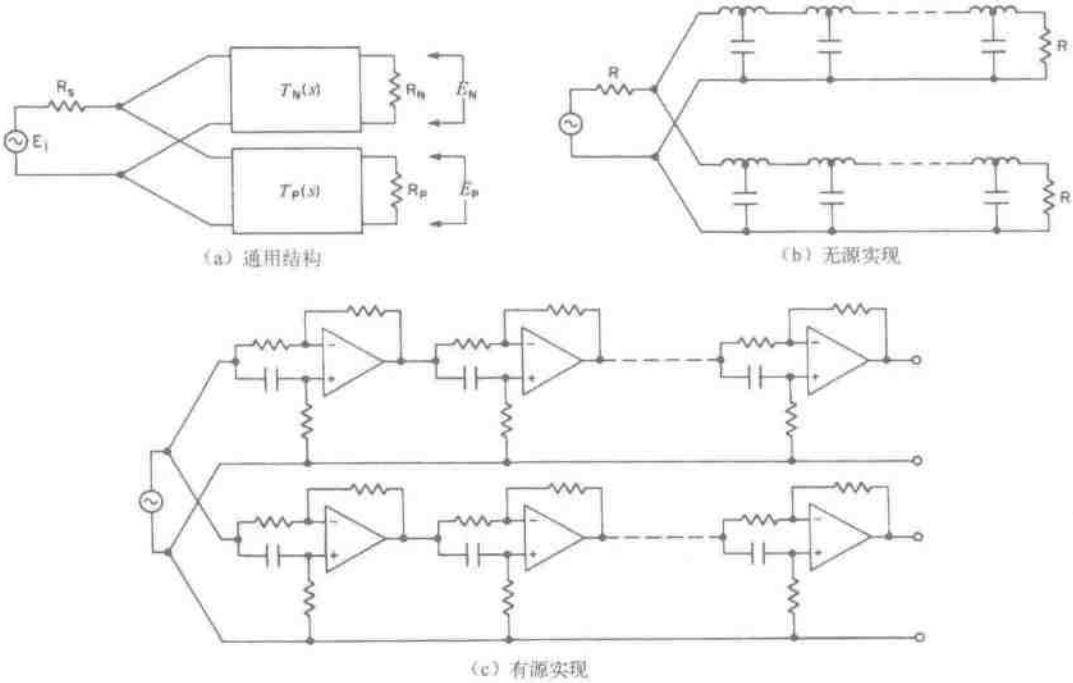
宽带 90° 相位移网络有一个输入和两个输出端口，在要求的宽带频率范围内两个输出端保持恒定 90° 相位差，总传递函数为全通型，这些网络广泛用于单边带系统设计和需要 90° 分相的其他应用场合。

Bedrosian（见参考文献）基于计算机解决了这类网络的近似问题，由 N 和 P 网络构成的电路通用结构如图 7-20（a）所示。每个网络是有实轴极点-零点对的全通网络。可以利用公式（7-74）计算传递函数。

$$T(s)=\frac{(s-\alpha_1)(s-\alpha_2)\cdots(s-\alpha_{n/2})}{(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)\cdots(s+\alpha_{n/2})} \tag{7-74}$$

式中，$n/2$ 是分子和分母多项式的阶数。两个网络的总复杂度为 n。

利用无源或有源一阶节电路可以实现实轴全通传递函数，两个具体实现电路如图 7-20（b）和图 7-20（c）所示。



（a）通用结构　（b）无源实现

（c）有源实现

图 7-20　宽带 90° 相位移网络

表 7-7 给出了以等纹波方式具有近似 90° 相位差的表格化传达函数，如图 7-21 所示，这个近似出现在 ω_L 和 ω_u 频带区间，这些频率被归一化了，所以 $\sqrt{\omega_L\omega_u}=1$。对指定的频带宽度比值 $\frac{\omega_u}{\omega_L}$，每个限定频带参数值可以用公式（7-75）和公式（7-76）计算。

$$\omega_L=\sqrt{\frac{\omega_L}{\omega_u}} \tag{7-75}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\omega_u = \sqrt{\frac{\omega_u}{\omega_L}} \tag{7-76}$$

表 7-7　90° 相位移网络的极-零位置*

n	$\Delta\phi$	α_N	α_P
		$\omega_u/\omega_L = 1.146$	
6	6.84°	43.3862	8.3350
		2.0264	0.4935
		0.1200	0.0231
8	2.12°	59.7833	14.4159
		4.8947	1.6986
		0.5887	0.2043
		0.0694	0.0167
10	0.66°	75.8845	20.4679
		8.3350	3.5631
		1.5279	0.6545
		0.2807	0.1200
		0.0489	0.0132
		$\omega_u/\omega_L = 573.0$	
6	4.99°	34.3132	7.0607
		1.9111	0.5233
		0.1416	0.0291
8	1.39°	47.0857	11.8249
		4.3052	1.6253
		0.6153	0.2323
		0.0846	0.0212
10	0.39°	59.6517	16.5238
		7.0607	3.2112
		1.4749	0.6780
		0.3114	0.1416
		0.0605	0.0168
		$\omega_u/\omega_L = 286.5$	
4	13.9°	16.8937	2.4258
		0.4122	0.0592
6	3.43°	27.1337	5.9933
		1.8043	0.5542
		0.1669	0.0369
8	0.84°	37.0697	9.7136
		3.7944	1.5566
		0.6424	0.2636
		0.1030	0.0270

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 7-7　90° 相位移网络的极-零位置*（续）

n	$\Delta\phi$	α_N	α_P
		$\omega_u/\omega_L = 286.5$	
10	0.21°	46.8657	13.3518
		5.9933	2.8993
		1.4247	0.7019
		0.3449	0.1669
		0.0749	0.0213
		$\omega_u/\omega_L = 143.2$	
4	10.2°	13.5875	2.2308
		0.4483	0.0736
8	0.46°	29.3327	8.0126
		3.3531	1.4921
		0.6702	0.2982
		0.1248	0.0341
10	0.10°	37.0091	10.8375
		5.1050	2.6233
		1.3772	0.7261
		0.3812	0.1959
		0.0923	0.0270
		$\omega_u/\omega_L = 81.85$	
4	7.58°	11.4648	2.0883
		0.4789	0.0918
6	1.38°	18.0294	4.5017
		1.6316	0.6129
		0.2221	0.0555
8	0.25°	24.4451	6.8929
		3.0427	1.4432
		0.6929	0.3287
		0.1451	0.0409
10	0.046°	30.7953	9.2085
		4.5017	2.4248
		1.3409	0.7458
		0.4124	0.2221
		0.1086	0.0325
		$\omega_u/\omega_L = 57.30$	
4	6.06°	10.3270	2.0044
		0.4989	0.0968
6	0.99°	16.1516	4.1648
		1.5873	0.6300
		0.2401	0.0619

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 7-7　90° 相位移网络的极-零位置*（续）

n	$\Delta\phi$	α_N	α_P
		$\omega_u/\omega_L = 57.30$	
8	0.16°	21.8562	6.2817
		2.8648	1.4136
		0.7074	0.3491
		0.1592	0.0458
10	0.026°	27.5087	8.3296
		4.1648	2.3092
		1.3189	0.7582
		0.4331	0.2401
		0.1201	0.0364
		$\omega_u/\omega_L = 28.65$	
4	3.57°	8.5203	1.6157
		0.5387	0.1177
6	0.44°	13.1967	3.6059
		1.5077	0.6633
		0.2773	0.0758
8	0.056°	17.7957	5.2924
		2.5614	1.3599
		0.7354	0.3904
		0.1890	0.0562
10	0.0069°	22.3618	6.9242
		3.6059	2.1085
		1.2786	0.7821
		0.4743	0.2773
		0.1444	0.0447
		$\omega_u/\omega_L = 11.47$	
4	1.31°	5.9339	1.5027
		0.5055	0.1280
6	0.10°	10.4285	3.0425
		1.4180	0.7052
		0.3287	0.0959
8	0.0075°	14.0087	4.3286
		2.2432	1.2985
		0.7701	0.4458
		0.2310	0.0714

*这个表格的数据来源于 D. Bedrosian，“90° 相位差网络的归一化设计”，IRE 电路理论学报，1960 年 6 月。

随着总复杂度 n 加大，对给定频带比的相位误差下降，或相对固定相位误差带宽比将加大。

利用表格 7-7，通过给定频率首先决定要求的频带宽度比，然后根据大于要求的频带宽度比 $\frac{\omega_u}{\omega_L}$ 和可以接受的相位误差 $\pm D_f$ 选用网络。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以利用公式（7-77）计算频率比例缩放因子（FSF）。

$$\mathrm{FSF}=2\pi f_0 \tag{7-77}$$

式中，f_0 是指定频率带宽内的几何平均值 $\sqrt{f_L f_u}$。然后利用表格得到 α 值乘以频率比例缩放因子（FSF）去归一化，最后通过对应的每个网络用串联有源或无源的一阶节电路就可以实现所需要的极-零点对。

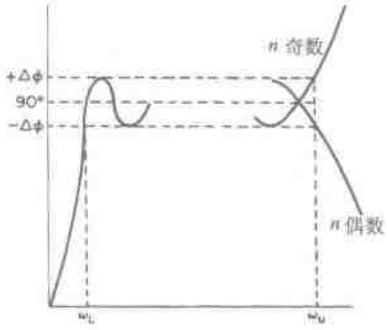


图 7-21　宽带 90° 相位移近似

下面给出 90° 相位移网络的设计实例。

例 7-5　有源宽带 90° 分相器的设计

技术要求：

设计一个在 300～3000Hz 频率范围具有精度为 ±0.2° 的 90° 相位差双输出网络，要求为全通和有源电路。

设计结果：

（a）因为要求有 10∶1 的频带宽度比（3000Hz/300Hz），选用对应 n=6 和 $\frac{\omega_u}{\omega_L}$=11.47 的设计要求，对应的相位移误差为 ±0.1°。

（b）P 和 N 网络归一化的实数极-零坐标如下表所示。

P 网络	N 网络
α_1=10.4285	α_4=3.0425
α_2=1.4180	α_5=0.7052
α_3=0.3287	α_6=0.0959

利用公式（7-77）得到的频率比例缩放因子（FSF）如下：

$$\mathrm{FSF}=2\pi f_0=2\pi\times 948.7=5961$$

式中，$f_0=\sqrt{300\times 3000}$ Hz。极-零坐标值乘以频率比例缩放因子（FSF），就可以得到关于去归一化的 α 下表。

P 网络	N 网络
α_1'=62164	α_4'=18136
α_2'=8453	α_5'=4204
α_3'=1959	α_6'=517.7

（c）现在利用本书 7.2 节和图 7-11（a）介绍的有源一阶全通电路就可以实现 P 和 N 网络。

如果取 R'=10kΩ和 C=1000pF，可以利用下式计算由公式（7-46）给出的电阻 R 值：

$$R=\frac{1}{\alpha_0 C}$$

采用用于 P 和 N 网络去归一化的 α' 参数值，就可以得到下表的有关参数值。

节电路	P 网络	N 网络
1	R=16.09kΩ	R=55.14kΩ
2	R=118.3kΩ	R=237.9kΩ
3	R=510.5kΩ	R=1.749MΩ

采用标准误差 1%电阻值的最终电路如图 7-22 所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

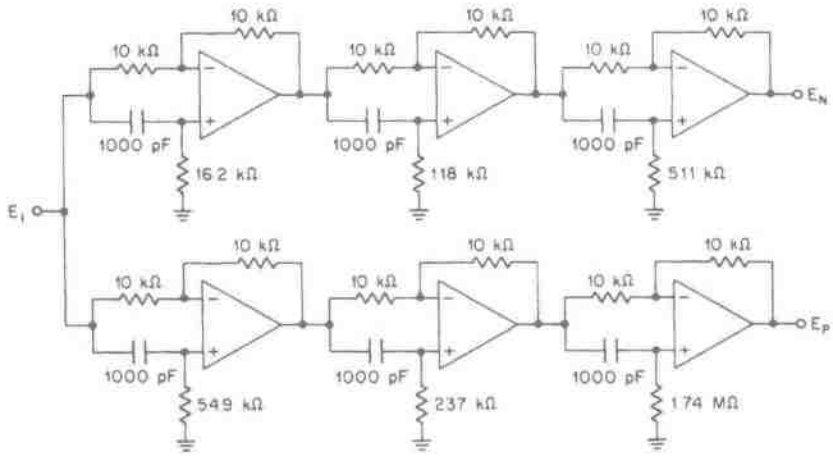


图 7-22　例 7-5 的宽带 90° 相位移网络

7.6　采用重复元件的无源延迟线设计

7.6.1　全通延迟线

7.3 节介绍的 LC 延迟线中需用到各种不同参数的电感和电容，这在延迟线的生产过程中会造成许多不便，例如需要生产多种不同电感量的电感，这会造成电感生产成本的增加和延迟线生产的不方便。在本节内容中介绍的电感除镜像参数设计外可以取重复的电感值（电容也是如此），无论延迟线电路的复杂性如何，仅取 3 种不同的电感量值。

延迟线的两个关键参数是常用-3dB 点表示的带宽和在带宽内的延迟平坦性。但是，从理论上而言，采用全通的技术方案，频率响应特性曲线的平坦性将可以得到保证，但是由于使用的元器件不是理想的元器件，实际情况不是这样。例如，电感的 Q 值不是无限大，存在杂散电容，如果使用了抽头电感而抽头电感的耦合系数不为 1 等因素都会对频率响应特性曲线的平坦性产生影响。

在本节内容中介绍的采用中心抽头电感解决方案通常在 20kHz 以下的工作频率范围类可以获得最佳结果，在这些应用场合需要有长的延迟时间要求，插入损耗主要是由电感的直流电阻引起，是电感直流电阻的函数，如果使用了许多节节电路，电路损耗比较好预测，可以确保电路损耗在可以接受的水平。如果不满足要求，可以使用直流电阻更小的电感。

图 7-23 所示为一个采用桥 T 和网络形式的单级延迟归一化节电路，在网络结构中不需要使用中心抽头电感，但是使用的元件确实较多，对应归一化频率为 1.6rad/s 的电感 Q 值应尽可能的高，以避免频率响应特性曲线的凹陷。设计过程非常简单，首先需要计算到底是需要延迟曲线 1%或 5%的平坦度，然后利用公式（7-78）计算频率比例缩放因子（FSF）。

$$\mathrm{FSF} = \frac{2\pi F_{\mathrm{d}}}{\omega_{\mathrm{A}}} \tag{7-78}$$

式中，F_{d} 是延迟感兴趣的最高工作频率；ω_{A} 取值为 1 或 1.22，如图 7-23 所示，这主要取决于延迟平坦度是 1%还是 5%。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

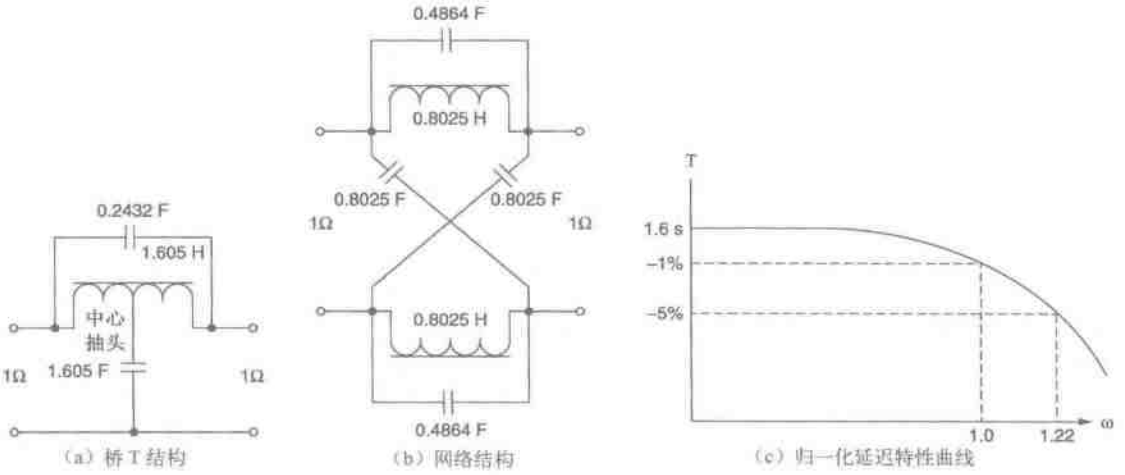


图 7-23　全通延迟线节电路

可以利用公式（7-79）计算 T_S。

$$T_s = \frac{1.6}{\text{FSF}} \tag{7-79}$$

式中，T_s 是每个去归一化节电路的延迟时间。可以利用公式（7-80）计算所需要的节电路数量。

$$N = \frac{T_d}{T_s} \tag{7-80}$$

式中，T_d 是所需要的延迟时间。N 值取下一个最大的值。

然后利用公式（7-81）计算新的频率比例缩放因子（FSF）。

$$T_{s\,new} = \frac{T_d}{N_{new}} \tag{7-81}$$

然后有公式（7-82）成立。

$$\text{FSF}_{new} = \frac{1.6}{T_{s\,new}} \tag{7-82}$$

利用新的频率比例缩放因子（FSF）和要求的阻抗值可以对电路进行比例缩放（去归一化）。这样就可以完成设计过程。如需要，可以一次添加或删除一个节电路来对总的延迟时间进行修改。

▷▷▷ 7.6.2　镜像参数非对称延迟线

图 7-24 所示基于镜像参数的延迟线电路原理图，虽然镜像参数设计法的精度不如本书介绍的其他方法高，但是镜像参数设计法使用更为方便。

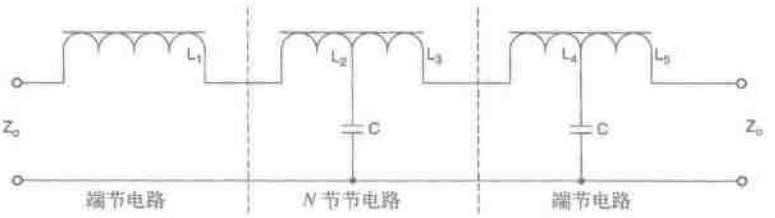


图 7-24　非对称延迟线的镜像参数

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一般而言，除去由于元件参数误差变化的影响外，延迟精度在频带范围内可以维持在2%以内。终端阻抗为标称的镜像阻抗 Z_o，但是在本设计实例中使用了 R_o，而不是复数阻抗 Z_o。

如在前面讨论的全通延迟线电路的实例，中心抽头电感的耦合系数是个很关键的技术指标，所以这种设计方法限用于相对低的工作频率。同样，电感的直流电阻要小，以避免电感直流电阻带来的高插入损耗。

可以利用下面的有关公式计算有关元件参数值。

$$N = \frac{T_d BW_{3dB}}{0.23} \tag{7-83}$$

式中，T_d 是总延迟时间；BW_{3dB} 是-3dB 带宽，单位为 Hz。

可以利用公式（7-84）计算每节节电路的延迟时间。

$$T_s = \frac{T_d}{N+1} \tag{7-84}$$

可以利用公式（7-85）到公式（7-92）计算其余有关参数值。

$$L = R_o T_s \tag{7-85}$$

$$C = \frac{T_s}{R_o} \tag{7-86}$$

$$L_2 = \frac{L}{7225} \tag{7-87}$$

$$L' = 56.25 L_2 \tag{7-88}$$

$$L_3 = L' + L_2 + 2\sqrt{L' L_2} \tag{7-89}$$

$$L_1 = \frac{L' - L_2}{2} \tag{7-90}$$

$$L_4 = 2.1 L_2 \tag{7-91}$$

$$L_5 = \frac{L'}{2.1} + L_4 + 2\sqrt{L' L_2} \tag{7-92}$$

参考文献

Bedrosian, S. D. "Normalized Design of 90° Phase-Difference Networks." *IRE Transactions on Circuit Theory* CT-7, June 1960.

Geffe, P. R. (1963). *Simplified Modern Filter Design*. New York: John F. Rider.

Lindquist, C. S. (1977). *Active Network Design*. Long Beach, California: Steward and Sons.

Wallis, C. M. "Design of Low-Frequency Constant Time Delay Lines." *AIEE Proceedings* 71, 1952.

Williams, A. B. "An Active Equalizer with Adjustable Amplitude and Delay." *IEEE Transactions on Circuit Theory* CT-16, November 1969.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第8章 LC滤波器设计的改进和阻性网络的使用

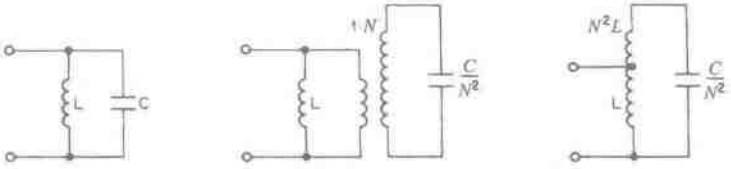
8.1 简介

直接利用 LC 滤波器设计技术生成的滤波器电路元件参数值不一定实用，得到的电路结构也不一定符合要求。滤波器极端的阻抗或带宽设计技术要求可能使设计过程极为困难，甚至可以说是不可能实现。本章主要讨论可以使不现实的设计结果通过电路变换为一种具有完全一致的响应特性，用更为实用元器件实现的替代电路结构。同时，使用阻性网络来补充 LC 滤波器设计，实现滤波器有关功能。

8.2 抽头电感器

变压器是一种用于消除不实用元件参数值的极有用工具，读者可以回顾本书在有关交流电路分析中介绍的有关知识，变压器具有阻抗变换功能，匝数比为 N 的变压器可以实现比例为 N^2 的阻抗变换。在变压器初级和次级之间可以方便地实现变压器初、次级并联元件阻抗比为 N^2 的阻抗变换。

图 8-1 所示为利用抽头变压器来降低谐振电容参数值的实例，首先图 8-1（a）中利用一个升压变压器变换为图 8-1（b）所示的电路，所以电容器 C 可以被移到次级回路，电容器的阻抗被降低了 N^2 倍。更进一步可以导致图 8-1（c）所示电路的产生，这时变压器变成了一个电感，成为了一个自耦变压器，总电感与抽头电感的比值为 N^2。



（a）基本谐振电路　（b）变压器介绍　（c）吸收变压器

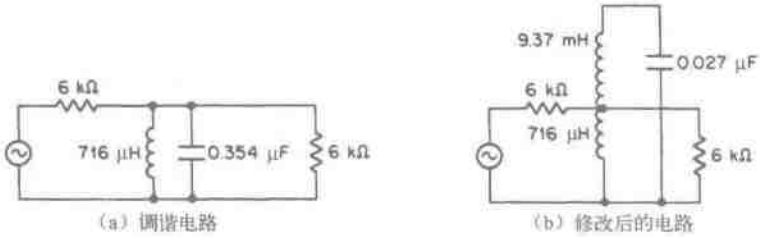
图 8-1　抽头电感

将例 5-4 所示的调谐电路修改为图 8-2（a）所示的电路，为了把电容器 0.354μF 的电容量变换为 0.027μF，这就需要阻抗比为 0.354μF /0.027μF，图 8-2（b）所示的电路由此产

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

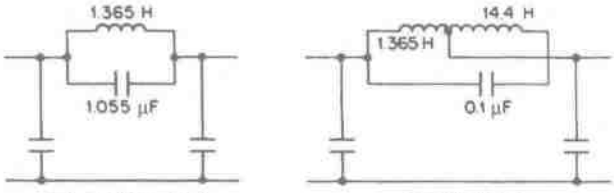
生。由于所有 LC 的乘积不变，所以电路谐振频率保持不变。



（a）调谐电路　　（b）修改后的电路

图 8-2　降低谐振电容参数值

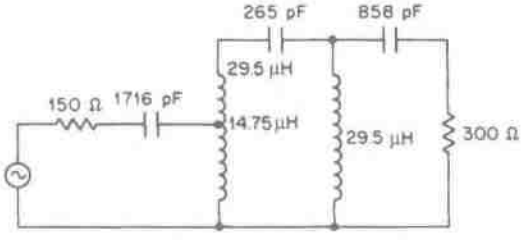
进一步以 LC 椭圆函数低通滤波器为例，并联谐振电路中也可能含有大容量的电容器，利用这种方法就可以降低电容器的容量。图 8-3 所示为一个低通滤波器电路的节电路，为了降低谐振电容器的容量为 0.354 μF，总电感被增加了一个 1.055 μF /0.1 μF 的倍数，在原电感器中引入了一个抽头。



（a）滤波器节电路　　（b）抽头电感

图 8-3　抽头电感在椭圆函数低通滤波器中的应用

抽头电感不仅对降低谐振电路中的谐振电容容量有用，同时对整个滤波器节电路变换和滤波器电路终端电路有用。抽头电感的用处仅限于滤波器设计人员的设计能力和设计灵活性。图 8-4 所示为前面介绍的有关滤波器设计实例中抽头电感的一些应用。在图 8-4（a）中采用了一个抽头电感来确保不等终端的可靠工作，利用其他方法或巴特莱特中分定理（参见 3.1 节有关内容）也可以获得同样的设计结果。但是，变压器解决方案可以保证最大功率传输（最小的插入损耗），图 8-4（b）和图 8-4（c）所示电路演示了如何通过抽头电感线圈来控制元器件参数值的实例。图中的抽头电感参数值考虑到了并联电感接地端的影响，通过控制支路两边并联电感线圈的抽头位置可以得到需要的阻抗变换比例因子，从而实现加大或减小串联支路阻抗的目的。

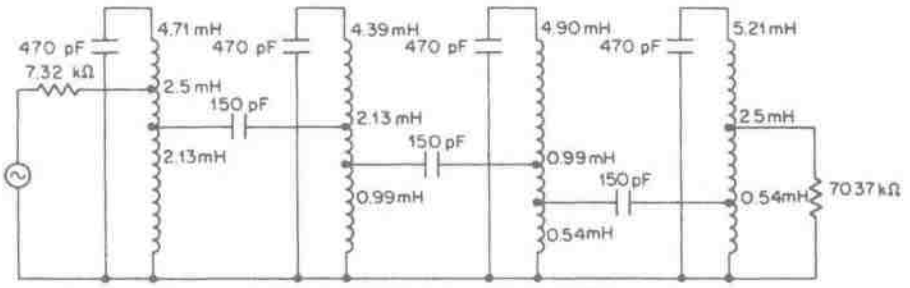


（a）采用不等输入输出阻抗端子对例 4-1 所示高通滤波器的修改电路

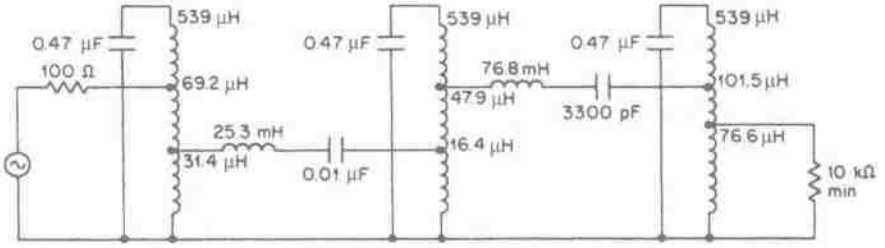
图 8-4　抽头电感的应用

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



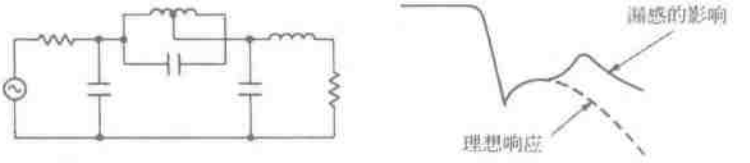
（b）采用标准电容器参数的例 5-7 所示滤波器修改电路



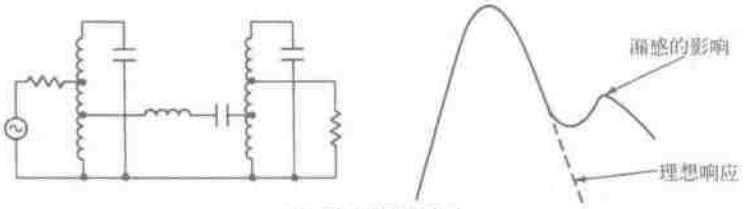
（c）采用标准电容器参数的例 5-8 所示滤波器修改电路

图 8-4　抽头电感的应用（续）

这里的变压器或自耦变压器为理想器件，由于变压器或自耦变压器不理想磁耦合会导致漏感，而这些漏感在较高的工作频率会产生如图 8-5 所示的寄生响应，利用接近 1 的匝数比可以降低这些影响。另一个解决方法就是在高频旁路的抽头位置用原来电容量的一部分容量的电容（即把原来的电容器一分为二），这个电容起到高频旁路的作用，具体操作方法如图 8-6 所示。



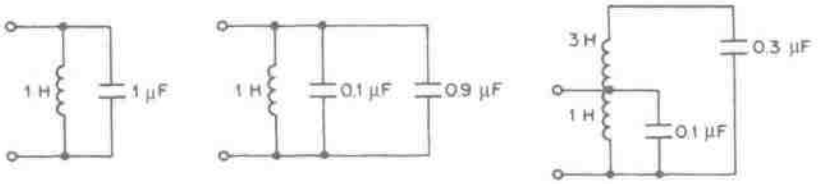
（a）对应低通滤波器



（b）对应带通滤波器

图 8-5　由于漏感产生的寄生响应

www.789pdf.com 789书库网



（a）原始电路　（b）电容一分为二的电路　（c）变换后的电路

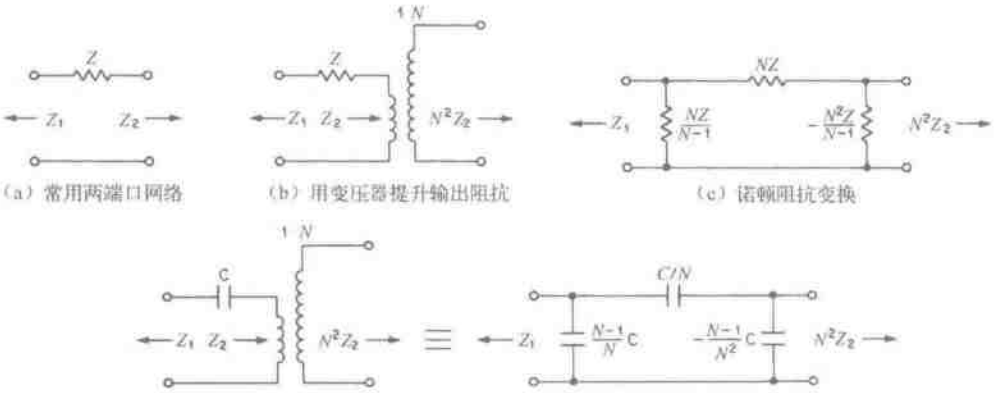
图 8-6　避免由于漏感而引起的寄生效应

8.3　电路变换

电路变换可以分为等效电路变换和窄带近似变换两类。电路支路阻抗可以用类似以 s 参数的两个多项式比值的传递函数来表示。如果两个支路等效，则他们的阻抗表达式完全一样。而窄带表示仅在一个小的工作频率范围内才对一个实际的滤波器支路近似等效，超出这个频率范围，阻抗就会明显的偏离实际情况，滤波器的响应就会受到影响。结果是，窄带近似仅限于小百分比带宽（窄带）带通滤波器应用场合。

8.3.1　诺顿电容变压器

下面考虑图 8-7（a）在阻抗 Z_1 和 Z_2 之间互联的阻抗 Z，如果要在不影响总传递函数（除常数乘数系数外）情况下提升 Z_2 的阻抗 N^2 倍，可以引入图 8-7（b）所示的变压器来实现。



（a）常用两端口网络　（b）用变压器提升输出阻抗　（c）诺顿阻抗变换

（d）诺顿电容变换

图 8-7　诺顿电容变压器

利用一个变通的方法来实现这个变换，决定一个两端口网络工作特性的节点矩阵表达式如下所示。

$$\begin{vmatrix} Y_{11} & -Y_{12} \\ -Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix}$$

公式中 Y_{11} 和 Y_{22} 分别表示输入和输出节点阻抗，Y_{12} 和 Y_{21} 表示转移导纳，一般 Y_{12}

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

和 Y_{21} 相等，如果考虑图 8-7（a）所示的两端口网络，节点矩阵就变成了下面所示的矩阵表达式。

$$\begin{vmatrix} \frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z} & -\frac{1}{Z} \\ -\frac{1}{Z} & \frac{1}{Z_2}+\frac{1}{Z} \end{vmatrix}$$

如果要提升输出 Y_{22} 节点阻抗 N^2 倍，矩阵表达式的第二行和第二列乘以 $1/N$，有下面的矩阵表达式成立：

$$\begin{vmatrix} \frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z} & -\frac{1}{NZ} \\ -\frac{1}{NZ} & \frac{1}{N^2Z_2}+\frac{1}{N^2Z} \end{vmatrix}$$

这个矩阵表达式对应图 8-7（c）所示电路，Y_{11} 总节点导纳没有变，Y_{22} 总节点导纳降低了 N^2 倍，或者说阻抗增加了 N^2 倍，这个结果是通过诺顿变换实现的。

如果 Z 为电容元件，通过这种变换可以得到图 8-7（d）所示的等效电路，因为这种变换在不使用变压器的条件下就可以调节电容器端的阻抗 N^2 倍，所以这个变换非常重要。但是，由于会引入负的输出并联电容，这时必须在网络中加一个正的电容器以吸收负的电容。

如果引入的 N^2 小于 1，输出节点阻抗就会降低，输入节点的并联电容就会出现负值，这个负容量电容必须被在输入端加一个外接正容量的电容吸收。

下面给出了电容变换的实例。

例 8-1　利用电容变换来减小电感器电感量

技术要求：

利用电容变换，修改图 5-3（c）所示的电路，使 1.91H 的电感量降低为 100mH，源和负载阻抗仍然保持为 600Ω。

设计结果：

（a）被变换的电路如图 8-8（a）所示，为方便这个电容变换，0.01329μF 的串联电容被分成两个相等容量，每个电容器的电容量为原来电容器容量的两倍，电路如图 8-8（b）所示。

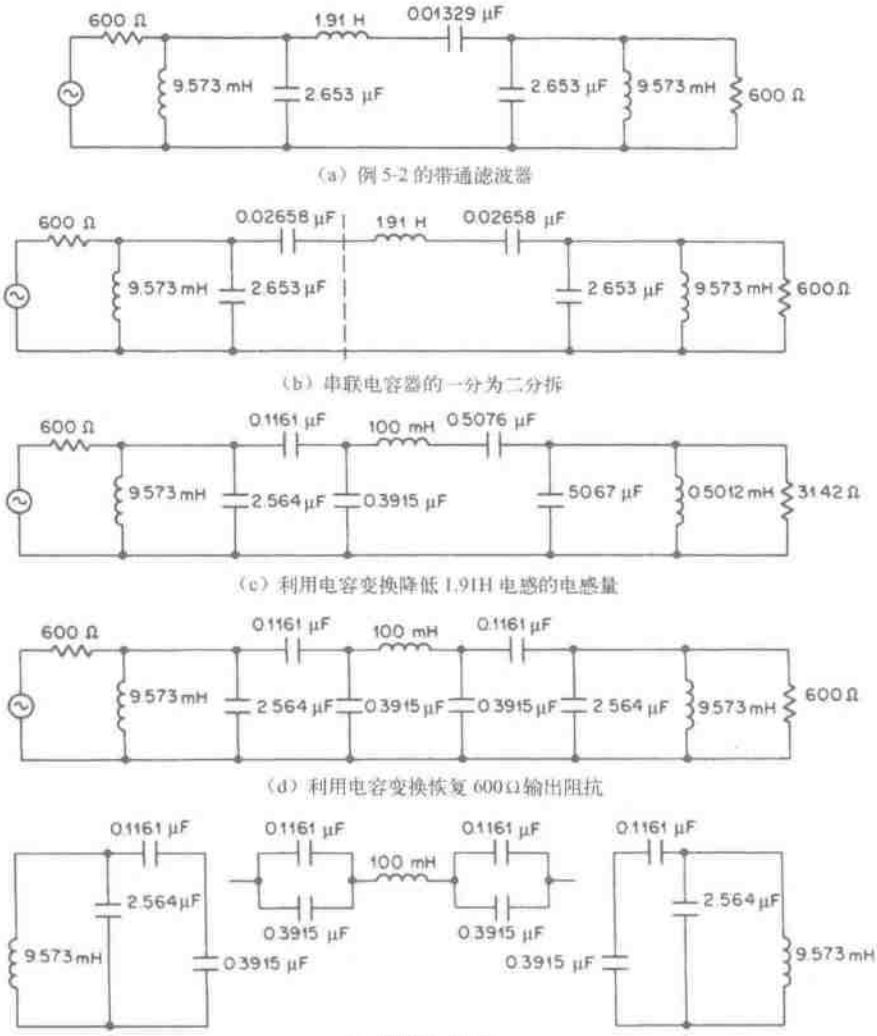
为实现将电感量为 1.91H 的电感降低为 100mH 的电感，首先通过画点画线的如图 8-8（b）所示电路把网络输入阻抗降低 100mH/1.91H 倍（即 0.05236 倍），利用图 8-7（d）所示电路完成电容变换，这里的 N^2=0.05236，就可以获得图 8-8（c）所示电路，这里负容量的输入电容被吸收掉了。

（b）为实现这个变换，输出节点必须被变换回 600Ω的终端阻抗，同时再利用 N^2=600Ω/31.42Ω（19.1 变换比）的电容变换就可以得到图 8-8（d）所示电路，由于图 8-8（b）所示电路的对称性，这两个电容变换也是对称的。

（c）通过打开临近串联谐振支路的电感可以实现每个并联谐振支路的调谐，如图 8-8（e）所示，通过短路临近并联调谐电路的电感可以实现每个串联谐振电路的谐振。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）例 5-2 的带通滤波器

（b）串联电容器的一分为二分拆

（c）利用电容变换降低 1.91H 电感的电感量

（d）利用电容变换恢复 600Ω输出阻抗

（e）调谐等效电路

图 8-8　用于例 5-2 所示滤波器电路的电容变换

▷▷▷ 8.3.2　窄带近视

由交替网络组成电路分支的窄带近似仅理论上在单一频率上等效，但是，利用小百分比带宽的带通滤波器，这个小百分比的典型值高达 20%，这种带通滤波器才可以获得好的结果。

表 8-1 所示的串联和并联 RL、RC 电路为在谐振频率 ω_0 等效的窄带近似电路，这个谐振频率一般设定为公式（8-1）到公式（8-8）决定的带通中心频率。利用这些公式可以决定网络阻抗的表达式，然后使网络的阻抗实部和实部相等，虚部和虚部相等来分别决定阻性和电抗元件参数。

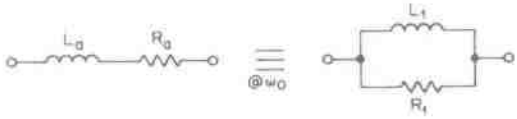
窄带近似可以用于带通滤波器的源端和负载端处理，如果要把一个并联 RC 网络转换为串联 RC 电路，从公式（8-8）可以明显看出电阻值降低了。如果把这个近似作用于含有并联谐振电路的带通滤波器端电路分支，可以使源阻抗和负载阻抗电阻更小，控制要求的源阻抗

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

和负载阻抗降低程度可以得到要求的端阻抗值，这可以通过把并联电容一分为二，其中仅有一个并联电容位于端口位置的方法来实现。

表 8-1　窄带近似

电　路	设 计 公 式
	$L_1 = L_a + \frac{R_a^2}{\omega_0^2 L_a}$ (8-1) $R_1 = R_a + \frac{\omega_0^2 L_a^2}{R_a}$ (8-2) $L_a = \frac{L_1 R_1^2}{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2}$ (8-3) $R_a = \frac{\omega_0^2 L_1^2 R_1}{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2}$ (8-4)
	$C_2 = \frac{C_b}{1 + \omega_0^2 C_b^2 R_b^2}$ (8-5) $R_2 = R_b + \frac{1}{\omega_0^2 C_b^2 R_b}$ (8-6) $C_b = C_2 + \frac{1}{\omega_0^2 R_2^2 C_2}$ (8-7) $R_b = \frac{R_2}{1 + \omega_0^2 C_2^2 R_2^2}$ (8-8)

这些结果从图 8-9 看出，可以利用下面的有关公式计算有关于元件参数值。

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{R_1 R_2 - R_2^2}} \tag{8-9}$$

$$C_1 = C_T - \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{R_1 - R_2}{R_1^2 R_2}} \tag{8-10}$$

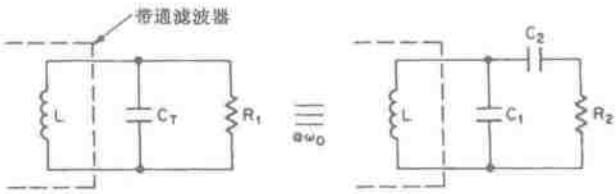


图 8-9　端口的窄带变换

其中应满足 $R_2 < R_1$ 和 $(R_1 - R_2)/(R_1^2 R_2) < \omega_0^2 C_T^2$ 的限制条件。

例 8-2　对低源阻抗进行窄带变换

技术要求：

修改源阻抗为 600Ω的例 5.7 所示 100kHz 带通滤波器。

设计结果：

滤波器电路如图 8-10（a）所示，如果采用图 8-9 所示的窄带源变换，由公式（8-9）和公式（8-10）决定的有关元件参数值如下所示。

www.789pdf.com 789书库网

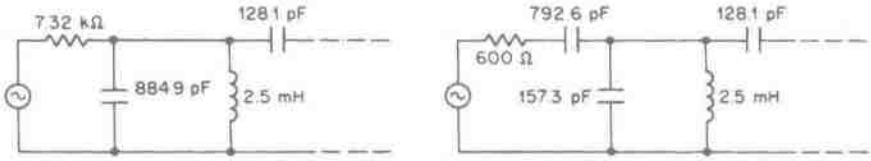
www.789pdf.com 789书库网

$$C_2=\frac{1}{\omega_0\sqrt{R_1R_2-R_2^2}}=\frac{1}{2\pi\times10^5\sqrt{7.32\times6\times10^8-600^2}}$$

$$=792.6\ \text{pF}$$

$$C_1=C_T-\frac{1}{\omega_0}\sqrt{\frac{R_1-R_2}{R_1^2R_2}}=884.9\times10^{-12}-\frac{1}{2\pi\times10^5}\sqrt{\frac{7.32\times10^3-600}{7320^2\times600}}=157.3\ \text{pF}$$

最终滤波器电路如图 8-10（b）所示。



（a）例 5-7 滤波器的输入源　　（b）源阻抗变换

图 8-10　例 8-2 的窄带源阻抗变换

▷▷ 8.4　有寄生电容的设计

作为一个近似，电感和电容可以认为是纯集总无源器件，大多数实际电容器为几乎接近纯电抗工作特性。另一方面，电感器不是纯电感器，在许多应用场合电感器是有损耗器件，除了电感非常关键的阻性损耗，同时由于线圈绕组匝间寄生电容和与磁芯有关的杂散电容影响，最终电感线圈的等效电路如图 8-11 所示。

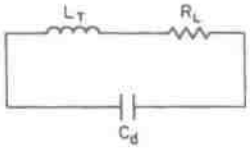


图 8-11　电感的等效电路

由于电感线圈寄生电容产生并联谐振效应是除了由于电感之外的另一个原因。如果电感线圈位于和外接电容并联的位置，可以相应降低外接电容器的容量，这样就可以吸收寄生分布电容的影响。

在串联谐振电路中电感的分布电容会引起并联谐振，导致频率响应的零点，如果自谐振频率过低，零响应频率点甚至可能出现在滤波器通频带内，这就会导致滤波器输出响应工作特性曲线严重失真。

为确定实用电感的有效电感量，利用一个外接电容器可以使电感线圈谐振于需要的谐振频率，利用标准谐振公式可以计算出电感的有效电感值。

$$L_{\text{eff}}=\frac{L_T}{1-\left(\dfrac{f}{f_r}\right)^2}\tag{8-11}$$

式中，L_T 是电感线圈的有效电感值（低频）；f 是感兴趣的工作频率；f_r 是电感线圈的自谐振频率。随 f 接近 f_r，L_{eff} 将会迅速加大，并会在自谐振频率的位置接近无穷大。图 8-12 所示为公式（8-11）的对应曲线。

为了补偿串联谐振电路中分布电容的影响，电感 L_T 的真值可以适当的减小取值，使公式（8-11）计算出的电感有效电感值为需要的电感值。但是，可以利用公式（8-12）介绍的公式计算实际串联谐振电路的 Q 值。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

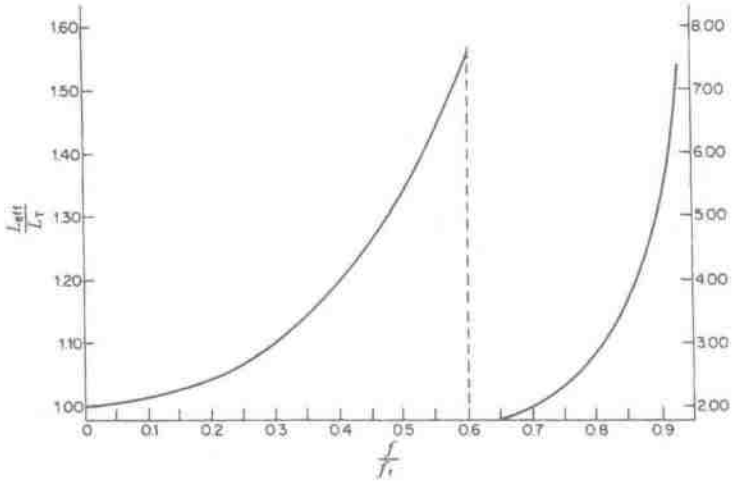


图 8-12　有效电感与工作频率关系曲线

$$Q_{eff} = Q_L\left|1-\left(\frac{f}{f_r}\right)^2\right| \tag{8-12}$$

式中，Q_L 是由电感串联损耗电阻决定的电感 Q 值（注：原著为 $Q_L = \Omega\frac{L_T}{R_L}$，应为 $Q_L = \frac{\omega L_T}{R_T}$），所以电感的有效 Q 值会由于分布电容的影响而降低。

电感的分布电容与磁芯和绕组的机械尺寸有关，并且由于机械应力等因素的变化也会导致电感分布电容的变化，所以，为使电感工作稳定，应使电感线圈的分布电容越小越好。

杂散电容的另一种表现形式是在电路节点与地之间的寄生电容，在高频这些寄生电容对高阻节点是非常有害的。在低通滤波器的应用场合，电路节点对地已有对地并联的电容器，这时，这些寄生电容的影响通常可以忽略，特别在阻抗小的应用场合这些寄生电容的影响更可以忽略。

椭圆函数带通滤波器的一部分电路如图 8-13 所示，在节点设计的没有连接对地的寄生电容，由于这些节点高阻的原因可能会对电路的工作产生影响。

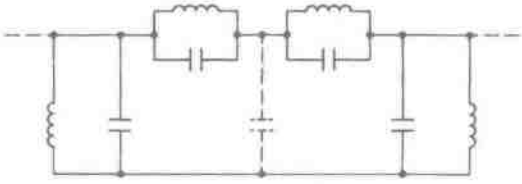


图 8-13　椭圆函数带通滤波器

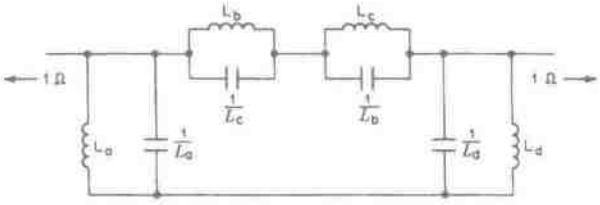
Geffe（见参考文献）导出了一种从并联调谐电路对地电路结点引入设计电容变换的方法，这样寄生电容就可以被吸收，在 5.1 节讨论了椭圆函数带通滤波器的设计，对应的滤波器变换基于 1Ω阻抗、归一化中心频率为 1rad/s 的条件，归一化的节电路网络如图 8-14（a）所示，变换过程如下所示：

任意取 $m<1$，有公式（8-13）到公式（8-22）成立。

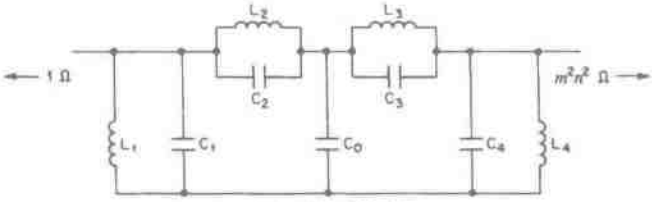
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$n=1-\frac{L_b}{L_c}\frac{1-m}{m^2} \tag{8-13}$$



（a）归一化滤波器节电路



（b）变换后的电路

图 8-14　用于吸收寄生电容的变换

$$C_0=\frac{1-n}{n^2L_c}-\frac{1-m}{mn^2L_b} \tag{8-14}$$

$$C_1=\frac{1}{L_a}-\frac{1-n}{nL_c} \tag{8-15}$$

$$C_2=\frac{1}{nL_c} \tag{8-16}$$

$$C_3=\frac{1}{mn^2L_b} \tag{8-17}$$

$$C_4=\frac{1-m}{m^2n^2L_b}+\frac{1}{n^2L_d} \tag{8-18}$$

$$L_1=\frac{L_a}{1-\frac{L_a}{L_b}\frac{1-n}{n}} \tag{8-19}$$

$$L_2=nL_b \tag{8-20}$$

$$L_3=mn^2L_c \tag{8-21}$$

$$L_4=\frac{m^2n^2L_c}{1+\frac{L_c}{L_d}\frac{m^2}{1-m}} \tag{8-22}$$

最终的网络如图 8-14（b）所示，输出节点阻抗被变换成为了 $m^2n^2\Omega$，所以，这个节点右边部分到包含这个节点电路端点的阻抗必须被阻抗比例缩放同一个因子，最终对这个滤波器通过比例缩放去归一化到要求的中心频率和阻抗水平。

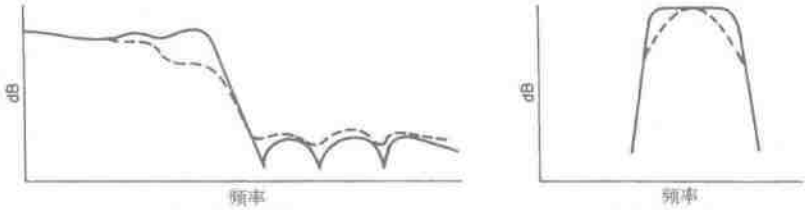
▷▷ 8.5　不合理 Q 值的幅度均衡

Q 值不足会引起滤波器频率响应特性曲线在截止频率区间的下垂或圆滑，一些典型的案

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

例如图 8-15 所示，图 8-15 中的实线所示的曲线表示理论频率响应特性曲线。电感线圈有限的 Q 值也会导致在任何阻带过零的抑制能力降低，同时也会加大滤波器的插入损耗。



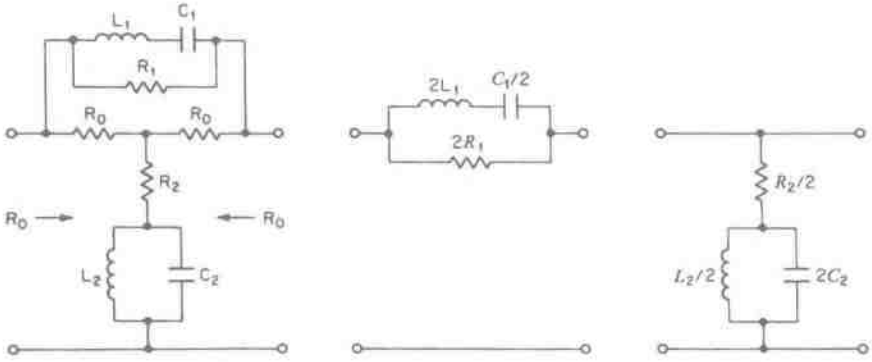
（a）低通响应　　（b）带通响应

图 8-15　Q 值不足的影响

可以利用幅度均衡技术来补偿在截止频率附近下垂响应的出现，实际上由于无源均衡器电路不能提供有源均衡器电路中的的增益控制功能，无源幅度均衡器不会提升滤波器在角频率附近的频率响应特性。但是，除在需要的频率范围内外，无源均衡器会引入衰减，所以会导致在滤波器响应特性曲线相对频率响应提升。

用于带通型滤波器的低 Q 值补偿的幅度均衡器，幅度均衡器具有恒阻或非恒阻的工作特性。恒阻型的幅度均衡器可以在相互间没有干扰的情况下和滤波器相互级联使用。非恒阻的幅度均衡器节电路较为简单，但是非恒阻的幅度均衡器和其他网络串联使用时会有相互干扰。但是，对 1dB 或 2dB 提升应用场合这些相互之间的干扰很小，相互间的干扰可以忽略。

恒阻和非恒阻幅度均衡器如图 8-16 所示，非恒阻幅度均衡器可以用于串联或并联的应用场合。一般而言，由于均衡器通过抽头电感可以降低谐振电容的容量，均衡器并联使用比较受欢迎。



（a）恒阻类型　　（b）串联非恒定阻抗类型　　（c）并联非恒定阻抗类型

图 8-16　带通型幅度均衡器

设计一个带通型幅度均衡器，从需要均衡的曲线必须决定下面的有关技术指标。

A_{dB}=需要以分贝为单位的总均衡量

f_r=对应 A_{dB} 的频率

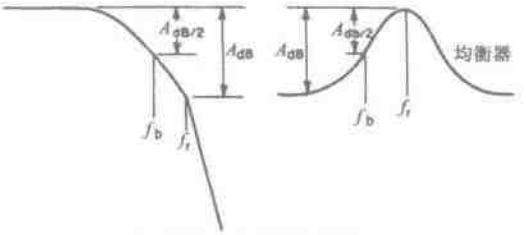
f_b=对应 $A_{dB}/2$ 的频率

这些技术指标如图 8-17 所示，对应均衡器对应的上限和下限频率，图 8-17 中显示了角

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

点响应和对应的均衡工作特性。



（a）较高截止频率的均衡

（b）较低截止频率的均衡

图 8-17　角点响应带通均衡

设计均衡器，首先利用公式（8-23）计算 K：

$$A_{dB} = 20\lg K \tag{8-23}$$

然后利用公式（8-24）计算 b：

$$b = \frac{f_r}{f_b} \tag{8-24}$$

或

$$b = \frac{f_b}{f_r} \tag{8-25}$$

选用大于 1 的 b 值。

对应图 8-16 节电路有关参数值如下面有关公式所示。

$$L_1 = \frac{R_0(K-1)}{2\pi f_b(b^2-1)\sqrt{K}} \tag{8-26}$$

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_1} \tag{8-27}$$

$$L_2 = \frac{R_0(b^2-1)\sqrt{K}}{2\pi f_b b^2(K-1)} \tag{8-28}$$

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_2} \tag{8-29}$$

$$R_1 = R_0(K-1) \tag{8-30}$$

$$R_2 = \frac{R_0}{K-1} \tag{8-31}$$

以上公式中的电阻 R_0 表示滤波器的端子阻抗。

为均衡低通或高通滤波器，在截止频率的位置需要加一个均衡器，对带通或带阻滤波器，对应上限和下限截止频率需要用到一对均衡器节电路。

下面给出用于补偿低 Q 值均衡器的设计实例。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

例 8-3　设计一个幅度均衡器用于低 Q 值补偿

技术要求：

低通滤波器在 2975Hz 频率点有 0.1dB 的理论滚降，但是，在截止频率附近由于 Q 值的不足有下面的响应工作特性：

2850Hz−0.5dB

2975Hz−1.0dB

设计一个并联非恒阻均衡器来恢复下垂响应，滤波器的阻抗为 1000Ω。

设计结果：

首先，利用公式（8-23）、（8-24）、（8-28）、（8-29）和（8-31）进行下面的初始计算。

$$K = 10^{A_{dB}/20} = 10^{1/20} = 1.122$$

$$b = \frac{f_r}{f_b} = \frac{2975\ \text{Hz}}{2850\ \text{Hz}} = 1.0439$$

然后有下面的结果成立：

$$L_2 = \frac{R_0(b^2-1)\sqrt{K}}{2\pi f_b b^2(K-1)} = \frac{10^3(1.0439^2-1)\sqrt{1.122}}{2\pi 2850 \times 1.0439^2(1.122-1)} = 40.0\ \text{mH}$$

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_2} = \frac{1}{(2\pi 2975)^2 \times 0.04} = 0.0715\ \mu\text{F}$$

$$R_2 = \frac{R_0}{K-1} = \frac{1000}{1.122-1} = 8197\ \Omega$$

利用图 8-16（c）所示电路的最终均衡器电路如图 8-18 所示。

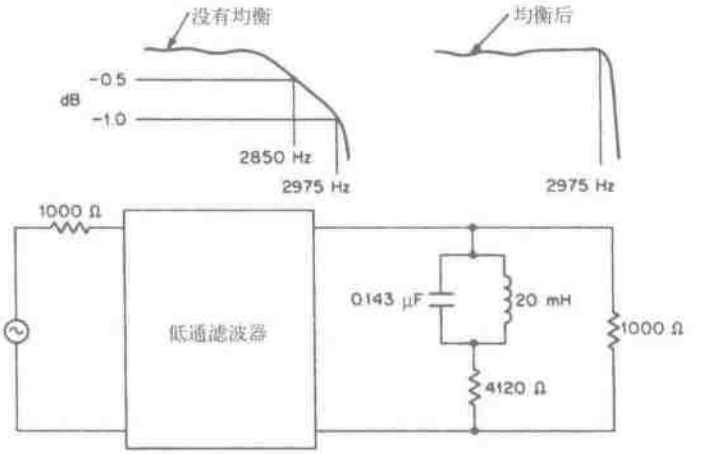


图 8-18　例 8-3 所示的均衡器

▷▷ 8.6　节省线圈绕组的椭圆函数带通滤波器

如果利用 5.1 节介绍的有关内容把如图 8-19（a）所示的偶数阶椭圆函数低通滤波器转换为带通滤波器，就可以获得图 8-19（b）所示的带通电路。

现已开发出了一种方法来把低通滤波器转换为图 8-19（c）所示电路结构的方法。除常数乘法器外，与相对常用的变换方法相比较可以节省 1/2（$n-2$）的线圈绕组，而传递函数不变。这种结构叫最小电感或锯齿带通滤波器。但是，这种变换需用到大量的计算（见参考

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

文献 Saal and Ulbrich 的有关内容），所以在没有计算机的情况下被认为有些不实用。

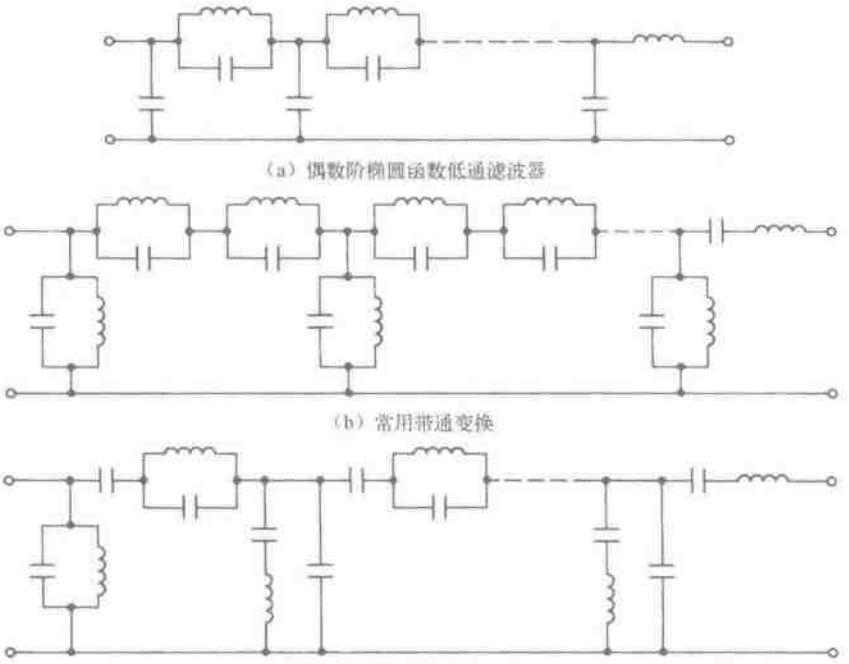


图 8-19　节省线圈绕组的带通变换

Geffe（见参考文献）推出了一系列公式，所以，基于一个 n=4 的低通网络可以完成这个变换，利用滤波器设计计算机辅助设计软件或利用 Zverev 的滤波器综合手册或 Saal 的“Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges Normierter Tiefpasse”（见参考文献）可以归一化 n=4 的低通元件参数值。虽然这些计算很麻烦，但从公司网站下载（见附录 A）的 Excel 表格可以完成这些计算工作。

低通滤波器和对应的带通网络如图 8-20 所示，需要用到下面的有关基本计算。

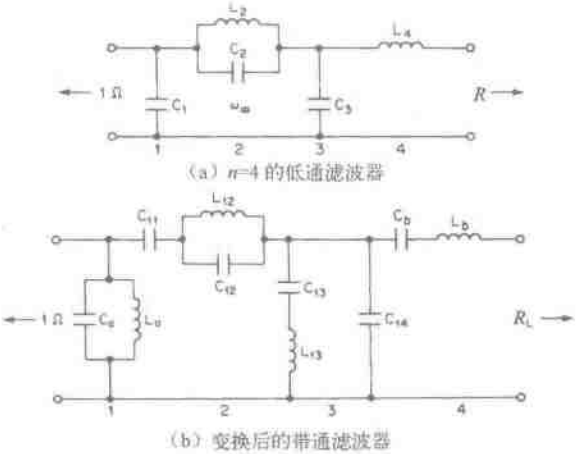


图 8-20　n=4 的最小电感变换

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$Q_{bp}=\frac{f_0}{BW} \tag{8-32}$$

$$a=\frac{\omega_\infty}{2Q_{bp}} \tag{8-33}$$

$$x=a+\sqrt{a^2+1} \tag{8-34}$$

$$t_1=1+\frac{c_3}{c_2} \tag{8-35}$$

$$T=\frac{1+t_1x^2}{t_1+x^2} \tag{8-36}$$

$$k=\frac{Q_{bp}T}{t_1} \tag{8-37}$$

$$t_2=\frac{x^2}{x^2+t_1} \tag{8-38}$$

$$t_3=\frac{t_1t_2}{T} \tag{8-39}$$

$$\alpha=1-\frac{1}{x^2} \tag{8-40}$$

$$\beta=x^2-1 \tag{8-41}$$

$$A=\frac{C_3k\alpha}{T} \tag{8-42}$$

$$B=\frac{t_2t_3}{C_3k\beta} \tag{8-43}$$

现在，计算得到的有关带通元件参数值如下面公式所示。

$$R_L=t_3^2R \tag{8-44}$$

$$C_{11}=\frac{C_3k\beta}{t_1t_2} \tag{8-45}$$

$$C_{12}=\frac{C_3k\alpha}{T-1} \tag{8-46}$$

$$L_{12}=\frac{1}{x^2C_{12}} \tag{8-47}$$

$$C_{13}=\frac{C_{11}(T-1)}{t_2} \tag{8-48}$$

$$L_{13}=\frac{x^2}{C_{13}} \tag{8-49}$$

$$C_{14}=\frac{C_3k\alpha}{t_2} \tag{8-50}$$

$$L_a=\frac{1}{Q_{bp}\left(C_1+\frac{C_3}{t_1}\right)} \tag{8-51}$$

$$C_a=\frac{1}{L_a}-A \tag{8-52}$$

$$L_b=t_3^2Q_{bp}L_4 \tag{8-53}$$

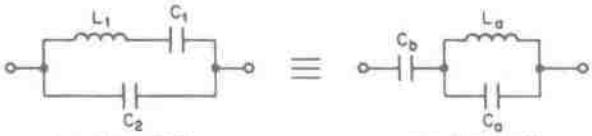
$$C_b=\frac{1}{L_b-B} \tag{8-54}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

图 8-20（b）所示的带通滤波器必须被去归一化，以便得到要求的阻抗和中心频率 f_0，由于源和负载端子阻抗不相等，如果需要，可以用抽头电感或电容变换来获得等阻抗端子。

通过支路 2 的 $L_{12}C_{12}$ 并联谐振可以获得通频带以上的传输零点，较低的零点对应 $L_{13}C_{13}$ 支路 3 的串联谐振，支路 2 和支路 3 都具有串联和并联谐振的工作条件，并且这两个支路可以相互转换。下面给出了类型 1 和类型 2 网络的有关计算公式，类型 1 和类型 2 网络的电路工作原理图如图 8-21 所示。



（a）类型 1 网络　　（b）类型 2 网络

图 8-21　等效支路

类型 1 网络：

$$L_1 = L_a\left(1+\frac{C_a}{C_b}\right)^2 \tag{8-55}$$

$$C_1 = C_b\frac{1}{1+\frac{C_a}{C_b}} \tag{8-56}$$

$$C_2 = C_a\frac{1}{1+\frac{C_a}{C_b}} \tag{8-57}$$

$$f_{series} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \tag{8-58}$$

$$f_{par} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1C_1C_2}{C_1+C_2}}} \tag{8-59}$$

类型 2 网络：

$$L_a = L_1\frac{1}{\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)^2} \tag{8-60}$$

$$C_a = C_2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right) \tag{8-61}$$

$$C_b = C_1 + C_2 \tag{8-62}$$

$$f_{series} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a(C_a+C_b)}} \tag{8-63}$$

$$f_{par} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_aC_a}} \tag{8-64}$$

一般而言，如图 8-19（c）所示，带通的串联支路为类型 2 的结构形式，并联支路为类型 1 的结构形式，调谐一般通过调节串联支路的并联谐振，和并联支路的串联谐振来实现，换句话说可以利用以上方法实现传输零点的调节。

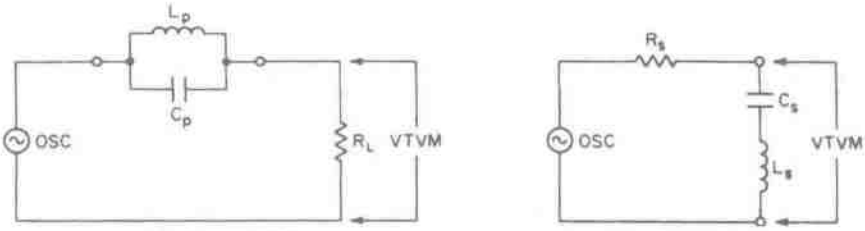
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷ 8.7　滤波器调节方法

LC 滤波器通常用精度为 1%或 2%的元件实现，对许多应用场合，由于元件参数值的变化而引起的滤波器响应特性变化可能是不可以接受的，所以需要对滤波器电路中的有关元件参数值进行调节。据发现无论在哪里出现谐振，LC 参数的乘积比 L/C 的比值更为重要，结果是，需要在指定的谐振频率调节每个谐振回路来实现滤波器的调节。

调节可以基于在谐振频率点展现的阻抗特性进行，如图 8-22（a）所示，由于电压分压的原因，并联谐振电路会出现输出零点。利用图 8-22（b）可以实现对串联 LC 谐振电路的调谐，谐振时在输出端也会出现输出零点。



（a）并联谐振调节　　（b）串联谐振调节

图 8-22　用于谐振频率调节的测试电路

对应这两种调谐方法，需要设定示波器的工作频带和调节有关调节元件，对输出零点的调节一般需要调节电感。电阻 R_L 和 R_s 用于在电路谐振时在示波器和输出端得到约-20～-30dB 的衰减。利用下面的公式可以计算有关电阻参数值。

$$R_L \approx \frac{2\pi f_r L_p Q_L}{20} \tag{8-65}$$

$$R_s \approx \frac{40\pi f_r L_s}{Q_L} \tag{8-66}$$

式中，Q_L 是电感的 Q 值。这种调节方法的特点是不会由于 VTVM 的寄生电容而引入调谐误差（VTVM 表示高输入阻抗电压表（dB），而不是指电子管电压表）。需注意的是示波器的失真要小，如果示波器的失真大会引起变化快的零点难于捕捉。同时，需要避免过大的输入信号幅度，信号幅度过大会引起电感的磁饱和，从而影响谐振电路的谐振工作状态。利用跟踪信号发生器输出和网络信号分析仪的输入可以替换示波器和高阻输入电压表 VTVM。扫频测量法可以用于决定电路的谐振频率。

如果电感的 Q_S 低于 10 就不能得到尖锐的零点变化，一个更为实用的测试方法是调节谐振电路的零相位移工作状态，这比零点测试法更为明显实用。也可以用图 8-22 所示电路和示波器的水平和垂直输入来进行测试，一个通道用于监测示波器，一个通道连接到输出，而不是连接到 VTVM，这时可以获得一个李沙育图形，调节谐振电路使示波器的显示为一个闭合的椭圆图形。有些网络分析仪可以显示相位移，这时也可以利用网络分析仪进行测试。

调谐和构建一个滤波器电路需要有一定的经验，每个滤波器电路要易于调节。通常可以

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

使每个调谐电路的地断开，直至每个调谐电路调谐完毕，这样便于每个支路的独立调节，每个独立的支路可以插到图 8-22 所示的电路结果中。

8.8 测试方法

下面讨论滤波器的一些主要技术参数和滤波器的有关测试方法，并且澄清一些关于滤波器的错误概念。所有测试需要基于额定工作条件，以确保测试结果的可用性。组装好滤波器后，应对滤波器做插入损耗和频率响应特性的测试，这是必须进行的最低测试要求。

8.8.1 插入损耗和频率响应

滤波器的频率响应是指对应实际基准频率的衰减，在基准频率下的实际衰减叫作插入损耗。

插入损耗的典型定义是指在源端和负载端之间加入滤波器后加到负载的功率降低，利用图 8-23 可以计算插入损耗：

$$IL_{dB} = 10\ \lg \frac{P_{L1}}{P_{L2}} \tag{8-67}$$

式中，P_{L1} 是两个开关均处于位置 1 时（滤波器旁路）加到负载的功率；P_{L2} 是两个开关均处于位置 2 时的输出功率。公式（8-67）也可以写成公式（8-68）所示的电压比形式。

$$IL_{dB} = 10\ \lg \frac{E_{L1}^2/R_L}{E_{L2}^2/R_L} = 20\ \lg \frac{E_{L1}}{E_{L2}} \tag{8-68}$$

所以可以用一个分贝表直接在输出端以输出电压的形式测试插入损耗。

在源阻抗和负载阻抗不相等时，经典的插入损耗定义有些不实用。实用中，如果不用滤波器，源和负载可以通过一个阻抗匹配变压器连接，而不是采用直接连接的方法，所以，图 8-23 所示的电路就不适用。

一个变通的定义就是转换器损耗，这是在用滤波器替换理想阻抗匹配变压器时加到负载的功率降低，如果加了一个公式（8-68）给出的校正系数后仍然可以用图 8-23 所示的测试电路，最终测试表达式就变成了公式（8-69）。

$$IL_{dB} = 20\ \lg \frac{E_{L1}}{E_{L2}} + 20\ \lg \frac{R_s + R_L}{2\sqrt{R_s R_L}} \tag{8-69}$$

频率响应，或叫作相对衰减，可以利用图 8-24 所示电路进行频率响应测试，输入信号源 E_s 被设定为基准频率，输出信号电平被任意设定为 0dB 的基准电平，随输入信号频率的变化，输出信号电平的变化就是对应的相对衰减。

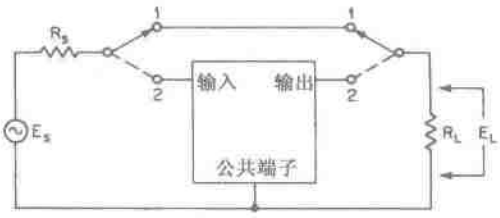


图 8-23 插入损耗测试电路

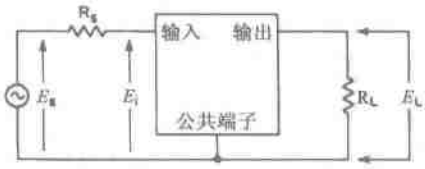


图 8-24 频率响应测试电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

需要明确的是 E_L/E_s 比值的变化就是频率响应，而比值 E_L/E_i 由于它仅反应滤波器被电压源驱动时的频率响应，所以比值 E_L/E_i 没有明显的意义。随信号源频率的变化，电压 E_s 必须保持为常数。但是，由于 R_s 和电压分压器之间的作用和滤波器输入阻抗必须保持正常值，以满足传递函数的要求，任何保持 E_i 为常数的尝试都会导致响应特性曲线的失真。

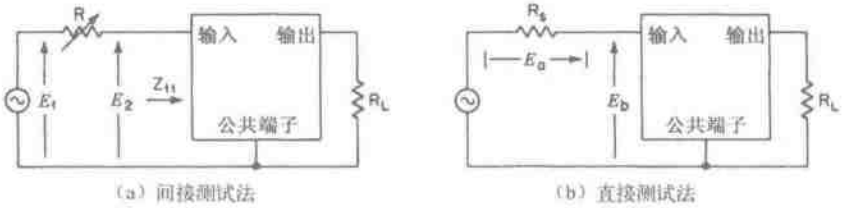
作为振荡信号源本身，E_s 就含有一定的内部阻抗。然而，由于 E_s 的内部阻抗用于维持 E_s 的端电压为固定电压，R_s 值应对应设计的信号源阻抗。

在工业界常用网络分析仪来测试频率响应，网络分析仪可以生成各种形式的电子表格，这些电子表格可以被保存，也可以对这些电子表格进行再加工处理。

▷▷▷ 8.8.2　滤波器网络输入阻抗

必须决定滤波器的输入或输出阻抗以确保滤波器和外电路连接的兼容性，滤波器的输入阻抗是指在滤波器的输入端与输出端合理端接时的输入阻抗。相反，输出阻抗可以在输入端合理端接的情况下测得。

现首先考虑图 8-25（a）所示测试电路，一个常见的谬误就是调节电阻 R 的值，直到 $|E_2|=\frac{1}{2}|E_1|$，这时对应-6dB 点，输入阻抗 Z_{11} 同时又等于 R。但是，这只有在 Z_{11} 为纯电阻时是成立的。作为一个实例，如果 Z_{11} 为纯电阻，并且 Z_{11} 的绝对幅值等于 R，E_2 将为 0.707dB 或低于 E_1 的值 3dB，而不是低于 6dB。



（a）间接测试法　　（b）直接测试法

图 8-25　输入阻抗测试

利用图 8-25（a）所示电路，可以产生一个精度更高的技术方案。如果调节电阻 R 的参数直至在 $|E_2|$ 和 $|E_1|$ 之间出现-20dB 的衰减，这时 E_1 由 $R/10$ 决定，精度在 10%以内。如果要得到更高的精度，可以采用-40dB 衰减测试法，这时，调节电阻 R 以得到-40dB 的衰减，这时 Z_{11} 的幅值由 $R/100$ 决定。

如果要求测试精度更高的测试，可以利用图 8-25（b）所示的浮式仪器的架构，这时可以利用公式（8-70）计算输入阻抗。

$$|Z_{11}|=\frac{|E_b|}{|E_a|}R_s \tag{8-70}$$

大多数的网络测试仪也可以用于阻抗测试。

回波损耗表示品质因数，表示被测阻抗与标准阻抗在幅度和相位方面的匹配程度，可以用公式（8-71）计算回波损耗。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

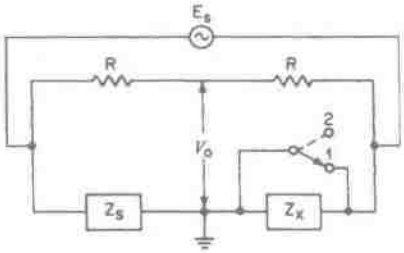


图 8-26　回波损耗测量

$$A_\rho = 20\lg\left|\frac{Z_s + Z_x}{Z_s - Z_x}\right| \tag{8-71}$$

式中，Z_s 是标准阻抗；Z_x 是被测阻抗。为很好地匹配，回波损耗应为无穷大。

可以利用图 8-26 所示的桥式电路直接测试回波损耗，用公式（8-72）计算回波损耗。

$$A_\rho = 20\lg\left|\frac{V_{o1}}{V_{o2}}\right| \tag{8-72}$$

式中，V_{o1} 是开关闭合时的输出电压；V_{o2} 是开关打开时的输出电压，然后回波损耗可以利用分贝表直接读出，也可以利用网络分析仪直接读出。电阻 R 可取任意值，但是两个电阻的阻值必须严格地相互匹配。

图 8-27 所示的曲线族表示采用 600Ω标准阻抗的回波损耗曲线族，这里 600Ω标准阻抗的相位角也作为一个测试参数。很明显，回波损耗对相位角非常敏感。如果阻抗为准确 600Ω，对应的相位角仅为 10°，这时回波损耗为 21dB。如果没有相位移，阻抗误差高达 100Ω，这时对应的回波损耗为 21dB。

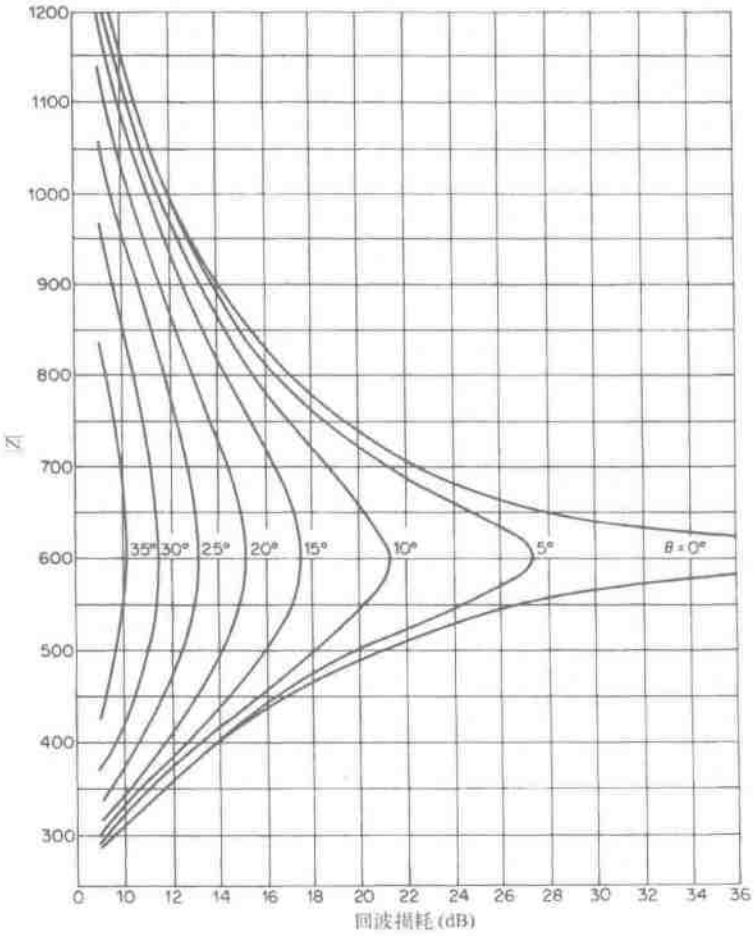


图 8-27　回波损耗与|Z|的关系曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

8.8.3　时域工作特性

1. 阶跃响应

滤波器网络的阶跃响应是非常重要的指标，因为调制信号的传输要求有低的瞬态失真，决定低通滤波器的阶跃响应需要在低通滤波器的输入端加一个 DC 阶跃信号。对带通滤波器而言，采用载波信号频率等于滤波器中心频率 f_0 的载波的阶跃信号。除非示波器为存储型示波器，否则要观察单个瞬态变化是非常困难的，可以用一个方波信号发生器，而不是采用 DC 阶跃信号，这时音频突发信号发生器可用于载波阶跃信号的用途。但是，必须选用这个信号的重复率要足够低，以便在下一个突发脉冲信号出现时获得稳定的瞬态工作特性，从而得到有意义的测试结果。

测试电路构建如图 8-28（a）所示，输出波形如图 8-28（b）所示，图 8-28（c）表示对应 DC 阶跃和音频突发信号的测试波形。有关测试参数定义如下。

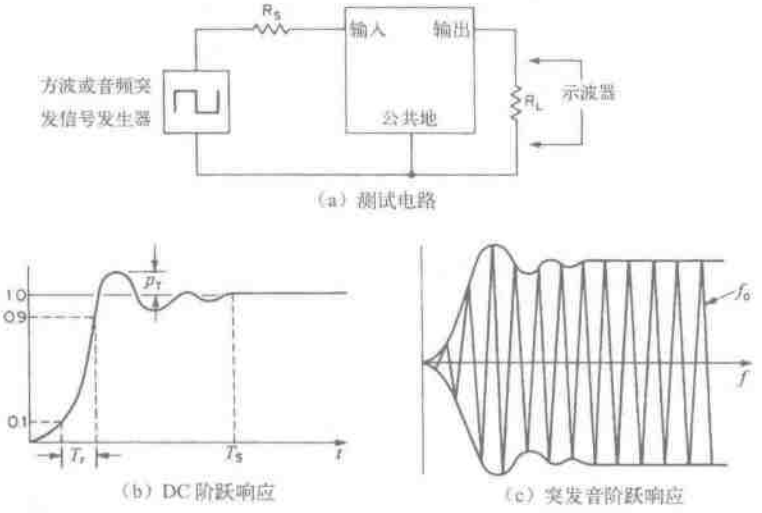


图 8-28　网络阶跃响应

2. 过冲百分数 P_T

峰值响应值和最终稳态值之间的差值，可以用百分数来表示。

3. 上升时间 T_r

输出终值 10%～90%之间的时间间隔。

4. 建立时间 T_s

用于输出响应值达到终值指定百分值内所需要的时间。波形定义如图 8-28（b）所示，如果考虑载波波形的包络而不是瞬时值定义如图 8-28（c）所示。

8.8.4　群延迟

滤波器的相位移可以利用李沙育图形的方法来测试，连接示波器的垂直输入信号到输入信号，连接示波器的水平输入信号到负载信号，在示波器的显示屏幕就会出现一个图 8-29

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

所示的椭圆图形，可以利用公式（8-73）计算对应以度为单位的相位角。

$$\phi = \sin^{-1}\frac{Y_{\text{int}}}{Y_{\max}} \tag{8-73}$$

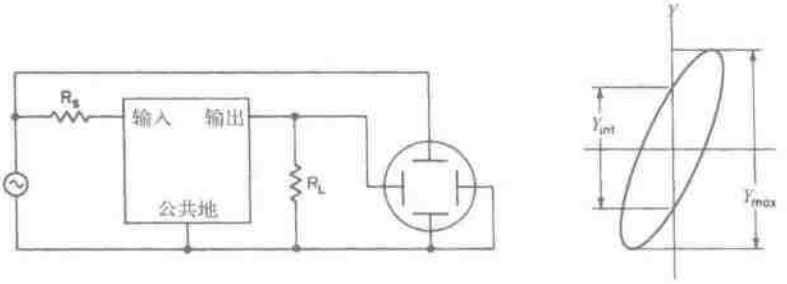


图 8-29　相位移测试

因为群延迟是相位与频率的导数，所以在两个紧邻的频率测量相位移，可以近似用公式（8-74）计算群延迟。

$$T_{\text{gd}} \approx \frac{\Delta\phi}{360\Delta f} \tag{8-74}$$

式中，$\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$，单位为°；$\Delta f = f_2 - f_1$，单位为 Hz；$T_{\text{gd}}$ 是在中心频率 $\frac{f_1 + f_2}{2}$ 的群延迟。

也可以采用精度略差的 180° 相位移点的测试法，随高阶滤波器在通频带内的频率变化，信号的相位移也会经历许多 180° 整数倍数的变化，在 45° 或 225° 的位置李沙育图形会出现一条直线。如果记录相邻180°点的间隔，可以利用公式（8-75）计算在频率中点的标称群延迟。

$$T_{\text{gd}} \approx \frac{1}{2\Delta f} \tag{8-75}$$

测量群延迟的经典测试方法如图 8-30 所示，一个典型为 25Hz 的正弦信号和一个载波信号被加到了幅度调制电路，输出信号为在载波频率为中心频率含有两个±25Hz 边带的幅度调制信号，这个调幅信号又被加到了被测网络。

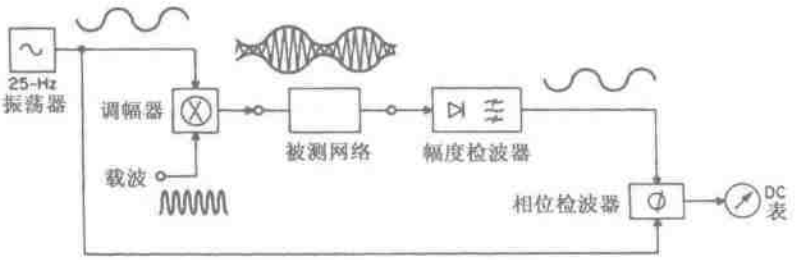


图 8-30　直接测量群延迟

被测网络的输出信号和输入信号相同，但是输出信号在载波频率的位置 25Hz 的包络信号被移位了一个群延迟的时间，输出信号包络通过调幅检波电路得到恢复，然后和 25Hz 基

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

准信号一起加到相位检测电路。

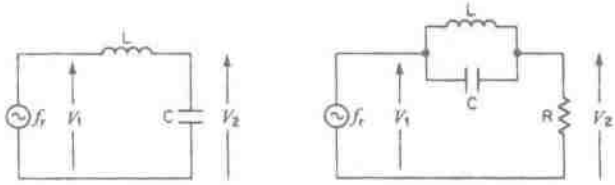
相位检波输出为一个正比于 25Hz 基准频率和幅度调制的 25Hz 载波包络信号相位移的 DC 信号，随载波频率的变化，相位检波输出的 DC 信号随群延迟（微分延迟失真）的变化而变化，在有刻度的 DC 电压表上可以显示这个群延迟的值。如果在调幅检测电路和相位检测电路之间加一个可调节相位移网络，这样就可以调节表的指示值位于要求基准频率的基准电平。

这种工作框架的理论依据是基于包络延迟由关于载波频率的±25Hz 两个边带相位移的线性段的斜率，即基于 $\frac{\phi_2-\phi_1}{\omega_2-\omega_1}$ 的事实，这个定义有时由于各种原因又叫包络延迟。随两个边带分离度的减小，由于群延迟的定义为相位移对频率的微分，在载波频率的位置包络接近理论给出的群延迟值。对大多数测量采用 25Hz 的调制率是合适的，有些网络分析仪具有群延迟测试能力。

▷▷▷ 8.8.5　电感 Q 值测量

在指定的测试频率可以用 Q 表来测试电感 Q 值，Q 表的工作原理是基于串联谐振电路谐振时在每个无源器件上的电压是加到谐振电路上电压的 Q 倍，可以通过这两个电压来直接确定电感线圈的 Q 值。

测试电路如图 8-31（a）所示，测试时需要注意不要使所加的信号电压过高，致使加到被测电感上的电压过高，同时谐振电容的 Q 值要比谐振电感的 Q 值高得多，使用电压测试仪表的输入阻抗要足够高，以避免由于负载阻抗的原因而引入测试误差。



（a）Q 表测试法　　（b）并联谐振电路测试法

图 8-31　线圈 Q 值测量

可以用一个替代的方法来测电感、电容并联谐振电路的阻抗，如图 8-31（b）所示的电压分压器就可以测谐振电路的 Q 值，可以利用公式（8-76）计算谐振时电感的 Q 值。

$$Q=\frac{R}{2\pi f_r L}\left(\frac{V_1}{V_2}-1\right) \tag{8-76}$$

谐振时电压 V_2 将指示为 0。

对有意义的 Q 值测量，重要的是要使测试频率对应滤波器的工作频率，这是因为偏离滤波器的工作频率太多，电感线圈的 Q 值会降低的非常快。对应低通和高通滤波器，电感线圈 Q 值测量应当位于截止频率的位置测量，对应带通和带阻滤波器的中心频率是滤波器要求的工作频率。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

8.9 不等阻抗的设计

8.9.1 指数抽头的阻抗标定

利用 3.1 节讨论的巴特莱特（Bartlett）中分定理，如果开始设计的电路（含元件参数值）对应中心线（镜像）是完全对称的，则可以修改不等阻抗的设计。但是，事实上并不总是如此。第 10 章给出的具有不等阻抗的全极点滤波器仅限于终端阻抗比为有限比值的应用场合。

设计方法如图 8-32 所示，虽然从理论上而言不是非常精确，但是允许逐步调节从源到负载梯形回路中的每个元件阻抗，梯形回路中的分支回路越多，这个调节过程就可以做得越细致，相应对原来传递函数的影响就越小。经验表明梯形回路至少有 6 个支路（不含源和负载电阻）就可以很好地满足要求。注意，这里负载电阻可以大于或小于源电阻。

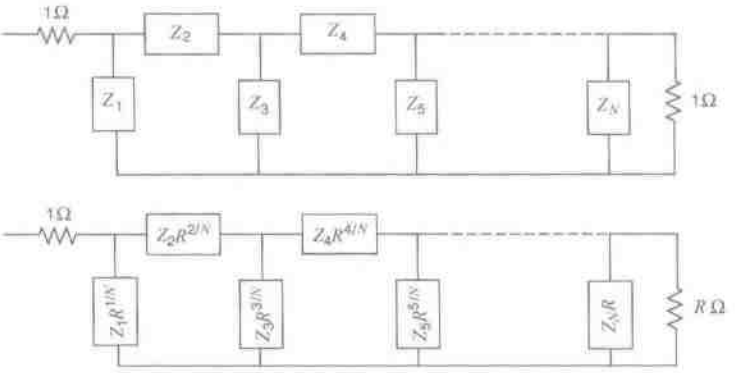


图 8-32 不等阻抗的抽头网络

8.9.2 用于阻抗匹配的最小损耗接口

图 8-33 所示电路可以在最低损耗的条件下匹配阻性源阻抗 R_s 与负载阻抗 R_L，如果设计的两个不同滤波器阻抗级联或匹配一个滤波器至一个非设计的终端阻抗时，对这种应用场合是非常有用的，有关设计方程式如下所示。

$$R_1 = R_s\sqrt{1-\frac{R_L}{R_s}} \tag{8-77}$$

$$R_2 = \frac{R_L}{\sqrt{1-\frac{R_L}{R_s}}} \tag{8-78}$$

需注意的是 R_s 必须大于 R_L，为得到一个平衡的电路，如图 8-33 所示，把电阻 R_1 分为两个阻值为 $R_1/2$ 电阻，可以利用公式（8-79）计算以分贝为单位的损耗。

$$\text{电压损耗 dB} = 20\lg\left(\frac{R_1(R_2+R_L)}{R_2R_L}+1\right) \tag{8-79}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以用公式（8-80）计算以功率表示，单位为分贝的损耗。

$$\text{功率损耗 dB} = \text{电压损耗 dB} - 10\lg\frac{R_s}{R_L} \tag{8-80}$$

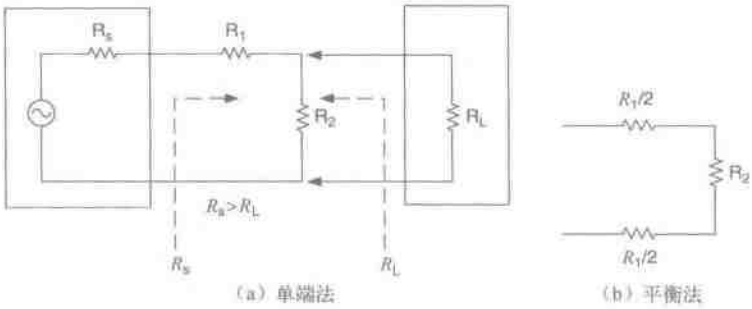


图 8-33　最低损耗接口

▷▷▷ 8.9.3　设计用于阻抗匹配的非对称阻性 T 和π衰减器

利用图 8-33 所示电路可以在最小损耗的条件下匹配两个不等阻抗网络，为在两个不等阻性阻抗网络之间获得固定量的衰减，可以使用 T 或π衰减器。如图 8-34 和图 8-35 所示为用于不平衡和平衡电路计算法计算有关参数值。在图 8-34 和图 8-35 中需注意的是 Z_1 必须大于 Z_2。

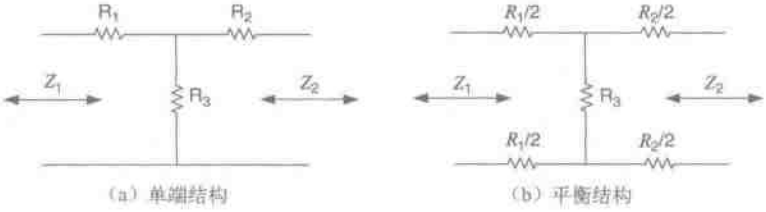


图 8-34　非对称 T 衰减器 $Z_2 > Z_1$

1. 非对称 T 衰减器

首先用公式（8-81）计算：

$$K_{\min} = \frac{2Z_1}{Z_2} - 1 + 2\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}\left(\frac{Z_1}{Z_2} - 1\right)} \tag{8-81}$$

用公式（8-82）计算对以分贝为单位的要求电压损耗。

$$\text{dB}_{\text{最小电压损耗}} = 10\lg K_{\min} + 10\lg\frac{Z_1}{Z_2} \tag{8-82}$$

这就是正电阻值以分贝为单位的最小电压损耗。

选择要求的电压损耗（$\text{dB}_{\text{电压损耗}}$）>最小电压损耗（$\text{dB}_{\text{最小电压损耗}}$）。

$$K = 10^{\text{dB 电压损耗}/10 + \lg(Z_2/Z_1)} \tag{8-83}$$

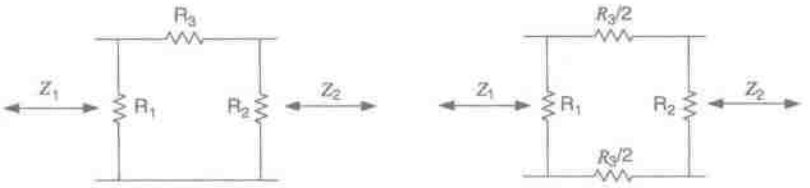
可以利用下面的有关公式计算电阻参数值。

$$R_1 = \frac{Z_1(K+1) - 2\sqrt{KZ_1Z_2}}{K-1} \tag{8-84}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$R_2=\frac{Z_2(K+1)-2\sqrt{KZ_1Z_2}}{K-1} \tag{8-85}$$



（a）单端结构　　（b）平衡结构

图 8-35　非对称 π 衰减器 $Z_2>Z_1$

$$R_3=\frac{2\sqrt{KZ_1Z_2}}{K-1} \tag{8-86}$$

可以利用公式（8-87）计算以分贝为单位的功率损耗：

$$\mathrm{dB}_{最小电压损耗}=10\lg K_{\min} \tag{8-87}$$

选择一个要求的功耗值（$\mathrm{dB}_{功率损耗}$）>最小功耗值（$\mathrm{dB}_{最小功耗}$），有公式（8-88）成立。

$$K=10^{\mathrm{dB}/10} \tag{8-88}$$

可以分别利用公式（8-84）、公式（8-85）和公式（8-86）计算电阻 R_1、R_2 和 R_3，可以利用公式（8-89）计算最终的电压损耗。

$$\mathrm{dB}_{电压损耗}=\mathrm{dB}_{功率损耗}+10\lg\frac{Z_1}{Z_2} \tag{8-89}$$

2. 非对称 π 衰减器

首先利用公式（8-81）计算：

$$K_{\min}=\frac{2Z_1}{Z_2}-1+2\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}\left(\frac{Z_1}{Z_2}-1\right)}$$

利用公式（8-82），可以利用下式计算以 dB 为单位要求的电压损耗。

$$\mathrm{dB}_{最小电压损耗}=10\lg K_{\min}+10\lg\frac{Z_1}{Z_2}$$

这就是以分贝为单位在正电阻上的最小电压损耗。

如公式（8-83）所示，选择一个要求的电压损耗（$\mathrm{dB}_{电压损耗}$）>最小电压损耗（$\mathrm{dB}_{最小电压损耗}$）。

$$\mathrm{dB}_{最小电压损耗}=10\lg K_{\min}+10\lg\frac{Z_1}{Z_2}$$

利用下面的有关公式可以计算有关电阻值。

$$R_1=\frac{Z_1(K-1)\sqrt{Z_2}}{(K+1)\sqrt{Z_2}-2\sqrt{KZ_1}} \tag{8-90}$$

$$R_2=\frac{Z_2(K-1)\sqrt{Z_1}}{(K+1)\sqrt{Z_1}-2\sqrt{KZ_2}} \tag{8-91}$$

$$R_3=\frac{K-1}{2}\sqrt{\frac{Z_1Z_2}{K}} \tag{8-92}$$

对以分贝为单位的要求功耗，首先利用公式（8-87）做如下计算。

$$\mathrm{dB}_{最小功率损耗}=10\lg K_{\min}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

利用公式（8-88），选择要求的功耗（$dB_{功耗}$）>最小功耗（$dB_{最小功耗}$）：

$$K=10^{dB/10}$$

利用公式（8-90）、公式（8-91）和公式（8-92）分别计算电阻 R_1、R_2 和 R_3 的参数值。

利用公式（8-89）计算出的最终电压损耗如下。

$$dB_{电压损耗}=dB_{功率损耗}+10\lg\frac{Z_1}{Z_2}$$

8.10　对称衰减器

8.10.1　对称 T 和π衰减器

在源和负载阻抗相等，要求引入损耗为固定值的应用场合可以引入对称（双向对称）T 或π衰减器，图 8-36 和图 8-37 所示，分别为对称 T 和π衰减器的电路工作原理图。

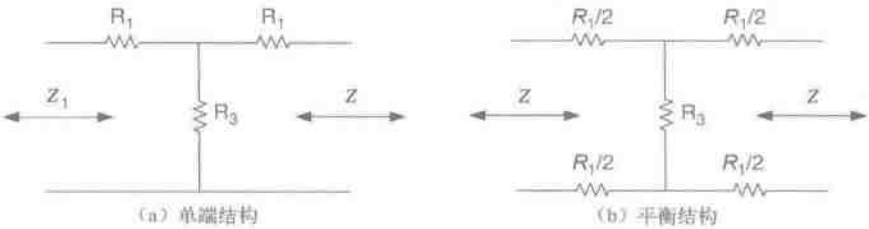


图 8-36　对称 T 衰减器

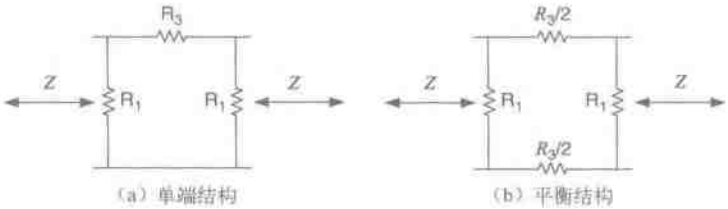


图 8-37　对称π衰减器

8.8 节的有关内容讨论了回波损耗的有关内容，回波损耗这个技术指标是一个表示被测阻抗与基准阻抗在幅度和相位方面匹配程度的一个品质因数。回波损耗的表达式如公式（8-71）所示，可以用下面的公式计算回波损耗。

$$A_\rho=20\lg\left|\frac{Z_s+Z_x}{Z_s-Z_x}\right|$$

式中，Z_s 是标准阻抗；Z_x 是被测阻抗。对匹配完好的应用场合回波损耗应为无限大。如果标准阻抗为阻性 Z_s，网络前面接了一个衰减为 XdB，阻抗为 Z_s 的对称衰减器，即使在网络阻抗为 0 或无限大的情况下也可以保证最小 2XdB 的回波损耗，衰减器要求能平滑任何的阻抗起伏变化。

对给定的以分贝为单位的损耗（由于两边的阻抗相等，所以以分贝为单位的功耗和以分

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

贝为单位的电压损耗相等），首先计算公式（8-93）。

$$K = 10^{\mathrm{dB}/20} \tag{8-93}$$

对应对称 T 衰减器应用场合：

$$R_1 = Z\,\frac{K-1}{K+1} \tag{8-94}$$

$$R_3 = \frac{2\,ZK}{K^2-1} \tag{8-95}$$

对应对称π衰减器应用场合：

$$R_1 = Z\,\frac{K+1}{K-1} \tag{8-96}$$

$$R_3 = Z\,\frac{K^2-1}{2K} \tag{8-97}$$

8.10.2 桥 T 衰减器

图 8-38 给出了对称桥 T 衰减器的电路工作原理图，这个电路的优点是仅由改变两个可变电阻值来适应不同的衰减要求，两个电阻值总是保持在源和负载阻抗 R_0 的值。

可以利用下面的有关公式计算电阻 R_1 和 R_2 的参数。

$$R_1 = \frac{R_0}{K-1} \tag{8-98}$$

$$R_2 = R_0(K-1) \tag{8-99}$$

利用公式（8-93）可以得到 $K = 10^{\mathrm{dB}/20}$。

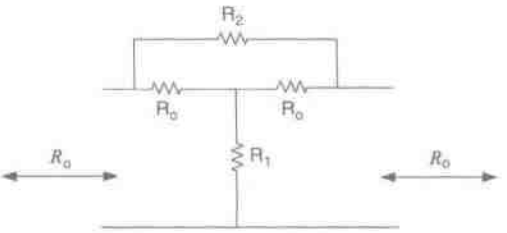


图 8-38 桥 T 衰减器

8.11 功率分配器

8.11.1 电阻性功率分配器

电阻性功率分配器基本上是电阻分压器，可以以不同方向分配信号，而在所有端口保持相同的阻抗，在端口之间没有隔离功能。换而言之，即使在理想的情况下，完好的端接条件下，一个输入信号可以在所有其他所有端口出现。

图 8-39 所示为一个“N”路分配器的电路工作原理图，这里：

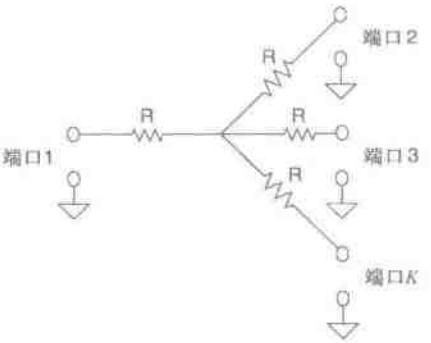


图 8-39 电阻功率分配器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$N = 总端口数 - 1 \tag{8-100}$$

所有电阻等于 R，可以利用公式（8-101）计算电阻 R 的参数。

$$R = R_0 \frac{N-1}{N+1} \tag{8-101}$$

式中，R_0 是在所有端口的阻抗。

从本质上而言电阻功率分配器的工作效率非常低，可以利用公式（8-102）计算以分贝为单位的损耗。

$$功率损耗\,\mathrm{dB} = 10\lg_{10}\frac{1}{N^2} \tag{8-102}$$

这样，两路分配器（三端口，N=2）的功率损耗为-6dB，四路分配器的损耗为-12dB，如此等等。由于所有阻抗均匹配，以分贝为单位的电压损耗完全等于公式（8-102）计算出的功耗值。这些以分贝为单位的功耗在所有端口之间也是隔离的。

8.11.2　魔 T 分配器

图 8-40 所示电路常叫作魔 T 分配器，或叫两路分配器/合成器，在某种程度上魔 T 分配器具有阻性功率分配器的功能，但是也在两个主要方面有所不同。首先，魔 T 分配器的功耗为 3dB，而不是电阻性功率分配器的 6dB 损耗。第二就是在理论上而言在端口 A 与 B 之间有无限大的隔离能力。这样从 A 端口输入的信号就不会到达 B 端口，反之亦然。但是，任何进入 A 或 B 端口的信号将会以 3dB 的损耗达到 S 端口，任何加到 S 端口的信号将会以 3dB 的衰减到达 A 和 B 端口。

可以看出端口 S 的阻抗为 $R_0/2$，利用一个 2∶1 的阻抗比变压器就可以把阻抗提升为 R_0。

如果在端口 A 接了一个不是 R_0 的阻抗，即使端口 A 被短接或被开路（端口 A 和 B 可以互换），端口 B 的输出信号也不会改变。在端口 S 的阻抗失配将会引起加到端口 A 到 B 端口的信号反射，反射大小是在 S 端口阻抗失配的回波损耗加 6dB。可以利用公式（8-103）计算反射损耗。

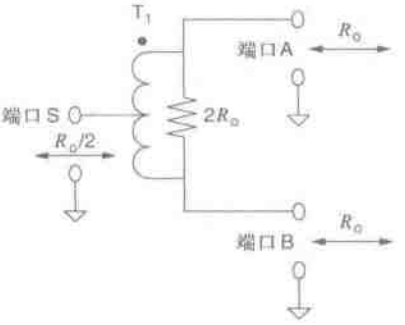


图 8-40　魔 T 分配器/合成器

$$反射损耗\,\mathrm{dB} = 20\lg\left|\frac{R_0+R_x}{R_0-R_x}\right| + 6\ \mathrm{dB} \tag{8-103}$$

式中，R_x 是 S 端口的电阻值。

从电路工作原理图可以看出魔 T 分配器的工作不是很直观的，现考察图 8-41 所示的电路，在电路图 8-41 中重新画了电路工作原理图，可以看出一个信号被加到了端口 S。在电路图 8-41 中由于 V_S 的作用产生了两个相等的电流 I_1 和 I_2，电流 I_1 和 I_2 以相反的方向流过变压器 T_1。产生的电压 E_1 和 E_2 幅度相等，但是极性相反，所以互相抵消。从电路对称性可以看出，在端口 S 的信号相等的在端口 A 和端口 B 出现，由于端口 A 和端口 B 反射到端口 S 的信号并行，所以在 S 端口看去的阻抗为 $R_0/2$。

端口 A 和端口 B 之间的隔离机制如图 8-42 所示，信号 V_A 被加到了端口 A，由于变压器 T_1 端接了 $2R_0$ 的阻抗，由于端口 A 和端口 S（变压器 T_1 的中心抽头）之间 4∶1 的阻抗降低变换的原因，在变压器 T_1 的输入端和端口 A、端口 S 之间测得的阻抗为 $R_0/2$。结果是，

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

所加电压被均匀的分配，电压 E_1 和电压 E_2 相等。

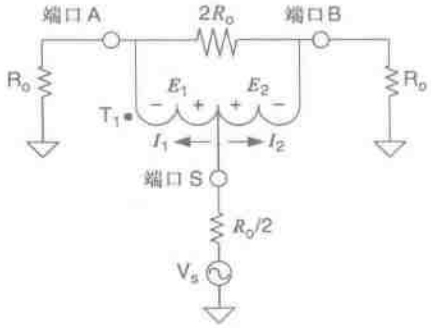


图 8-41　S 端口输入信号的魔 T 电路

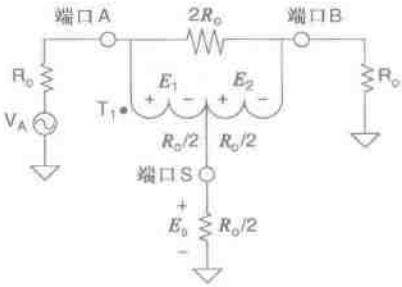


图 8-42　端子 A 与 B 之间的魔 T 隔离

由于变压器的原因，E_1 产生 E_2，E_1 和 E_2 的幅度相等。如同从端口 B 测试的结果，E_2 和 E_S 相等，E_2 和 E_S 极性相反的串联，所以 E_2 和 E_S 相互抵消。所以在这种工作状态下，V_A 不会再端口 B 出现，从而实现隔离功能。V_A 会在端口 S 以 3dB 功率衰减的形式出现。

最终电路如图 8-43 所示，加了一个匝数比为 1.414∶1 的自耦变压器，这样就可以把阻抗 $R_0/2$ 提升为 R_0。阻抗比为 2∶1。

分配器和混合器可以以树形级联使用来产生一个附加的端口，图 8-44 所示的电路给出了如何利用三个两路分配器得到一个四路分配器-混合器的工作原理图。所有端口的阻抗应当相等，但是，图 8-44 所示电路的插入损耗为 6dB。

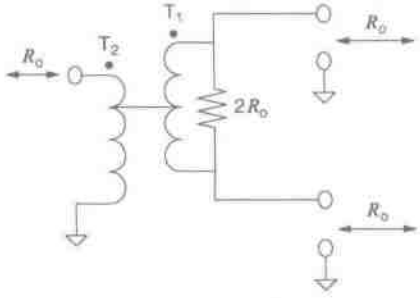


图 8-43　所有端口等阻抗的最终电路

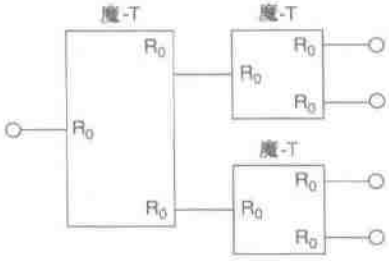


图 8-44　四路分配器和合成器（6dB 损耗）

注意，级联魔 T 电路时要求变压器 T_1 和 T_2 要有足够的带宽，这是因为滚降工作特性会积累的原因，作为经验，变压器 T_1 和 T_2 的电感量至少应为 $\frac{R_0}{\pi f_L}$，这里的 f_L 表示要求的最低工作频率。同时，中心抽头的精度应在 1%左右。

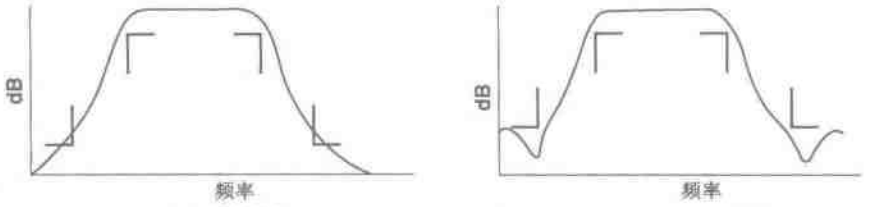
▷▷ 8.12　现有设计中引入传输零点

时常会出现复杂的滤波器进入测试阶段了，同时又发现了许多问题，为了不再重新设计电路板，再开始一个新的滤波器设计过程，废掉原有的设计，更好的方法就是修改原有的滤波器设计，调整存在不足的频率响应点。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

8.5 节介绍了用于补偿通带内由于 Q 不足而进行的幅度均衡有关内容，但是，这解决不了阻带内的有关问题，图 8-45（a）给出了一个全极点带通滤波器叠加了一个有衰减限制要求的频率响应特性曲线框架上的图示。很明显低频端和高频端的衰减均落在了衰减框架外，在低频段和高频端引入传输零点会加速进入阻带，具体效果如图 8-45（b）所示。



（a）原始响应　　（b）在低端和高端添加零点以提高曲线陡度

图 8-45　添加零点的效果

注意添加的这些零点会导致零点外（幅度波瓣）衰减的降低，而非连续的单调工作特性。通带内的零点之间距离越近，旁瓣的幅度就会越大。如果带通滤波器的带宽低于 10%就可以获得最佳结果，这是因为基于窄带近似的原因。

图 8-46 所示为一个从带通滤波器电路提取出的常用串联和并联调谐电路，解释了添加传输零点的变换过程。注意上面的吸收电路和下面的吸收电路或两个吸收回路都可以根据需要而引入。

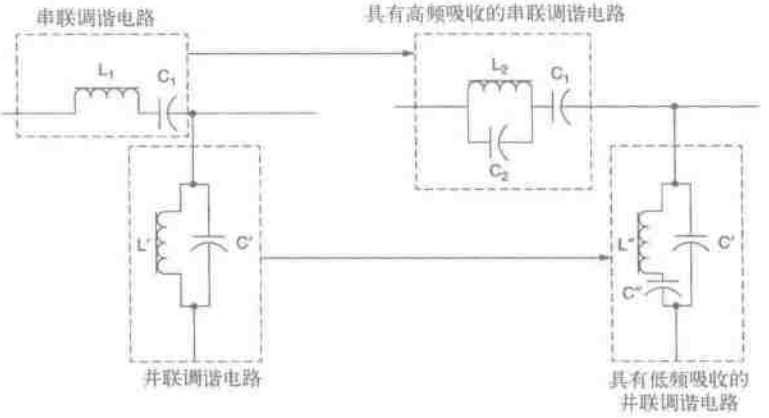


图 8-46　传输零点的引入

有关设计方程式如下所示。

定义 f_0 为带通滤波器的几何中心频率。

f_1 表示低频吸收频率（低于通带），f_2 表示高频吸收频率（高于通带）。

对低频吸收频率点有下面的公式成立。

$$C'' = \left(\frac{F_0^2}{F_1^2} - 1 \right) C' \tag{8-104}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$L''=\frac{1}{C''(2\pi F_1)^2} \tag{8-105}$$

式中，C'' 和 L'' 在 f_1 频率点形成一个串联谐振电路。

在 f_2 频率点添加一个高频吸收点。

$$L_2=L_1\left(1-\frac{F_0^2}{F_2^2}\right) \tag{8-106}$$

$$C_2=\frac{1}{L_2(2\pi F_2)^2} \tag{8-107}$$

式中，L_2 和 C_2 在 f_2 频率点形成并联谐振电路。

两个调谐电路可以被转换为另一种形式，8.6 节给出了有关设计方程式。

参考文献

Geffe, P. R.(1963). *Simplified Modern Filter Design*. New York: John F. Rider.

Saal, R. "Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges Normierter Tiefpasse," *Telefunken GMBH*, 1963.

Saal, R., and E. Ulbrich. "On the Design of Filters by Synthesis." *IRE Transactions on Circuit Theory* CT-5, December 1958.

Zverev, A. I. (1967). *Handbook of Filter Synthesis*. New York: John Wiley and Sons.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第9章 LC和有源滤波器的元件选择

9.1 基本磁学概念回顾

9.1.1 测量单位

磁导率（导磁系数）用符号 μ 表示，可以用公式（9-1）来定义。

$$\mu=\frac{B}{H} \tag{9-1}$$

式中，B 是磁通密度，即每平方厘米面积内通过的磁力线数，单位为 Gs；H 是以奥斯特为单位的磁化力，H 由磁通量产生。磁导率为无量纲量，可以认为是表示磁性材料品质因数的一个参数，磁导率表示在给定输入的情况下产生的磁通量输出，空气或真空的磁导率为 1，随磁性材料的磁导率增加，磁性材料越适用于低频应用场合。

电流流过线圈会产生磁化力，磁化力 H 可以以安匝数的形式利用公式（9-2）计算。

$$H=\frac{4\pi NI}{10\ \mathrm{mL}} \tag{9-2}$$

式中，N 是线圈匝数；I 是通过线圈的电流，单位为 A；mL 是平均磁路长度，单位为 cm。

线圈的电感量直接正比于通过线圈每单位电流的磁通链数，可以利用公式（9-3）计算总磁通量。

$$\phi=BA=\mu HA=\frac{4\pi NI\mu A}{10\ \mathrm{mL}} \tag{9-3}$$

式中，A 是磁路横截面积，单位为 cm^2。

与线圈电感量成比例的关系式如公式（9-4）所示。

$$L\propto\frac{4\pi NI\mu A}{10\ \mathrm{mL}}\frac{N}{I} \tag{9-4}$$

或电感量以亨利为单位可以用公式（9-5）表示。

$$L=\frac{4\pi N^2\mu A}{\mathrm{mL}}10^{-9} \tag{9-5}$$

首先从公式（9-5）可以明显看出，一个线圈的电感量和线圈磁性材料的磁导率 μ 成正比，如果在空心电感中插入铁芯，线圈的电感量将会提高磁导率 μ 倍。同时，电感线圈的电感量也正比于线圈匝数 N 的平方（N^2）。

前面的公式是在假定线圈磁路是规则和闭合，线圈周围空间的漏磁通可以忽略不计，线圈为单层环型线圈结构的前提下成立的。但是，这个假定并不总是成立的，所以线圈电感量

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

计算结果和实际值会有差别。

可以用公式（9-6）表示电感线圈产生的感应电压和通过线圈的磁通密度 B 之间的关系。

$$E_{rms}=4.44BNfA\times10^{-8} \tag{9-6}$$

式中，B 是最大磁通密度，单位为 Gs；N 是线圈的匝数；f 是交流电频率，单位为 Hz；A 是磁芯横截面积，单位为 cm^2。这个重要的公式（9-6）可以从法拉第定律导出。

从公式（9-6）有关参数角度出发，磁通密度 B 的单位为 Gs，磁化力 H 的单位为 Oe（奥斯特），这是以厘米·克·秒（CGS）单位制为基础。现在国际单位制（SI）正得到使用，国际单位制（SI）主要在美国以外得到使用，在国际单位制（SI）中磁通密度单位采用 mT（毫特斯），1mT=10Gs，磁化力 H 的单位为 A/m（安培/米），1A/m=$\frac{4\pi}{10^3}$ Oe。

9.1.2 磁饱和和直流极化

磁通密度 B 与磁化力 H 的关系曲线如图 9-1 所示，首先看曲线在点 A 的位置，随磁化力 H 由 A 点到 B 点变化，然后磁化力 H 会下降到 C 点，然后又到 D 点，又从 D 点变化到负的 E 点。随后磁化力 H 又从 E 点加大到 F 点，然后回到 B 点，形成一个叫作磁滞回线的闭合曲线。磁滞回线的形成是由于需要反置磁芯磁分子能量。磁化力 H 从 D 点到 A 点的幅度叫作矫顽磁力，矫顽磁力表示需要磁芯磁通密度 B 复位为零所需要的磁化力值。

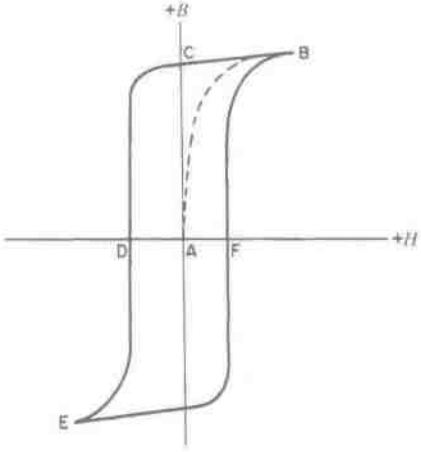


图 9-1 磁滞回线

磁导率 μ 被定义为 B/H 的比值，磁导率 μ 可以从 B/H 曲线的斜率导出，由于使用中我们通常使用小幅度的交流信号，对 B/H 曲线要求的区域受限于相对窄的一个范围。所以可以假定磁芯材料的磁导率 μ 利用磁芯材料的 B/H 曲线的起始段的导数给出，B/H 曲线的导数有时又叫作增量磁导率。

如果引入直流偏磁，磁滞回线曲线的静态工作点会远离磁滞回线曲线的原点，由于磁滞回线在较高的 H 值时会进入磁通密度 B 平坦变化的区间，增量磁导率将会减小，从而会导致电感量的下降，这就是磁饱和效应，在没有直流偏磁，而有大的交流输入信号加到电感线圈时也会出现磁饱和现象，磁饱和的出现会导致交流信号波形的严重失真。空心电感的 B/H 曲线在 45° 的位置为一条通过原点的直线。由于空心电感线圈的磁导率为 1，所以空芯电感线圈不会出现磁饱和现象。

9.1.3 电感损耗

可以利用公式（9-7）计算电感线圈的 Q 值。

$$Q=\frac{\omega L}{R_{dc}+R_{ac}+R_d} \tag{9-7}$$

式中，R_{dc} 是电感线圈的铜损；R_{ac} 是电感线圈的磁芯损耗；R_d 是电感的介质损耗。电感线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

圈的铜损严格和电感线圈绕组的直流电阻有关，而电感线圈的直流绕组电阻和电感线圈绕组线径和绕组长度有关。磁芯损耗主要由涡流和磁芯回滞损耗决定，涡流是由于磁芯材料在变化磁场情况下而引入的，由于涡流电流产生的损耗和加到电感线圈交流电流频率的平方成正比。

磁芯在交流或直流脉冲磁场影响下磁芯的磁通密度 B 与磁化力 H 的关系可以用图 9-1 所示的曲线表示，封闭曲线区域叫作磁滞回线。由于在交流电的每个周期内磁滞回线要反向，所以磁芯损耗直接正比于工作频率。

在较高工作频率时介质损耗是个重要的参数，在较高工作频率时介质损耗和分布电容的功率因数有关，保持小的分布电容，采用良好介电性能的绝缘导线可以减小介电损耗。

在大于 50kHz 工作频率条件下通过导体的电流趋于导体的表面，而不是通过导体的横截面，这就是所谓的趋肤效应。为降低趋肤效应的影响，通常采用绞合绝缘导线来减小趋肤效应的影响。绞合绝缘导线由多股绝缘导线组成，因而相对单股绝缘导线的等效截面积可以得到更大的导线表面积，而在高于 1MHz 或 2MHz 的工作频率下，又开始采用单股导线来绕制电感线圈。

在低工作频率时，线圈的效率品质因数用每亨利的电阻值来表示（Ω/H），这里的电阻对应线圈直流电阻 R_{dc}，即对应铜损这个技术指标。对给定电感线圈结构和磁性材料磁导率情况下，电感线圈的比值Ω/H 为一个常数，在电感线圈绕组横截面积保持常数条件下，电感线圈的比值Ω/H 和电感线圈的总匝数无关。

▷▷▷ 9.1.4　空气间隙效应

如果一个理想的环形磁芯引入了很窄的磁路空气间隙，通过磁路的磁通密度会下降，并且磁芯的磁导率也会下降，最终可以利用公式（9-8）计算磁芯的有效磁导率 μ_e。

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1+\mu_i\left(\frac{g}{mL}\right)} \tag{9-8}$$

式中，μ_i 是磁芯的起始磁导率；g/mL 是磁路空气间隙长度与磁路长度的比值。如果磁芯的起始磁导率很高、空气间隙比 g/mL 很小，就可以用公式（9-8）来计算任何形状闭路磁芯的有效磁导率 μ_e。

磁路空气间隙可以起到降低磁芯材料磁导率的效果，使磁性材料起始磁导率对磁性电感线圈磁工作特性的影响降低。磁路空气间隙可以避免由于大的交流信号或直流偏磁而致使磁性电感线圈磁饱和，从而使磁性电感线圈更易于控制。但是，由于磁路空气间隙而导致较低的磁导率在同样电感量的情况下就需要更多的电感绕组匝数，这样就会伴随电感绕组铜损增加的问题，所以在使用中需要在磁路磁导率和磁饱和之间做出折中考虑。

▷▷ 9.2　磁性材料和电感的物理形状因子

由于电感设计过程中要考虑许多复杂的设计因素，还需要考虑电感线圈绕组的机械特性要求，所以电感设计工作最好由电感设计专业人员来完成。根据电感的工作频率范围、电感量、要求的电感 Q 值参数、工作温度范围和其他电感工作参数，电感制造生产厂商处

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

于推荐适当电感元件部件的最佳位置。在许多情况下，设计一个电感又是客户的工作，特别是在可调电感和高精度电感的设计场合更是如此。但是，滤波器设计人员需要掌握可能用到的各种磁性材料和磁性电感的形状因子等参数，这对滤波器设计人员的设计工作会很有帮助。

9.2.1 磁性材料

1. 钼坡莫合金粉末环形磁芯

钼坡莫合金粉末（MPP）环形磁芯是通过研磨由 2%的钼、81%的镍、17%的铁磁性合金成为精细粉末来制造的，研磨成的精细粉末用陶瓷结合剂绝缘来形成规范的空气间隙，然后在极高的压力下挤压成为环形磁芯。最后，磁芯被一层绝缘涂层包附。

钼坡莫合金粉末环形磁芯工作稳定性极高，可以用于低于几百千赫兹的场合。在宽的可用磁导率范围内磁芯损耗低，在大的磁通密度变化、工作频率变化、温度变化和由于高电阻率、低磁滞回滞和低涡流损耗的工作条件下电感量保持稳定。

钼坡莫合金粉末磁芯可以按尺寸、磁导率和工作温度稳定性分类，一般而言，只要对所选磁芯的经济和体积等因素允许，就可以考虑采用大尺寸的磁芯。大尺寸磁芯的 Q_S 值高，由于较大的磁芯横截面积会导致磁芯的磁通密度低和磁芯损耗小，同时较大的磁芯窗口面积还可以降低磁芯电感线圈的铜损。

环形磁芯的可用尺寸可以从外径（OD）0.140～5.218 英寸，磁芯可用磁导率范围从 14～550，较低磁导率的磁芯由于磁芯损耗小，所以适用于较高工作频率应用场合。

2. 铁氧体

铁氧体为铁氧化物和氧化物或其他金属的碳酸盐，例如锰、镍、镁金属混合物的陶瓷结构，这些混合物在经过挤压和在高温炉的极高温度下烧烤，最终机械成型为所需要的形状。

铁氧体磁芯相对钼坡莫合金粉末磁芯的主要优点是铁氧体磁芯的高电阻率，所以铁氧体磁芯的损耗非常低，即使在高频工作条件下，铁氧体磁芯的高频涡流损耗是主要损耗的应用场合也是如此。同时，铁氧体磁芯有高的磁导率，并且铁氧体磁芯的时间和温度稳定性使铁氧体磁芯在 10kHz 到 MHz 工作频率范围成为最佳的磁性材料选择。

3. 铁粉芯

高于 1 或 2MHz 的工作频率，大多数铁氧体磁性材料变得不可用，这时可以选用由挤压铁粉构成被认为是羰基铁磁芯的环形磁芯，其工作于频率可以高达 VHF 频率范围。

这些磁性材料可以纯粹的被分为铁粒材料，这些铁粒材料是绝缘的，并且在非常高的压力下和钼坡莫合金粉末磁性材料采用类似的方法挤压方法成为环形形状，细小磁性颗粒之间极高的绝缘电阻导致有很好的高频工作特性。磁导率可以得到准确的控制，磁性材料的温度系数小，相对类似铁氧体等其他磁性材料的磁饱和水平非常高。

可以获得用于不同工作频带的羰基铁类铁粉芯中的各类铁粉芯材料，在表 9-1 中列出了有关常用的磁导率、温度系数和损耗可以接受的最高工作频率的常用磁性材料。这些磁性材料的主要提供商是 Micrometals, Inc，Micrometals nomenclature 公司也提供各类的磁性材料。一般而言，使用中应当选用在整个工作频率范围内有最高磁导率的磁性材料。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 9-1　铁粉磁芯材料

Micrometals 公司标识	铁粉芯类型	工作频率范围	磁性材料的导磁率μ	温度稳定性（$\times 10^{-6}$/℃）
-1	羰基 C	150kHz～3MHz	20	280
-2	羰基 E	250kHz～10MHz	10	95
-3	羰基 HP	20kHz～1MHz	35	370
-4	羰基 J	3～40MHz	9	280
-6	羰基 SF	3～40MHz	8.5	35
-7	羰基 TH	1～25MHz	9	30
-8	羰基 GQ4	20kHz～1MHz	35	255
-10	羰基 W	15～100MHz	6	150
-15	羰基 GS6	150kHz～3MHz	25	190
-17	羰基	20～200MHz	4	50
-42	氢还原	300kHz～80MHz	40	550
-0	酚醛树脂	50～350MHz	1	0

4. 陶瓷材料或空芯磁芯

磁导率最低的磁性材料是空气（$\mu=1$），例如陶瓷作为非磁性磁芯可以用于电感磁芯，这中形式的电感在高于 10MHz 和高达数百兆赫兹的工作频率范围是有用的，空气的磁导率 $\mu=1$，空芯电感不会磁饱和，也不会有磁芯损耗，所以空芯电感的 Q 值完全取决于空芯电感的绕组情况。

▷▷▷ 9.2.2　磁性线圈结构

1. 环形磁芯结构

由于环形磁芯（见图 9-2）的磁路闭合，所以环形磁芯没有磁漏。环形磁芯是一种理想的磁性结构，有许多种材料可供选用，例如酚醛树脂骨架这种空芯环形电感，但是这种环形电感的电感量只能通过加减电感的绕组匝数来实现电感量的调节，所以电感量的调节不方便，由于电感绕组绕线的需要，电感中心需要有一个开放区域（孔）。除按空芯磁芯电感的材料划分外，如图 9-2 所示还可以按空芯电感的尺寸来划分空芯电感。

2. 罐形磁芯结构

典型的罐形磁芯的结构如图 9-3 所示，电感绕组绕在骨架上，这种结构的罐形磁芯电感可以通过一个金属卡子卡紧，由于罐形磁芯两半的接触面会引入空气间隙，通过在惯性磁芯两半的接触面引入一个可调节的嵌条来调节罐形磁芯电感的电感量。由于这个可调节的嵌条在罐形磁芯的中部，所以磁芯上这个可调节的嵌条可以是中性的。

除罐形形状外铁氧体磁芯还可以有许多其他的形状，常用的就是矩形磁芯形状（RM），在形状上可以使方的或矩形的，可以根据 PCB 电路板的结构选用不同形状因子的磁芯。不像圆的罐形磁芯，多个 RM 磁芯可以物理的紧密堆叠在一起使用，而磁工作特性类似，虽然 RM 磁芯的闭合磁路不如圆的罐形磁芯长，所以 RM 磁芯的漏磁比罐形磁芯要大，图 9-4 所示为 RM 磁芯的剖视图。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

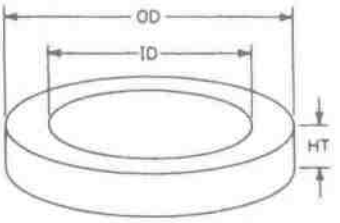


图 9-2　环形磁芯

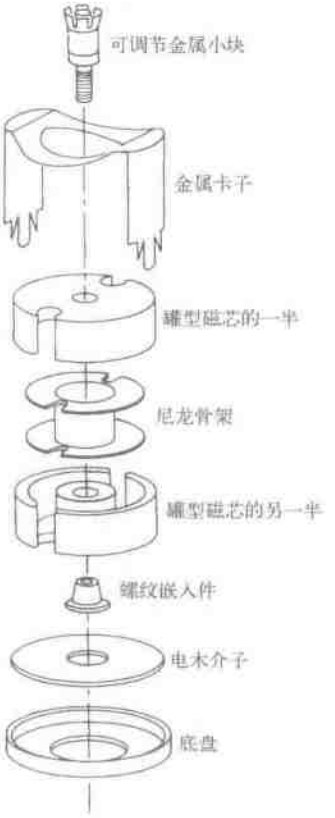


图 9-3　罐型磁芯的结构

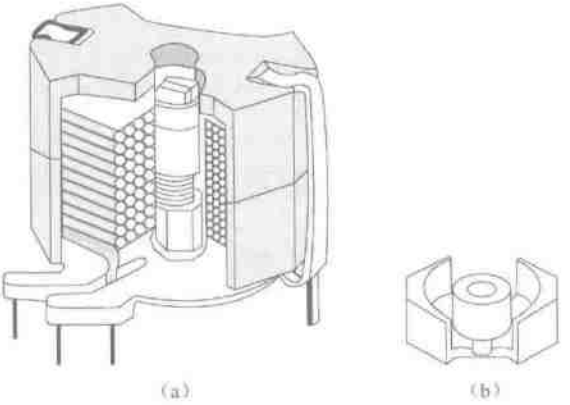


图 9-4　RM 磁芯结构

▷▷▷ 9.2.3　表面安装射频（RF）电感

表面安装射频（RF）电感（有时又叫作“片状”电感）常绕在螺线管状磁芯和封装内，线圈绕组的两个端子做在两个金属端子上，在电路板组装时又把表面安装电感焊接在

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

电路板上。根据表面安装电感的电感量和磁芯尺寸，表面安装电感的磁芯可以选用酚醛树脂、陶瓷、铁粉芯或铁氧体等磁芯材料。图 9-5 所示为一个绕线后的表面安装射频（RF）电感的剖视图。

表面安装射频（RF）电感有多种美国电子工业标准协会（EIA）的尺寸可供选用，例如 0402、0603、0805、1206 和 1210，这些参数描述了表面安装电感以英制 10 为单位的倍数的外形长度和宽度尺寸。例如，1206 表示 120mil（0.120in）长和 60mil（0.060in）宽的表面安装电感，而表面安装电感的高度根据具体的设计应用而有所不同。有些表面安装电感生产厂商也会提供非标准尺寸的表面安装电感供选用。

每种磁性材料的磁特性有所不同，酚醛树脂或陶瓷材料为常用的空芯磁芯磁性材料，空芯电感的磁导率为 1，空芯电感在 DC 或大交流输入信号的工作条件下不会出现磁饱和现象，空芯电感的温度系数为 0，但是由于空芯电感的磁导率μ仅为 1，所以空芯电感最适用于小电感量和高频工作频率应用场合。另一方面，铁粉芯磁芯可以提供较高的导磁能力和很低的温度系数。最后就是铁氧体磁芯，铁氧体磁芯的磁导率最高，但是铁氧体磁芯的温度系数也最大，一般而言，磁导率越高也就越容易磁饱和，并且具有较高的温度系数。

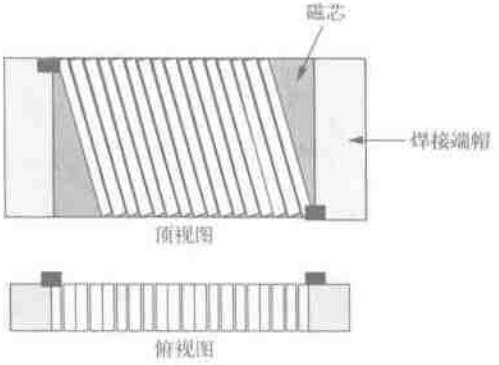


图 9-5　线绕表面安装 RF 电感的横截面视图

选用射频（RF）电感主要考虑的因素是 Q 值（品质因数）、自谐振频率（SRF）和电感误差。Q 值对滤波器工作性能有很大的影响，可以选用在整个工作频率范围内有尽可能高 Q 值的电感。

8.4 节讨论了自谐振频率（SRF）的有关问题，自谐振表示由于电感的分布电容和实际电感形成的谐振，一旦电路的工作频率接近自谐振频率，由于分布电容介质损耗大的原因电感 Q 值会迅速降低，所以，电路应当尽可能避免工作于接近自谐振的工作区间。

▷▷ 9.3　电容器的选用

由于电容器的结构和电容器的电工作特性不同，在特定的应用场合虽然有大量的电容可以供选用，但是也会出现选用电容器的两难困境。选用电容器时需要考虑的因素主要有工作稳定性、尺寸、损耗、额定电压、误差、造价和电容器结构等因素。

选用电容器的第一步就是决定电容器的电介质，这些介质有空气、玻璃、陶瓷、塑料薄膜、云母、铝和钽。使用中还必须考虑电容器的机械结构，小型化通常是主要考虑因素，在

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

不降低电容器工作性能的前提条件下，需要选用小机械结构的电容器，外形最小的电容器需要有薄的绝缘介质和有效的封装。

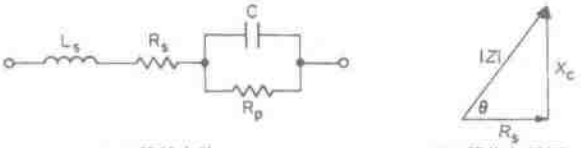
▷▷▷ 9.3.1 电介质性能

电容器由一对电极和电极之间的绝缘材料构成，可以利用公式（9-9）计算以法拉为单位的电容器电容量。

$$C=\frac{kA}{D}\times 8.85\times 10^{-12} \tag{9-9}$$

式中，k 是电容器电介质的介电常数；A 是电容器极板面积，单位为 m^2；D 是电容器两个极板之间的距离，单位为 m。空气的介电常数 k 为 1，因为电容器的电容量和介电常数 k 成正比，所以电容器电介质的选用会影响到电容器的物理尺寸和容量。

一个实用电容器的等效电路可以用图 9-6 表示，图中的 L_s 表示电容器的等效串联电感，R_s 表示等效串联电阻，电阻 R_p 表示等效并联电阻。L_s, R_s 和 R_p 表示电容器的杂散参数，如果假定电容器的 L_s 可以忽略不计，电阻 R_p 为无穷大，电容器的等效电路可以用图 9-6（b）中的电阻 R_s 和电容器的容抗 X_c 构成的失量图来表示，电阻 R_s 一般认为是电容器的等效串联电阻（ESR）。



（a）等效电路　　（b）简化矢量图

图 9-6　电容器的等效表示

损耗因子（介质损耗角）是电容器的另一个重要技术指标，损耗因子这个技术指标和电容器的 Q 值互为倒数关系，如用公式（9-10）所示。

$$d=\frac{1}{Q}=2\pi fCR_s=\cot\theta \tag{9-10}$$

式中，f 是工作频率。损耗因子是电容器的一个重要技术指标，损耗因子这个值应当越小越好。特别在选择 LC 滤波器的支路 Q_S 值时应高一些一样，电容器的 Q 值应足够大于电感的 Q 值，以确保 LC 滤波器的有效 Q 值不会被降低。

类似损耗因子这个技术指标，功率因数是电容器的另一个重要技术指标，参见图 9-6，可以用公式（9-11）表示功率因数这个技术指标。

$$\mathrm{PF}=\frac{R_s}{|Z|}=\cos\theta \tag{9-11}$$

电容器的 Q 值应大于 10，这时电容器的功率因数与 Q 值之间可以用公式 PF=1/Q 表示，损耗因子或功率因数有时用百分数来表示。

图 9-6 中的并联电阻 R_P 表示电容器由于电容器电介质漏电电流而引起的电阻。一个常用的技术指标就是 R_PC 时间常数，一般用 MΩ·μF 的单位表示。通常又会利用公式（9-12）来表示考虑了所有电阻因素的单一电阻和并联电容的影响。

$$R=\frac{1}{2\pi fCd} \tag{9-12}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

电容器的工作温度系数（TC）表示电容器的容量与温度之间的变化关系，通常用温度每度变化对应电容器容量变化的百万分之一（$\times 10^{-6}$/℃）来表示。滤波器的工作稳定性是重要技术指标，对应电容器的温度稳定性也是重要技术指标。在滤波器设计过程中应减小滤波器的温度系数（TC）或使滤波器的温度系数保持在一个指定的值，使电容器的温度系数可以抵消电容器或电阻的温度系数。电容器的电介质材料也有工作温度范围的技术要求，超出这个工作温度范围电容器的材料就会产生永久性的质变化。

电容器的另一个重要技术指标是表示电容器经历了一个温度变化循环后电容器容量与初始容量的变化，为确保滤波器在关键应用场合由于温度变化而引起的长期工作稳定性，这个变化值应小。

表 9-2 给出了一些电容器常用电介质材料的一些特性。

表 9-2　电容器电介质材料特性

电容器类型	介电常数	温度系数 TC（$\times 10^{-6}$/℃）	消耗因数（介质损耗角）（%）	绝缘电阻（MΩ·μF）	温度范围（℃）
铝	8	±2500	10	100	-40～+85
陶瓷 NPO/COG	65	±30	0.02	5×10^{3}	-55～+125
陶瓷	2000	±15%①	1	5×10^{3}	-55～+125
玻璃	5	±140	0.001	10^{6}	-55～+125
云母	6	±50	0.001	2.5×10^{4}	-55～+150
纸	3	±800	1.0	5×10^{3}	-55～+125
聚碳酸酯	3	±50	0.2	5×10^{5}	-55～+125
PEN（聚乙烯邻苯二甲酸酯）	3	±200	0.40	10^{5}	-55～+125
PET（聚乙烯对苯二甲酸乙二醇酯/聚酯薄膜）	3.2	+400	0.50	10^{5}	-55～+100
PPS（聚乙烯硫化物）	3	+80	0.10	5×10^{5}	-55～+150
聚丙烯	2.2	-250	0.05	10^{5}	-55～+105
聚苯乙烯	2.5	-120	0.01	3.5×10^{7}	-55～+85
聚砜树脂	3.1	±80	0.3	10^{5}	-55～+150
陶瓷	5	+120	0.1	5×10^{5}	-55～+125
钽	28	+800	4.0	20	-55～+85
Teflon	2.1	-200	0.04	2.5×10^{5}	-70～+250

① 在整个温度范围内。

▷▷▷ 9.3.2　电容器的结构

1. 表面安装电容

表面安装技术可以比常用元件过孔引脚安装提供更高的安装密度，在电路板的两面都可以使用表面安装有源和无源器件，最终由于元件的体积更小、电路板的有效元件安装面积加倍，电路板的元件安装密度可以有 4 倍的提高。图 9-7 所示为典型表面安装电容的结构，表面安装电容端子被焊接在

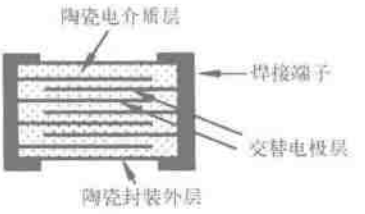


图 9-7　表面安装陶瓷电容器的典型结构

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

印刷电路板（PCB）上，大多数的表面安装电容不会出现常用引线电容的引脚焊接问题，表面安装元件有时又叫作片状元件，例如片状电容器、片状电阻器、片状电感器等。

如表 9-3 所示，表面安装电容器根据电容器的长度和宽度尺寸来分类。

表 9-3　优选尺寸

ETA 尺寸代码	公制尺寸代码	长度 *L*	宽度 *W*
0201	0603	0.02in(0.6 mm)	0.01in(0.3 mm)
0402	1005	0.04in(1.0 mm)	0.02in(0.5 mm)
0603	1608	0.06in(1.6 mm)	0.03in(0.8 mm)
0805	2012	0.08in(2.0 mm)	0.05in(1.2 mm)
1206	3216	0.12in(3.2 mm)	0.06in(1.6 mm)
1210	3225	0.12in(3.2 mm)	0.10in(2.5 mm)
1812	4532	0.18in(4.5 mm)	0.12in(3.2 mm)
2225	5764	0.22in(5.7 mm)	0.25in(6.4 mm)

表 9-4　标准电容值

10	**18**	**33**	**56**
11	20	36	62
12	**22**	**39**	**68**
13	24	43	75
15	**27**	**47**	**82**
16	30	51	91

表 9-4 所示为标准电容值前两位的数值，黑体参数值表示建议选用的值，但是在使用中常常会用到非标准值的表面安装电容，这些非标准的表面安装电容值和现有的标准表面安装电容器值相比远非经济上的考虑，如可能可以考虑客户定制的方法获得，这要求需求量应得到保证。

2. 轴向和径向引脚结构

电容器的另一种封装方法就是轴向引脚结构，如图 9-8 所示。

对如云母、聚丙烯、聚苯乙烯电容器均采用如铝或直接另布于电介质表面的金属层电极，电介质和电极被卷在了一起，箔或金属膜电极的交替叠层可以安装电容器的电极。

可以按照热收缩的封装形式来封装薄膜电容，然后再把它用环氧树脂或端帽的方式封装进一个模型框封装内，一种更为经济的封装形式是把塑料薄膜电容卷好后用环氧树脂封装电容器的两端。

最经济的封装形式就是把卷好的薄膜电容插入一个聚苯乙烯的热缩管内封装，最后形成一个坚固的封装，这叫卷式填充法。但是，这样电容器还没有真正实现封装，这样会通过封装气孔而受到湿度和溶剂进入的影响。

可以把封装好后的电容器端子再用环氧树脂封装，这样可以克服外界湿气和化学因素的影响，如果针对恶劣环境需要完全的密封封装，电容器可以采用金属与玻璃的过渡封装在金属壳内。针对轴向电容封装，还有一种径向封装的方法（这时电容器引脚位于和电容器轴一致的方向）。径向封装如图 9-9 所示，这时引脚被径向连接到电容体，电容器径向封装的主要参数有引脚空间尺寸 *S*、高度 *H*、长度 *L* 和厚度 *T*。轴向和径向元件就是我们所说的“过孔”元件，因为他们在安装时需要插入印刷电路板的元件安装孔，而不是像表面安装元件那样安装。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

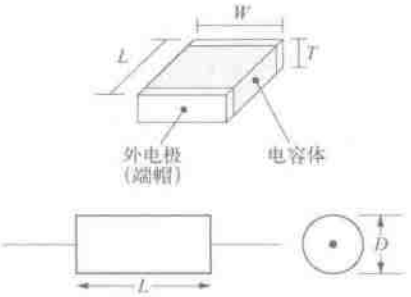


图 9-8　轴向引线结构

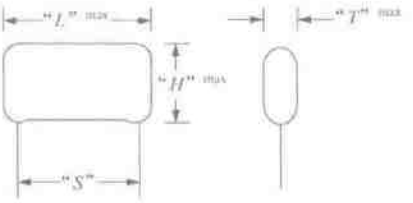


图 9-9　径向引线结构

例如陶瓷电容器、云母电容器和含有更为硬性的电介质材料的陶瓷和不能卷的薄膜电容，可以采用叠层或叠的方式封装，引脚加在了电极的一端，然后整个再进行环氧封装。更为常用的就是采用表面安装封装结构。

3. 电解电容器结构

单位体积容量最高的电容器就是铝或钽电解电容器，它们的典型结构就是由插入电解液的两个电极组成，如图 9-10 所示，电解电容器的一个或两个电极被极薄的铝或钽氧化层紧紧地卷包，形成高介电常数和良好电特性的薄膜，电解液在电极和薄膜电极之间，然后封装在一个密封的金属壳内，通过在电解电容器的阴极和阳极两个电极之间加 DC 电压可以形成介电薄膜，从而形成永久性的电极极化。如果两个电极面都极化则会形成无极性电容，电容的容量只有等效极化电容器的一半。

固态阳极钽电解电容由一个在钽氧化层表面烧结的阳极小球组成，小球涂覆有锰金属二氧化物的固态电介质构成了阴极，这种结构在电性能上优于其他形式的电解液形成结构，图 9-11 所示为表面安装形式的固态钽电容器结构，需注意的是在电容器的外面总会注明电容器的极性。

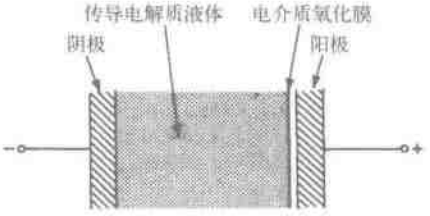


图 9-10　电解电容器

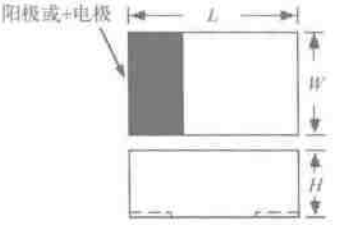


图 9-11　表面安装钽电容器

9.3.3　用于滤波器的电容器选用

在电容器的应用中其性能和电介质材料有很大的关系，电容器的选用和许多因素有关，例如电容量、工作温度范围和工作稳定性、工作频率范围、要求的精度（误差）、损耗因数（Q）、电压额定值等。针对有源和无源 LC 滤波器应用场合，最常用的电容器有薄膜电容器和陶瓷电容器。

1. 薄膜电容器

用于表面安装形式的薄膜电容器主要有两种构建方式。一种是叠层薄膜电介质，在叠层

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

薄膜电介质的一面被金属化，这叫作叠层薄膜片状电容器。另一种表面安装形式的薄膜电容器是采用卷绕的方式，叫作金属电极无引脚面（MELF）片状电容，同样也可以采用前面介绍使用的过孔轴向和径向引脚方式。

聚酯（聚酯薄膜/PET）电容器是薄膜电容器中体积最小、最经济的薄膜电容器，在工作频率低于几百千赫兹、工作温度高达 125℃的通用滤波器中可以优先选用，电容量范围为 1000pF 到高达 10μF，低于 1000pF 容量的聚酯（聚酯薄膜/PET）电容器不推荐使用，除非在电压额定值高达几百伏特的应用场合，这里要求有更厚、更为坚硬的薄膜。

PEN（聚萘二甲酸乙二醇酯）薄膜电容器类似于 PET（聚对苯二甲酸乙二醇酯）薄膜电容器，但是可以在较高的电压额定值和更好的误差情况下得到。

PPS（聚苯硫醚）薄膜电容器相对 PET（聚对苯二甲酸乙二醇酯）薄膜电容器和 PEN（聚萘二甲酸乙二醇酯）薄膜电容器具有最好的优势，它可以在较高的工作温度、焊接温度下工作和焊接，误差较小，但是 PPS（聚苯硫）薄膜电容器比 PET（聚对苯二甲酸乙二醇酯）薄膜电容器和 PEN（聚萘二甲酸乙二醇酯）薄膜电容器的价格要高些。

聚苯乙烯电容器具有所有薄膜电容器最好的电气工作性能，聚苯乙烯电容器的温度系数可以得到精确的控制，并具有标称-120×10^{-6}/℃的温度系数。由于具有可以预测的温度特性，这些电容器非常适用于 LC 谐振电路的应用场合，在这种应用场合电感的温度系数为正，电容器的折合温度系数为 0.1%，损耗非常小，最终的损耗因数近似为 0.01%。但是最高工作温度被限制在 85℃。聚丙烯电容器在工作特性上可以和聚苯乙烯电容相比较，虽然聚丙烯电容器的损耗因数和温度系数要比聚苯乙烯电容稍为高些。最高工作温度额定值为 105℃，聚丙烯电容在经济上比基苯乙烯电容更为经济，在价格上和聚酯薄膜电容器几乎可比。

图 9-12 所示为聚酯薄膜（PET-聚对苯二甲酸乙二醇酯）、PPS（聚苯硫）和聚苯乙烯电容的电容量、损耗因子（介质损耗角）与温度之间关系的比较曲线。很明显，聚苯乙烯电容器的特性要好些，虽然 PPS（聚苯硫）在整个温度变化范围内电容量的变化较小。损耗因子（介质损耗角）也是频率的函数，所以在高频时电容器的介质损耗也会加大，从而会降低电路的 Q 值。

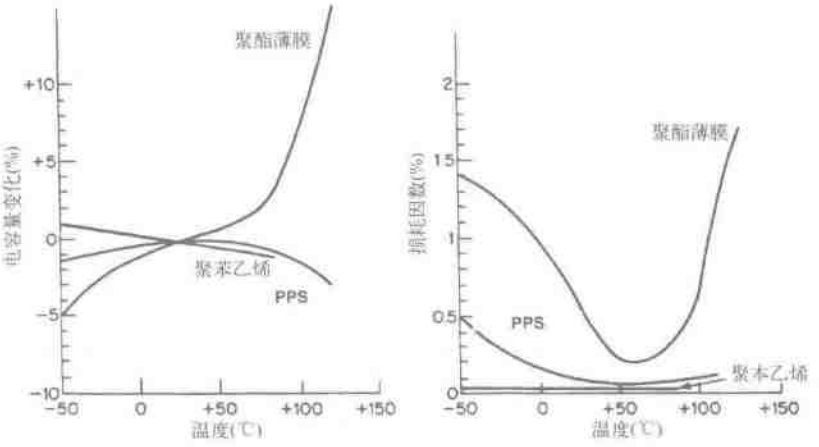


图 9-12　电容器和损耗因子与薄膜电容环境温度关系曲线

市面上有标准误差在 1%、2.5%、5%、10%、和 25%的薄膜电容器，对大多数应用场合，2.5%和 5%的误差就可以满足使用，特别在通过调节电感或通过调节有源滤波器中的电

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

位器来调节电路谐振频率的应用场合更为如此，在选用电容器容量低误差的应用场合也会加大电路的成本。

如果加在电容器上的差分电压过高，就会击穿电容器的电介质而造成电容器的永久损坏，大多数的薄膜电容器的直流额定电压范围可以在 33～600V 或更高。由于大多数的电容工作于几伏的电压范围，所以对电容器的额定工作电压不是个关键的技术指标要求。电容器的额定工作电压提高会造成电容器的体积加大，所以无需使用过高额定工作电压的电容器。但是，容量低于 0.01μF 的低额定工作电压聚苯乙烯电容在电路板焊接时通过引脚的焊接或是热量通过引脚而使介电介质薄膜变形，从而改变聚苯乙烯薄膜电容的容量。由于额定电压在 100V 或更高的聚苯乙烯薄膜电容的介电薄膜的厚度较大，所以出现引脚焊接热量而引起薄膜电容容量变化的情况可能性要小些。

除了电阻性损耗，图 9-6（a）所示的等效电路含有杂散电感 L_s，随工作频率的加大而接近 L_s 和 C 的串联谐振频率时会导致如图 9-13 所示的电路阻抗快速下降现象。在电路高于自谐振工作频率区间电路阻抗变为感性，自谐振电路的阻抗和电路结构和有关电路元件参数值有很大关系。一般而言，薄膜电容适合于几 MHz 工作频率范围的应用场合。

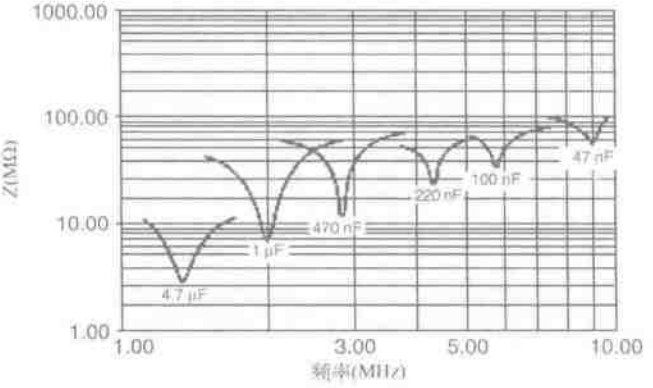


图 9-13　薄膜电容的自谐振效应

薄膜电容器没有压电效应，这就意味着任何机械振动或机械冲击不会在薄膜电容器产生相应的电压。

2. 陶瓷电容器

利用图 9-7 所示的叠层或堆叠的方法可以构成陶瓷电容器，首先通过铸造钡钛酸盐粘结剂浆液膜形成陶瓷板，然后涂覆金属墨再形成电极，最终形成高介电常数的电介质。另一种方法就是采用电性能稳定的顺电性材料来构建陶瓷电容，这种顺电性材料的介电常数较低，但是有很好的电工作性能（钛酸钡不是其中的主要组成成分）。根据电极板被堆叠成层，然后在炉子里烧结方法不同陶瓷电容可以分为几类。

基本介电材料的介电常数 k 可以在室温高达 3000，在 125℃时可以高达 10 000，出现最大介电常数 k 的温度点叫居里温度点，通过引入添加剂可以降低居里温度点、减小温度变化的影响和可以获得负温度系数的陶瓷电容。

陶瓷电容器可以有不同的形状，单片式陶瓷电容可以直接做在金属框的基座上做成表面安装陶瓷电容，也可以做成传统的碟状形状。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

有不同温度系数的陶瓷电容器可供选用，一些陶瓷电容器的温度特性如图 9-14 所示，

图 9-14 中的 P100 有 100×10^{-6}/℃的正温度系数，也有负温度系数的陶瓷电容到 N4700（4700×10^{-6}/℃），NPO 可以做到接近 0 的温度系数。这些陶瓷电容器在无源和有源滤波器网络中的温度补偿中都非常有用。

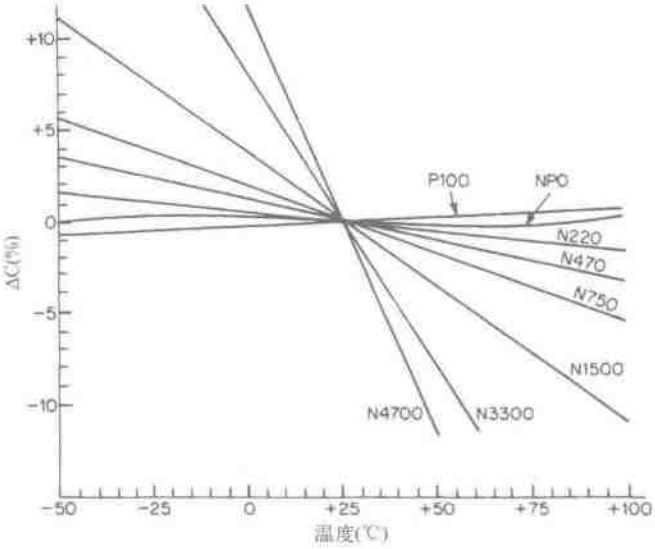


图 9-14　陶瓷电容器的温度特性

基本上有两类陶瓷电容器，第一类是最常用的陶瓷电容器-EIA 类 1（非常适合于滤波器应用场合），可用于温度补偿的应用场合，更特别的是 NPO 类（所谓的 COG），这类陶瓷电容器的温度工作稳定性非常好。

第二类即 EIA 类 2，这类陶瓷电容器具有非常高的介电常数，因而其容量和体积比值大，可以获得高的电容量，有 X7R、X5R、Z5U 和 Y5V 等型号，它们有高得多的温度系数，较高的损耗因子（介质损耗角）和压电效应。即在任何振动或冲击下会产生压电效应，而产生小的压电电压，在小信号的应用场合会产生非常不利的影响，例如对前置放大器的小信号放大等应用场合就会产生不利影响。同时，由于具有高的电压系数（由于瞬态电压变化而引入电容的容量变化）而引入低电平的三次谐波失真。所以，这类陶瓷电容器不适合于有强冲击力的应用场合，例如在电源、集成电路去耦合和精密有源或无源滤波器的应用场合就不适合这类陶瓷电容器的使用。

陶瓷电容器的电特性比较见表 9-5。

表 9-5　陶瓷电容器电特性比较

参数	NPO 或 COG	X7R	X5R	Z5U	Y5V
工作温度范围	-55～+125℃	-55～+125℃	-55～+85℃	10～+85℃	-30～+85℃
温度系数	$0\pm50\times10^{-6}$/℃	±15%*	±15%*	+22%，-56%*	+22%，-56%*
损耗因数（介质损耗角）	<0.1%	<2.5%	<3%	<3%	<5%
绝缘电阻	>1000MΩ·μF	>1000MΩ·μF	>1000MΩ·μF	>100MΩ·μF	>100MΩ·μF

*在整个温度范围内。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

陶瓷电容器的容量范围为 0.5pF 到高达 2.2μF，直流工作电压可以高达几千伏，对较大容量的陶瓷电容器直流工作电压可以低至 3V，NPO（COG）类陶瓷电容器的容量误差可以达到±1%。

陶瓷电容器的杂散电感小，损耗因子（介质损耗角）随工作频率的变化小，这些工作特性使陶瓷电容器适用于高频应用场合，甚至可以工作于高达 GHz 工作频率范围，由于表面安装封装陶瓷电容器的杂散参数影响小，所以表面安装陶瓷电容非常适合于高频应用场合。

3. 云母电容器

云母电容器的价格虽然比陶瓷或薄膜电容器的价格高，但是云母电容器具有其他类别电容器不可比的电工作性能（云母是一种岩石，所以性能非常稳定），云母电容器的温度系数典型值为$\pm 25\times10^{-6}$/℃，容量重复性小于 0.1%，损耗因子（介质损耗角）典型值为 0.01%（Q=10 000），云母电容器可以工作于 150℃的高温，容量大于 10 000pF 时价格就很高，使用时需避免使用容量很高的云母电容器。

云母电容器有引脚和表面安装两种结构形式，引脚结构云母电容类似于图 9-9 所示的结构。

引脚结构的云母电容器就是所谓的镀银云母，云母极板的两面镀银来形成电极，堆叠后再用热的方法绑定在一起形成机械性能稳定的云母电容器，然后通过适当的工艺涂覆一层环氧树脂涂层。

堆叠结构的云母电容器的高频工作特性好，可以工作于 GHz 工作频率范围，在高工作频率下保持低的损耗因子（介质损耗角），杂散电感小。

4. 电解电容器

铝电解电容器常用于低频旁路和非精密定时，一般不适用于有源和无源滤波器应用场合，具有不对称和误差范围宽，例如可以有+80%/-20%的误差范围，并且使用中需要有直流极化（如果电解电容器的直流供电电压加反了会引起电解电容器的损坏，严重时会猛烈的爆炸）。电解电容器的工作稳定性差，有保质期的限制。大的杂散电感和串联电阻使电解电容器不适合于高频应用场合。

另一方面，钽电解电容器可以以小体积获得大容量，可以用于有源和无源滤波器应用场合，有很高的温度系数（典型值为$+800\times10^{-6}$/℃）和高的损耗因子（介质损耗角，近似为 4%）。但是，在低选择性滤波器应用场合这不会有大的影响，钽电解电容器的高频工作特性优于铝电解电容器，容量标准误差在 10%～20%之间。

钽电容器的制作方法和铝电解电容器的制作方法类似，使用时有电极极化的问题，但是，钽电容器没有保质期限制，甚至可以在没有直流极化的情况下工作，暂时的反向加电使用钽电解电容器不会损坏钽电容器，但是在铝电解电容器中这是不允许的。

钽电容器在使用中无需一直加极化电压，有无极性的钽电解电容可供选用，但是无极性的钽电容器价格较高，并且市面上供货不多，如果两个完全一样的钽电容器按图 9-15 所示方法背靠背的串联使用，就会得到无极性的钽电容器，这时总容量为原来单个钽电容器的 1/2。

图 9-15　无极性钽电容器

有 3 种类型的钽电容器可供选用，分别是干箔、湿箔和固态钽电容器。干箔钽电容器由箔阳极和阴极组成，利用一层绝缘纸隔开两个箔电极然后再泡在电解液中。湿箔钽电容器利用多孔钽电容阳极和镀银板作为钽电容阴极，装有电

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

极的电容内充入硫酸作为电解液。固态钽电容器由挤压后的钽粉末板和铅作为阳极，在电介质的表面形成一层钽的五氧化物作为钽电容器的阴极，然后再用环氧树脂封装。

在有任何精度要求的应用场合不推荐使用钽电容器，滤波器设计中需要阻抗提升，可以选用薄膜或陶瓷电容器。

5. 微调电容器

在 LC 滤波器中，例如 RF 应用场合，一般调节电容比调节电感更易于电路的谐振调节，可以用一个小容量的可调电容器和谐振电容器并联，一般可使用空气介质的微调电容、陶瓷微调电容、云母微调电容或玻璃介质的微调电容。

空气介质电容器由两个极板组成，一个极板装在轴上可以旋转，另一个极板固定在轴上，旋转极板时导致极板相对面积改变，从而导致电容器的容量发生改变。由于空气的介电常数为 1，对大容量的可变电容器就要求极板面积和极板数量增加很多，由于空间的限制，要把可变电容的容量做得很大就有困难，小体积的标准的空气可变电容器的容量最大为 15 或 20pF，尺寸大的可变电容器的容量范围可以高达 150pF。

由于陶瓷电介质的介电常数比空气大，所以陶瓷可变电容器的体积比空气可变电容器的体积小，陶瓷微调电容器一般由两片中心有孔的陶瓷叠片组成，通过叠片的中心孔组装在一起，其中一片叠片可以转动，每片镀银的陶瓷片形成可调电容器的电极，随可调陶瓷电容器动片的旋转，电容器电极板之间的相对面积发生变化，从而电容器的容量发生变化。陶瓷微调电容器的最大容量可以做到 50pF，陶瓷微调可变电容器可以用于 VHF 的工作频率范围，也有表面安装的微调陶瓷电容器可供选用。

活塞微调电容器由玻璃或石英管构成，其中外管镀有导电涂层对应电容器的一个电极，另一个电极就是活塞电极，活塞电极可以相对外管电极旋转移动，最终导致电容器的容量变化，多圈活塞微调电容器可以获得很高的电容变化分辨率，活塞微调电容器的电性能特性是所有微调电容器中最好的，但是造价也是最高的，甚至可以用于微波应用场合。

在使用微调电容器时和微调电容器并联的电容器的容量一般要大些，这样有利于获得好的微调分辨率。

9.4 电阻

有源滤波器中用得最多的是电阻，电阻和电容器一样是电路中的基本元件，所以合理选用电阻是很重要的。

电阻一般通过两个电极连接一个电阻体实现，可以利用公式（9-13）计算电阻。

$$R=\frac{\rho L}{A} \tag{9-13}$$

式中，ρ 是电阻率，单位为Ω·cm，l 是电阻长度，单位为 cm，A 是导体截面积，单位为 cm^2。通过选用适当电阻率、长度和截面积的材料就可以制作出所需要的电阻，电阻根据阻值是否可以变化分为固定电阻和可变电阻两类。

9.4.1 固定电阻

固定电阻按电阻材料一般有碳质电阻、碳膜电阻、金属陶瓷膜电阻、金属膜电阻、线绕电阻、厚膜电阻和薄膜电阻等。所有这些电阻中，厚膜和薄膜电阻在滤波器中常以片状电阻

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的形式出现，市场上可以很方便地得到，表 9-6 所示为一些固定电阻的典型工作特性。

表 9-6　固定电阻的典型工作特性

类型	范围	标准误差（%）	额定功率（W）	温度系数（℃）
碳化合物	1～100MΩ	5，10	1/8，1/4，1/2，1，2	±1000
碳膜	1～10MΩ	2，5	1/8，1/4，1/2，1，2	±200
碳膜	10～22MΩ	0.5，1	1/4，1/2	±100
金属膜	0.1～1MΩ	0.1，0.25，0.5，1	1/8，1/4，1/2，1，2	±25
线绕	1～100kΩ	5，10，20	3，5，10，20	±50
厚膜	1～20MΩ	0.5，1，2，5	1/8，1/4，1/2，1	±100
薄膜	10～100kΩ	0.05，1，2，5	1/8，1/4，1/2，1，2	±25

1. 厚膜和薄膜电阻

厚膜电阻一般利用涂覆粘贴到陶瓷极板的丝网印制法来制作，重要的是需要加一层附加金属层，这个金属层含电极，被涂覆到基板上。另一方面，薄膜是一个选用部分，一层金属被喷涂到基板上，然后部分金属被按一定格式移除掉，最终形成所需要的膜电阻。

薄膜处理利用光刻法，这样可以比厚膜电阻得到阻值更精确的薄膜电阻，并且薄膜电阻的温度系数更为理想。但是，厚膜电阻的功率可以做得更大，并且更为经济。

如表 9-7 和图 9-16 所示，薄膜和厚膜电阻可以做成标准尺寸和额定功率值的表面安装形式。

表 9-7　表面安装薄膜电阻的尺寸和额定功率值

公制尺寸代码	英制尺寸代码	长度 L	宽度 W	功率
0201	0603	0.02in（0.6mm）	0.01in（0.3mm）	1/20W
0402	1005	0.04in（1.0mm）	0.02in（0.5mm）	1/16W
0603	1608	0.06in（1.6mm）	0.03in（0.8mm）	1/10W
0805	2012	0.08in（2.0mm）	0.05in（1.2mm）	1/8W
1206	3216	0.12in（3.2mm）	0.06in（1.6mm）	1/4W
1210	3225	0.12in（3.2mm）	0.10in（2.5mm）	1/4W
1812	4532	0.18in（4.5mm）	0.12in（3.2mm）	1/2W
2010	5025	0.20in（5.0mm）	0.10in（2.5mm）	1/2W
2225	5764	0.22in（5.7mm）	0.25in（6.4mm）	1W

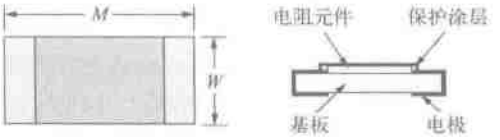


图 9-16　表面安装薄膜电阻

除表面安装形式外，薄膜和厚膜电阻也可以做成其他的封装形式（例如轴向引脚式），但是对中或低功率的应用场合，表面安装形式的杂散参数小和造价低，在中或低功率应用场合推荐使用表面安装形式。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 9-8 所示为精密膜电阻的标准值，这些值由 4 位数字表示，前三位可以利用表格选用，第 4 位为 0，第 4 位在在表中没有显示，表 9-8 中的黑体数字对应标准 1%的参数值，表中所列数字对应误差为 0.1%、0.25%和 0.5%。

表 9-8 精密膜电阻的标准值

10.0	**12.1**	**14.7**	**17.8**	**21.5**	**26.1**	**31.6**	**38.3**	**46.4**	**56.2**	**68.1**	**82.5**
10.1	12.3	14.9	18.0	21.8	26.4	32.0	38.8	47.0	56.9	69.0	83.5
10.2	**12.4**	**15.0**	**18.2**	**22.1**	**26.7**	**32.4**	**39.2**	**47.5**	**57.6**	**69.8**	**84.5**
10.4	12.6	15.2	18.4	22.3	27.1	32.8	39.7	48.1	58.3	70.6	85.6
10.5	**12.7**	**15.4**	**18.7**	**22.6**	**27.4**	**33.2**	**40.2**	**48.7**	**59.0**	**71.5**	**86.6**
10.6	12.9	15.6	18.9	22.9	27.7	33.6	40.7	49.3	59.7	72.3	87.6
10.7	**13.0**	**15.8**	**19.1**	**23.2**	**28.0**	**34.0**	**41.2**	**49.9**	**60.4**	**73.2**	**88.7**
10.9	13.2	16.0	19.3	23.4	28.4	34.4	41.7	50.5	61.2	74.1	89.8
11.0	**13.3**	**16.2**	**19.6**	**23.7**	**28.7**	**34.8**	**42.2**	**51.1**	**61.9**	**75.0**	**90.9**
11.1	13.5	16.4	19.8	24.0	29.1	35.2	42.7	51.7	62.6	75.9	92.0
11.3	**13.7**	**16.5**	**20.0**	**24.3**	**29.4**	**35.7**	**43.2**	**52.3**	**63.4**	**76.8**	**93.1**
11.4	13.8	16.7	20.3	24.6	29.8	36.1	43.7	53.0	64.2	77.7	94.2
11.5	**14.0**	**16.9**	**20.5**	**24.9**	**30.1**	**36.5**	**44.2**	**53.6**	**64.9**	**78.7**	**95.3**
11.7	14.2	17.2	20.8	25.2	30.5	37.0	44.8	54.2	65.7	79.6	96.5
11.8	**14.3**	**17.4**	**21.0**	**25.5**	**30.9**	**37.4**	**45.3**	**54.9**	**66.5**	**80.6**	**97.6**
12.0	14.5	17.6	21.3	25.8	31.2	37.9	45.9	55.6	67.3	81.6	98.8

2. 金属膜电阻

金属膜电阻通过在基板上涂覆一层镍铬合金来实现的，可以获得一些额外的工作特性，金属膜电阻的标称误差为±1%，但是也有误差为±0.1%、±0.25%和±0.5%的金属膜电阻，温度系数可以低至$\pm 15\times 10^{-6}$/℃，阻值重复性和老化特性不超过 0.25%。

金属膜电阻有好的工作特性，除低的温度系数和高的长期工作稳定性外，工作噪声是电阻中最低的，杂散效应最小，在低于 10MHz 工作频率下工作特性没有明显的变化，在电路设计过程中使用方便，对环境应力有很好的适应性，工作可靠性高。虽然可以获得 0.1%误差的金属膜电阻，但由于误差 1%金属膜电阻的价格优势，所以误差 1%的金属膜电阻得到了广泛使用。

在没有损坏电阻的情况下，电阻可以连续耗散的最大功率值为电阻额定功率，这个额定功率值一般对应 70℃的环境温度，如果工作环境温度更高会导致电阻的额定功率值降低。一般而言，为确保电路工作可靠性应选用余量因子为 2 的余量。

3. 金属陶瓷膜电阻

金属陶瓷膜电阻是将金属和陶瓷玻璃颗粒的混合物涂覆在陶瓷核心上然后再高温烧烤而制作成的，在同样尺寸条件下，金属陶瓷膜电阻的阻值可以比其他类型的电阻做得更高，可达几百兆欧姆。但是，和金属膜电阻相比较电性能要差些，温度系数较高（典型值为 200×10^{-6}/℃），重复性和长期工作稳定性典型值为 0.5%，阻值标准误差为 1%。

线绕电阻也可以获得精密阻值的电阻。线绕电阻由电阻丝组成，例如镍铬铁合金绕在绝缘核上。除较高的杂散参数外，在工作特性可比的情况下，价格比金属膜电阻高。线绕电阻适用于大功率应用场合。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷▷ 9.4.2　可变电阻

可变电阻一般指电位器或微调电阻，可以按材料划分，例如碳电阻、金属陶瓷电阻、线绕电阻。可调电阻又可以分为单圈或多圈可调电阻。这三类基本类型电阻的电特性如表 9-9 所示。

表 9-9　电位器的典型工作特性

类型	范围	标准误差（%）	额定功率（W）	温度系数（$\times 10^{-6}$/℃）
碳化合物	100～10MΩ	10，20	0.5，1，2	±1000
金属陶瓷	100～1MΩ	5，10，20	0.5，1	±100
线绕	10～100MΩ	5，10	0.5，1，5，10	±100

如图 9-17（a）所示，电位器有三个引脚（图中的 CW 表示顺时针方向旋转），因为在大多数应用场合需要用到两引脚可变电阻或变阻器，而不需要使用电阻分压器，所以使用中常把两个引脚按图 9-17（b）所示的方法连接来实现变阻器的功能。

1. 结构

线绕可变电阻的基本结构是单圈和多圈结构，单圈电位器通过位于中心的调节柄转动线绕电位器的触点来实现阻值调节目的，滑动触点在线绕电阻丝上。可变电阻的触点可以是外露的也，可以是封闭在一个外壳里的。可调节部件上一般有个沟槽，以便于调节螺丝刀的调节，有些可调电阻上的滑动触点做成齿状移动轮，以便于手动调节电阻的实现。

单圈三引脚的可调电位器一般可以旋转 270° 作为整个调节范围，增加圈数可以改进调节精度，多圈微调电位器有一个线轴，还有一个线轴接触的动触点，动触点用作改变触点位置，从而实现可变电阻的阻值调节，结构如图 9-18 所示。

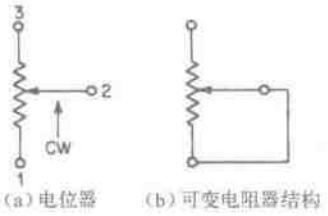


图 9-17　电位器的链接

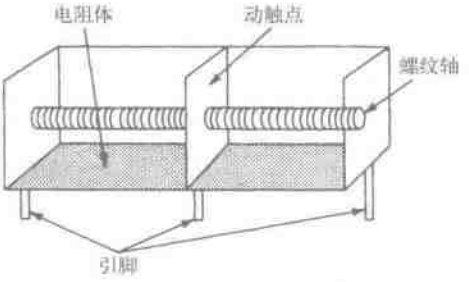


图 9-18　多圈电位器结构

微调电位器的调节控制，特别对单圈线绕微调电位器由于振动的原因会致使动触点的位移，为确保微调电位器的工作稳定性，在微调电位器的制作过程中需要采取相应的措施确保微调电位器的工作稳定性。例如把微调电位器放在封装完好的密封壳内，或在调节好微调电位器的阻值后用胶把微调电位器的可调节部件粘封起来。

2. 电阻体的类型

碳质电位器是通过把碳的混合物置于一个非导电的碟片或基座上，并留有引脚，动触点在完成后再装上。

碳质电位器有单圈和多圈的形式可供选用，这些碳质电位器的价格低，并且电性能指标也差，温度系数（TC）大约为 1000×10^{-6}/℃，重复性和长期工作稳定性差。所以，碳质电

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

位器在滤波器电路的使用范围有限。

金属陶瓷薄膜电位器在滤波器网络中得到了很好的应用，价格合理，电阻值可调范围宽，有很好的温度特性和工作稳定性，杂散效应小。采用把金属陶瓷薄膜涂覆于厚度为0.0005～0.005in 的非导电碟片或基座上制作而成。

线绕电位器利用把电阻丝（通常为镍铬铁合金）线绕在绝缘基座上制作而成，温度工作特性和金属陶瓷可比，但是造价较高，主要优点是功率可以做得较大，但是，对大多数滤波器的技术要求而言，功率不是个很重要的技术要求。

和其他类型的电位器比较，线绕电位器有不同的调节方法，其他类型的电位采用旋转的调节方法，阻值变化和旋转角度成线性变化关系，分辨率好（也可以获得非线性的调节特性，例如对数调节特性）。但是，线绕电位器由于是一圈一圈绕制而成的，所以线绕电位器的阻值变化是步进的，线绕电位器的阻值调节分辨率（或叫调节特性）不如金属陶瓷电位器或碳质电位器。

3. 额定值

由于电位器被用作可调节元件，所以电位器的总误差不是个重要技术指标，一般 10%或20%就可以满足要求，同样的原因，不需要有许多不同的标准值供选用，标准值一般用数字1、2、5 或 10Ω～10MΩ的范围表示。

▷▷▷ 9.4.3 电阻的约翰逊（热）噪声

高于绝对 0 度（-273℃或 0K）时，任何物质中的电子处于不停的运动状态，运动方向杂乱无章，所以不会检测到电流的流动，但是会出现连续的脉冲噪声，这就是常说的约翰逊（热）噪声，电阻中的噪声幅度和电阻值有关，可以用公式（9-14）计算。

$$V_n^2 = 4\,K_b TRB \ (\mathrm{V^2/Hz}) \tag{9-14}$$

式中，V_n 是噪声电压，单位为 V；K_b 是波尔兹曼常数，等于 1.38×10^{-23}J/K；T 是温度，单位为 K；R 是电阻，单位为Ω；B是频带宽度，单位为 Hz。

如果假定在室温工作条件下，就可以极大地简化这个公式为公式（9-15）。

$$V_{\mathrm{noise}} = 4\sqrt{R} \tag{9-15}$$

式中，电阻单位为 kΩ，V_{niose} 的单位为每平方根 Hz 纳伏特。所以，1MΩ的电阻将会有 126nV/$\sqrt{\mathrm{Hz}}$ 的约翰逊（热）噪声，图 9-19 所示为 50Ω阻性负载、环境温度 25℃，以 dBm/Hz 为单位的约翰逊（热）噪声曲线。

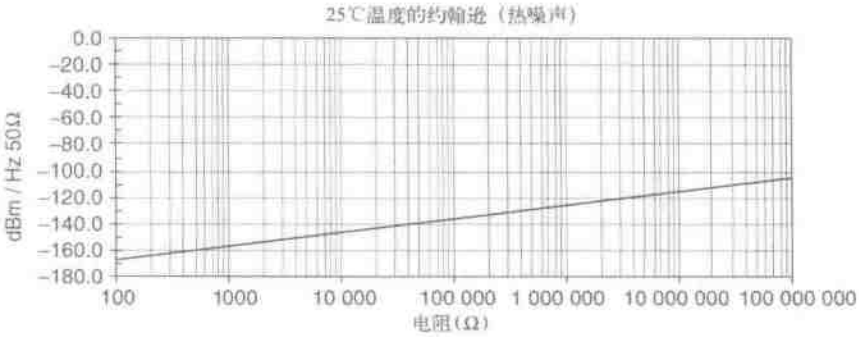


图 9-19 约翰逊噪声与电阻关系曲线

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

虽然噪声电压和最终的噪声功率可能很低，如果这个电阻是高增益有源滤波器的一个组成元件，这个噪声就会很明显。为满足低噪声工作要求，实用中最好使用低阻值的电阻，噪声会随温度和阻值的增加而以和平方根成正比的关系加大。

工作频带越宽，总噪声功率越大，所以即使 dBm/Hz 的幅度不明显，在给定带宽内的总功率会非常大，如果利用公式 V_{noise}^2/R_{term} 转换 V_{noise} 为功率值，公式中的 R_{term} 表示噪声端的电阻，然后把得到的结果乘以以 Hz 为单位的总带宽，就可以得到在这个总带宽内的总噪声功率，对应低噪声应用要求，这个宽带噪声功率可能不可接受。

参考文献

Ferroxcube Corp. "Linear Ferrite Magnetic Design Manual—Bulletin 550." Saugerties, New York: Ferroxcube Corp.

Ferroxcube Corp. "Linear Ferrite Materials and Components." Saugerties, New York: Ferroxcube Corp.

Magnetics, Inc. *2013 Ferrite Catalog*. Butler, Pennsylvania: Magnetics, Inc.

Ferroxcube Corp. *Powder Cores*. Catalog 2004/2005, Butler, Pennsylvania: Magnetics, Inc.

Ferroxcube Corp. *Molypermalloy Powder Cores*. Catalog MPP-303S. Butler, Pennsylvania: Magnetics, Inc.

Micrometals. *Q Curves for Iron Powder Toroidal Cores*. 2013, Anaheim, California: Micrometals.

Micrometals. Jim Cox, ed. *Iron Powder Cores for High Q Inductors*. 2013 Anaheim, California: Micrometals.

Welsby, V. G. (1950). *The Theory and Design of Inductance Coils*. London: Macdonald and Sons.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第10章 归一化滤波器设计表

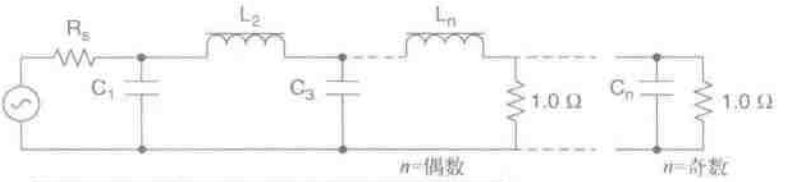
表 10-1 巴特沃斯极点位置

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
2	0.7071	0.7071
3	0.5000	0.8660
	1.0000	
4	0.9239	0.3827
	0.3827	0.9239
5	0.8090	0.5878
	0.3090	0.9511
	1.0000	
6	0.9659	0.2588
	0.7071	0.7071
	0.2588	0.9659
7	0.9010	0.4339
	0.6235	0.7818
	0.2225	0.9749
	1.0000	
8	0.9808	0.1951
	0.8315	0.5556
	0.5556	0.8315
	0.1951	0.9808
9	0.9397	0.3420
	0.7660	0.6428
	0.5000	0.8660
	0.1737	0.9848
	1.0000	
10	0.9877	0.1564
	0.8910	0.4540
	0.7071	0.7071
	0.4540	0.8910
	0.1564	0.9877

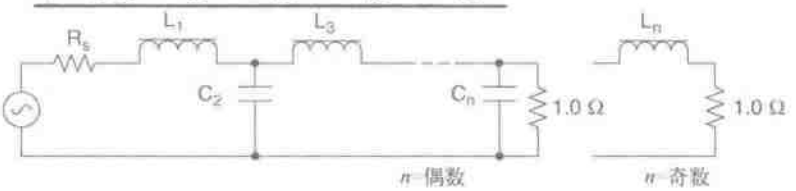
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-2　巴特沃斯 LC 元件参数值



n	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.0000	1.4142	1.4142		
	1.1111	1.0353	1.8352		
	1.2500	0.8485	2.1213		
	1.4286	0.6971	2.4387		
	1.6667	0.5657	2.8284		
	2.0000	0.4483	3.3461		
	2.5000	0.3419	4.0951		
	3.3333	0.2447	5.3126		
	5.0000	0.1557	7.7067		
	10.0000	0.0743	14.8138		
	Inf.	1.4142	0.7071		
3	1.0000	1.0000	2.0000	1.0000	
	0.9000	0.8082	1.6332	1.5994	
	0.8000	0.8442	1.3840	1.9259	
	0.7000	0.9152	1.1652	2.2774	
	0.6000	1.0225	0.9650	2.7024	
	0.5000	1.1811	0.7789	3.2612	
	0.4000	1.4254	0.6042	4.0642	
	0.3000	1.8380	0.4396	5.3634	
	0.2000	2.6687	0.2842	7.9102	
	0.1000	5.1672	0.1377	15.4554	
	Inf.	1.5000	1.3333	0.5000	
4	1.0000	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654
	1.1111	0.4657	1.5924	1.7439	1.4690
	1.2500	0.3882	1.6946	1.5110	1.8109
	1.4286	0.3251	1.8618	1.2913	2.1752
	1.6667	0.2690	2.1029	1.0824	2.6131
	2.0000	0.2175	2.4524	0.8826	3.1868
	2.5000	0.1692	2.9858	0.6911	4.0094
	3.3333	0.1237	3.8826	0.5072	5.3381
	5.0000	0.0804	5.6835	0.3307	7.9397
	10.0000	0.0392	11.0942	0.1616	15.6421
	Inf.	1.5307	1.5772	1.0824	0.3827
n	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4



www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-2　巴特沃斯 LC 元件参数值（续）

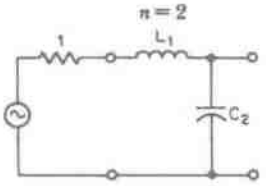
n	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1.0000	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180		
	0.9000	0.4416	1.0265	1.9095	1.7562	1.3887		
	0.8000	0.4698	0.8660	2.0605	1.5443	1.7380		
	0.7000	0.5173	0.7313	2.2849	1.3326	2.1083		
	0.6000	0.5860	0.6094	2.5998	1.1255	2.5524		
	0.5000	0.6857	0.4955	3.0510	0.9237	3.1331		
	0.4000	0.8378	0.3877	3.7357	0.7274	3.9648		
	0.3000	1.0937	0.2848	4.8835	0.5367	5.3073		
	0.2000	1.6077	0.1861	7.1849	0.3518	7.9345		
	0.1000	3.1522	0.0912	14.0945	0.1727	15.7103		
	Inf.	1.5451	1.6944	1.3820	0.8944	0.3090		
6	1.0000	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176	
	1.1111	0.2890	1.0403	1.3217	2.0539	1.7443	1.3347	
	1.2500	0.2445	1.1163	1.1257	2.2389	1.5498	1.6881	
	1.4286	0.2072	1.2363	0.9567	2.4991	1.3464	2.0618	
	1.6667	0.1732	1.4071	0.8011	2.8580	1.1431	2.5092	
	2.0000	0.1412	1.6531	0.6542	3.3687	0.9423	3.0938	
	2.5000	0.1108	2.0275	0.5139	4.1408	0.7450	3.9305	
	3.3333	0.0816	2.6559	0.3788	5.4325	0.5517	5.2804	
	5.0000	0.0535	3.9170	0.2484	8.0201	0.3628	7.9216	
	10.0000	0.0263	7.7053	0.1222	15.7855	0.1788	15.7375	
	Inf.	1.5529	1.7593	1.5529	1.2016	0.7579	0.2588	
7	1.0000	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450
	0.9000	0.2985	0.7111	1.4043	1.4891	2.1249	1.7268	1.2961
	0.8000	0.3215	0.6057	1.5174	1.2777	2.3338	1.5461	1.6520
	0.7000	0.3571	0.5154	1.6883	1.0910	2.6177	1.3498	2.0277
	0.6000	0.4075	0.4322	1.9284	0.9170	3.0050	1.1503	2.4771
	0.5000	0.4799	0.3536	2.2726	0.7512	3.5532	0.9513	3.0640
	0.4000	0.5899	0.2782	2.7950	0.5917	4.3799	0.7542	3.9037
	0.3000	0.7745	0.2055	3.6706	0.4373	5.7612	0.5600	5.2583
	0.2000	1.1448	0.1350	5.4267	0.2874	8.5263	0.3692	7.9079
	0.1000	2.2571	0.0665	10.7004	0.1417	16.8222	0.1823	15.7480
	Inf.	1.5576	1.7988	1.6588	1.3972	1.0550	0.6560	0.2225
	n	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

n	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
8	1.0000	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902		
	1.1111	0.2075	0.7575	0.9925	1.6362	1.5900	2.1612	1.7092	1.2671		
	1.2500	0.1774	0.8199	0.8499	1.7779	1.3721	2.3874	1.5393	1.6246		
	1.4286	0.1513	0.9138	0.7257	1.9852	1.1760	2.6879	1.3490	2.0017		
	1.6667	0.1272	1.0455	0.6102	2.2740	0.9912	3.0945	1.1530	2.4524		
	2.0000	0.1042	1.2341	0.5003	2.6863	0.8139	3.6678	0.9558	3.0408		
	2.5000	0.0822	1.5201	0.3945	3.3106	0.6424	4.5308	0.7594	3.8825		
	3.3333	0.0608	1.9995	0.2919	4.3563	0.4757	5.9714	0.5650	5.2400		
	5.0000	0.0400	2.9608	0.1921	6.4523	0.3133	8.8538	0.3732	7.8952		
	10.0000	0.0198	5.8479	0.0949	12.7455	0.1547	17.4999	0.1846	15.7510		
	Inf.	1.5607	1.8246	1.7287	1.5283	1.2588	0.9371	0.5776	0.1951		
9	1.0000	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	
	0.9000	0.2242	0.5388	1.0835	1.1859	1.7905	1.6538	2.1796	1.6930	1.2447	
	0.8000	0.2434	0.4623	1.1777	1.0200	1.9542	1.4336	2.4189	1.5318	1.6033	
	0.7000	0.2719	0.3954	1.3162	0.8734	2.1885	1.2323	2.7314	1.3464	1.9812	
	0.6000	0.3117	0.3330	1.5092	0.7361	2.5124	1.0410	3.1516	1.1533	2.4328	
	0.5000	0.3685	0.2735	1.7846	0.6046	2.9734	0.8565	3.7426	0.9579	3.0223	
	0.4000	0.4545	0.2159	2.2019	0.4775	3.6706	0.6771	4.6310	0.7624	3.8654	
	0.3000	0.5987	0.1600	2.9006	0.3539	4.8373	0.5022	6.1128	0.5680	5.2249	
	0.2000	0.8878	0.1054	4.3014	0.2333	7.1750	0.3312	9.0766	0.3757	7.8838	
	0.1000	1.7558	0.0521	8.5074	0.1153	14.1930	0.1638	17.9654	0.1862	15.7504	
	Inf.	1.5628	1.8424	1.7772	1.6202	1.4037	1.1408	0.8414	0.5155	0.1736	
10	1.0000	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129
	1.1111	0.1614	0.5924	0.7853	1.3202	1.3230	1.8968	1.6956	2.1883	1.6785	1.2267
	1.2500	0.1388	0.6452	0.6762	1.4400	1.1420	2.0779	1.4754	2.4377	1.5245	1.5861
	1.4286	0.1190	0.7222	0.5797	1.6130	0.9802	2.3324	1.2712	2.7592	1.3431	1.9646
	1.6667	0.1004	0.8292	0.4891	1.8528	0.8275	2.6825	1.0758	3.1895	1.1526	2.4169
	2.0000	0.0825	0.9818	0.4021	2.1943	0.6808	3.1795	0.8864	3.7934	0.9588	3.0072
	2.5000	0.0652	1.2127	0.3179	2.7108	0.5384	3.9302	0.7018	4.7002	0.7641	3.8512
	3.3333	0.0484	1.5992	0.2358	3.5754	0.3995	5.1858	0.5211	6.2118	0.5700	5.2122
	5.0000	0.0319	2.3740	0.1556	5.3082	0.2636	7.7010	0.3440	9.2343	0.3775	7.8738
	10.0000	0.0158	4.7005	0.0770	10.5104	0.1305	15.2505	0.1704	18.2981	0.1872	15.7481
	Inf.	1.5643	1.8552	1.8121	1.6869	1.5100	1.2921	1.0406	0.7626	0.4654	0.1564
n	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-3　巴特沃斯均匀损耗网络



d	L_1	C_2	α_0 (dB)
0	0.7071	1.414	0
0.05	0.7609	1.410	0.614
0.10	0.8236	1.398	1.22
0.15	0.8974	1.374	1.83
0.20	0.9860	1.340	2.42
0.25	1.094	1.290	2.99
0.30	1.228	1.223	3.53
0.35	1.400	1.138	4.05
0.40	1.628	1.034	4.52
0.45	1.944	0.9083	4.94
0.50	2.414	0.7630	5.30
0.55	3.183	0.5989	5.59
0.60	4.669	0.4188	5.82
0.65	8.756	0.2267	5.96

d	C_2	L_1	α_0 (dB)

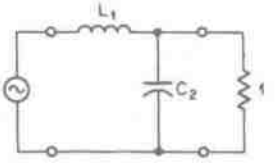
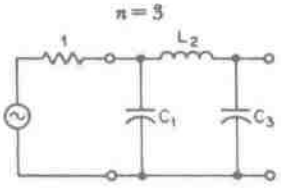
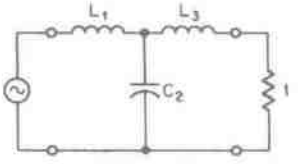


表 10-4　巴特沃斯均匀损耗网络



d	C_1	L_2	C_3	α_0 (dB)
0	0.5000	1.333	1.500	0
0.05	0.5405	1.403	1.457	0.868
0.10	0.5882	1.481	1.402	1.73
0.15	0.6452	1.567	1.334	2.60
0.20	0.7143	1.667	1.250	3.45
0.25	0.8000	1.786	1.149	4.30
0.30	0.9091	1.939	1.026	5.15
0.35	1.053	2.164	0.8743	5.98
0.40	1.250	2.581	0.6798	6.82
0.45	1.538	3.806	0.4126	7.66

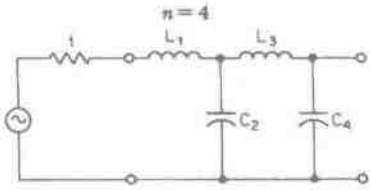
d	L_3	C_2	L_1	α_0 (dB)



www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-5　巴特沃斯均匀损耗网络



d	L_1	C_2	L_3	C_4	α_0 (dB)
0	0.3827	1.082	1.577	1.531	0
0.05	0.4144	1.156	1.636	1.454	1.13
0.10	0.4518	1.240	1.701	1.362	2.27
0.15	0.4967	1.339	1.777	1.250	3.39
0.20	0.5515	1.459	1.879	1.113	4.51
0.25	0.6199	1.609	2.039	0.9400	5.63
0.30	0.7077	1.812	2.384	0.7099	6.73
0.35	0.8243	2.124	3.848	0.3651	7.82
d	C_4	L_3	C_2	L_1	α_0 (dB)

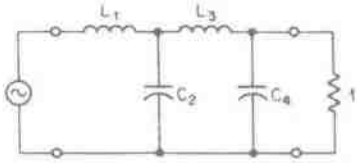
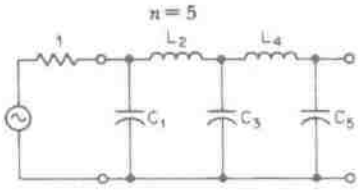
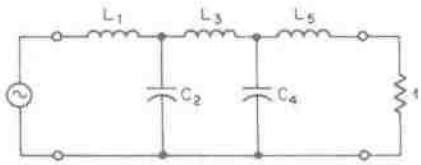


表 10-6　巴特沃斯均匀损耗网络



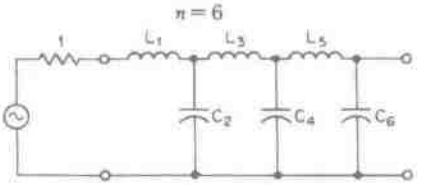
d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	α_0 (dB)
0	0.3090	0.8944	1.382	1.694	1.545	0
0.02	0.3189	0.9199	1.412	1.712	1.504	0.562
0.04	0.3294	0.9468	1.443	1.730	1.461	1.12
0.06	0.3406	0.9754	1.476	1.750	1.414	1.69
0.08	0.3526	1.006	1.512	1.771	1.364	2.25
0.10	0.3654	1.038	1.549	1.794	1.309	2.81
0.12	0.3794	1.073	1.589	1.822	1.250	3.37
0.14	0.3943	1.111	1.633	1.854	1.184	3.93
0.16	0.4104	1.151	1.681	1.894	1.113	4.48
0.18	0.4281	1.195	1.734	1.946	1.034	5.04
0.20	0.4472	1.243	1.796	2.018	0.9452	5.59
0.22	0.4681	1.296	1.867	2.124	0.8434	6.15
0.24	0.4911	1.354	1.953	2.300	0.7242	6.70
0.26	0.5165	1.419	2.061	2.631	0.5798	7.25
0.28	0.5446	1.493	2.204	3.453	0.3965	7.79
0.30	0.5760	1.578	2.409	8.084	0.1476	8.34
d	L_5	C_4	L_3	C_2	L_1	α_0 (dB)



www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-7　巴特沃斯均匀损耗网络



d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	α_0 (dB)
0	0.2588	0.7579	1.202	1.553	1.759	1.533	0
0.02	0.2671	0.7804	1.232	1.581	1.727	1.502	0.671
0.04	0.2760	0.8043	1.264	1.611	1.786	1.446	1.34
0.06	0.2854	0.8297	1.297	1.643	1.802	1.386	2.01
0.08	0.2955	0.8569	1.333	1.679	1.821	1.321	2.68
0.10	0.3064	0.8860	1.372	1.714	1.844	1.250	3.35
0.12	0.3181	0.9172	1.413	1.755	1.874	1.171	4.02
0.14	0.3307	0.9508	1.458	1.802	1.917	1.083	4.69
0.16	0.3443	0.9871	1.508	1.860	1.979	0.9839	5.30
0.18	0.3594	1.027	1.558	1.923	2.080	0.8690	6.00
0.20	0.3754	1.070	1.621	2.008	2.258	0.7313	6.68
0.22	0.3931	1.117	1.690	2.122	2.646	0.5586	7.34

d	C_6	L_5	C_4	L_3	C_2	L_1	α_0 (dB)

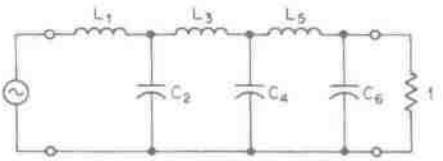
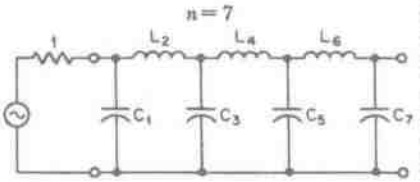
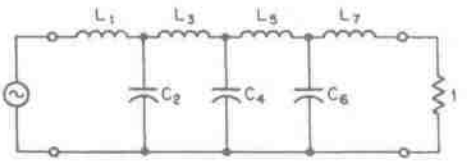


表 10-8　巴特沃斯均匀损耗网络



d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	α_0 (dB)
0	0.2225	0.6560	1.054	1.397	1.659	1.799	1.588	0
0.02	0.2297	0.6759	1.084	1.428	1.684	1.808	1.496	0.781
0.04	0.2373	0.6972	1.114	1.461	1.712	1.818	1.428	1.56
0.06	0.2454	0.7198	1.146	1.496	1.742	1.832	1.354	2.34
0.08	0.2542	0.7440	1.180	1.533	1.775	1.851	1.274	3.12
0.10	0.2636	0.7699	1.217	1.573	1.813	1.878	1.184	3.90
0.12	0.2739	0.7980	1.254	1.614	1.860	1.923	1.085	4.68
0.14	0.2846	0.8281	1.294	1.659	1.910	1.992	0.9701	5.45
0.16	0.2966	0.8608	1.344	1.715	1.979	2.111	0.8350	6.23
0.18	0.3091	0.8960	1.394	1.778	2.073	2.356	0.6679	7.00
0.20	0.3232	0.9243	1.453	1.862	2.233	3.177	0.4220	7.77

d	L_7	C_6	L_5	C_4	L_3	C_2	L_1	α_0 (dB)

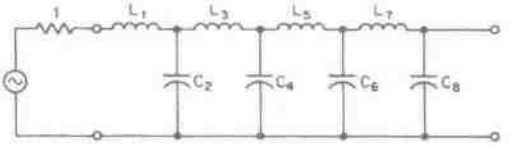


www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-9　巴特沃斯均匀损耗网络

$n=8$



d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	α_0 (dB)
0	0.1951	0.5776	0.9371	1.259	1.528	1.729	1.824	1.561	0
0.02	0.2014	0.5954	0.9636	1.290	1.558	1.752	1.830	1.488	0.890
0.04	0.2081	0.6144	0.9918	1.323	1.590	1.777	1.838	1.409	1.78
0.06	0.2152	0.6347	1.022	1.357	1.624	1.806	1.851	1.321	2.67
0.08	0.2229	0.6564	1.054	1.394	1.622	1.839	1.872	1.224	3.56
0.10	0.2312	0.6796	1.088	1.434	1.703	1.880	1.908	1.114	4.45
0.12	0.2400	0.7046	1.124	1.478	1.750	1.932	1.972	0.9856	5.33
0.14	0.2496	0.7316	1.164	1.526	1.804	2.003	2.101	0.8305	6.22
0.16	0.2600	0.7608	1.208	1.579	1.869	2.110	2.414	0.6307	7.10
0.18	0.2713	0.7926	1.255	1.639	1.951	2.294	3.683	0.3439	7.98
d	C_8	L_7	C_6	L_5	C_4	L_3	C_2	L_1	α_0 (dB)

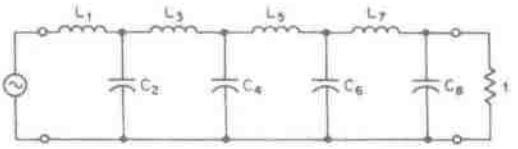
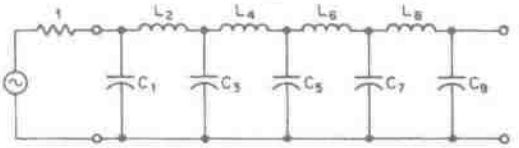
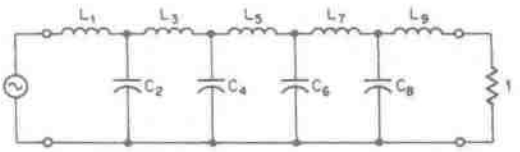


表 10-10　巴特沃斯均匀损耗网络

$n=9$



d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	α_0 (dB)
0	0.1736	0.5155	0.8414	1.141	1.404	1.620	1.777	1.842	1.563	0
0.02	0.1793	0.5316	0.8659	1.171	1.435	1.649	1.798	1.845	1.480	1.00
0.04	0.1852	0.5488	0.8921	1.202	1.469	1.680	1.822	1.851	1.388	2.00
0.06	0.1916	0.5671	0.9199	1.236	1.504	1.713	1.850	1.864	1.286	3.00
0.08	0.1984	0.5867	0.9496	1.272	1.543	1.751	1.884	1.891	1.171	4.00
0.10	0.2058	0.6077	0.9814	1.311	1.584	1.794	1.931	1.942	1.036	5.00
0.12	0.2137	0.6303	1.016	1.353	1.630	1.844	1.997	2.054	0.8735	5.99
0.14	0.2223	0.6547	1.053	1.398	1.682	1.907	2.101	2.340	0.6614	6.99
0.16	0.2315	0.6812	1.093	1.448	1.742	1.991	2.293	3.620	0.3486	7.98
d	L_9	C_8	L_7	C_6	L_5	C_4	L_3	C_2	L_1	α_0 (dB)

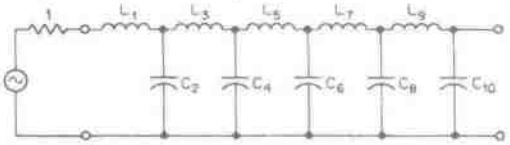


www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-11　巴特沃斯均匀损耗网络

$n=10$



d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}	a_0 (dB)
0	0.1564	0.4654	0.7626	1.041	1.292	1.510	1.687	1.812	1.855	1.564	0
0.02	0.1614	0.4800	0.7854	1.069	1.324	1.541	1.714	1.831	1.855	1.471	1.11
0.04	0.1669	0.4956	0.8096	1.099	1.357	1.574	1.744	1.853	1.860	1.367	2.22
0.06	0.1726	0.5123	0.8353	1.132	1.392	1.610	1.777	1.882	1.875	1.249	3.33
0.08	0.1788	0.5301	0.8629	1.166	1.430	1.648	1.814	1.920	1.910	1.114	4.44
0.10	0.1854	0.5493	0.8924	1.203	1.471	1.692	1.860	1.976	1.991	0.9508	5.55
0.12	0.1926	0.5698	0.9242	1.243	1.516	1.741	1.918	2.067	2.201	0.7409	6.65
0.14	0.2003	0.5921	0.9584	1.286	1.566	1.798	1.997	2.239	3.051	0.4349	7.76

d	C_{10}	L_9	C_8	L_7	C_6	L_5	C_4	L_3	C_2	L_1	a_0 (dB)

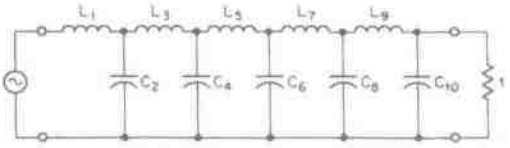
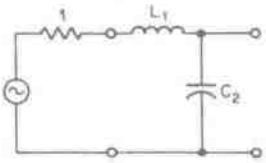


表 10-12　巴特沃斯有损 L 网络

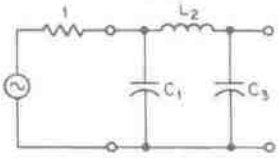
$n=2$



d	L_1	C_2
0	0.7071	1.414
0.05	0.7330	1.364
0.10	0.7609	1.314
0.15	0.7910	1.264
0.20	0.8236	1.214
0.25	0.8589	1.164
0.30	0.8975	1.114
0.35	0.9397	1.064
0.40	0.9860	1.014
0.45	1.037	0.9642
0.50	1.094	0.9142
0.55	1.157	0.8642
0.60	1.228	0.8142
0.65	1.309	0.7642

表 10-13　巴特沃斯有损 L 网络

$n=3$

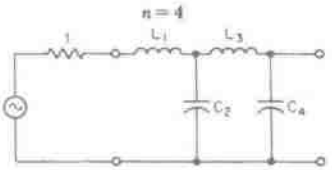


d	C_1	L_2	C_3
0	0.5000	1.333	1.500
0.05	0.5128	1.403	1.390
0.10	0.5263	1.480	1.284
0.15	0.5405	1.565	1.182
0.20	0.5556	1.660	1.084
0.25	0.5714	1.766	0.9911
0.30	0.5882	1.885	0.9018
0.35	0.6061	2.021	0.8164
0.40	0.6250	2.177	0.7350
0.45	0.6452	2.358	0.6573

www.789pdf.com 789书库网

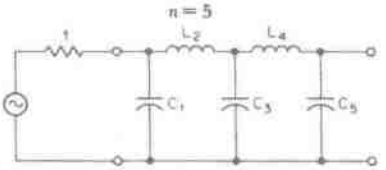
www.789pdf.com 789书库网

表 10-14　巴特沃斯有损 L 网络



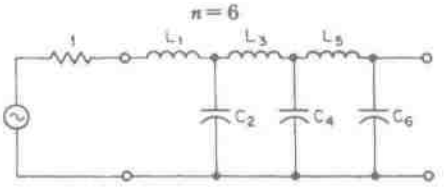
d	L_1	C_2	L_3	C_4
0	0.3827	1.082	1.577	1.531
0.05	0.3979	1.087	1.698	1.362
0.10	0.4144	1.091	1.834	1.205
0.15	0.4323	1.095	1.990	1.061
0.20	0.4518	1.098	2.170	0.9289
0.25	0.4732	1.100	2.380	0.8072
0.30	0.4967	1.102	2.628	0.6955
0.35	0.5227	1.102	2.926	0.5933

表 10-15　巴特沃斯有损 L 网络



d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5
0	0.3090	0.8944	1.382	1.694	1.545
0.02	0.3129	0.9127	1.369	1.762	1.452
0.04	0.3168	0.9316	1.355	1.834	1.363
0.06	0.3209	0.9514	1.342	1.911	1.278
0.08	0.3251	0.9719	1.327	1.993	1.197
0.10	0.3294	0.9934	1.313	2.080	1.119
0.12	0.3338	1.016	1.298	2.173	1.046
0.14	0.3383	1.039	1.283	2.273	0.9754
0.16	0.3429	1.063	1.268	2.380	0.9086
0.18	0.3477	1.089	1.253	2.494	0.8450
0.20	0.3526	1.116	1.237	2.620	0.7844
0.22	0.3576	1.144	1.221	2.754	0.7269
0.24	0.3628	1.173	1.204	2.901	0.6721
0.26	0.3682	1.204	1.188	3.061	0.6201
0.28	0.3737	1.237	1.171	3.237	0.5076
0.30	0.3794	1.271	1.154	3.431	0.5236

表 10-16　巴特沃斯有损 L 网络



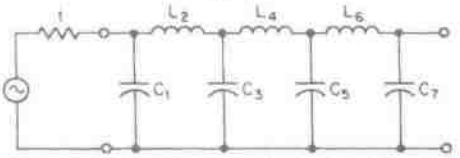
d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6
0	0.2588	0.7579	1.202	1.553	1.759	1.553
0.02	0.2629	0.7631	1.235	1.519	1.850	1.436
0.04	0.2671	0.7683	1.271	1.485	1.947	1.326
0.06	0.2714	0.7736	1.308	1.451	2.052	1.223
0.08	0.2760	0.7789	1.347	1.417	2.165	1.125
0.10	0.2806	0.7843	1.388	1.383	2.228	1.034
0.12	0.2854	0.7897	1.432	1.349	2.421	0.9487
0.14	0.2904	0.7952	1.478	1.315	2.565	0.8684
0.16	0.2955	0.8007	1.527	1.281	2.723	0.7932
0.18	0.3009	0.8063	1.579	1.248	2.896	0.7227
0.20	0.3064	0.8118	1.634	1.214	3.807	0.6567
0.22	0.3121	0.8174	1.692	1.181	3.298	0.5949

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-17　巴特沃斯有损 L 网络

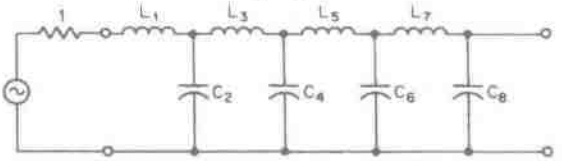
$n=7$



d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
0	0.2225	0.6560	1.054	1.397	1.659	1.799	1.588
0.02	0.2255	0.6688	1.053	1.449	1.602	1.913	1.417
0.04	0.2286	0.6822	1.051	1.504	1.546	2.038	1.288
0.06	0.2318	0.6960	1.048	1.564	1.490	2.173	1.167
0.08	0.2351	0.7104	1.045	1.627	1.436	2.322	1.056
0.10	0.2384	0.7255	1.043	1.694	1.382	2.484	0.9532
0.12	0.2419	0.7412	1.039	1.766	1.330	2.664	0.8581
0.14	0.2454	0.7575	1.036	1.842	1.278	2.862	0.7703
0.16	0.2491	0.7746	1.032	1.924	1.228	3.083	0.6892
0.18	0.2529	0.7924	1.028	2.013	1.178	3.330	0.6144
0.20	0.2568	0.8110	1.024	2.108	1.130	3.609	0.5454

表 10-18　巴特沃斯有损 L 网络

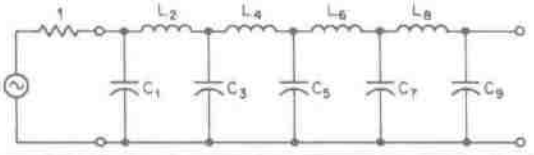
$n=8$



d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8
0	0.1951	0.5776	0.9371	1.259	1.528	1.729	1.824	1.561
0.02	0.1982	0.5829	0.9613	1.243	1.602	1.648	1.963	1.398
0.04	0.2014	0.5884	0.9868	1.227	1.680	1.569	2.116	1.249
0.06	0.2047	0.5939	1.014	1.211	1.764	1.493	2.285	1.113
0.08	0.2081	0.5996	1.042	1.194	1.856	1.419	2.472	0.9894
0.10	0.2116	0.6053	1.071	1.178	1.954	1.347	2.681	0.8768
0.12	0.2152	0.6111	1.102	1.160	2.061	1.278	2.914	0.7743
0.14	0.2190	0.6170	1.134	1.143	2.177	1.211	3.178	0.6810
0.16	0.2229	0.6231	1.169	1.124	2.302	1.147	3.477	0.5962
0.18	0.2270	0.6292	1.206	1.107	2.440	1.084	3.819	0.5191

表 10-19　巴特沃斯有损 L 网络

$n=9$



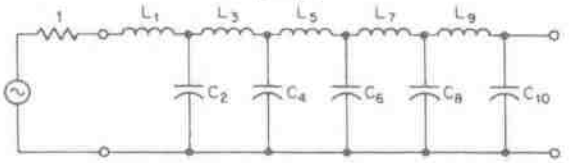
d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9
0	0.1736	0.5155	0.8414	1.141	1.404	1.620	1.777	1.842	1.563
0.02	0.1761	0.5253	0.8432	1.180	1.371	1.716	1.672	2.006	1.377
0.04	0.1786	0.5354	0.8450	1.221	1.338	1.821	1.571	2.189	1.211
0.06	0.1812	0.5460	0.8467	1.264	1.304	1.934	1.474	2.393	1.061
0.08	0.1839	0.5570	0.8483	1.310	1.271	2.058	1.383	2.623	0.9261
0.10	0.1866	0.5684	0.8497	1.359	1.238	2.193	1.294	2.884	0.8054
0.12	0.1894	0.5802	0.8510	1.412	1.204	2.342	1.211	3.180	0.6971
0.14	0.1924	0.5926	0.8522	1.467	1.171	2.505	1.132	3.521	0.6001
0.16	0.1954	0.6054	0.8533	1.527	1.137	2.686	1.057	3.917	0.5132

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-20　巴特沃斯有损 L 网络

$n = 10$



d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}
0	0.1564	0.4654	0.7626	1.041	1.292	1.510	1.687	1.812	1.855	1.564
0.02	0.1589	0.4704	0.7812	1.034	1.348	1.457	1.807	1.682	2.044	1.357
0.04	0.1614	0.4754	0.8006	1.027	1.408	1.404	1.939	1.560	2.258	1.173
0.06	0.1641	0.4806	0.8209	1.019	1.472	1.353	2.084	1.444	2.501	1.010
0.08	0.1669	0.4859	0.8422	1.011	1.541	1.302	2.245	1.336	2.778	0.8660
0.10	0.1697	0.4913	0.8603	1.003	1.614	1.251	2.423	1.234	3.096	0.7387
0.12	0.1726	0.4969	0.8880	0.9949	1.694	1.201	2.621	1.139	3.466	0.6263
0.14	0.1757	0.5024	0.9127	0.9861	1.780	1.152	2.842	1.050	3.901	0.5270

表 10-21　巴特沃斯有源低通参数值

阶数 n	C_1	C_2	C_3
2	1.414	0.7071	
3	3.546	1.392	0.2024
4	1.082	0.9241	
	2.613	0.3825	
5	1.753	1.354	0.4214
	3.235	0.3090	
6	1.035	0.9660	
	1.414	0.7071	
	3.863	0.2588	
7	1.531	1.336	0.4885
	1.604	0.6235	
	4.493	0.2225	
8	1.020	0.9809	
	1.202	0.8313	
	1.800	0.5557	
	5.125	0.1950	
9	1.455	1.327	0.5170
	1.305	0.7661	
	2.000	0.5000	
	5.758	0.1736	
10	1.012	0.9874	
	1.122	0.8908	
	1.414	0.7071	
	2.202	0.4540	
	6.390	0.1563	

表 10-22　−0.01dB 切比雪夫极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
2	0.6743	0.7075
3	0.4233	0.8663
	0.8467	
4	0.6762	0.3828
	0.2801	0.9241
5	0.5120	0.5879
	0.1956	0.9512
	0.6328	
6	0.5335	0.2588
	0.3906	0.7072
	0.1430	0.9660
7	0.4393	0.4339
	0.3040	0.7819
	0.1085	0.9750
	0.4876	
8	0.4268	0.1951
	0.3618	0.5556
	0.2418	0.8315
	0.08490	0.9808
9	0.3686	0.3420
	0.3005	0.6428
	0.1961	0.8661
	0.06812	0.9848
	0.3923	

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-23　−0.1dB 切比雪夫极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
2	0.6104	0.7106
3	0.3490	0.8684
	0.6979	
4	0.2177	0.9254
	0.5257	0.3833
5	0.3842	0.5884
	0.1468	0.9521
	0.4749	
6	0.3916	0.2590
	0.2867	0.7077
	0.1049	0.9667
7	0.3178	0.4341
	0.2200	0.7823
	0.0785	0.9755
	0.3528	
8	0.3058	0.1952
	0.2592	0.5558
	0.1732	0.8319
	0.06082	0.9812
9	0.2622	0.3421
	0.2137	0.6430
	0.1395	0.8663
	0.04845	0.9852
	0.2790	

表 10-24　−0.25dB 切比雪夫极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
2	0.5621	0.7154
3	0.3062	0.8712
	0.6124	
4	0.4501	0.3840
	0.1865	0.9272
5	0.3247	0.5892
	0.1240	0.9533
	0.4013	
6	0.3284	0.2593
	0.2404	0.7083
	0.08799	0.9675
7	0.2652	0.4344
	0.1835	0.7828
	0.06550	0.9761
	0.2944	
8	0.2543	0.1953
	0.2156	0.5561
	0.1441	0.8323
	0.05058	0.9817
9	0.2176	0.3423
	0.1774	0.6433
	0.1158	0.8667
	0.04021	0.9856
	0.2315	

表 10-25　−0.50dB 切比雪夫极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
2	0.5129	0.7225
3	0.2683	0.8753
	0.5366	
4	0.3872	0.3850
	0.1605	0.9297
5	0.2767	0.5902
	0.1057	0.9550
	0.3420	
6	0.2784	0.2596
	0.2037	0.7091
	0.07459	0.9687
7	0.2241	0.4349
	0.1550	0.7836
	0.05534	0.9771
	0.2487	
8	0.2144	0.1955
	0.1817	0.5565
	0.1214	0.8328
	0.04264	0.9824
9	0.1831	0.3425
	0.1493	0.6436
	0.09743	0.8671
	0.03383	0.9861
	0.1949	

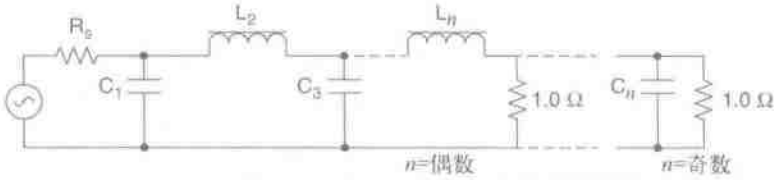
表 10-26　−1dB 切比雪夫极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
2	0.4508	0.7351
3	0.2257	0.8822
	0.4513	
4	0.3199	0.3868
	0.1325	0.9339
5	0.2265	0.5918
	0.08652	0.9575
	0.2800	
6	0.2268	0.2601
	0.1660	0.7106
	0.06076	0.9707
7	0.1819	0.4354
	0.1259	0.7846
	0.04494	0.9785
	0.2019	
8	0.1737	0.1956
	0.1473	0.5571
	0.09840	0.8337
	0.03456	0.9836
9	0.1482	0.3427
	0.1208	0.6442
	0.07884	0.8679
	0.02739	0.9869
	0.1577	

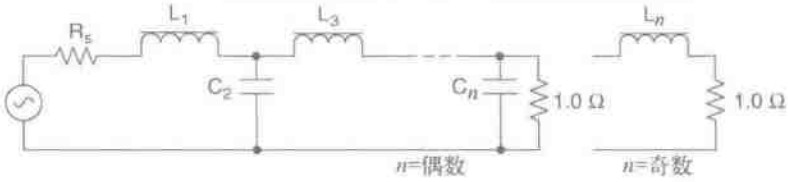
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-27 −0.01dB 切比雪夫元件参数



	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.1007	1.3472	1.4829		
	1.1111	1.2472	1.5947		
	1.2500	0.9434	1.9974		
	1.4286	0.7591	2.3442		
	1.6667	0.6091	2.7496		
	2.0000	0.4791	3.2772		
	2.5000	0.3634	4.0328		
	3.3333	0.2590	5.2546		
	5.0000	0.1642	7.6498		
	10.0000	0.0781	14.7492		
	Inf.	1.4118	0.7415		
3	1.0000	1.1811	1.8214	1.1811	
	0.9000	1.0917	1.6597	1.4802	
	0.8000	1.0969	1.4431	1.8057	
	0.7000	1.1600	1.2283	2.1653	
	0.6000	1.2737	1.0236	2.5984	
	0.5000	1.4521	0.8294	3.1644	
	0.4000	1.7340	0.6452	3.9742	
	0.3000	2.2164	0.4704	5.2800	
	0.2000	3.1934	0.3047	7.8338	
	0.1000	6.1411	0.1479	15.3899	
	Inf.	1.5012	1.4330	0.5905	
4	1.1000	0.9500	1.9382	1.7608	1.0457
	1.1111	0.8539	1.9460	1.7439	1.1647
	1.2500	0.6182	2.0749	1.5417	1.6170
	1.4286	0.4948	2.2787	1.3336	2.0083
	1.6667	0.3983	2.5709	1.1277	2.4611
	2.0000	0.3156	2.9943	0.9260	3.0448
	2.5000	0.2418	3.6406	0.7293	3.8746
	3.3333	0.1744	4.7274	0.5379	5.2085
	5.0000	0.1121	6.9102	0.3523	7.8126
	10.0000	0.0541	13.4690	0.1729	15.5100
	Inf.	1.5287	1.6939	1.3122	0.5229
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4



www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-27　−0.01dB 切比雪夫元件参数（续）

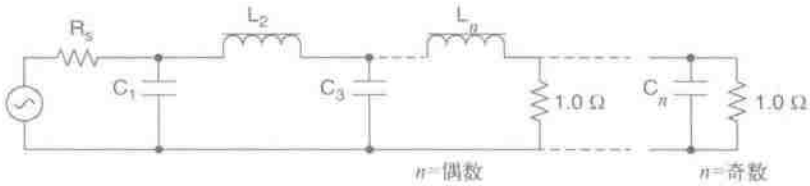
	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1.0000	0.9766	1.6849	2.0366	1.6849	0.9766		
	0.9000	0.8798	1.4558	2.1738	1.6412	1.2739		
	0.8000	0.8769	1.2350	2.3785	1.4991	1.6066		
	0.7000	0.9263	1.0398	2.6582	1.3228	1.9772		
	0.6000	1.0191	0.8626	3.0408	1.1345	2.4244		
	0.5000	1.1658	0.6985	3.5835	0.9421	3.0092		
	0.4000	1.3983	0.5442	4.4027	0.7491	3.8453		
	0.3000	1.7966	0.3982	5.7721	0.5573	5.1925		
	0.2000	2.6039	0.2592	8.5140	0.3679	7.8257		
	0.1000	5.0406	0.1266	16.7406	0.1819	15.6126		
	Inf.	1.5466	1.7950	1.6449	1.2365	0.4883		
6	1.1007	0.8514	1.7956	1.8411	2.0266	1.6312	0.9372	
	1.1111	0.7597	1.7817	1.7752	2.0941	1.6380	1.0533	
	1.2500	0.5445	1.8637	1.4886	2.4025	1.5067	1.5041	
	1.4286	0.4355	2.0383	1.2655	2.7346	1.3318	1.8987	
	1.6667	0.3509	2.2978	1.0607	3.1671	1.1451	2.3568	
	2.0000	0.2786	2.6781	0.8671	3.7683	0.9536	2.9483	
	2.5000	0.2139	3.2614	0.6816	4.6673	0.7606	3.7899	
	3.3333	0.1547	4.2448	0.5028	6.1631	0.5676	5.1430	
	5.0000	0.0997	6.2227	0.3299	9.1507	0.3760	7.7852	
	10.0000	0.0483	12.1707	0.1623	18.1048	0.1865	15.5950	
	Inf.	1.5510	1.8471	1.7897	1.5976	1.1904	0.4686	
7	1.0000	0.9127	1.5947	2.0021	1.8704	2.0021	1.5947	0.9127
	0.9000	0.8157	1.3619	2.0886	1.7217	2.2017	1.5805	1.2060
	0.8000	0.8111	1.1504	2.2618	1.5252	2.4647	1.4644	1.5380
	0.7000	0.8567	0.9673	2.5158	1.3234	2.8018	1.3066	1.9096
	0.6000	0.9430	0.8025	2.8720	1.1237	3.2496	1.1310	2.3592
	0.5000	1.0799	0.6502	3.3822	0.9276	3.8750	0.9468	2.9478
	0.4000	1.2971	0.5072	4.1563	0.7350	4.8115	0.7584	3.7900
	0.3000	1.6692	0.3716	5.4540	0.5459	6.3703	0.5682	5.1476
	0.2000	2.4235	0.2423	8.0565	0.3604	9.4844	0.3776	7.8019
	0.1000	4.7006	0.1186	15.8718	0.1784	18.8179	0.1879	15.6523
	Inf.	1.5593	1.8671	1.8657	1.7651	1.5633	1.1610	0.4564
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
8	1.1007	0.8145	1.7275	1.7984	2.0579	1.8695	1.9796	1.5694	0.8966		
	1.1111	0.7248	1.7081	1.7239	2.1019	1.8259	2.0595	1.5827	1.0111		
	1.2500	0.5176	1.7772	1.4315	2.3601	1.5855	2.4101	1.4754	1.4597		
	1.4286	0.4138	1.9422	1.2141	2.6686	1.3723	2.7734	1.3142	1.8544		
	1.6667	0.3336	2.1896	1.0169	3.0808	1.1660	3.2393	1.1369	2.3136		
	2.0000	0.2650	2.5533	0.8313	3.6598	0.9639	3.8820	0.9518	2.9073		
	2.5000	0.2036	3.1118	0.6537	4.5303	0.7653	4.8393	0.7627	3.7524		
	3.3333	0.1474	4.0539	0.4826	5.9828	0.5697	6.4287	0.5718	5.1118		
	5.0000	0.0951	5.9495	0.3170	8.8889	0.3770	9.6002	0.3804	7.7668		
	10.0000	0.0462	11.6509	0.1562	17.6067	0.1870	19.1009	0.1895	15.6158		
	Inf.	1.5588	1.8848	1.8988	1.8556	1.7433	1.5391	1.1412	0.4483		
9	1.0000	0.8854	1.5513	1.8614	1.8616	2.0717	1.8616	1.9614	1.5513	0.8854	
	0.9000	0.7886	1.3192	2.0330	1.6941	2.2249	1.7402	2.1774	1.5478	1.1764	
	0.8000	0.7834	1.1127	2.1959	1.4930	2.4614	1.5603	2.4565	1.4423	1.5076	
	0.7000	0.8273	0.9353	2.4404	1.2924	2.7808	1.3620	2.8093	1.2927	1.8793	
	0.6000	0.9109	0.7761	2.7852	1.0962	3.2140	1.1688	3.2747	1.1233	2.3295	
	0.5000	1.0436	0.6290	3.2805	0.9045	3.8249	0.9710	3.9223	0.9436	2.9193	
	0.4000	1.2542	0.4910	4.0329	0.7167	4.7444	0.7739	4.8900	0.7582	3.7637	
	0.3000	1.6151	0.3599	5.2951	0.5325	6.2792	0.5780	6.4989	0.5697	5.1254	
	0.2000	2.3468	0.2349	7.8274	0.3518	9.3504	0.3835	9.7114	0.3797	7.7882	
	0.1000	4.5556	0.1150	15.4334	0.1743	18.5641	0.1908	19.3382	0.1895	15.6645	
	Inf.	1.5646	1.8884	1.9242	1.8977	1.8425	1.7261	1.5217	1.1273	0.4427	
10	1.1007	0.7970	1.6930	1.7690	2.0395	1.8827	2.0724	1.8529	1.9472	1.5380	0.8773
	1.1111	0.7083	1.6714	1.6921	2.0763	1.8281	2.1308	1.8167	2.0310	1.5541	0.9910
	1.2500	0.5049	1.7353	1.4005	2.3184	1.5706	2.4371	1.5953	2.3952	1.4574	1.4381
	1.4286	0.4037	1.8958	1.1871	2.6178	1.3552	2.7830	1.3695	2.7685	1.3027	1.8327
	1.6667	0.3255	2.1375	0.9942	3.0205	1.1497	3.2370	1.1863	3.2448	1.1300	2.2923
	2.0000	0.2586	2.4932	0.8128	3.5878	0.9497	3.8698	0.9849	3.9004	0.9484	2.8867
	2.5000	0.1988	3.0398	0.6394	4.4418	0.7538	4.8173	0.7849	4.8757	0.7617	3.7333
	3.3333	0.1440	3.9619	0.4723	5.8678	0.5612	6.3951	0.5883	6.4939	0.5722	5.0955
	5.0000	0.0930	5.8175	0.3103	8.7220	0.3715	9.5486	0.3893	9.7217	0.3814	7.7563
	10.0000	0.0451	11.3593	0.1530	17.2866	0.1844	19.0046	0.1938	19.3905	0.1904	15.6234
	Inf.	1.5625	1.8978	1.9323	1.9288	1.8907	1.8309	1.7128	1.5088	1.1173	0.4386
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

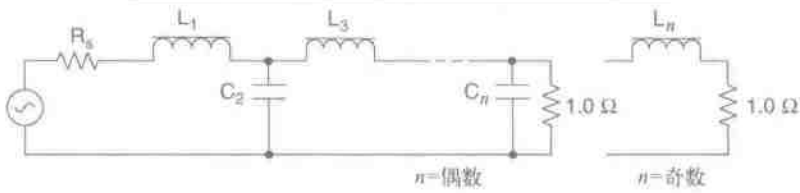
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-28 −0.1dB 切比雪夫元件参数



	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.3554	1.2087	1.6382		
	1.4286	0.9771	1.9824		
	1.6667	0.7326	2.4885		
	2.0000	0.5597	3.0538		
	2.5000	0.4169	3.8265		
	3.3333	0.2933	5.0502		
	5.0000	0.1841	7.4257		
	10.0000	0.0868	14.4332		
	Inf.	1.3911	0.8191		
3	1.0000	1.4328	1.5937	1.4328	
	0.9000	1.4258	1.4935	1.6219	
	0.8000	1.4511	1.3557	1.8711	
	0.7000	1.5210	1.1927	2.1901	
	0.6000	1.6475	1.0174	2.6026	
	0.5000	1.8530	0.8383	3.1594	
	0.4000	2.1857	0.6603	3.9675	
	0.3000	2.7630	0.4860	5.2788	
	0.2000	3.9418	0.3172	7.8503	
	0.1000	7.5121	0.1549	15.4656	
	Inf.	1.5133	1.5090	0.7164	
4	1.3554	0.9924	2.1476	1.5845	1.3451
	1.4286	0.7789	2.3480	1.4292	1.7001
	1.6667	0.5764	2.7304	1.1851	2.2425
	2.0000	0.4398	3.2269	0.9672	2.8563
	2.5000	0.3288	3.9605	0.7599	3.6976
	3.3333	0.2329	5.1777	0.5602	5.0301
	5.0000	0.1475	7.6072	0.3670	7.6143
	10.0000	0.0704	14.8873	0.1802	15.2297
	Inf.	1.5107	1.7682	1.4550	0.6725
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4



www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-28　-0.1dB 切比雪夫元件参数（续）

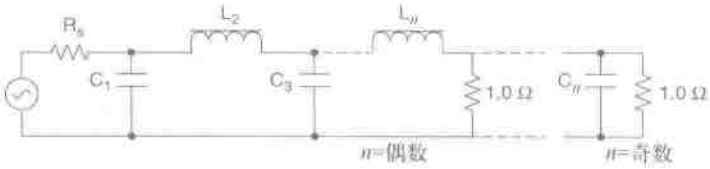
	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1.0000	1.3013	1.5559	2.2411	1.5559	1.3013		
	0.9000	1.2845	1.4329	2.3794	1.4878	1.4883		
	0.8000	1.2998	1.2824	2.5819	1.3815	1.7384		
	0.7000	1.3580	1.1170	2.8679	1.2437	2.0621		
	0.6000	1.4694	0.9469	3.2688	1.0846	2.4835		
	0.5000	1.6535	0.7777	3.8446	0.9126	3.0548		
	0.4000	1.9538	0.6119	4.7193	0.7333	3.8861		
	0.3000	2.4765	0.4509	6.1861	0.5503	5.2373		
	0.2000	3.5457	0.2950	9.1272	0.3659	7.8890		
	0.1000	6.7870	0.1447	17.9569	0.1820	15.7447		
	Inf.	1.5613	1.8069	1.7659	1.4173	0.6507		
6	1.3554	0.9419	2.0797	1.6581	2.2473	1.5344	1.2767	
	1.4286	0.7347	2.2492	1.4537	2.5437	1.4051	1.6293	
	1.6667	0.5422	2.6003	1.1830	3.0641	1.1850	2.1739	
	2.0000	0.4137	3.0679	0.9575	3.7119	0.9794	2.7936	
	2.5000	0.3095	3.7652	0.7492	4.6512	0.7781	3.6453	
	3.3333	0.2195	4.9266	0.5514	6.1947	0.5795	4.9962	
	5.0000	0.1393	7.2500	0.3613	9.2605	0.3835	7.6184	
	10.0000	0.0666	14.2200	0.1777	18.4267	0.1901	15.3495	
	Inf.	1.5339	1.8838	1.8306	1.7485	1.3937	0.6383	
7	1.0000	1.2615	1.5196	2.2392	1.6804	2.2392	1.5196	1.2615
	0.9000	1.2422	1.3946	2.3613	1.5784	2.3966	1.4593	1.4472
	0.8000	1.2550	1.2449	2.5481	1.4430	2.6242	1.3619	1.6967
	0.6000	1.4170	0.9169	3.2052	1.1092	3.3841	1.0807	2.4437
	0.5000	1.5948	0.7529	3.7642	0.9276	4.0150	0.9142	3.0182
	0.4000	1.8853	0.5926	4.6179	0.7423	4.9702	0.7384	3.8552
	0.3000	2.3917	0.4369	6.0535	0.5557	6.5685	0.5569	5.2167
	0.2000	3.4278	0.2862	8.9371	0.3692	9.7697	0.3723	7.8901
	0.1000	6.5695	0.1405	17.6031	0.1838	19.3760	0.1862	15.8127
	Inf.	1.5748	1.8577	1.9210	1.8270	1.7340	1.3786	0.6307
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
8	1.3554	0.9234	2.0454	1.6453	2.2826	1.6841	2.2300	1.5091	1.2515		
	1.4286	0.7186	2.2054	1.4350	2.5554	1.4974	2.5422	1.3882	1.6029		
	1.6667	0.5298	2.5459	1.1644	3.0567	1.2367	3.0869	1.1769	2.1477		
	2.0000	0.4042	3.0029	0.9415	3.6917	1.0118	3.7619	0.9767	2.7690		
	2.5000	0.3025	3.6859	0.7365	4.6191	0.7990	4.7388	0.7787	3.6240		
	3.3333	0.2147	4.8250	0.5421	6.1483	0.5930	6.3423	0.5820	4.9811		
	5.0000	0.1364	7.1050	0.3554	9.1917	0.3917	9.5260	0.3863	7.6164		
	10.0000	0.0652	13.9469	0.1749	18.3007	0.1942	19.0437	0.1922	15.3880		
	Inf.	1.5422	1.9106	1.9008	1.9252	1.8200	1.7231	1.3683	0.6258		
9	1.0000	1.2446	1.5017	2.2220	1.6829	2.2957	1.6829	2.2220	1.5017	1.2446	
	0.9000	1.2244	1.3765	2.3388	1.5756	2.4400	1.5870	2.3835	1.4444	1.4297	
	0.8000	1.2361	1.2276	2.5201	1.4365	2.6561	1.4572	2.6168	1.3505	1.6788	
	0.7000	1.2898	1.0670	2.7856	1.2751	2.9647	1.3019	2.9422	1.2248	2.0029	
	0.6000	1.3950	0.9035	3.1653	1.1008	3.3992	1.1304	3.3937	1.0761	2.4264	
	0.5000	1.5701	0.7419	3.7166	0.9198	4.0244	0.9494	4.0377	0.9121	3.0020	
	0.4000	1.8566	0.5840	4.5594	0.7359	4.9750	0.7630	5.0118	0.7382	3.8412	
	0.3000	2.3560	0.4307	5.9781	0.5509	6.5700	0.5736	6.6413	0.5579	5.2068	
	0.2000	3.3781	0.2822	8.8291	0.3661	9.7699	0.3827	9.9047	0.3737	7.8891	
	0.1000	6.4777	0.1386	17.3994	0.1823	19.3816	0.1912	19.6976	0.1873	15.8393	
	Inf.	1.5804	1.8727	1.9584	1.9094	1.9229	1.8136	1.7150	1.3611	0.6223	
10	1.3554	0.9146	2.0279	1.6346	2.2777	1.6963	2.2991	1.6805	2.2155	1.4962	1.2397
	1.4286	0.7110	2.1837	1.4231	2.5425	1.5002	2.5915	1.5000	2.5322	1.3789	1.5903
	1.6667	0.5240	2.5194	1.1536	3.0362	1.2349	3.1229	1.2444	3.0839	1.1717	2.1351
	2.0000	0.3998	2.9713	0.9326	3.6647	1.0089	3.7923	1.0214	3.7669	0.9741	2.7572
	2.5000	0.2993	3.6476	0.7295	4.5843	0.7962	4.7673	0.8090	4.7547	0.7779	3.6136
	3.3333	0.2124	4.7758	0.5370	6.1022	0.5907	6.3734	0.6020	6.3758	0.5822	4.9735
	5.0000	0.1350	7.0347	0.3522	9.1248	0.3902	9.5681	0.3987	9.5942	0.3871	7.6148
	10.0000	0.0646	13.8141	0.1734	18.1739	0.1935	19.1282	0.1981	19.2158	0.1929	15.4052
	Inf.	1.5460	1.9201	1.9216	1.9700	1.9102	1.9194	1.8083	1.7090	1.3559	0.6198
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

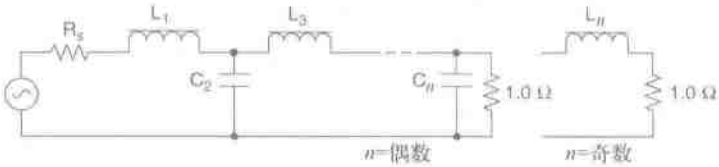
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-29 -0.25dB 切比雪夫元件参数



	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	2.0000	0.6552	2.7632		
	3.0000	0.3740	4.3118		
	4.0000	0.2637	5.7389		
	8.0000	0.1215	11.2589		
	Inf.	1.3584	0.8902		
3	1.0000	1.6325	1.4360	1.6325	
	0.5000	3.2663	1.0775	1.6325	
	0.3330	4.8988	0.9572	1.6325	
	0.2500	6.5326	0.8971	1.6325	
	0.1250	13.0639	0.8081	1.6325	
	Inf.	1.5348	1.5285	0.8169	
4	2.0000	0.6747	3.6860	1.0247	1.8806
	3.0000	0.4149	6.2744	0.7682	2.1302
	4.0000	0.3020	8.8161	0.6667	2.2533
	8.0000	0.1448	19.0204	0.5334	2.4516
	Inf.	1.4817	1.8213	1.5068	0.7853
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4

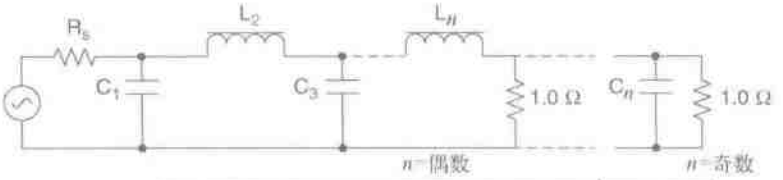


	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1.0000	1.5046	1.4436	2.4050	1.4436	1.5046		
	0.5000	3.0103	0.7218	3.6080	1.4436	1.5046		
	0.3330	4.5149	0.4812	4.8100	1.4436	1.5046		
	0.2500	6.0196	0.3615	6.0130	1.4436	1.5046		
	0.1250	12.0402	0.1807	10.8230	1.4436	1.5046		
	Inf.	1.5765	1.7822	1.8225	1.4741	0.7523		
6	2.0000	0.6867	3.2074	0.9308	3.8102	1.2163	1.7088	
	3.0000	0.4330	5.0976	0.5392	6.0963	1.0804	1.8393	
	4.0000	0.3173	6.9486	0.3821	8.2530	1.0221	1.8987	
	8.0000	0.1539	14.3100	0.1762	16.7193	0.9393	1.9868	
	Inf.	1.5060	1.9221	1.8191	1.8329	1.4721	0.7610	
7	1.0000	1.5120	1.4169	2.4535	1.5350	2.4535	1.4169	1.5120
	0.5000	3.0240	0.7085	4.9069	1.1515	2.4535	1.4169	1.5120
	0.3330	4.5361	0.4723	7.3596	1.0230	2.4535	1.4169	1.5120
	0.2500	6.0471	0.3542	9.8120	0.9593	2.4535	1.4169	1.5120
	0.1250	12.0952	0.1776	19.6251	0.8631	2.4535	1.4169	1.5120
	Inf.	1.6009	1.8287	1.9666	1.8234	1.8266	1.4629	0.7555
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

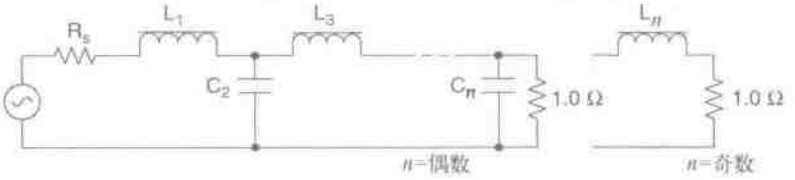
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-30　−0.50dB 切比雪夫元件参数



	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.9841	0.9827	1.9497		
	2.0000	0.9086	2.1030		
	2.5000	0.5635	3.1647		
	3.3333	0.3754	4.4111		
	5.0000	0.2282	6.6995		
	10.0000	0.1052	13.3221		
	Inf.	1.3067	0.9748		
3	1.0000	1.8636	1.2804	1.8636	
	0.9000	1.9175	1.2086	2.0255	
	0.8000	1.9965	1.1203	2.2368	
	0.7000	2.1135	1.0149	2.5172	
	0.6000	2.2889	0.8937	2.8984	
	0.5000	2.5571	0.7592	3.4360	
	0.4000	2.9854	0.6146	4.2416	
	0.3000	3.7292	0.4633	5.5762	
	0.2000	5.2543	0.3087	8.2251	
	0.1000	9.8899	0.1534	16.1177	
	Inf.	1.5720	1.5179	0.9318	
4	1.9841	0.9202	2.5864	1.3036	1.8258
	2.0000	0.8452	2.7198	1.2383	1.9849
	2.5000	0.5162	3.7659	0.8693	3.1205
	3.3333	0.3440	5.1196	0.6208	4.4790
	5.0000	0.2100	7.7076	0.3996	6.9874
	10.0000	0.0975	15.3520	0.1940	14.2616
	Inf.	1.4361	1.8888	1.5211	0.9129
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4



www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-30　−0.50dB 切比雪夫元件参数（续）

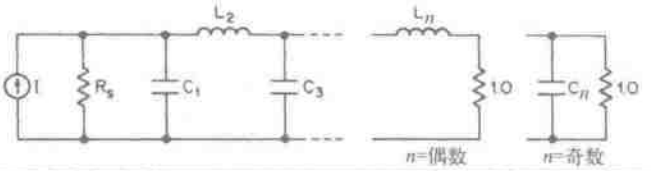
	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6
5	1.0000	1.8068	1.3025	2.6914	1.3025	1.8068	
	0.9000	1.8540	1.2220	2.8478	1.2379	1.9701	
	0.8000	1.9257	1.1261	3.0599	1.1569	2.1845	
	0.7000	2.0347	1.0150	3.3525	1.0582	2.4704	
	0.6000	2.2006	0.8901	3.7651	0.9420	2.8609	
	0.5000	2.4571	0.7537	4.3672	0.8098	3.4137	
	0.4000	2.8692	0.6091	5.2960	0.6640	4.2447	
	0.3000	3.5877	0.4590	6.8714	0.5075	5.6245	
	0.2000	5.0639	0.3060	10.0537	0.3430	8.3674	
	0.1000	9.5560	0.1525	19.6465	0.1731	16.5474	
	Inf.	1.6299	1.7400	1.9217	1.5138	0.9034	
6	1.9841	0.9053	2.5774	1.3675	2.7133	1.2991	1.7961
	2.0000	0.8303	2.7042	1.2912	2.8721	1.2372	1.9557
	2.5000	0.5056	3.7219	0.8900	4.1092	0.8808	3.1025
	3.3333	0.3370	5.0554	0.6323	5.6994	0.6348	4.4810
	5.0000	0.2059	7.6145	0.4063	8.7319	0.4121	7.0310
	10.0000	0.0958	15.1862	0.1974	17.6806	0.2017	14.4328
	Inf.	1.4618	1.9799	1.7803	1.9253	1.5077	0.8981
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
7	1.0000	1.7896	1.2961	2.7177	1.3848	2.7177	1.2961	1.7896			
	0.9000	1.8348	1.2146	2.8691	1.3080	2.8829	1.2335	1.9531			
	0.8000	1.9045	1.1182	3.0761	1.2149	3.1071	1.1546	2.1681			
	0.7000	2.0112	1.0070	3.3638	1.1050	3.4163	1.0582	2.4554			
	0.6000	2.1744	0.8824	3.7717	0.9786	3.8524	0.9441	2.8481			
	0.5000	2.4275	0.7470	4.3695	0.8377	4.4886	0.8137	3.4050			
	0.4000	2.8348	0.6035	5.2947	0.6846	5.4698	0.6690	4.2428			
	0.3000	3.5456	0.4548	6.8674	0.5221	7.1341	0.5129	5.6350			
	0.2000	5.0070	0.3034	10.0491	0.3524	10.4959	0.3478	8.4041			
	0.1000	9.4555	0.1513	19.6486	0.1778	20.6314	0.1761	16.6654			
	Inf.	1.6464	1.7772	2.0306	1.7892	1.9239	1.5034	0.8948			
8	1.9841	0.8998	2.5670	1.3697	2.7585	1.3903	2.7175	1.2938	1.7852		
	2.0000	0.8249	2.6916	1.2919	2.9134	1.3160	2.8800	1.2331	1.9449		
	2.5000	0.5017	3.6988	0.8878	4.1404	0.9184	4.1470	0.8815	3.0953		
	3.3333	0.3344	5.0234	0.6304	5.7323	0.6577	5.7761	0.6370	4.4807		
	5.0000	0.2044	7.5682	0.4052	8.7771	0.4257	8.8833	0.4146	7.0453		
	10.0000	0.0951	15.1014	0.1969	17.7747	0.2081	18.0544	0.2035	14.4924		
	Inf.	1.4710	2.0022	1.8248	2.0440	1.7911	1.9218	1.5003	0.8926		
9	1.0000	1.7822	1.2921	2.7162	1.3922	2.7734	1.3922	2.7162	1.2921	1.7822	
	0.9000	1.8267	1.2103	2.8658	1.3135	2.9353	1.3165	2.8834	1.2302	1.9458	
	0.8000	1.8955	1.1139	3.0709	1.2189	3.1565	1.2246	3.1102	1.1523	2.1611	
	0.7000	2.0013	1.0028	3.3565	1.1075	3.4635	1.1157	3.4232	1.0568	2.4489	
	0.6000	2.1634	0.8786	3.7621	0.9801	3.8985	0.9900	3.8647	0.9436	2.8426	
	0.5000	2.4150	0.7436	4.3573	0.8385	4.5355	0.8493	4.5087	0.8140	3.4010	
	0.4000	2.8203	0.6008	5.2792	0.6850	5.5207	0.6957	5.5023	0.6700	4.2416	
	0.3000	3.5279	0.4528	6.8474	0.5223	7.1951	0.5318	7.1876	0.5142	5.6390	
	0.2000	4.9830	0.3021	10.0212	0.3526	10.5818	0.3600	10.5925	0.3491	8.4189	
	0.1000	9.4131	0.1507	19.5995	0.1779	20.8006	0.1822	20.8588	0.1770	16.7140	
	Inf.	1.6533	1.7890	2.0570	1.8383	2.0481	1.7910	1.9199	1.4981	0.8911	
10	1.9841	0.8972	2.5610	1.3683	2.7631	1.4009	2.7795	1.3927	2.7148	1.2908	1.7801
	2.0000	0.8223	2.6845	1.2901	2.9166	1.3246	2.9390	1.3191	2.8783	1.2306	1.9398
	2.5000	0.4999	3.6868	0.8858	4.1383	0.9216	4.2020	0.9238	4.1540	0.8812	3.0919
	3.3333	0.3332	5.0071	0.6289	5.7274	0.6594	5.8399	0.6631	5.7948	0.6376	4.4804
	5.0000	0.2037	7.5446	0.4042	8.7695	0.4266	8.9727	0.4300	8.9249	0.4154	7.0518
	10.0000	0.0948	15.0578	0.1965	17.7624	0.2086	18.2313	0.2107	18.1644	0.2041	14.5199
	Inf.	1.4753	2.0107	1.8386	2.0733	1.8432	2.0494	1.7904	1.9183	1.4965	0.8900
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

www.789pdf.com 789书库网

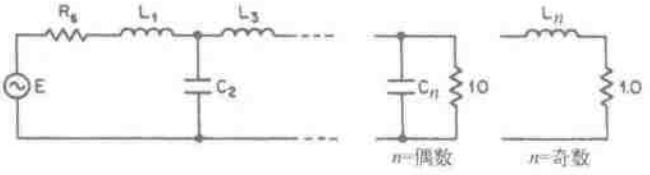
www.789pdf.com 789书库网

表 10-31　-1dB 切比雪夫 LC 元件参数



n	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	3	0.5723	3.1317		
	4	0.3653	4.6002		
	8	0.1571	9.6582		
	Inf.	1.2128	1.1093		
3	1	2.2160	1.0883	2.2160	
	0.5	4.4309	0.8168	2.2160	
	0.333	6.6469	0.7259	2.2160	
	0.25	8.8619	0.6799	2.2160	
	0.125	17.7248	0.6120	2.2160	
	Inf.	1.6522	1.4595	1.1080	
4	3	0.6529	4.4110	0.8140	2.5346
	4	0.4517	7.0825	0.6118	2.8484
	8	0.2085	17.1639	0.4275	3.2811
	Inf.	1.3499	2.0102	1.4879	1.1057
n	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4

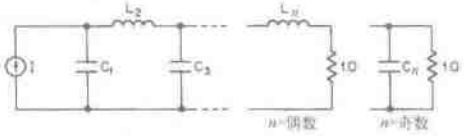
n	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1	2.2072	1.1279	3.1025	1.1279	2.2072		
	0.5	4.4144	0.5645	4.6532	1.1279	2.2072		
	0.333	6.6216	0.3763	6.2050	1.1279	2.2072		
	0.25	8.8288	0.2822	7.7557	1.1279	2.2072		
	0.125	17.6565	0.1406	13.9606	1.1279	2.2072		
	Inf.	1.7213	1.6448	2.0614	1.4928	1.1031		
6	3	0.6785	3.8725	0.7706	4.7107	0.9692	2.4060	
	4	0.4810	5.6441	0.4759	7.3511	0.8494	2.5820	
	8	0.2272	12.3095	0.1975	16.740	0.7256	2.7990	
	Inf.	1.3775	2.0969	1.6896	2.0744	1.4942	1.1022	
7	1	2.2043	1.1311	3.1472	1.1942	3.1472	1.1311	2.2043
	0.5	4.4075	0.5656	6.2934	0.8951	3.1472	1.1311	2.2043
	0.333	6.6118	0.3774	9.4406	0.7955	3.1472	1.1311	2.2043
	0.25	8.8151	0.2828	12.5879	0.7466	3.1472	1.1311	2.2043
	0.125	17.6311	0.1414	25.175	0.6714	3.1472	1.1311	2.2043
	Inf.	1.7414	1.6774	2.1554	1.7028	2.0792	1.4943	1.1016
n	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-32 −0.1dB 切比雪夫均匀损耗网络



n	d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	0.0172	1.3855	0.8433					
	0.0257	1.3816	0.8550					
	0.0515	1.3680	0.8939					
3	0.024	1.4848	1.5390	0.7556				
	0.036	1.4696	1.5543	0.7765				
	0.072	1.4168	1.6015	0.8473				
4	0.0275	1.4375	1.7978	1.5103	0.7266			
	0.0412	1.3975	1.8148	1.5394	0.7570			
	0.0824	1.2556	1.8767	1.6353	0.8637			
5	0.0294	1.4558	1.8064	1.8280	1.4933	0.7194		
	0.0441	1.3945	1.8076	1.8643	1.5352	0.7591		
	0.0881	1.1449	1.8416	2.0209	1.6839	0.9123		
6	0.0305	1.3672	1.8874	1.8612	1.8361	1.4907	0.7224	
	0.0457	1.2645	1.8973	1.8842	1.8907	1.5454	0.7738	
	0.0915	0.6579	2.3639	2.1574	2.1803	1.7574	0.9825	
7	0.0312	1.3628	1.8252	1.9694	1.8797	1.8455	1.4963	0.7316
	0.0468	1.2079	1.8220	2.0207	1.9213	1.9192	1.5646	0.7957
n	d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

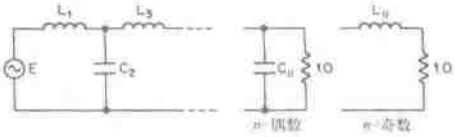
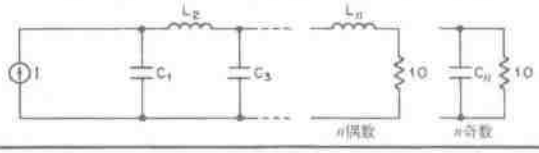
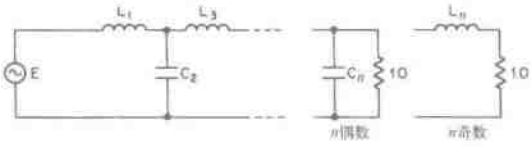


表 10-33 −0.25dB 切比雪夫均匀损耗网络



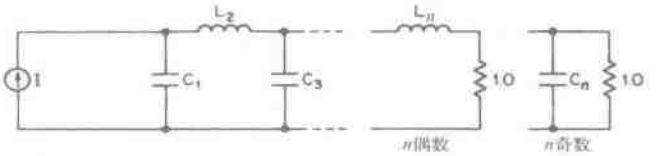
n	d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	0.0209	1.3504	0.9157					
	0.0313	1.3376	0.9413					
	0.0626	1.3120	1.0004					
3	0.0266	1.5022	1.5548	0.8733				
	0.0399	1.4834	1.5674	0.9046				
	0.0798	1.4220	1.6062	1.0149				
4	0.0292	1.3894	1.8590	1.5593	0.8651			
	0.0439	1.3370	1.8818	1.5866	0.9107			
	0.0877	1.1444	1.9764	1.6823	1.0839			
5	0.0306	1.4599	1.7670	1.8976	1.5503	0.8503		
	0.0459	1.3881	1.7604	1.9455	1.5917	0.9102		
	0.0919	1.0397	1.8181	2.2035	1.7528	1.1497		
6	0.0314	1.3054	1.9347	1.8339	1.9443	1.5697	0.8883	
	0.0471	1.1696	1.9560	1.8541	2.0218	1.6259	0.9700	
7	0.0319	1.3584	1.7680	2.0376	1.8610	1.9707	1.5820	0.9091
	0.0479	1.1264	1.7722	2.1452	1.9132	2.0814	1.6541	1.0125
n	d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-34　−0.50dB 切比雪夫均匀损耗网络



n	d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	0.0240	1.2855	1.0228					
	0.0360	1.2730	1.0478					
	0.0720	1.2313	1.1340					
3	0.0286	1.5376	1.5341	1.0122				
	0.0428	1.5189	1.5423	1.0589				
	0.0856	1.4489	1.5621	1.2247				
4	0.0305	1.3205	1.9413	1.5631	1.0275			
	0.0457	1.2549	1.9741	1.5850	1.0964			
	0.0915	0.9991	2.1359	1.6692	1.3707			
5	0.0315	1.5031	1.6980	2.0264	1.5773	1.0529		
	0.0472	1.4162	1.6768	2.0995	1.6133	1.1482		
	0.0944	0.7139	2.0994	2.7297	1.8007	1.5751		
6	0.0320	1.2200	2.0123	1.7707	2.0758	1.5927	1.0858	
	0.0480	1.0389	2.0612	1.7895	2.1976	1.6448	1.2117	
7	0.0324	1.3659	1.6801	2.1488	1.8047	2.1230	1.6090	1.1228
	0.0485	0.9024	1.8171	2.4475	1.8985	2.3126	1.6811	1.2856
n	d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

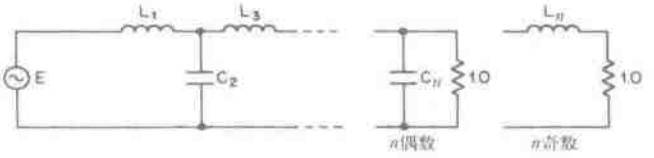
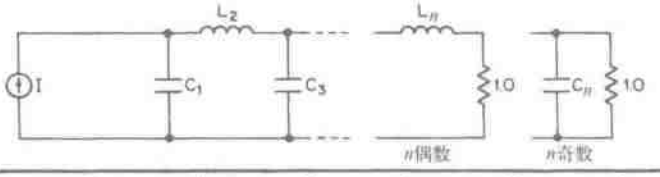


表 10-35　−1dB 切比雪夫均匀损耗网络



n	d	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	0.0274	1.1762	1.1811					
	0.0411	1.1020	1.2201					
	0.0821	1.0898	1.3564					
3	0.0304	1.6215	1.4562	1.2328				
	0.0457	1.6029	1.4518	1.3062				
	0.0913	1.5241	1.4387	1.5908				
4	0.0317	1.2015	2.0965	1.5037	1.2847			
	0.0475	1.1141	2.1544	1.5132	1.3984			
	0.0950	0.7434	2.5398	1.5890	1.9049			
5	0.0322	1.5869	1.5610	2.2258	1.5269	1.3419		
	0.0484	1.4680	1.5218	2.3591	1.5507	1.5052		
6	0.0326	1.0736	2.1789	1.6385	2.3150	1.5454	1.4052	
	0.0489	0.7747	2.3611	1.6958	2.5658	1.5894	1.6293	
7	0.0328	1.3610	1.5258	2.4016	1.6865	2.4067	1.5634	1.4749
n	d	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-35 −1dB 切比雪夫均匀损耗网络（续）

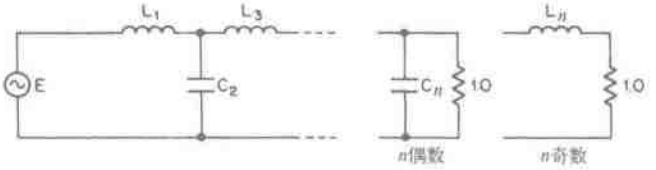


表 10-36 −0.01dB 切比雪夫有源低通电容元件参数值

阶数 n	C_1	C_2
2	1.4826	0.7042
4	1.4874	1.1228
	3.5920	0.2985
6	1.8900	1.5249
	2.5820	0.5953
	7.0522	0.1486
8	2.3652	1.9493
	2.7894	0.8196
	4.1754	0.3197
	11.8920	0.08672

表 10-37 −0.1dB 切比雪夫有源低通电容元件参数值

阶数 n	C_1	C_2	C_3
2	1.638	0.6955	
3	6.653	1.825	0.1345
4	1.900	1.241	
	4.592	0.2410	
5	4.446	2.520	0.3804
	6.810	0.1580	
6	2.553	1.776	
	3.487	0.4917	
	9.531	0.1110	
7	5.175	3.322	0.5693
	4.546	0.3331	
	12.73	0.08194	
8	3.270	2.323	
	3.857	0.6890	
	5.773	0.2398	
	16.44	0.06292	
9	6.194	4.161	0.7483
	4.678	0.4655	
	7.170	0.1812	
	20.64	0.04980	
10	4.011	2.877	
	4.447	0.8756	
	5.603	0.3353	
	8.727	0.1419	
	25.32	0.04037	

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-38　-0.25dB 切比雪夫有源低通电容元件参数值

阶数 n	C_1	C_2	C_3
2	1.778	0.6789	
3	8.551	2.018	0.1109
4	2.221	1.285	
	5.363	0.2084	
5	5.543	2.898	0.3425
	8.061	0.1341	
6	3.044	1.875	
	4.159	0.4296	
	11.36	0.09323	
7	6.471	3.876	0.5223
	5.448	0.2839	
	15.26	0.06844	
8	3.932	2.474	
	4.638	0.6062	
	6.942	0.2019	
	19.76	0.05234	
9	7.766	4.891	0.6919
	5.637	0.3983	
	8.639	0.1514	
	24.87	0.04131	
10	4.843	3.075	
	5.368	0.7725	
	6.766	0.2830	
	10.53	0.1181	
	30.57	0.03344	

表 10-39　-0.50dB 切比雪夫有源低通电容元件参数值

阶数 n	C_1	C_2	C_3
2	1.950	0.6533	
3	11.23	2.250	0.0895
4	2.582	1.300	
	6.233	0.1802	
5	6.842	3.317	0.3033
	9.462	0.1144	
6	3.592	1.921	
	4.907	0.3743	
	13.40	0.07902	
7	7.973	4.483	0.4700
	6.446	0.2429	
	18.07	0.05778	
8	4.665	2.547	
	5.502	0.5303	
	8.237	0.1714	
	23.45	0.04409	
9	9.563	5.680	0.6260
	6.697	0.3419	
	10.26	0.1279	
	29.54	0.03475	
10	5.760	3.175	
	6.383	0.6773	
	8.048	0.2406	
	12.53	0.09952	
	36.36	0.02810	

表 10-40　-1dB 切比雪夫有源低通电容元件参数值

阶数 n	C_1	C_2	C_3
2	2.218	0.6061	
3	16.18	2.567	0.06428
4	3.125	1.269	
	7.546	0.1489	
5	8.884	3.935	0.2540
	11.55	0.09355	
6	4.410	1.904	
	6.024	0.3117	
	16.46	0.06425	
7	10.29	5.382	0.4012
	7.941	0.1993	
	22.25	0.04684	
8	5.756	2.538	
	6.792	0.4435	
	10.15	0.1395	
	28.94	0.03568	
9	12.33	6.853	0.5382
	8.281	0.2813	
	12.68	0.1038	
	36.51	0.02808	
10	7.125	3.170	
	7.897	0.5630	
	9.952	0.1962	
	15.50	0.08054	
	44.98	0.02269	

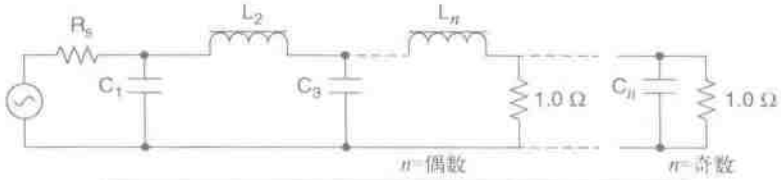
表 10-41　贝塞尔极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
2	1.1030	0.6368
3	1.0509	1.0025
	1.3270	
4	1.3596	0.4071
	0.9877	1.2476
5	1.3851	0.7201
	0.9606	1.4756
	1.5069	
6	1.5735	0.3213
	1.3836	0.9727
	0.9318	1.6640
7	1.6130	0.5896
	1.3797	1.1923
	0.9104	1.8375
	1.6853	
8	1.7627	0.2737
	0.8955	2.0044
	1.3780	1.3926
	1.6419	0.8253
9	1.8081	0.5126
	1.6532	1.0319
	1.3683	1.5685
	0.8788	2.1509
	1.8575	

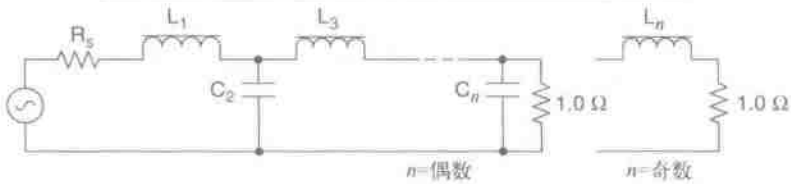
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-42　贝塞尔 LC 元件参数值



	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.0000	0.5755	2.1478		
	1.1111	0.5084	2.3097		
	1.2500	0.4433	2.5096		
	1.4286	0.3801	2.7638		
	1.6667	0.3191	3.0993		
	2.0000	0.2601	3.5649		
	2.5000	0.2032	4.2577		
	3.3333	0.1486	5.4050		
	5.0000	0.0965	7.6876		
	10.0000	0.0469	14.5097		
	Inf.	1.3617	0.4539		
3	1.0000	0.3374	0.9705	2.2034	
	0.9000	0.3708	0.8650	2.3745	
	0.8000	0.4124	0.7609	2.5867	
	0.7000	0.4657	0.6584	2.8575	
	0.6000	0.5365	0.5576	3.2159	
	0.5000	0.6353	0.4587	3.7144	
	0.4000	0.7829	0.3618	4.4573	
	0.3000	1.0283	0.2673	5.6888	
	0.2000	1.5176	0.1752	8.1403	
	0.1000	2.9825	0.0860	15.4697	
	Inf.	1.4631	0.8427	0.2926	
4	1.0000	0.2334	0.6725	1.0815	2.2404
	1.1111	0.2085	0.7423	0.9670	2.4143
	1.2500	0.1839	0.8292	0.8534	2.6304
	1.4286	0.1596	0.9406	0.7410	2.9066
	1.6667	0.1356	1.0886	0.6299	3.2727
	2.0000	0.1120	1.2952	0.5202	3.7824
	2.5000	0.0887	1.6040	0.4120	4.5430
	3.3333	0.0658	2.1174	0.3056	5.8048
	5.0000	0.0434	3.1416	0.2013	8.3185
	10.0000	0.0214	6.2086	0.0993	15.8372
	Inf.	1.5012	0.9781	0.6127	0.2114
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4



www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-42　贝塞尔 LC 元件参数值（续）

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1.0000	0.1743	0.5072	0.8040	1.1110	2.2582		
	0.9000	0.1926	0.4542	0.8894	0.9945	2.4328		
	0.8000	0.2154	0.4016	0.9959	0.8789	2.6497		
	0.7000	0.2447	0.3494	1.1323	0.7642	2.9272		
	0.6000	0.2836	0.2977	1.3138	0.6506	3.2952		
	0.5000	0.3380	0.2465	1.5672	0.5382	3.8077		
	0.4000	0.4194	0.1958	1.9464	0.4270	4.5731		
	0.3000	0.5548	0.1457	2.5768	0.3174	5.8433		
	0.2000	0.8251	0.0964	3.8352	0.2095	8.3747		
	0.1000	1.6349	0.0478	7.6043	0.1036	15.9487		
	Inf.	1.5125	1.0232	0.7531	0.4729	0.1618		
6	1.0000	0.1365	0.4002	0.6392	0.8538	1.1126	2.2645	
	1.1111	0.1223	0.4429	0.5732	0.9456	0.9964	2.4388	
	1.2500	0.1082	0.4961	0.5076	1.0600	0.8810	2.6554	
	1.4286	0.0943	0.5644	0.4424	1.2069	0.7665	2.9325	
	1.6667	0.0804	0.6553	0.3775	1.4022	0.6530	3.3001	
	2.0000	0.0666	0.7824	0.3131	1.6752	0.5405	3.8122	
	2.5000	0.0530	0.9725	0.2492	2.0837	0.4292	4.5770	
	3.3333	0.0395	1.2890	0.1859	2.7633	0.3193	5.8467	
	5.0000	0.0261	1.9209	0.1232	4.1204	0.2110	8.3775	
	10.0000	0.0130	3.8146	0.0612	8.1860	0.1045	15.9506	
	Inf.	1.5124	1.0329	0.8125	0.6072	0.3785	0.1287	
7	1.0000	0.1106	0.3259	0.5249	0.7020	0.8690	1.1052	2.2659
	0.8000	0.1372	0.2589	0.6521	0.5586	1.0803	0.8754	2.6556
	0.7000	0.1562	0.2257	0.7428	0.4873	1.2308	0.7618	2.9319
	0.6000	0.1815	0.1927	0.8634	0.4163	1.4312	0.6491	3.2984
	0.5000	0.2168	0.1599	1.0321	0.3457	1.7111	0.5374	3.8090
	0.4000	0.2698	0.1274	1.2847	0.2755	2.1304	0.4269	4.5718
	0.3000	0.3579	0.0951	1.7051	0.2058	2.8280	0.3177	5.8380
	0.2000	0.5338	0.0630	2.5448	0.1365	4.2214	0.2100	8.3623
	0.1000	1.0612	0.0313	5.0616	0.0679	8.3967	0.1040	15.9166
	Inf.	1.5087	1.0293	0.8345	0.6752	0.5031	0.3113	0.1054
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
8	1.0000	0.0919	0.2719	0.4409	0.5936	0.7303	0.8695	1.0956	2.2656		
	1.1111	0.0825	0.3013	0.3958	0.6580	0.6559	0.9639	0.9813	2.4388		
	1.2500	0.0731	0.3380	0.3509	0.7385	0.5817	1.0816	0.8678	2.6541		
	1.4286	0.0637	0.3850	0.3061	0.8418	0.5078	1.2328	0.7552	2.9295		
	1.6667	0.0545	0.4477	0.2616	0.9794	0.4342	1.4340	0.6435	3.2949		
	2.0000	0.0452	0.5354	0.2173	1.1718	0.3606	1.7153	0.5329	3.8041		
	2.5000	0.0360	0.6667	0.1732	1.4599	0.2878	2.1367	0.4233	4.5645		
	3.3333	0.0269	0.8852	0.1294	1.9396	0.2151	2.8380	0.3151	5.8271		
	5.0000	0.0179	1.3218	0.0859	2.8981	0.1429	4.2389	0.2083	8.3441		
	10.0000	0.0089	2.6307	0.0427	5.7710	0.0711	8.4376	0.1032	15.8768		
	Inf.	1.5044	1.0214	0.8392	0.7081	0.5743	0.4253	0.2616	0.0883		
9	1.0000	0.0780	0.2313	0.3770	0.5108	0.6306	0.7407	0.8639	1.0963	2.2649	
	0.9000	0.0864	0.2077	0.4180	0.4588	0.6994	0.6655	0.9578	0.9730	2.4376	
	0.8000	0.0970	0.1841	0.4691	0.4069	0.7854	0.5905	1.075	0.8604	2.6524	
	0.7000	0.1105	0.1607	0.5348	0.3553	0.8957	0.5157	1.2255	0.7488	2.9271	
	0.6000	0.1286	0.1373	0.6222	0.3038	1.0427	0.4411	1.4258	0.6380	3.2915	
	0.5000	0.1538	0.1141	0.7445	0.2525	1.2483	0.3667	1.7059	0.5283	3.7993	
	0.4000	0.1916	0.0910	0.9278	0.2014	1.5563	0.2926	2.1256	0.4197	4.5578	
	0.3000	0.2545	0.0680	1.2329	0.1506	2.0692	0.2189	2.8241	0.3124	5.8171	
	0.2000	0.3803	0.0452	1.8426	0.1000	3.0941	0.1455	4.2196	0.2065	8.3276	
	0.1000	0.7573	0.0225	3.6704	0.0498	6.1666	0.0725	8.4023	0.1023	15.8408	
	Inf.	1.5006	1.0127	0.8361	0.7220	0.6142	0.4963	0.3654	0.2238	0.0754	
10	1.0000	0.0672	0.1998	0.3270	0.4454	0.5528	0.6493	0.7420	0.8561	1.0781	2.2641
	1.1111	0.0604	0.2216	0.2937	0.4941	0.4967	0.7205	0.6668	0.9492	0.9656	2.4365
	1.2500	0.0536	0.2488	0.2606	0.5548	0.4408	0.8093	0.5918	1.0654	0.8539	2.6508
	1.4286	0.0467	0.2836	0.2275	0.6327	0.3850	0.9233	0.5170	1.2147	0.7430	2.9249
	1.6667	0.0400	0.3301	0.1945	0.7366	0.3294	1.0753	0.4423	1.4134	0.6331	3.2885
	2.0000	0.0332	0.3951	0.1617	0.8818	0.2739	1.2879	0.3678	1.6913	0.5242	3.7953
	2.5000	0.0265	0.4924	0.1290	1.0995	0.2186	1.6064	0.2936	2.1076	0.4164	4.5521
	3.3333	0.0198	0.6546	0.0965	1.4620	0.1635	2.1369	0.2197	2.8007	0.3099	5.8087
	5.0000	0.0132	0.9786	0.0641	2.1864	0.1087	3.1971	0.1461	4.1854	0.2049	8.3137
	10.0000	0.0066	1.9499	0.0319	4.3583	0.0542	6.3759	0.0728	8.3359	0.1015	15.8108
	Inf.	1.4973	1.0045	0.8297	0.7258	0.6355	0.5401	0.4342	0.3182	0.1942	0.0650
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-43　贝塞尔有源低通电容元件参数值

阶数 n	C_1	C_2	C_3
2	0.9066	0.6800	
3	1.423	0.9880	0.2538
4	0.7351	0.6746	
	1.012	0.3900	
5	1.010	0.8712	0.3095
	1.041	0.3100	
6	0.6352	0.6100	
	0.7225	0.4835	
	1.073	0.2561	
7	0.8532	0.7792	0.3027
	0.7250	0.4151	
	1.100	0.2164	
8	0.5673	0.5540	
	0.6090	0.4861	
	0.7257	0.3590	
	1.116	0.1857	
9	0.7564	0.7070	0.2851
	0.6048	0.4352	
	0.7307	0.3157	
	1.137	0.1628	
10	0.5172	0.5092	
	0.5412	0.4682	
	0.6000	0.3896	
	0.7326	0.2792	
	1.151	0.1437	

表 10-44　0.05° 等纹波误差线性相位极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
2	1.0087	0.6680
3	0.8541	1.0725
	1.0459	
4	0.9648	0.4748
	0.7448	1.4008
5	0.8915	0.8733
	0.6731	1.7085
	0.9430	
6	0.8904	0.4111
	0.8233	1.2179
	0.6152	1.9810
7	0.8425	0.7791
	0.7708	1.5351
	0.5727	2.2456
	0.8615	
8	0.8195	0.3711
	0.7930	1.1054
	0.7213	1.8134
	0.5341	2.4761
9	0.7853	0.7125
	0.7555	1.4127
	0.6849	2.0854
	0.5060	2.7133
	0.7938	
10	0.7592	0.3413
	0.7467	1.0195
	0.7159	1.6836
	0.6475	2.3198
	0.4777	2.9128

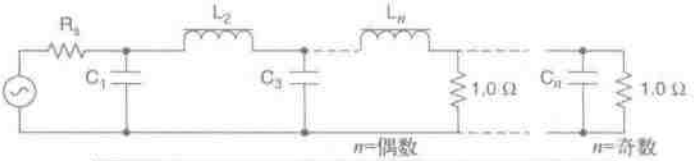
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-45　0.5° 等纹波误差线性相位极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
2	0.8590	0.6981
3	0.6969	1.1318
	0.8257	
4	0.7448	0.5133
	0.6037	1.4983
5	0.6775	0.9401
	0.5412	1.8256
	0.7056	
6	0.6519	0.4374
	0.6167	1.2963
	0.4893	2.0982
7	0.6190	0.8338
	0.5816	1.6453
	0.4598	2.3994
	0.6283	
8	0.5791	0.3857
	0.5665	1.1505
	0.5303	1.8914
	0.4184	2.5780
9	0.5688	0.7595
	0.5545	1.5089
	0.5179	2.2329
	0.4080	2.9028
	0.5728	
10	0.5249	0.3487
	0.5193	1.0429
	0.5051	1.7261
	0.4711	2.3850
	0.3708	2.9940

表 10-46　0.05° 等纹波误差线性相位 LC 元件参数值



	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.0000	0.6480	2.1085		
	1.1111	0.5703	2.2760		
	1.2500	0.4955	2.4817		
	1.4286	0.4235	2.7422		
	1.6667	0.3544	3.0848		
	2.0000	0.2880	3.5589		
	2.5000	0.2244	4.2630		
	3.3333	0.1637	5.4270		
	5.0000	0.1059	7.7400		
	10.0000	0.0513	14.6480		
	Inf.	1.3783	0.4957		
3	1.0000	0.4328	1.0427	2.2542	
	0.9000	0.4745	0.9330	2.4258	
	0.8000	0.5262	0.8238	2.6400	
	0.7000	0.5925	0.7153	2.9146	
	0.6000	0.6805	0.6078	3.2795	
	0.5000	0.8032	0.5015	3.7884	
	0.4000	0.9865	0.3967	4.5487	
	0.3000	1.2910	0.2938	5.8106	
	0.2000	1.8983	0.1931	8.3253	
	0.1000	3.7161	0.0950	15.8472	
	Inf.	1.5018	0.9328	0.3631	

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-46　0.05° 等纹波误差线性相位 LC 元件参数值（续）

4	1.0000	0.3363	0.7963	1.1428	2.2459
	1.1111	0.2993	0.8810	1.0212	2.4241
	1.2500	0.2631	0.9865	0.9012	2.6445
	1.4286	0.2275	1.1216	0.7826	2.9254
	1.6667	0.1926	1.3009	0.6657	3.2970
	2.0000	0.1584	1.5509	0.5502	3.8138
	2.5000	0.1250	1.9244	0.4364	4.5844
	3.3333	0.0923	2.5448	0.3242	5.8626
	5.0000	0.0606	3.7818	0.2139	8.4091
	10.0000	0.0298	7.4845	0.1058	16.0266
	Inf.	1.5211	1.0444	0.7395	0.2925
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4

n=偶数　　n=奇数

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
5	1.0000	0.2751	0.6541	0.8892	1.1034	2.2873		
	0.9000	0.3031	0.5868	0.9841	0.9904	2.4589		
	0.8000	0.3380	0.5197	1.1026	0.8774	2.6733		
	0.7000	0.3827	0.4529	1.2548	0.7648	2.9484		
	0.6000	0.4420	0.3865	1.4575	0.6526	3.3144		
	0.5000	0.5248	0.3204	1.7408	0.5410	3.8254		
	0.4000	0.6486	0.2549	2.1651	0.4302	4.5896		
	0.3000	0.8544	0.1899	2.8713	0.3205	5.8595		
	0.2000	1.2649	0.1257	4.2817	0.2120	8.3922		
	0.1000	2.4940	0.0624	8.5082	0.1051	15.9739		
	Inf.	1.5144	1.0407	0.8447	0.6177	0.2456		
6	1.0000	0.2374	0.5662	0.7578	0.8760	1.1163	2.2448	
	1.1111	0.2120	0.6272	0.6799	0.9726	0.9977	2.4214	
	1.2500	0.1870	0.7032	0.6023	1.0931	0.8807	2.6396	
	1.4286	0.1622	0.8008	0.5253	1.2475	0.7652	2.9174	
	1.6667	0.1378	0.9306	0.4487	1.4530	0.6512	3.2849	
	2.0000	0.1138	1.1118	0.3725	1.7401	0.5387	3.7958	
	2.5000	0.0901	1.3830	0.2969	2.1698	0.4277	4.5579	
	3.3333	0.0669	1.8340	0.2217	2.8849	0.3182	5.8220	
	5.0000	0.0441	2.7343	0.1472	4.3129	0.2103	8.3408	
	10.0000	0.0218	5.4312	0.0732	8.5924	0.1041	15.8769	
	Inf.	1.5050	1.0306	0.8554	0.7283	0.5389	0.2147	
7	1.0000	0.2085	0.4999	0.6653	0.7521	0.8749	1.0671	2.2845
	0.8000	0.2573	0.3978	0.8274	0.6013	1.0861	0.8489	2.6655
	0.7000	0.2919	0.3470	0.9431	0.5258	1.2369	0.7400	2.9375
	0.6000	0.3380	0.2964	1.0972	0.4503	1.4381	0.6314	3.2996
	0.5000	0.4023	0.2461	1.3127	0.3749	1.7196	0.5235	3.8051
	0.4000	0.4986	0.1960	1.6356	0.2995	2.1416	0.4163	4.5613
	0.3000	0.6585	0.1463	2.1734	0.2242	2.8445	0.3101	5.8180
	0.2000	0.9778	0.0970	3.2480	0.1492	4.2496	0.2052	8.3246
	0.1000	1.9340	0.0482	6.4698	0.0744	8.4623	0.1017	15.8281
	Inf.	1.4988	1.0071	0.8422	0.7421	0.6441	0.4791	0.1910
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

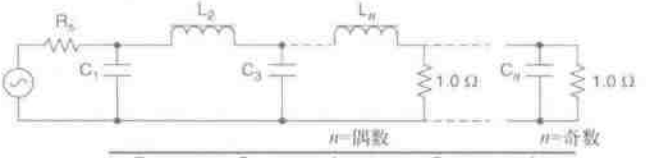
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-46　0.05° 等纹波误差线性相位 LC 元件参数值（续）

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
8	1.0000	0.1891	0.4543	0.6031	0.6750	0.7590	0.8427	1.0901	2.2415		
	1.1111	0.1691	0.5035	0.5415	0.7500	0.6813	0.9362	0.9735	2.4176		
	1.2500	0.1494	0.5650	0.4802	0.8435	0.6041	1.0527	0.8588	2.6349		
	1.4286	0.1298	0.6438	0.4191	0.9637	0.5272	1.2019	0.7459	2.9113		
	1.6667	0.1105	0.7487	0.3583	1.1237	0.4508	1.4004	0.6345	3.2767		
	2.0000	0.0914	0.8953	0.2978	1.3475	0.3748	1.6776	0.5247	3.7846		
	2.5000	0.0725	1.1148	0.2376	1.6827	0.2991	2.0927	0.4164	4.5418		
	3.3333	0.0539	1.4801	0.1776	2.2411	0.2237	2.7833	0.3096	5.7978		
	5.0000	0.0356	2.2095	0.1180	3.3568	0.1488	4.1627	0.2046	8.3004		
	10.0000	0.0176	4.3954	0.0588	6.7021	0.0742	8.2969	0.1013	15.7878		
	Inf.	1.4953	1.0018	0.8264	0.7396	0.6688	0.5858	0.4369	0.1743		
9	1.0000	0.1718	0.4146	0.5498	0.6132	0.6774	0.7252	0.8450	1.0447	2.2834	
	0.9000	0.1900	0.3724	0.6097	0.5519	0.7513	0.6529	0.9352	0.9382	2.4512	
	0.8000	0.2125	0.3302	0.6846	0.4905	0.8436	0.5805	1.0481	0.8314	2.6613	
	0.7000	0.2415	0.2882	0.7807	0.4291	0.9624	0.5079	1.1933	0.7247	2.9315	
	0.6000	0.2800	0.2463	0.9088	0.3676	1.1207	0.4352	1.3870	0.6184	3.2914	
	0.5000	0.3337	0.2046	1.0880	0.3062	1.3424	0.3624	1.6581	0.5125	3.7941	
	0.4000	0.4141	0.1631	1.3565	0.2448	1.6749	0.2897	2.0647	0.4075	4.5462	
	0.3000	0.5478	0.1219	1.8038	0.1834	2.2289	0.2170	2.7420	0.3035	5.7960	
	0.2000	0.8148	0.0809	2.6977	0.1222	3.3369	0.1445	4.0960	0.2007	8.2890	
	0.1000	1.6146	0.0403	5.3782	0.0610	6.6602	0.0721	8.1556	0.0995	15.7520	
	Inf.	1.4907	0.9845	0.8116	0.7197	0.6646	0.6089	0.5359	0.4003	0.1598	
10	1.0000	0.1601	0.3867	0.5125	0.5702	0.6243	0.6557	0.7319	0.8178	1.0767	2.2387
	1.1111	0.1433	0.4288	0.4604	0.6336	0.5609	0.7290	0.6567	0.9089	0.9608	2.4151
	1.2500	0.1267	0.4812	0.4084	0.7127	0.4977	0.8205	0.5820	1.0221	0.8471	2.6323
	1.4286	0.1102	0.5486	0.3567	0.8143	0.4348	0.9380	0.5079	1.1672	0.7354	2.9082
	1.6667	0.0939	0.6383	0.3051	0.9498	0.3721	1.0944	0.4342	1.3600	0.6254	3.2727
	2.0000	0.0778	0.7637	0.2537	1.1392	0.3096	1.3131	0.3609	1.6291	0.5170	3.7791
	2.5000	0.0618	0.9515	0.2024	1.4232	0.2473	1.6408	0.2880	2.0320	0.4102	4.5340
	3.3333	0.0460	1.2641	0.1515	1.8961	0.1852	2.1866	0.2154	2.7022	0.3049	5.7860
	5.0000	0.0304	1.8885	0.1007	2.8416	0.1232	3.2775	0.1433	4.0406	0.2014	8.2806
	10.0000	0.0151	3.7600	0.0502	5.6766	0.0615	6.5485	0.0714	8.0520	0.0997	15.7441
	Inf.	1.4905	0.9858	0.8018	0.7123	0.6540	0.6141	0.5669	0.5003	0.3741	0.1494
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

表 10-47　0.5° 等纹波误差线性相位 LC 元件参数值



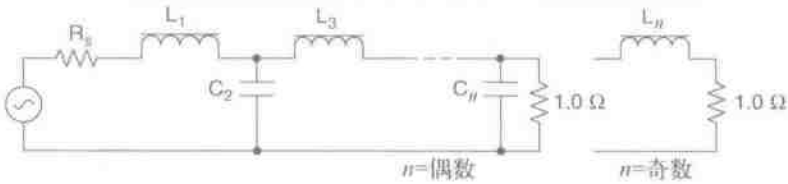
	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1.0000	0.8245	1.9800		
	1.1111	0.7166	2.1640		
	1.2500	0.6160	2.3850		
	1.4286	0.5216	2.6603		
	1.6667	0.4327	3.0181		
	2.0000	0.3489	3.5088		
	2.5000	0.2700	4.2329		
	3.3333	0.1956	5.4242		
	5.0000	0.1258	7.7842		
	10.0000	0.0606	14.8185		
	Inf.	1.4022	0.5821		
3	1.0000	0.5534	1.0218	2.4250	
	0.9000	0.6059	0.9213	2.5929	
	0.8000	0.6710	0.8197	2.8046	
	0.7000	0.7540	0.7173	3.0787	
	0.6000	0.8639	0.6141	3.4462	
	0.5000	1.0168	0.5105	3.9625	
	0.4000	1.2448	0.4068	4.7385	
	0.3000	1.6231	0.3034	6.0326	
	0.2000	2.3771	0.2008	8;6197	
	0.1000	4.6332	0.0994	16.3738	
	Inf.	1.5495	0.9820	0.4506	

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-47　0.5° 等纹波误差线性相位 LC 元件参数值（续）

4	1.0000	0.4526	0.7967	1.2669	2.0504
	1.1111	0.3996	0.8889	1.1137	2.2502
	1.2500	0.3486	1.0028	0.9699	2.4866
	1.4286	0.2995	1.1481	0.8333	2.7788
	1.6667	0.2521	1.3405	0.7024	3.1576
	2.0000	0.2062	1.6083	0.5762	3.6769
	2.5000	0.1618	2.0079	0.4542	4.4438
	3.3333	0.1190	2.6708	0.3358	5.7080
	5.0000	0.0777	3.9916	0.2207	8.2168
	10.0000	0.0380	7.9426	0.1088	15.7068
	Inf.	1.4944	1.0715	0.7889	0.3708
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4



	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_5	C_7
5	1.0000	0.3658	0.6768	0.9513	1.0113	2.4446		
	0.9000	0.4027	0.6099	1.0486	0.9157	2.6062		
	0.8000	0.4485	0.5427	1.1700	0.8182	2.8114		
	0.7000	0.5069	0.4752	1.3260	0.7189	3.0787		
	0.6000	0.5843	0.4074	1.5341	0.6181	3.4387		
	0.5000	0.6921	0.3395	1.8253	0.5160	3.9462		
	0.4000	0.8530	0.2714	2.2623	0.4130	4.7108		
	0.3000	1.1201	0.2033	2.9908	0.3094	5.9881		
	0.2000	1.6524	0.1352	4.4478	0.2057	8.5444		
	0.1000	3.2454	0.0674	8.8185	0.1024	16.2117		
	Inf.	1.5327	1.0180	0.8740	0.6709	0.3182		
6	1.0000	0.3313	0.5984	0.8390	0.7964	1.2734	2.0111	
	1.1111	0.2934	0.6667	0.7446	0.8985	1.1050	2.2282	
	1.2500	0.2571	0.7515	0.6542	1.0223	0.9549	2.4742	
	1.4286	0.2219	0.8600	0.5666	1.1787	0.8164	2.7718	
	1.6667	0.1876	1.0040	0.4812	1.3848	0.6859	3.1529	
	2.0000	0.1541	1.2051	0.3976	1.6709	0.5615	3.6720	
	2.5000	0.1216	1.5058	0.3155	2.0972	0.4420	4.4362	
	3.3333	0.0898	2.0058	0.2347	2.8044	0.3266	5.6935	
	5.0000	0.0589	3.0038	0.1553	4.2137	0.2146	8.1871	
	10.0000	0.0290	5.9928	0.0771	8.4320	0.1058	15.6296	
	Inf.	1.4849	1.0430	0.8427	0.7651	0.5972	0.2844	
7	1.0000	0.2826	0.5332	0.7142	0.6988	0.9219	0.9600	2.4404
	0.9000	0.3118	0.4802	0.7896	0.6322	1.0137	0.8718	2.5953
	0.8000	0.3481	0.4271	0.8836	0.5649	1.1287	0.7809	2.7936
	0.7000	0.3945	0.3739	1.0043	0.4967	1.2768	0.6875	3.0535
	0.6000	0.4560	0.3206	1.1650	0.4277	1.4750	0.5919	3.4051
	0.5000	0.5416	0.2671	1.3899	0.3580	1.7531	0.4947	3.9025
	0.4000	0.6695	0.2136	1.7271	0.2874	2.1714	0.3961	4.6534
	0.3000	0.8819	0.1601	2.2890	0.2163	2.8700	0.2969	5.9091
	0.2000	1.3054	0.1066	3.4127	0.1445	4.2690	0.1974	8.4236
	0.1000	2.5731	0.0532	6.7835	0.0724	8.4691	0.0983	15.9666
	Inf.	1.5079	0.9763	0.8402	0.7248	0.6741	0.5305	0.2532
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-47　0.5° 等纹波误差线性相位 LC 元件参数值（续）

	R_n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
8	1.0000	0.2718	0.4999	0.6800	0.6312	0.8498	0.7447	1.3174	1.9626		
	1.1111	0.2408	0.5567	0.6045	0.7116	0.7452	0.8529	1.1169	2.2146		
	1.2500	0.2114	0.6271	0.5324	0.8086	0.6506	0.9780	0.9551	2.4766		
	1.4286	0.1828	0.7173	0.4622	0.9315	0.5612	1.1331	0.8117	2.7837		
	1.6667	0.1549	0.8373	0.3934	1.0939	0.4753	1.3355	0.6795	3.1715		
	2.0000	0.1276	1.0049	0.3256	1.3201	0.3920	1.6148	0.5550	3.6960		
	2.5000	0.1009	1.2559	0.2589	1.6580	0.3107	2.0297	0.4362	4.4654		
	3.3333	0.0747	1.6734	0.1930	2.2194	0.2311	2.7164	0.3220	5.7294		
	5.0000	0.0492	2.5074	0.1279	3.3400	0.1530	4.0835	0.2114	8.2345		
	10.0000	0.0242	5.0066	0.0636	6.6971	0.0760	8.1733	0.1042	15.7101		
	Inf.	1.4915	1.0265	0.8169	0.7548	0.6709	0.6318	0.4995	0.2387		
9	1.0000	0.2347	0.4493	0.5914	0.5747	0.7027	0.6552	0.8944	0.9255	2.4332	
	0.9000	0.2594	0.4045	0.6547	0.5193	0.7754	0.5943	0.9809	0.8427	2.5822	
	0.8000	0.2900	0.3597	0.7336	0.4635	0.8662	0.5322	1.0895	0.7566	2.7745	
	0.7000	0.3291	0.3148	0.8348	0.4073	0.9829	0.4690	1.2299	0.6673	3.0283	
	0.6000	0.3810	0.2699	0.9695	0.3505	1.1388	0.4046	1.4183	0.5753	3.3734	
	0.5000	0.4533	0.2249	1.1580	0.2932	1.3572	0.3392	1.6834	0.4812	3.8629	
	0.4000	0.5613	0.1799	1.4405	0.2355	1.6854	0.2727	2.0828	0.3855	4.6032	
	0.3000	0.7407	0.1348	1.9111	0.1772	2.2331	0.2054	2.7508	0.2889	5.8424	
	0.2000	1.0986	0.0898	2.8522	0.1185	3.3299	0.1373	4.0895	0.1921	8.3246	
	0.1000	2.1702	0.0448	5.6749	0.0594	6.6230	0.0688	8.1099	0.0956	15.7718	
	Inf.	1.4888	0.9495	0.8044	0.6892	0.6589	0.5952	0.5645	0.4475	0.2141	
10	1.0000	0.2359	0.4369	0.5887	0.5428	0.7034	0.5827	0.8720	0.6869	1.4317	1.8431
	1.1111	0.2081	0.4866	0.5218	0.6141	0.6141	0.6729	0.7394	0.8187	1.1397	2.1907
	1.2500	0.1827	0.5480	0.4601	0.6972	0.5376	0.7708	0.6394	0.9483	0.9616	2.4734
	1.4286	0.1582	0.6267	0.3999	0.8024	0.4651	0.8922	0.5487	1.1042	0.8122	2.7907
	1.6667	0.1343	0.7314	0.3407	0.9416	0.3948	1.0514	0.4631	1.3052	0.6777	3.1847
	2.0000	0.1108	0.8777	0.2823	1.1356	0.3263	1.2719	0.3811	1.5809	0.5525	3.7138
	2.5000	0.0877	1.0969	0.2247	1.4258	0.2591	1.6003	0.3017	1.9888	0.4338	4.4876
	3.3333	0.0651	1.4619	0.1676	1.9085	0.1931	2.1451	0.2242	2.6628	0.3200	5.7573
	5.0000	0.0429	2.1910	0.1112	2.8724	0.1280	3.2311	0.1483	4.0033	0.2100	8.2726
	10.0000	0.0212	4.3764	0.0553	5.7612	0.0636	6.4830	0.0736	8.0118	0.1035	15.7776
	Inf.	1.4973	1.0192	0.8005	0.7312	0.6498	0.6331	0.5775	0.5501	0.4369	0.2091
	$1/R_n$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

表 10-48　0.05° 等纹波误差线性相位有源低通电容元件参数值

阶数 n	C_1	C_2
2	0.9914	0.6891
4	1.0365	0.8344
	1.3426	0.2959
6	1.1231	0.9257
	1.2146	0.3810
	1.6255	0.1430
8	1.2203	1.0126
	1.2610	0.4285
	1.3864	0.1894
	1.8723	0.08324
10	1.3172	1.0957
	1.3392	0.4676
	1.3968	0.2139
	1.5444	0.1116
	2.0934	0.05483

表 10-49　0.5° 等纹波误差线性相位有源低通电容元件参数值

阶数 n	C_1	C_2
2	1.1641	0.7011
4	1.3426	0.9103
	1.6565	0.2314
6	1.5340	1.0578
	1.6215	0.2993
	2.0437	0.1054
8	1.7268	1.1962
	1.7652	0.3445
	1.8857	0.1374
	2.3901	0.06134
10	1.9051	1.3218
	1.9257	0.3826
	1.9798	0.1562
	2.1227	0.07971
	2.6969	0.04074

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

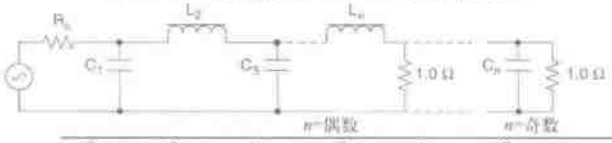
表 10-50　过渡高斯-6dB 极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
3	0.9622	1.2214
	0.9776	
4	0.7940	0.5029
	0.6304	1.5407
5	0.6190	0.8254
	0.3559	1.5688
	0.6650	
6	0.5433	0.3431
	0.4672	0.9991
	0.2204	1.5067
7	0.4580	0.5932
	0.3649	1.1286
	0.1522	1.4938
	0.4828	
8	0.4222	0.2640
	0.3833	0.7716
	0.2878	1.2066
	0.1122	1.4798
9	0.3700	0.4704
	0.3230	0.9068
	0.2309	1.2634
	0.08604	1.4740
	0.3842	
10	0.3384	0.2101
	0.3164	0.6180
	0.2677	0.9852
	0.1849	1.2745
	0.06706	1.4389

表 10-51　过渡高斯-12dB 极点分布

阶数 n	实部 $-\alpha$	虚部 $\pm j\beta$
3	0.9360	1.2168
	0.9630	
4	0.9278	1.6995
	0.9192	0.5560
5	0.8075	0.9973
	0.7153	2.0532
	0.8131	
6	0.7019	0.4322
	0.6667	1.2931
	0.4479	2.1363
7	0.6155	0.7703
	0.5486	1.5154
	0.2905	2.1486
	0.6291	
8	0.5441	0.3358
	0.5175	0.9962
	0.4328	1.6100
	0.1978	2.0703
9	0.4961	0.6192
	0.4568	1.2145
	0.3592	1.7429
	0.1489	2.1003
	0.5065	
10	0.4535	0.2794
	0.4352	0.8289
	0.3886	1.3448
	0.2908	1.7837
	0.1136	2.0599

表 10-52　过渡高斯-6dB LC 元件参数值

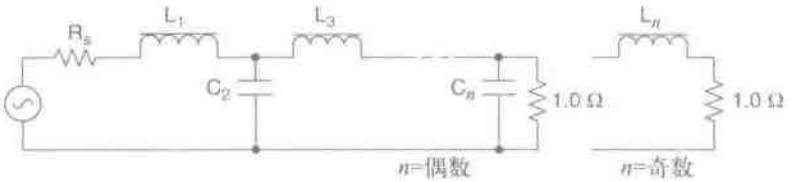


	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5
3	1.0000	0.4042	0.8955	2.3380		
	0.9000	0.4440	0.8038	2.5027		
	0.8000	0.4935	0.7121	2.7088		
	0.7000	0.5568	0.6205	2.9739		
	0.6000	0.6407	0.5292	3.3275		
	0.5000	0.7575	0.4384	3.8223		
	0.4000	0.9319	0.3482	4.5635		
	0.3000	1.2213	0.2590	5.7972		
	0.2000	1.7980	0.1709	8.26051		
	0.1000	3.5236	0.0845	5.6391		
	Inf.	1.4742	0.8328	0.3446		
4	1.0000	0.4198	0.7832	1.1598	2.1427	
	1.1111	0.3720	0.8717	1.0279	2.3286	
	1.2500	0.3256	0.9816	0.9010	2.5539	
	1.4286	0.2804	1.1220	0.7781	2.8367	
	1.6667	0.2365	1.3083	0.6587	3.2069	
	2.0000	0.1938	1.5678	0.5424	3.7179	
	2.5000	0.1524	1.9552	0.4289	4.4761	
	3.3333	0.1122	2.5982	0.3180	5.7296	
	5.0000	0.0733	3.8797	0.2095	8.2221	
	10.0000	0.0359	7.7138	0.1035	15.6717	
	Inf.	1.4871	1.0222	0.7656	0.3510	
5	1.0000	0.4544	0.8457	1.0924	1.0774	2.4138
	0.9000	0.4991	0.7622	1.2046	0.9769	2.5746
	0.8000	0.5543	0.6781	1.3452	0.8739	2.7797
	0.7000	0.6247	0.5936	1.5263	0.7687	3.0475
	0.6000	0.7179	0.5086	1.7683	0.6615	3.4087
	0.5000	0.8476	0.4233	2.1077	0.5527	3.9183
	0.4000	1.0411	0.3379	2.6176	0.4428	4.6863
	0.3000	1.3621	0.2526	3.4680	0.3321	5.9690
	0.2000	2.0019	0.1677	5.1693	0.2212	8.5360
	0.1000	3.9166	0.0833	10.2723	0.1103	16.2354
	Inf.	1.5392	1.0993	1.0203	0.8269	0.3824
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-52　过渡高斯-6dB LC 元件参数值（续）



	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9
6	1.0000	0.5041	0.9032	1.2159	1.0433	1.4212	2.0917			
	1.1111	0.4427	1.0079	1.0739	1.1892	1.2274	2.3324			
	1.2500	0.3853	1.1364	0.9415	1.3611	1.0620	2.5935			
	1.4286	0.3306	1.2999	0.8145	1.5753	0.9111	2.9053			
	1.6667	0.2779	1.5162	0.6914	1.8557	0.7692	**3.3032**			
	2.0000	0.2271	1.8169	0.5713	2.2433	0.6333	3.8456			
	2.5000	0.1780	2.2654	0.4534	2.8200	0.5016	4.6459			
	3.3333	0.1308	3.0091	0.3376	3.7758	0.3730	5.9662			
	5.0000	0.0853	4.4902	0.2235	5.6803	0.2468	8.5904			
	10.0000	0.0416	8.9199	0.1109	11.3810	0.1225	16.4352			
	Inf.	1.5664	1.2166	1.1389	1.1010	0.8844	0.4062			
7	1.0000	0.4918	0.9232	1.2146	1.1224	1.3154	1.1407	2.5039		
	0.9000	0.5403	0.8318	1.3393	1.0196	1.4426	1.0434	2.6575		
	0.8000	0.6001	0.7399	1.4950	0.9141	1.6040	0.9401	2.8593		
	0.7000	0.6760	0.6474	1.6952	0.8061	1.8144	0.8317	3.1285		
	0.6000	0.7783	0.5545	1.9626	0.6956	2.0986	0.7190	3.4967		
	0.5000	0.9157	0.4613	2.3373	0.5829	2.5004	0.6029	4.0203		
	0.4000	1.1236	0.3681	2.9002	0.4684	3.1072	0.4844	4.8129		
	0.3000	1.4585	0.2750	3.8389	0.3524	4.1232	0.3644	6.1397		
	0.2000	2.1560	0.1823	5.7166	0.2354	6.1604	0.2433	8.7977		
	0.1000	4.2137	0.0905	11.3483	0.1178	12.2787	0.1217	16.7743		
	Inf.	1.5950	1.2166	1.2240	1.1784	1.1260	0.8975	0.4110		
8	1.0502	0.5031	0.9699	1.2319	1.1324	1.4262	1.0449	1.6000	1.9285	
	1.1111	0.4586	1.0338	1.1286	1.2497	1.2635	1.2099	1.3372	2.2286	
	1.2500	0.3964	1.1670	0.9831	1.4404	1.0842	1.4259	1.1197	2.5453	
	1.4286	0.3392	1.3351	0.8487	1.6698	0.9299	1.6706	0.9502	2.8771	
	1.6667	0.2848	1.5571	0.7195	1.9674	0.7863	1.9808	0.7989	3.2846	
	2.0000	0.2325	1.8656	0.5939	2.3776	0.6487	2.4039	0.6569	3.8326	
	2.5000	0.1822	2.3255	0.4710	2.9870	0.5151	3.0295	0.5204	4.6374	
	3.3333	0.1337	3.0879	0.3504	3.9962	0.3840	4.0640	0.3874	5.9636	
	5.0000	0.0872	4.6062	0.2318	6.0063	0.2547	6.1243	0.2566	8.5995	
	10.0000	0.0425	9.1467	0.1150	12.0217	0.1268	12.2919	0.1276	16.4808	
	Inf.	1.5739	1.2698	1.2325	1.2633	1.2017	1.1404	0.9066	0.4148	
9	1.0000	0.4979	0.9367	1.2371	1.1589	1.3845	1.1670	1.3983	1.1422	2.5277
	0.9000	0.5475	0.8439	1.3648	1.0517	1.5194	1.0673	1.5233	1.0527	2.6698
	0.8000	0.6083	0.7505	1.5238	0.9424	1.6894	0.9625	1.6850	0.9540	2.8635
	0.7000	0.6854	0.6567	1.7278	0.8306	1.9103	0.8527	1.8996	0.8472	3.1279
	0.6000	0.7870	0.5624	1.9998	0.7165	2.2081	0.7383	2.1929	0.7342	3.4938
	0.5000	0.9280	0.4679	2.3811	0.6002	2.6288	0.6202	2.6105	0.6166	4.0174
	0.4000	1.1383	0.3732	2.9537	0.4820	3.2641	0.4993	3.2438	0.4960	4.8118
	0.3000	1.4873	0.2788	3.9087	0.3625	4.3274	0.3763	4.3062	0.3734	6.1429
	0.2000	2.1829	0.1848	5.8191	0.2421	6.4590	0.2518	6.4381	0.2496	8.8109
	0.1000	4.2652	0.0918	11.5490	0.1211	12.8601	0.1262	12.8438	0.1250	16.8186
	Inf.	1.6014	1.2508	1.2817	1.2644	1.2805	1.2103	1.1456	0.9096	0.4160
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9

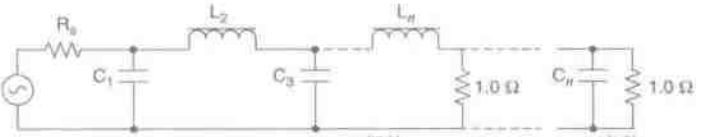
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-52　过渡高斯-6dB LC 元件参数值（续）

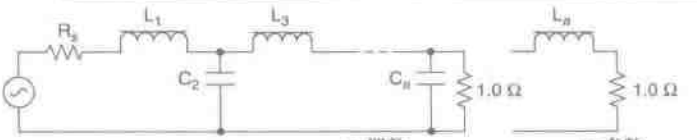
	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
10	1.1372	0.4682	1.0839	1.1516	1.2991	1.3293	1.2748	1.4216	1.1730	1.5040	2.1225
	1.2500	0.4087	1.1987	1.0148	1.4855	1.1389	1.5155	1.1705	1.4593	1.1798	2.5537
	1.4286	0.3489	1.3718	0.8744	1.7253	0.9733	1.7813	0.9908	1.7344	0.9878	2.9155
	1.6667	0.2928	1.6000	0.7409	2.0334	0.8219	2.1124	0.8338	2.0664	0.8275	3.3380
	2.0000	0.2389	1.9169	0.6114	2.4574	0.6776	2.5622	0.6868	2.5129	0.6799	3.8995
	2.5000	0.1872	2.3893	0.4848	3.0868	0.5377	3.2264	0.5451	3.1699	0.5387	4.7218
	3.3333	0.1373	3.1723	0.3606	4.1290	0.4007	4.3241	0.4065	4.2549	0.4011	6.0762
	5.0000	0.0895	4.7317	0.2385	6.2048	0.2657	6.5094	0.2698	6.4154	0.2659	8.7681
	10.0000	0.0437	9.3953	0.1183	12.4165	0.1322	13.0503	0.1345	12.8837	0.1323	16.8178
	Inf.	1.6077	1.3178	1.2927	1.3406	1.3070	1.3160	1.2409	1.1733	0.9311	0.4257
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

表 10-53　过渡高斯-12dB LC 元件参数值



n=偶数　　n=奇数

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
3	1.0000	0.4152	0.9050	2.3452				
	0.9000	0.4560	0.8126	2.5101				
	0.8000	0.5067	0.7202	2.7166				
	0.7000	0.5715	0.6278	2.9825				
	0.6000	0.6573	0.5356	3.3372				
	0.5000	0.7769	0.4438	3.8336				
	0.4000	0.9554	0.3526	4.5775				
	0.3000	1.2517	0.2623	5.8157				
	0.2000	1.8420	0.1732	8.2884				
	0.1000	3.6083	0.0856	15.6955				
	Inf.	1.4800	0.8440	0.3527				
4	1.0000	0.3097	0.6545	1.0598	2.1518			
	1.1111	0.2757	0.7262	0.9418	2.3289			
	1.2500	0.2423	0.8156	0.8268	2.5459			
	1.4286	0.2096	0.9300	0.7146	2.8203			
	1.6667	0.1775	1.0821	0.6050	3.1814			
	2.0000	0.1461	1.2944	0.4980	3.6812			
	3.3333	0.0853	2.1393	0.2913	5.6532			
	2.5000	0.1153	1.6118	0.3934	4.4241			
	5.0000	0.0560	3.1917	0.1916	8.0979			
	10.0000	0.0276	6.3425	0.0944	15.4048			
	Inf.	1.4585	0.9300	0.6294	0.2707			
5	1.0000	0.2909	0.5837	0.8112	0.9660	2.3745		
	0.9000	0.3207	0.5253	0.8961	0.8707	2.5377		
	0.8000	0.3577	0.4667	1.0019	0.7746	2.7433		
	0.7000	0.4051	0.4081	1.1379	0.6777	3.0092		
	0.6000	0.4680	0.3495	1.3192	0.5804	3.3650		
	0.5000	0.5556	0.2908	1.5727	0.4827	3.8642		
	0.4000	0.6865	0.2322	1.9528	0.3850	4.6138		
	0.3000	0.9038	0.1738	2.5859	0.2875	5.8631		
	0.2000	1.3372	0.1155	3.8515	0.1907	8.3597		
	0.1000	2.6347	0.0575	7.6464	0.0947	15.8420		
	Inf.	1.4953	0.9388	0.7587	0.5724	0.2592		
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7



n=偶数　　n=奇数

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-53　过渡高斯-12dB LC 元件参数值（续）

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9
6	1.0000	0.3164	0.6070	0.7962	0.7880	1.1448	2.1154			
	1.1111	0.2813	0.6750	0.7108	0.8826	1.0087	2.3076			
	1.2500	0.2470	0.7597	0.6273	0.9994	0.8804	2.5365			
	1.4286	0.2135	0.8681	0.5452	1.1481	0.7580	2.8209			
	1.6667	0.1807	1.0123	0.4644	1.3451	0.6402	3.1908			
	2.0000	0.1487	1.2136	0.3847	1.6194	0.5263	3.6993			
	2.5000	0.1174	1.5148	0.3060	2.0292	0.4157	4.4522			
	3.3333	0.0868	2.0154	0.2282	2.7098	0.3080	5.6952			
	5.0000	0.0570	3.0146	0.1513	4.0679	0.2028	8.1654			
	10.0000	0.0280	6.0071	0.0753	8.1355	0.1002	15.5460			
	Inf.	1.4732	0.9894	0.8129	0.7484	0.5979	0.2752			
7	1.0000	0.3207	0.6267	0.8091	0.7753	0.9241	0.9649	2.3829		
	0.9000	0.3534	0.5641	0.8946	0.7016	1.0176	0.8750	2.5374		
	0.8000	0.3940	0.5015	1.0015	0.6270	1.1350	0.7824	2.7351		
	0.7000	0.4458	0.4387	1.1388	0.5513	1.2867	0.6876	2.9937		
	0.6000	0.5146	0.3758	1.3218	0.4747	1.4899	0.5910	3.3428		
	0.5000	0.6102	0.3128	1.5781	0.3972	1.7755	0.4931	3.8355		
	0.4000	0.7531	0.2498	1.9626	0.3189	2.2054	0.3943	4.5779		
	0.3000	0.9902	0.1869	2.6034	0.2399	2.9236	0.2951	5.8175		
	0.2000	1.4630	0.1243	3.8851	0.1603	4.3624	0.1961	8.2974		
	0.1000	2.8780	0.0619	7.7299	0.0803	8.6825	0.0976	15.7326		
	Inf.	1.4861	0.9693	0.8643	0.8040	0.7689	0.6157	0.2826		
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9

	R_s	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
8	1.0000	0.3449	0.6565	0.8686	0.8028	0.9701	0.8182	1.2503	2.0612		
	1.1111	0.3053	0.7304	0.7729	0.9044	0.8550	0.9339	1.0753	2.2930		
	1.2500	0.2674	0.8221	0.6810	1.0276	0.7489	1.0694	0.9272	2.5445		
	1.4286	0.2308	0.9394	0.5913	1.1837	0.6480	1.2378	0.7929	2.8444		
	1.6667	0.1952	1.0953	0.5034	1.3898	0.5504	1.4579	0.6673	3.2267		
	2.0000	0.1604	1.3128	0.4168	1.6764	0.4553	1.7620	0.5476	3.7473		
	2.5000	0.1265	1.6381	0.3314	2.1045	0.3621	2.2143	0.4323	4.5145		
	3.3333	0.0934	2.1788	0.2471	2.8155	0.2702	2.9640	0.3203	5.7789		
	5.0000	0.0613	3.2575	0.1638	4.2343	0.1794	4.4583	0.2111	8.2899		
	10.0000	0.0301	6.4874	0.0814	8.4843	0.0894	8.9350	0.1044	15.7917		
	Inf.	1.4974	1.0324	0.8943	0.8908	0.8494	0.8098	0.6452	0.2955		
9	1.0000	0.3318	0.6500	0.8467	0.8167	0.9426	0.8239	0.9857	0.9630	2.4140	
	0.9000	0.3657	0.5852	0.9363	0.7389	1.0390	0.7492	1.0803	0.8785	2.5608	
	0.8000	0.4078	0.5201	1.0480	0.6602	1.1599	0.6725	1.2003	0.7894	2.7524	
	0.7000	0.4614	0.4550	1.1914	0.5806	1.3160	0.5936	1.3568	0.6963	3.0070	
	0.6000	0.5324	0.3897	1.3825	0.4999	1.5251	0.5127	1.5681	0.6001	3.3538	
	0.5000	0.6312	0.3243	1.6500	0.4183	1.8192	0.4301	1.8667	0.5015	3.8460	
	0.4000	0.7787	0.2590	2.0512	0.3358	2.2620	0.3460	2.3177	0.4016	4.5897	
	0.3000	1.0234	0.1938	2.7200	0.2526	3.0021	0.2607	3.0729	0.3009	5.8332	
	0.2000	1.5113	0.1288	4.0574	0.1687	4.4850	0.1744	4.5875	0.2000	8.3219	
	0.1000	2.9716	0.0641	8.0692	0.0845	8.9384	0.0875	9.1379	0.0996	15.7849	
	Inf.	1.4917	0.9908	0.9105	0.8770	0.8910	0.8457	0.8022	0.6376	0.2917	
10	1.0139	0.3500	0.6698	0.8817	0.8148	1.0183	0.7949	1.0929	0.7508	1.4303	1.8322
	1.1111	0.3092	0.7364	0.7856	0.9200	0.8864	0.9293	0.9147	0.9187	1.1138	2.2110
	1.2500	0.2701	0.8290	0.6907	1.0477	0.7734	1.0708	0.7890	1.0712	0.9404	2.4914
	1.4286	0.2328	0.9474	0.5992	1.2075	0.6681	1.2428	0.6777	1.2503	0.7978	2.8009
	1.6667	0.1968	1.1046	0.5099	1.4179	0.5671	1.4663	0.5734	1.4791	0.6690	3.1853
	2.0000	0.1616	1.3239	0.4221	1.7103	0.4689	1.7746	0.4734	1.7920	0.5483	3.7034
	2.5000	0.1274	1.6517	0.3355	2.1467	0.3728	2.2329	0.3761	2.2552	0.4326	4.4640
	3.3333	0.0941	2.1966	0.2501	2.8714	0.2781	2.9923	0.2806	3.0215	0.3206	5.7162
	5.0000	0.0617	3.2837	0.1658	4.3171	0.1845	4.5061	0.1863	4.5478	0.2114	8.2022
	10.0000	0.0303	6.5385	0.0824	8.6473	0.0919	9.0397	0.0929	9.1181	0.1046	15.6293
	Inf.	1.4826	1.0350	0.9134	0.9263	0.9061	0.9159	0.8654	0.8190	0.6502	0.2973
	$1/R_s$	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

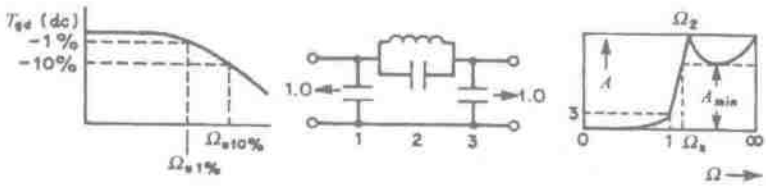
表 10-54　过渡高斯-6dB 有源低通电容元件参数值

阶数 n	C_1	C_2
4	1.2594	0.8989
	1.5863	0.2275
6	1.8406	1.3158
	2.1404	0.3841
	4.5372	0.09505
8	2.3685	1.7028
	2.6089	0.5164
	3.4746	0.1870
	8.9127	0.05094
10	2.9551	2.1329
	3.1606	0.6564
	3.7355	0.2568
	5.4083	0.1115
	14.9120	0.03232

表 10-55　过渡高斯-12dB 有源低通电容元件参数值

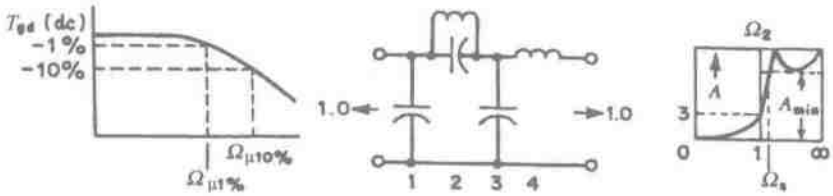
阶数 n	C_1	C_2
4	1.0778	0.2475
	1.0879	0.7965
6	1.4247	1.0330
	1.5000	0.3150
	2.2326	0.09401
8	1.8379	1.3309
	1.9324	0.4106
	2.3105	0.1557
	5.0556	0.04573
10	2.2051	1.5984
	2.2978	0.4965
	2.5733	0.1983
	3.4388	0.08903
	8.8028	0.02669

表 10-56　切比雪夫止带最大平坦延迟



$N = 3$

A_{min}	Ω_s	T_{gd}(DC)	$\Omega_{\mu 1\%}$	$\Omega_{\mu 10\%}$	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3
18	2.152	1.325	0.9091	1.461	2.124	0.2769	0.5242	2.625	0.001434
26	2.721	1.493	0.8010	1.304	2.144	0.1399	0.6931	3.211	0.1489
34	3.514	1.602	0.7522	1.206	2.166	0.07387	0.8068	4.096	0.2320
42	4.627	1.668	0.7122	1.161	2.180	0.03958	0.8769	5.368	0.2791
50	6.178	1.706	0.6959	1.134	2.189	0.02133	0.9178	7.147	0.3052
58	8.309	1.727	0.6886	1.121	2.193	0.01151	0.9407	9.610	0.3197
66	11.23	1.739	0.6850	1.112	2.196	0.006226	0.9537	12.98	0.3275
70	13.07	1.743	0.6838	1.109	2.198	0.004579	0.9580	15.10	0.3301



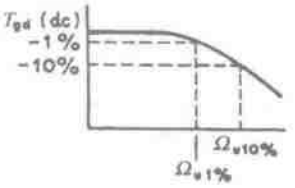
$N = 4$

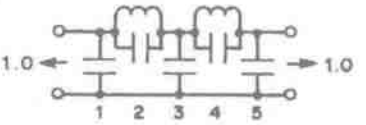
A_{min}	Ω_s	T_{gd}(DC)	$\Omega_{\mu 1\%}$	$\Omega_{\mu 10\%}$	C_1	C_2	L_2	Ω_2	C_3	L_4
18	2.070	1.471	1.303	1.923	2.107	0.3324	0.5088	2.432	0.1690	0.1575
26	2.466	1.662	1.164	1.704	2.127	0.1915	0.6744	2.783	0.3419	0.1795
34	2.938	1.807	1.068	1.568	0.1756	0.1586	0.5905	3.268	2.439	0.4078
42	3.548	1.910	1.007	1.482	0.2445	0.09775	0.6647	3.923	2.472	0.4383
50	4.341	1.980	0.9720	1.432	0.1420	0.08106	0.5386	4.786	1.033	2.245
58	5.363	2.027	0.9509	1.396	0.1760	0.04895	0.5862	5.903	1.048	2.244
66	6.665	2.057	0.9382	1.377	0.1972	0.03014	0.6171	7.332	1.059	2.240
70	7.447	2.068	0.9297	1.369	0.2046	0.02374	0.6281	8.189	1.063	2.240

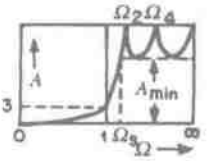
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-56　切比雪夫止带最大平坦延迟（续）



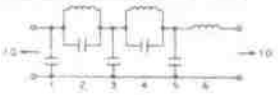


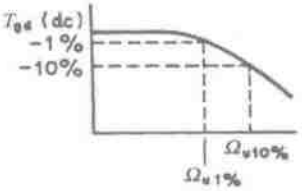


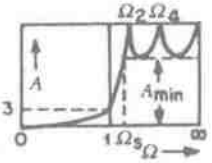
$N = 5$

A_{min}	Ω_s	T_{gd}(DC)	$\Omega_{u\,1\%}$	$\Omega_{u\,10\%}$	C_1	C_2	L_2
34	2.6802	1.745	1.550	2.142	0.02930	0.3317	0.3665
42	3.0263	1.904	1.408	1.968	0.1338	0.2216	0.4381
50	3.4467	2.035	1.316	1.840	2.1836	0.08543	0.8830
58	3.9701	2.139	1.304	1.750	2.203	0.06060	0.9418
66	4.6213	2.218	1.215	1.688	2.218	0.04274	0.9872
70	5.0044	2.250	1.191	1.665	2.224	0.03582	1.006

Ω_2	C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5
2.868	2.420	0.07329	0.5638	4.919	0.1111
3.209	2.435	0.05333	0.6496	5.373	0.1513
3.641	0.5958	0.08228	0.3358	6.016	0.07096
4.186	0.6503	0.05559	0.3818	6.864	0.1007
4.863	0.6922	0.03799	0.4168	7.947	0.1221
5.268	0.7092	0.03150	0.4307	8.585	0.1305







$N = 6$

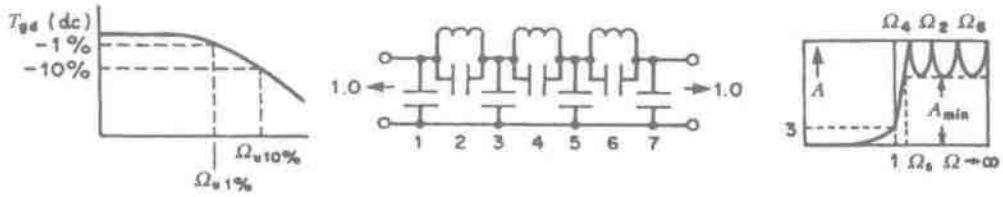
A_{min}	Ω_s	T_{gd}(DC)	$\Omega_{u\,1\%}$	$\Omega_{u\,10\%}$	C_1	C_2	L_2
18	2.0530	1.415	2.096	—	0.09332	0.09400	1.907
26	2.3648	1.631	2.093	—	0.1568	0.07374	2.047
34	2.6429	1.820	1.910	2.604	2.128	0.1820	0.6982
42	2.9239	1.985	1.753	2.343	2.150	0.1375	0.7730
50	3.2353	2.129	1.643	2.190	2.172	0.1047	0.8371
58	3.6033	2.251	1.549	2.066	2.190	0.07957	0.8927
66	4.0446	2.352	1.485	1.982	2.206	0.06014	0.9396
70	4.2965	2.395	1.451	1.939	2.213	0.05216	0.9602

Ω_2	C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5	L_6
2.362	0.4290	0.2681	0.2033	4.283	0.08674	0.1107
2.574	0.5121	0.2078	0.2763	4.174	0.1506	0.1193
2.805	0.4206	0.2526	0.2164	4.277	0.08769	0.09013
3.067	0.4943	0.1647	0.2960	4.529	0.1591	0.09865
3.378	0.5627	0.1134	0.3668	4.903	0.2144	0.1061
3.752	0.6231	0.08054	0.4266	5.395	0.2577	0.1125
4.207	0.6738	0.05814	0.4751	6.017	0.2916	0.1178
4.468	0.6957	0.04960	0.4958	6.377	0.3056	0.1201

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

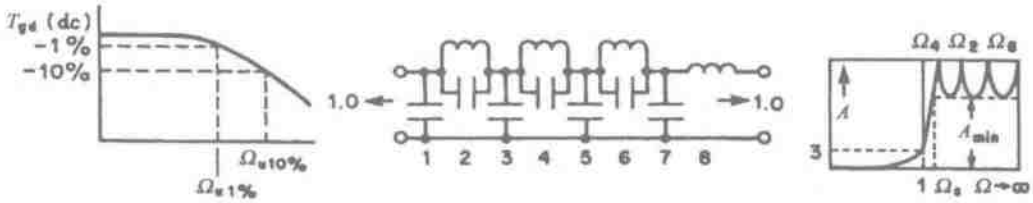
表 10-56　切比雪夫阻带最大平坦延迟（续）



$N = 7$

A_{min}	Ω_s	T_{gd}(DC)	$\Omega_{\mu 1\%}$	$\Omega_{\mu 10\%}$	C_1	C_2	L_2	Ω_2
38	2.7259	1.839	2.357	—	0.06065	0.1724	0.3777	3.919
42	2.8814	1.923	2.244	—	0.07500	0.1560	0.4038	3.984
50	3.1288	2.080	2.087	2.704	0.1064	0.1259	0.4543	4.181
58	3.3944	2.221	1.940	2.532	0.1367	0.1004	0.5013	4.457
66	3.6959	2.348	1.839	2.395	0.2557	0.1169	0.3703	4.806
70	3.8657	2.405	1.808	2.330	2.221	0.04079	0.9757	5.013

C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5	C_6	L_6	Ω_6	C_7
2.367	0.2635	0.4537	2.891	0.2176	0.09914	0.1905	7.276	0.01189
2.375	0.2285	0.4857	3.002	0.2648	0.08555	0.2152	7.369	0.02704
2.396	0.1751	0.5460	3.234	0.3447	0.06519	0.2596	7.687	0.05283
2.421	0.1361	0.6008	3.497	0.4102	0.05039	0.2981	8.159	0.07411
2.343	0.07932	0.8728	3.800	0.5051	0.04595	0.2832	8.766	0.06607
0.6640	0.1576	0.4019	3.973	0.3035	0.05842	0.2056	9.125	0.03636



$N = 8$

A_{min}	Ω_s	T_{gd}(DC)	$\Omega_{\mu 1\%}$	$\Omega_{\mu 10\%}$	C_1	C_2	L_2	Ω_2
34	2.6318	1.798	2.660	—	0.05238	0.2052	0.3371	3.802
42	2.8660	1.971	2.643	—	0.06575	0.1851	0.3635	3.855
50	3.1053	2.128	2.434	—	2.198	0.06844	0.9184	3.987
58	3.3358	2.272	2.264	2.906	2.203	0.06164	0.9265	4.185
66	3.5839	2.403	2.152	2.738	2.209	0.05407	0.9386	4.439
70	3.7175	2.464	2.100	2.671	0.1545	0.09950	0.4780	4.585

C_3	C_4	L_4	Ω_4	C_5	C_6	L_6	Ω_6	C_7	L_8
2.354	0.3089	0.4186	2.781	0.1356	0.1600	0.1637	6.179	0.07187	0.06295
2.363	0.2249	0.4973	2.990	0.2432	0.1184	0.2204	6.190	0.1178	0.07113
0.5909	0.5620	0.1736	3.202	0.09376	0.1597	0.1552	6.352	0.06576	0.06069
0.5878	0.3242	0.2631	3.424	0.2016	0.1163	0.1959	6.625	0.1011	0.06493
0.6106	0.2185	0.3400	3.669	0.2754	0.08764	0.2333	6.993	0.1305	0.06877
2.430	0.1005	0.6877	3.804	0.4684	0.05036	0.3814	7.216	0.2339	0.09422

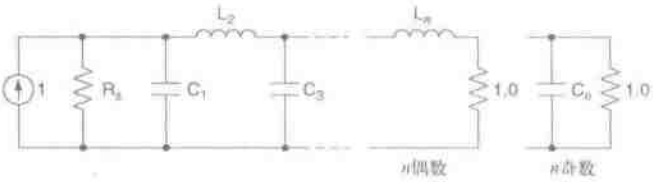
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 10-57　帕普里斯滤波器极点分布

阶数n	实部$-\sigma$	虚部$\pm j\omega$
1	1.0000	
2	0.7071	0.7071
3	0.3452 0.6203	0.9009 0.0000
4	0.2317 0.5497	0.9455 0.3586
5	0.1536 0.3881 0.4681	0.9681 0.5886
6	0.1152 0.3090 0.4389	0.9779 0.6982 0.2400
7	0.0862 0.2374 0.3492 0.3821	0.9844 0.7783 0.4290
8	0.0689 0.1943 0.3003 0.3672	0.9880 0.8248 0.5410 0.1809
9	0.0551 0.1573 0.2486 0.3094 0.3257	0.9907 0.8613 0.6338 0.3365

表 10-58　帕普里斯滤波器 LC 元件参数值



阶数n	符号	参数
1	C_1	2.0000
2	C_1 L_2	1.4142 1.4142
3	C_1 L_2 C_3	2.1801 1.3538 1.1737
4	C_1 L_2 C_3 L_4	1.5644 1.9585 1.4768 1.0827
5	C_1 L_2 C_3 L_4 C_5	1.9990 1.5395 2.0673 1.4780 0.9512
6	C_1 L_2 C_3 L_4 C_5 L_6	1.5763 1.9040 1.7442 1.9857 1.4852 0.9160
7	C_1 L_2 C_3 L_4 C_5 L_6 C_7	1.8640 1.5895 2.1506 1.7270 1.9394 1.4770 0.8394
8	C_1 L_2 C_3 L_4 C_5 L_6 C_7 L_8	1.5564 1.8500 1.8411 2.0515 1.7672 1.9115 1.4688 0.8205
9	C_1 L_2 C_3 L_4 C_5 L_6 C_7 L_8 C_9	1.7645 1.6134 2.1585 1.7816 2.0662 1.7755 1.8674 1.4555 0.7695

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第11章 开关电容滤波器

11.1 简介

由于开关电容滤波器无需外接电抗性元件，所以得到了广泛的应用。通过晶体振荡器或其他精密振荡器精确地控制开关电容滤波器，并且可以很方便地编程设定。开关电容滤波器和纯数字滤波器相近，无需复杂的数学计算，实现也很简单。可以在一片小的芯片上实现开关电容滤波器的功能，电路工作稳定性和外接元件有关，外接元件一般采用低温度系数的电阻和由晶体振荡器提供的时钟信号。开关电容滤波器可以用于频率范围从几赫兹到几百千赫兹的场合。

11.2 开关电容滤波器理论

开关电容滤波器理论基于在金属氧化物半导体（MOS）集成电路非常精密的匹配电容比，由于在 MOS 加工处理过程中介电常数的不同电容的容量可以在宽范围内变化。但是，由于每个电容的面积位置很紧密的在电容器的制造过程中得到了控制，所以在同样器件上电容器之间的容量比值精度很高。

11.2.1 开关电阻

图 11-1 所示为接地电容器 C 的电路连接工作原理图，电路中有两个开关 S_1 和 S_2，一个施加的电压 E，可以用公式（11-1）计算电容上的电荷。

$$Q = CE \tag{11-1}$$

式中，Q 是电容器上存储的电荷，单位为 C；E 是加到电容器上的电压。

由于电流安培的定义为每秒流过的电荷量，所以流过电容器的电流为 Q/T，可以用公式（11-2）表示图 11-1 中流过电容器的交流电流。

$$I_{ac} = \frac{\Delta Q}{\Delta T} = \frac{C\Delta E}{\Delta T} \tag{11-2}$$

式中，ΔT 是开关 S_1 和 S_2 之间的闭合时间间隔，开关 S_1 和 S_2 之间交替闭合打开；ΔE 是电容器上的电压变化量。这样电容器 C 不断在开关周期的交替开关闭合过程中在电压 E 和地电位之间变化，ΔE 等于电压 E。

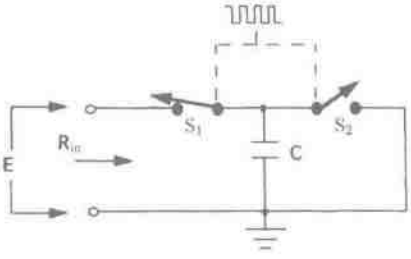


图 11-1 利用开关电容器模拟电阻

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

因为ΔT由开关时钟频率F_{clock}决定，所以有公式（11-3）成立。

$$I_{ac} = C\Delta E F_{clock} \tag{11-3}$$

如果对公式进行简单的变换，用电压除以电流求解出等效电阻R_{in}，有公式（11-4）成立。

$$R_{in} = \frac{1}{CF_{clock}} \tag{11-4}$$

从公式（11-4）可以看出电容的工作特性类似一个电阻，这个电阻值和电容器的电容量以及时钟开关频率成反比，开关频率比任何电压E的短期变化率要高得多。

▷▷▷ 11.2.2　作为一个功能电路的基本积分器

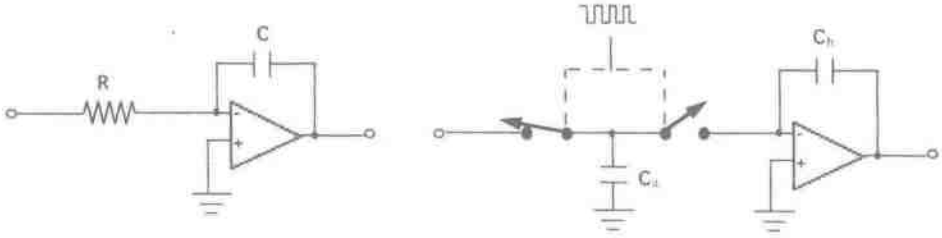
图 11-1 所示为利用时钟控制的开关和一个电容器来实现一个电阻功能的电路工作原理，这个电路在单片开关电容滤波器电路中得到了很好的应用，图 11-1 中的开关通常使用金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）做开关管，MOSFET 开关管的开关电阻非常低，电容器的容量由基板表面的几何结构决定。

图 11-2 所示为常用反相积分器的工作原理图，反相积分器电路的传递函数如公式（11-5）所示。

$$T(s) = -\frac{1}{sRC} \tag{11-5}$$

如果用一个开关电容取代电阻就可以得到图 11-2（b）所示的电路，这是一个利用开关电容实现的反相积分器电路，将公式（11-4）代入公式（11-5）可以得到下面对应图 11-2 反相积分器电路的传递函数表达式。

$$T(s) = -\frac{1}{sC_b \dfrac{1}{C_a F_{clock}}}$$



（a）基本积分器电路　　（b）开关电容积分器电路

图 11-2

对公式（11-5）化简后有公式（11-6）成立。

$$T(s) = -\frac{F_{clock}C_a}{sC_b} \tag{11-6}$$

公式（11-6）表明开关电容积分器电路的传递函数和时钟频率F_{clock}成正比，并且由两个电容比值C_a/C_b的常数决定，由于两个电容的比值C_a/C_b可以通过芯片几何尺寸精确地决定，所以可以通过正比于外接时钟信号频率和芯片电容参数具体值无关的芯片技术来构建一个滤波器电路，图 11-2（b）所示电路的变形是用于开关电容滤波器的基本构建模块电路。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

11.2.3 开关电容滤波器噪声的限制

一个复杂的开关电容滤波器芯片电路内部有许多电容器，为了降低电容器的容量值，确保芯片的小体积，内部电阻的电阻值相对大多数互补金属氧化物半导体（CMOS）集成电路（IC）要大。结果是，开关电容滤波器的输出噪声要大于常用有源滤波器的输出噪声，开关电容滤波器产生的噪声主要由两类组成：时钟直通和热噪声。开关电容滤波器的时钟频率一般是工作频率范围的 50 或 100 倍，所以在输出端通过简单的 RC 滤波电路就可以很容易地滤除，带内热噪声的典型值一般要低于工作信号电平 80dB，通过对最大信噪比的优化增益分布可以降低热噪声，PCB 的合理布局和去耦合也可以降低热噪声。

CMOS 开关注入积分电容的电荷和高内部阻抗会导致比有源滤波器更大的 DC 失调电压，但可以利用某些容性耦合电路结构降低这些问题的影响。

开关电容滤波器的品质因数等于 Q 值乘以中心频率。换而言之，中心频率较高，可用 Q 值则较低。对相对低的 Q_S，传统的开关电容滤波器的工作频率高达 200kHz 左右，利用更新的亚微细米技术这个工作频率范围可以扩展高达几 MHz。

由于要面对取样系统，如果输入信号频率在大于 $F_S/2$ 的位置，则会出现混叠效应。这里的 F_S 表示内部取样频率（一般为 50 或 100 倍的截止频率）。如有信号混叠，并且混叠的信号幅度成分明显，就会导致信号不可用，有时利用一个输入 RC 网络可以避免这种现象，并且，如果输入信号是由矩形脉冲组成时，这时矩形脉冲的谐波成分丰富，输入 RC 滤波网络的效果会更明显。

11.3 通用开关电容二阶滤波器

图 11-3 所示为用于和时钟信号一起决定电路工作特性外接电阻的通用开关电容功能框图，这个电路首先在美国国家半导体公司开发的 MF10 器件中得到应用，MF10 中含有两个这样的电路。然后 LMF100 又成为大多数复杂开关电容滤波器基本电路结构。美国美信公司（Maxim）也生产了 MF10 和下一代改进了工作性能和单电源供电等其他新特性的 MAX7490/7491 系列双滤波器架构的集成电路芯片。

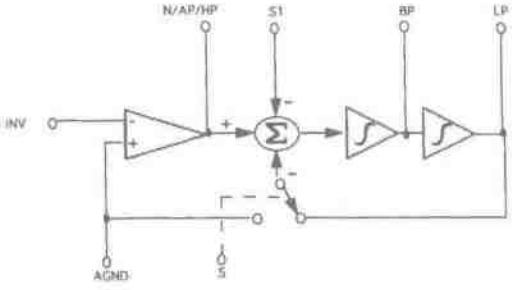


图 11-3 通用二阶滤波器的工作原理框图

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

美国凌特利尔（Linear Technology）公司也开发了 LTC1067 集成电路芯片，是下一代的 MF10，但是 LTC1067 具有单电源供电、低噪声和宽动态范围等一些新特点。美信公司（Maxim）和凌特利尔（Linear Technology）公司都有用于更复杂滤波器的四合一集成电路芯片推出，凌特利尔（Linear Technology）公司还有单芯片和三合一集成电路芯片推出。

这些器件都列在了 11.5 节的选用指南中，更为详尽的内容可以参见生产厂商的数据手册技术资料，这些技术资料在公司的网站上都可以获得。同时，通过公司的网站可以下载相应的软件来完成有关设计计算。

虽然下面的讨论和举例是基于 MF10，由于其他版本的通用开关滤波器的基本结构相同，通用的设计方程式和设计方法仍适用于其他版本通用开关滤波器的应用场合。

举例的电路可以实现二阶传递函数功能，可以实现带通、低通、高通、陷波或通过加外接电阻实现全通输出。多节电路级联可以构成非常复杂的开关电容滤波器。

电路基本结构由一个运算放大器、求和节点电路和两个积分器构成，MOS 开关在输入信号 S 的控制下接到了第二个积分器或接到地的求和节点输入之一，根据器件的构成，运算放大器的输出可以是陷波、全通或高通响应。另一方面，两个积分器可以提供带通和低通输出，在大多数情况下可以同时提供这些输出。

虽然图中没有给出时钟电路，但是 MF10 和 LMF100 必须提供 50 或 100 倍中心频率（极点）的时钟信号，集成电路的逻辑输入决定时钟信号频率到底是工作于 50 或 100 的中心频率 F_0。有些更新的集成电路芯片也可以通过内部电路产生正比于单个外接无源器件几 MHz 频率的时钟信号。

▷▷▷ 11.3.1　工作模式

图 11-3 所示的通用滤波器电路使用非常灵活，通过添加外接电阻和放大器可以再构建成各种其他的电路形式，每种电路形式决定滤波器的特有工作特性。图 11-4 到图 11-10 所示为最常用的工作模式，表 11-1 所示为每种工作模式的设计方程式。

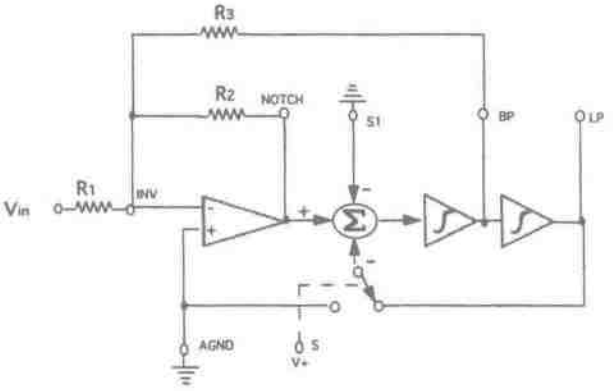


图 11-4　模式 1：带通，低通，$F_{notch} = F_0$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

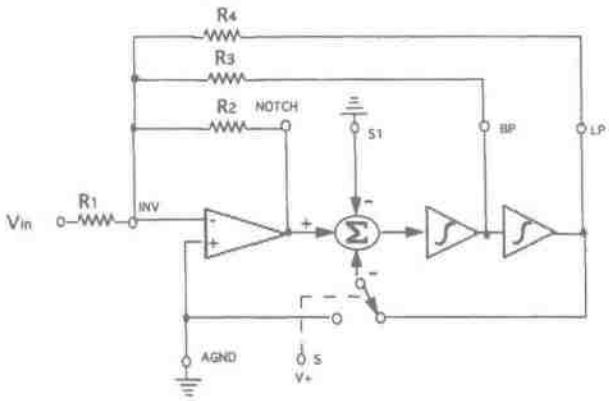


图 11-5　模式 2：带通，低通，$F_{notch} \leqslant F_0$

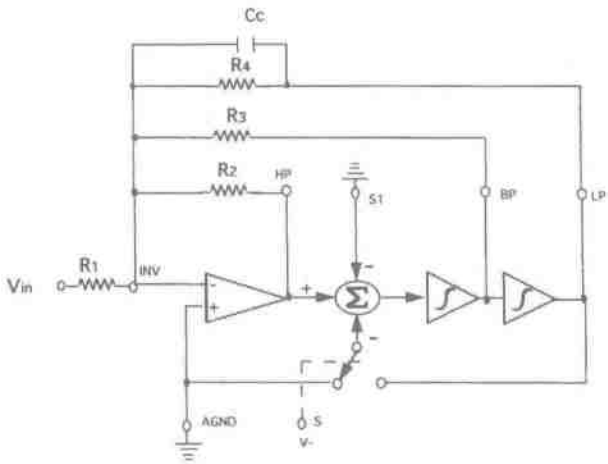


图 11-6　模式 3：带通，低通，高通

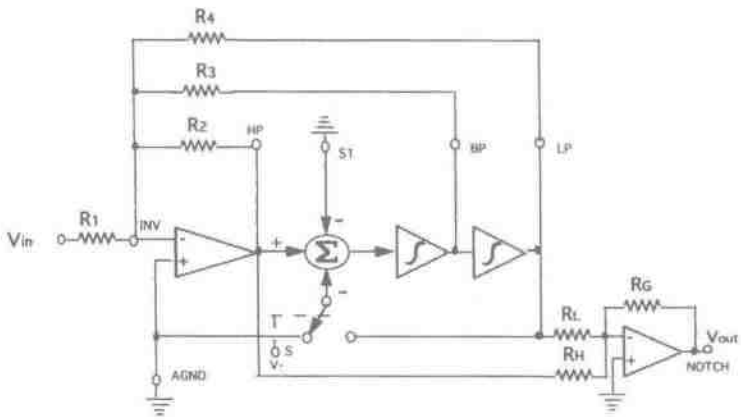


图 11-7　模式 3a：带通，低通，F_{notch} 采用外部运算放大器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

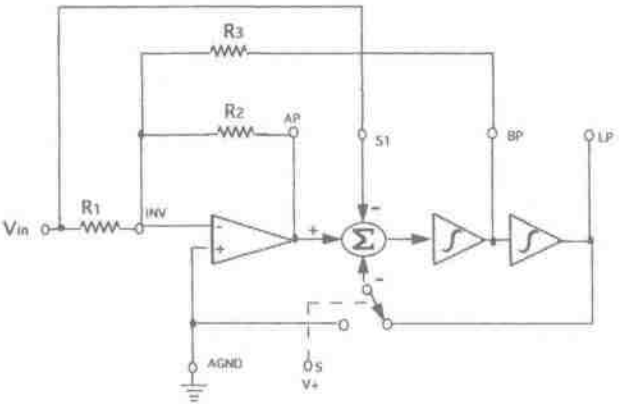


图 11-8　模式 4：全通，带通，低通

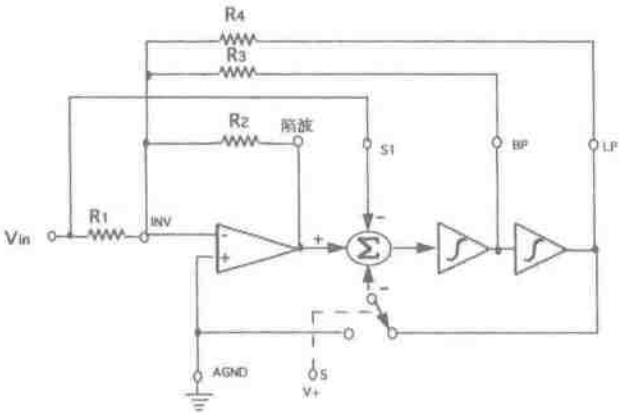


图 11-9　模式 5：分子复数零，带通，低通

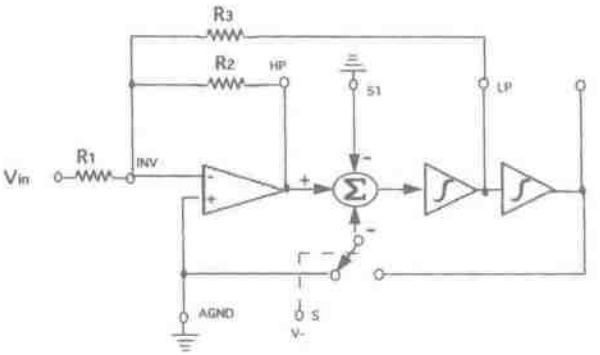


图 11-10　模式 6a：单极点，低通，高通

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 11-1　用于工作模式的设计公式

模式	F_0	Q	F_{notch}	低通输出	带通输出	高通输出	陷波输出	全通输出
1	$\frac{F_{clock}}{100(50)}$	$\frac{R_3}{R_2}$	F_0	$-\frac{R_2}{R_1}$	$-\frac{R_3}{R_1}$		$-\frac{R_2}{R_1}$ (as $F \to 0$)	
2	$\frac{F_{clock}}{100(50)} \times \sqrt{1+\frac{R_2}{R_4}}$	$\frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_4}+1}}{R_2/R_3}$	$\frac{F_{clock}}{100(50)}$	$-\frac{R_2/R_1}{R_2/R_4+1}$	$-\frac{R_3}{R_1}$		$-\frac{R_2/R_1}{R_2/R_4+1}$ (当 $F \to 0$)	
3	$\frac{F_{clock}}{100(50)} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$	$\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \times \frac{R_4}{R_2}$		$-\frac{R_4}{R_1}$	$-\frac{R_3}{R_1}$	$-\frac{R_2}{R_1}$		
3a	$\frac{F_{clock}}{100(50)} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$	$\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \times \frac{R_4}{R_2}$	$\frac{F_{clock}}{100(50)} \times \sqrt{\frac{R_6}{R_5}}$	$-\frac{R_4}{R_1}$	$-\frac{R_3}{R_1}$	$-\frac{R_2}{R_1}$	$Q\left[\frac{R_0R_2}{R_0R_1}-\frac{R_0R_4}{R_1R_4}\right]$ (在 F_0 时)	
4	$\frac{F_{clock}}{100(50)}$	$Q_{pole}\ \frac{R_3}{R_2}$ $Q_{zero}\ \frac{R_3}{R_1}$		$-\left[\frac{R_2}{R_1}+1\right]$	$-\frac{R_3}{R_2}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$			$-\frac{R_2}{R_1}$ ($R_2=R_1$ 时全通)
5	$\frac{F_{clock}}{100(50)} \times \sqrt{1+\frac{R_2}{R_4}}$	$Q_{pole}\ \frac{\sqrt{1+\frac{R_2}{R_4}}}{R_2/R_3}$ $Q_{zero}\ \frac{\sqrt{1-\frac{R_3}{R_4}}}{R_3/R_1}$	$\frac{F_{clock}}{100(50)} \times \sqrt{1-\frac{R_3}{R_4}}$	$-\left(\frac{R_2+R_3}{R_2+R_4}\right) \times \frac{R_4}{R_1}$	$-\left(\frac{R_2}{R_1}+1\right) \times \frac{R_3}{R_2}$			
6a	$F_0=\frac{F_{clock}}{100(50)}\ \frac{R_2}{R_3}$			$-\frac{R_3}{R_1}$		$-\frac{R_2}{R_1}$		

11.3.2　工作模式特点

1. 模式 1

电路模式 1 同时提供了位于中心频率的带通和陷波输出，输出频率相等，直接由 $F_{clock} \div 50$ 或 $F_{clock} \div 100$ 决定，结果是所设计的带通/带阻网络时钟信号频率可调，频率精度和稳定度直接是时钟信号的函数。电路 Q 值由电阻比 R_3/R_2 决定，同样也可以得到低通输出。

2. 模式 2

假定 $F_{notch} \leqslant F_0$，模式 2 电路结构可以提供带通、低通和陷波输出，不像工作模式 1 电路结构，中心频率 F_0 可以和 F_{notch} 不同。这种电路对用于需要传输 0 点低于带通极点的椭圆函数高通、带阻和带通响应串联二阶节电路是有用的。

3. 模式 3

模式 3 电路可以通过单电阻比（R_2/R_4）来调谐频率 F_0，由于输入求和放大器周围反馈环路闭环，在电路 Q 值稍高于实际设计 Q 值的应用场合会出现稍微的 Q 增强，并接在电阻 R_4 的小电容（10～100pF）可以产生相位超前的补偿，这可以消除 Q 值增强现象。

4. 模式 3a

模式 3a 可能是所有工作模式中最通用的，一个外接运算放大器将模式 3 的低通和带通输出求和来形成陷波输出，这个陷波输出频率可以在中心频率 F_0 的任一侧，这在要求传输 0 点高于和低于通带极点的椭圆函数低通、高通、带阻或带通响应应用场合是非常有用的。电路增益可以在内部电路之间分配，外接运算放大器可以获得最大的动态工作范围。

5. 模式 4

除低通和带通输出外，利用模式 4 可以获得全通输出，例如在模式 1，中心频率 F_0 直接

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

由 $F_{clock}\div50$ 或 $F_{clock}\div100$ 决定，电阻 R_1 必须等于 R_2 以获得全通工作特性。

6. 模式 5

模式 5 可以用于传递函数复杂分子 0 点的应用场合，并可以提供低通和高通输出。

7. 模式 6a

利用模式 6a 可以获得低通或高通实数极点，这种工作模式实现了加大电路的复杂性，与单 RC 电路相比较，主要优点是-3dB 截止频率 F_c 取决于时钟信号频率。这对需要用到由外部时钟信号控制可变滤波器工作特性的应用场合是非常有用的，如果滤波器的截止频率固定，采用普通实数极点的 RC 电路更为合算。

▷▷▷ 11.3.3　采用 MF10 和 LMF100 的双通用二阶滤波器

图 11-11 所示为采用双列直插（DIP）或表面安装封装形式的 MF10 集成电路芯片的内部电路工作原理框图，这个基本开关电容滤波器的有关引脚功能如下。

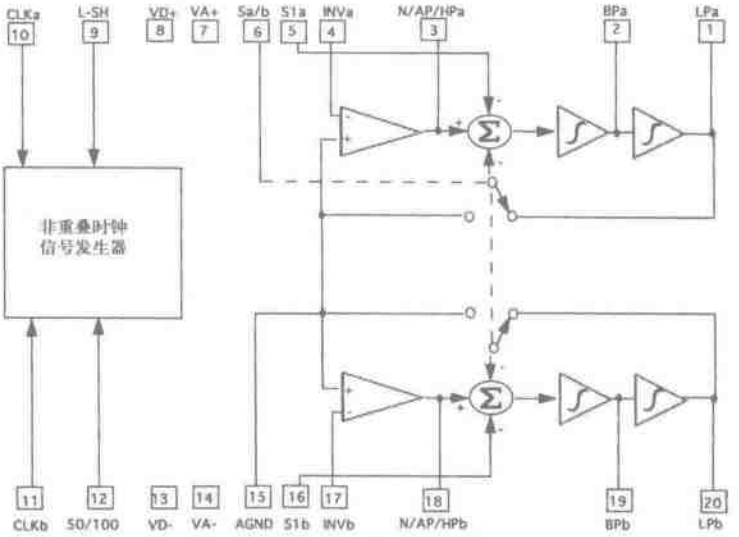


图 11-11　MF10 双通用二阶滤波器的内部工作原理框图

1. 电源供电连接

典型工作状态下 MF10 工作于±5V 电源双供电应用场合，需要模拟电源正、负供电和数字电源正、负供电引脚独立，用 VD+（引脚 8）、VA+（引脚 7）、VD-（引脚 13）和 VA-（引脚 14）表示，如有合适的旁路回路，引脚 7 和引脚 8 可以连接在一起，引脚 13 和引脚 14 也是如此。模拟地（引脚 15）通常连接到地，电平转移功能（引脚 9）也连接到地。

MF10 也可以工作于单电源供电的模式，在这种工作模式下 VD-引脚、VA-引脚和电平转移引脚被连接到电路的系统地，模拟地（引脚 15）将被偏移于正电源轨电压的 1/2 电位点，并且和电路系统地要适当的去耦合。

2. 50/100 时钟信号的选择

50/100 功能（引脚 17）可以决定电路的时钟信号到底是工作于 50:1 还是 100:1 工作模式。引脚 17 被连接到 VD+和 VA+引脚时，电路工作于 50:1 的工作模式；如果引脚 17 被连接到了模拟地，电路处于 100:1 工作模式。有些电路应用也允许引脚 17 来提供取样保持能

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

力，以便在连接引脚 17 到 VD-和 VA-引脚时保持输出不变。

3. 时钟输入信号引脚

用于集成电路内部电路的 A 和 B 滤波器功能电路的引脚 10 和引脚 11 可以分别提两个功能单独的 TTL 兼容输入信号，时钟信号脉冲占空比约为 50%。

4. $S_{a/b}$ 控制

这个控制功能可以控制连接到模拟地或低通输出功能电路求和输入的两个 CMOS 开关，当 $S_{a/b}$ 被连接到负轨电源轨时，两个 CMOS 开关被接到了模拟地，如果 $S_{a/b}$ 被连接到了正电源供电轨时，两个 CMOS 开关被连接到了两个低通输出，开关的具体位置由工作模式的具体要求决定。

例 11-1 开关电容椭圆函数低通滤波器设计

技术要求：

设计一个具有低于 100Hz 的-0.5dB 最大纹波，在高于 155.6Hz 时有大于-18dB 抑制能力的开关电容低通滤波器，同时，在 100Hz～10kHz 频率范围内的任何频率点可以设定截止频率点，确保在频率比为 1.6 的条件下有大于-18dB 的衰减能力。

设计结果：

（a）打开 Filter Solutions 软件。

查看 Stop Band Freq 选项框。

在 Pass Band Ripple (dB)选项框中输入 0.177。

在 Pass Band Freq 选项框中输入 100。

在 Stop Band Freq 选项框中输入 155.6。

查看 Frequency Scale Hertz 选项框。

（b）单击 Set Order 控制按钮打开第二个面板。

在 Stop band Attenuation(dB)中输入 18。

单击 Set Minimum Order 按钮，然后单击 Close 按钮。

在主控面板上显示 3 Order。

（c）单击 Transfer Function 按钮。

查看 Casc 选项框。

然后显示以下有关内容：

Continuous Transfer Function

Wn = 1095

$$\frac{306.6\ (S^2 + 1.199e{+}06)}{(S^2 + 358.2*S + 5.529e{+}05)\ (S + 664.8)}$$

Wo = 743.6

Q = 2.076

3rd Order Low Pass Elliptic

Pass Band Frequency = 100.0 Hz　Stop Band Ratio = 1.556
Pass Band Ripple = 177.0 mdB　Stop Band Frequency = 155.6 Hz
Stop Band Attenuation = 18.56 dB

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

（d）设计参数总结如下：

节电路 Q=2.076

节电路 ω_0=743.6

节电路 ω_∞=1095

α_0=664.8（来自分母）

（e）转换 rad/s 单位为 Hz（除以 2π），然后再重新列出有关设计参数：

节电路 Q=2.076

节电路 f_0=118.3Hz

节电路 f_∞=174.1Hz

实数极点 f_c=105.7Hz

（f）设计的两节开关电容低通滤波器如下：

节电路 1：

$$f_0=118.3\text{Hz}$$

$$Q=2.076$$

$$f_\infty=174.1\text{Hz}$$

节电路 2：

实数极点的 f_c=105.7Hz

使用一个 MF10 双二阶滤波器集成电路芯片，A 部分电路用于实现开关 S_1 的功能，B 部分电路用于实现开关 S_2 的功能，设计过程如下：

节电路 1（A 部分电路）：

采用模式 3a

取 F_{clock}=5000Hz

选用 50:1 时钟工作模式。

取 $R_1=R_4$=10kΩ

从表 11-1（这里 f_0=118.3Hz）中选用于模式 3 计算 f_0 的计算方程式：

$$R_2=13.99\text{k}\Omega$$

从表 11-1（这里 Q=2.076）中选用于模式 3 计算 Q 值的计算方程式：

$$R_3=24.57\text{k}\Omega$$

从表 11-1（这里 $f_{notch}=f_\infty$=174.1Hz）中选用于模式 3 计算 f_{notch} 的计算方程式：

取 $R_L=R_G$=10kΩ

然后有 R_H=30.31kΩ

节电路 2（B 部分电路）：

采用模式 6a。

取 F_{clock}=5000Hz

从表 11-1（这里 f_c=105.7Hz）中选用于模式 6a 计算 f_c 的计算方程式：

取 $R_1=R_3$=10kΩ

有 R_2=10.57kΩ

（g）最终得到的滤波器电路如图 11-12 所示，对时钟频率为 5000Hz 和 500kHz 的频率响应曲线如图 11-13 所示，对应的截止频率分别为 100Hz 和 10kHz。对任何位于 5000Hz 和 500kHz 频率范围内的时钟频率，对应的滤波器截止频率准确为 1/50 的时钟信号频率。所有的电阻参数值被精确到电阻标准值的 1%。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

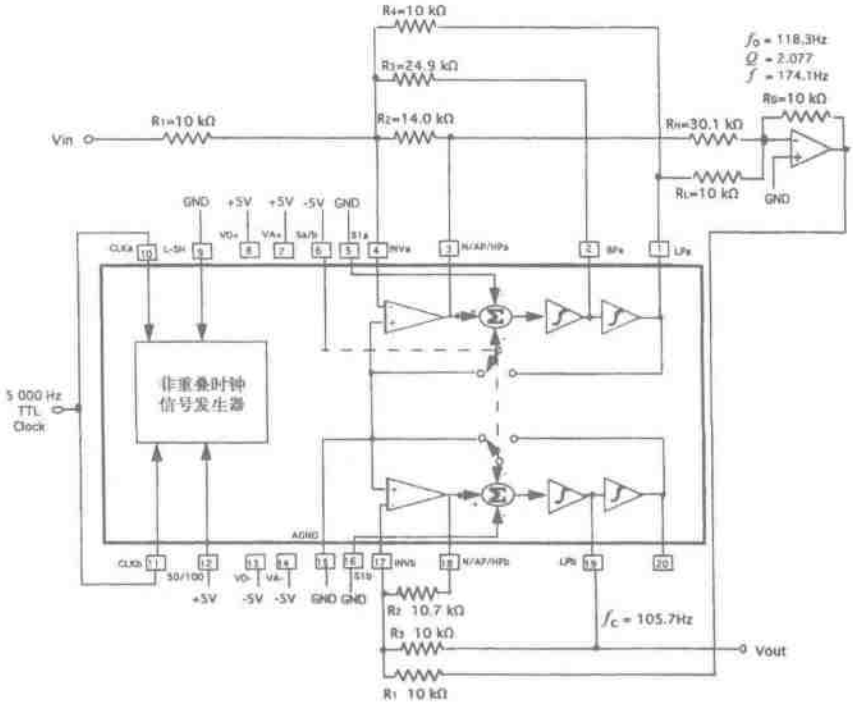


图 11-12　例 11-1 的低通滤波器

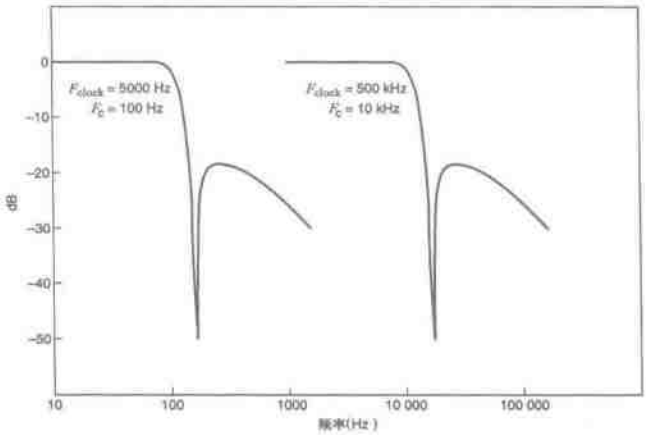


图 11-13　例 11-1 的频率响应特性曲线

11.4　开关电容滤波器的类型

11.4.1　通用型

通用型开关电容功能框图由独立采用图 11-3 构架的通用二阶滤波器组成，在一个单封装内可以含有 4 个节电路，这个结构允许调节如中心频率、Q 值、陷波频率位置和增益等滤

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

波器参数。这些参数也都可以通过选用电阻和时钟频率来控制。图 11-14 所示为含有 4 个二阶节电路凌特利尔（Linear Technology）公司 LTC1064 和 LTC1068 的内部工作原理框图。关于这些器件的具体详细应用信息和参考文献可以登录公司的网站。

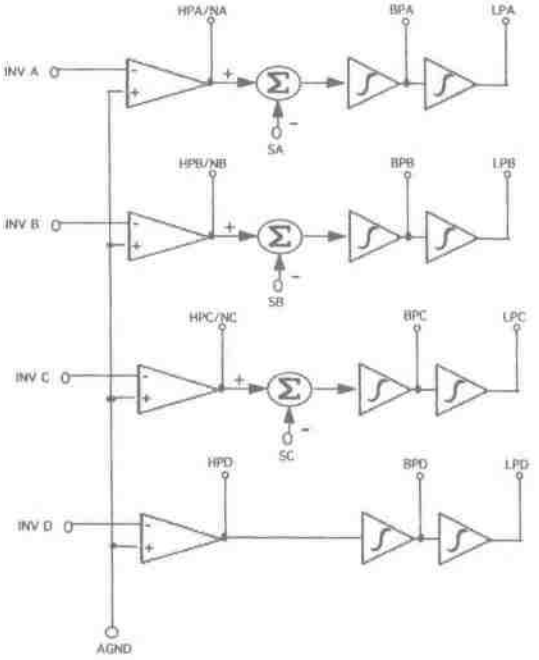


图 11-14　LTC1064 和 LTC1068 的内部工作原理框图

利用这些功能框图可以设计不同复杂度的滤波器电路，设计过程含把复杂的滤波器传递函数转换为所需要的独立一阶或二阶节电路，每个节电路可以用如中心频率、截止频率、Q 值和陷波频率等参数来定义，然后用级联的集成电路来实现。在例 11-1 中对采用 MF10 的双开关电容器滤波器的三阶椭圆函数低通滤波器进行了介绍。

▷▷▷ 11.4.2　采用微处理器的可编程通用开关电容滤波器

这类开关电容滤波器采用外加程序来加载滤波器的工作模式、中心/角频率参数，频率 f_0 作为时钟信号分频比的函数，每个节电路的 Q 值可以以 ASCII 码的系数形式表示，不需要外接有关元件。双二阶通用开关电容滤波器集成电路芯片 MAXIM MAX260/261/262 可以归类到这类器件。

▷▷▷ 11.4.3　引脚可编程通用开关电容滤波器

不像微处理器版本，这些滤波器是通过专门的引脚硬接线到电源供电的正或负来定义频率 f_0 作为时钟信号分频比、Q 值和工作模式的函数，MAXIM MAX263/264 就是这类产品。MAX267/268 仅用于带通工作模式，而 MAX265/266 通过引脚编程设定频率 f_0 和通过电阻来设定 Q 值。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

11.4.4 专用开关电容滤波器

专用开关电容滤波器已被做成用于提供所需要的传递函数功能，无需外接电阻。一般而言，它们可以提供如巴特沃斯、切比雪夫、贝塞耳和椭圆函数低通频率响应特性，利用这些集成电路来设计滤波器电路仅需要连接定义的截止频率倍数的时钟信号、电源供电和地到集成电路芯片。

在一些应用案例，集成电路生产厂商通过内部连接一些元件可以制作出实现满足客户应用要求的定制化器件，代表性的集成电路如图 11-15 所示凌特利尔公司（Linear Technology）的 LTC1064-1。这个集成电路 LTC1064 是一个 8 阶椭圆函数低通滤波器，LTC1064 无需使用外接元件来想实现所需的滤波器功能，具有 ±0.15dB 的通带纹波，可以以 1.5 的斜率因子实现通带到止带的转换，获得在时钟与截止频率比为 100:1 条件下大于 68dB 的止带衰减。

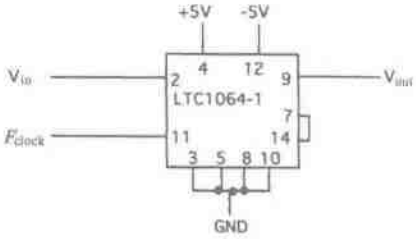


图 11-15 采用 LTC1064-1 的 8 阶椭圆函数低通滤波器

11.5 开关电容滤波器选用指南

相对有源和无源滤波器，在满足滤波要求的条件下开关电容滤波器需用到的 PCB 面积最小，工作稳定性好，精度高，在外接时钟信号控制下可以改变电路的频率特性，开关电容滤波器选用指南如表 11-2 所示。

表 11-2 开关电容滤波器选用指南

器件	类型	响应	阶数	频率精度	最大截止频率	时钟：F_c	特点
LMF100	通用	通用	双阶 $N=2$	±0.2%	100 kHz ($f_0 \times Q$ 小于 1.8 MHz)	50:1, 100:1	MF10引脚兼容
MF10	通用	通用	双阶 $N=2$	±0.6%	30 kHz ($f_0 \times Q$ 小于 200 kHz)	50:1, 100:1	工业标准
LTC1059	通用	通用	单阶 $N=2$	±0.3%	40 kHz	50:1, 100:1	低噪声
LTC1060	通用	通用	双阶 $N=2$	±0.3%	30 kHz ($f_0 \times Q$ 小于 1.6 MHz)	50:1, 100:1	MF10引脚兼容
LTC1061	通用	通用	Triple $N=2$	±1.2%	35 kHz	50:1, 100:1	低噪声，单电源供电
LTC1064	通用	通用	四阶 $N=2$	±0.3%	140 kHz	50:1, 100:1	低噪声
LTC1067	通用	通用	双阶 $N=2$	±0.2%	20 kHz	100:1	低噪声，单电源供电
LTC1067-50	通用	通用	双阶 $N=2$	±0.2%	40 kHz	50:1	低噪声，单电源供电
LTC1068-200	通用	通用	四阶 $N=2$	±0.3%	25 kHz	200:1	低噪声，单电源供电
LTC1068	通用	通用	四阶 $N=2$	±0.3%	50 kHz	100:1	低噪声，单电源供电
LTC1068-50	通用	通用	四阶 $N=2$	±0.3%	50 kHz	50:1	低噪声，单电源供电
LTC1068-25	通用	通用	四阶 $N=2$	±0.3%	200 kHz	25:1	低噪声，单电源供电
LTC1164	通用	通用	四阶 $N=2$	±0.5%	20 kHz	50:1, 100:1	低噪声
MAX260	通用	通用	双阶 $N=2$	±1%	7.5 kHz	可设计的	可编程微处理器
MAX261	通用	通用	双阶 $N=2$	±1%	57 kHz	可设计的	可编程微处理器
MAX262	通用	通用	双阶 $N=2$	±1%	140 kHz	可设计的	可编程微处理器
MAX263	通用	通用	双阶 $N=2$	±1%	57 kHz	可设计的	可设定接口
MAX264	通用	通用	双阶 $N=2$	±1%	140 kHz	可设计的	可设定接口
MAX265	通用	通用	双阶 $N=2$	±0.2%	40 kHz	可设计的	可设定的电阻接口
MAX266	通用	通用	双阶 $N=2$	±0.2%	140 kHz	可设计的	可设定的电阻接口
MAX7490	通用	通用	双阶 $N=2$	±0.2%	40 kHz	100:1	单电源供电：+5V
MAX7491	通用	通用	双阶 $N=2$	±0.2%	40 kHz	100:1	单电源供电：+3V

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 11-2　开关电容滤波器选用指南（续）

专用开关电容滤波器①							
器件	类型	响应	阶数	频率精度	最大截止频率	时钟: F_0	特点
LTC1062	低通	巴特沃斯	5th	±1%	20 kHz	100:1	零DC失调
LTC1064-1	低通	椭圆	8th	±1%	20 kHz	100:1	低噪声
LTC1064-2	低通	巴特沃斯	8th	±1%	140 kHz	50:1, 100:1	低噪声
LTC1064-3	低通	贝塞尔	8th	±1%	95 kHz	75:1, 120:1, 150:1	低噪声
LTC1064-4	低通	椭圆	8th	–	100 kHz	50:1, 100:1	低噪声
LTC1069-1	低通	椭圆	8th	–	12 kHz	100:1	失调可调节
LTC1069-6	低通	椭圆	8th	–	20 kHz	50:1	失调可调节，低噪声
LTC1069-7	低通	线性相位	8th	–	200 kHz	25:1	失调可调节
LTC1164-5	低通	巴特沃斯或贝塞尔	8th	–	20 kHz	50:1, 100:1	低谐波失真
LTC1164-6	低通	椭圆或贝塞尔	8th	–	30 kHz	50:1, 100:1	低噪声
LTC1164-7	低通	线性相位	8th	–	20 kHz	50:1, 100:1	
LTC1569-6	低通	线性相位	10th	±3.5%	64 kHz	1:1, 4:1,16:1	截止频率通过电阻设定
LTC1569-7	低通	线性相位	10th	±3.5%	300 kHz	1:1, 4:1,16:1	截止频率通过电阻设定
MAX280/281	低通	巴特沃斯/贝塞尔/椭圆	5th	–	20 kHz	100:1	没有DC误差，内部或外部时钟
MAX291/294	低通	巴特沃斯/贝塞尔/椭圆	8th	–	25 kHz	100:1	内部或外部时钟
MAX295/297	低通	巴特沃斯/贝塞尔/椭圆	8th	–	50 kHz	50:1	内部或外部时钟
MAX7400/7403/7404/7407	低通	椭圆	8th	–	10 kHz	100:1	单电源供电低功耗内部或外部时钟
MAX7401/7405	低通	贝塞尔	8th	–	5 kHz	100:1	单电源供电低功耗内部或外部时钟
MAX7418-7425 series	低通	巴特沃斯/贝塞尔/椭圆	5th	–	45 kHz	100:1	单电源供电低功耗内部或外部时钟，失调可调节

①：许多这些专用的集成电路芯片仅是现有定制化产品通用产品的一部分，由于还有一些其他定制化产品可供选用，也可以根据客户的需求定制些相关产品，所以表 11-2 中的有关产品仅供参考选用。

参考文献

Linear Technology. (1990). *Monolithic Filter Handbook*. Milpitas, California: Linear Technology.

Linear Technology. (1990). *Linear Databook Supplement*. Milpitas, California: Linear Technology.

Maxim Integrated Circuit Products, Inc. (2005). *Application Note: The Basics of Anti-Aliasing: Using Switched Capacitor Filters*. Sunnyvale, California: Maxim Integrated Circuit Products, Inc.

National Semiconductor Corporation. (1985). *Switched-Capacitor Handbook*. Santa Clara, California: National Semiconductor Corporation.

National Semiconductor Corporation. (1988). *Linear Databook, Rev 1*. Santa Clara, California: National Semiconductor Corporation.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第12章 可调和固定延迟与幅度均衡器

12.1 均衡的需求

在数据通信的信道中会出现一种叫码间串扰（ISI）的现象，从字面上而言就是指代表一组的数据位会和接着出现的符号数据发生干扰，在接收机产生错误的接收结果，这是由于在有用的信号频带内信号传输延迟和幅度变化而引起的，即由于信道不理想的原因而造成。有时，需要延迟均衡来补偿在多信道系统中由于某些信道的数据延迟而引起的码间干扰问题。信道中的延迟和幅度均衡叫作线路调节。

现代通信技术产生了自动均衡器，可以以自动的方式补偿码间干扰问题，是一种均衡的工作模式。但是，现实中还有一些特殊的应用场合，例如专用线路数据系统或超出了自动均衡的能力而又需要用到可调节均衡器来获得最优工作性能的应用场合。并且，有用频带有可能超出自动均衡器均衡能力的频带范围。

在音频应用领域，频率响应是个受到主要关注的技术指标。所以，需要对音频信号信道均衡以获得最平坦的频率响应特性。一般而言，可以使用图形均衡器。称为图形均衡器的原因是它含有串联不同频率范围的带通型均衡器，每个均衡器都有一个可以在中心频率提升或衰减功能的滑动开关，所以可以在滑动开关的位置看到一个划出了对应的频响曲线，同时，图形均衡器可以用于音频电路来获得音响效果的增强或补偿室内的音响效果。

本章主要讨论延迟和幅度均衡器的有关内容，重要的是了解可以使设计出的延迟均衡器为工作频带内全通工作形式。换句话说就是可以在整个频率范围内调节延迟的大小，而幅频响应特性仍为全通平坦的，频带内所有工作频率都可以均匀的通过，但是，由于幅度均衡器改变了幅频工作特性，所以会影响延迟，同样相移工作特性曲线也会随之发生变化。

在第 7 章以均衡滤波器的形式介绍了延迟和幅度均衡器的有关内容，本章将以更为通用的形式扩展介绍有更广用途均衡器设计的有关内容。

12.2 均衡工作过程

12.2.1 幅度均衡

均衡就是指通过附加的网络来改变频率响应特性的过程，而得到所需要的频率响应特性曲线，可用于频率函数的幅度和延迟均衡应用场合，图 12-1 所示为理想的幅度均衡的实例，图 12-1 表示一个音频通道幅频滚降特性曲线。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

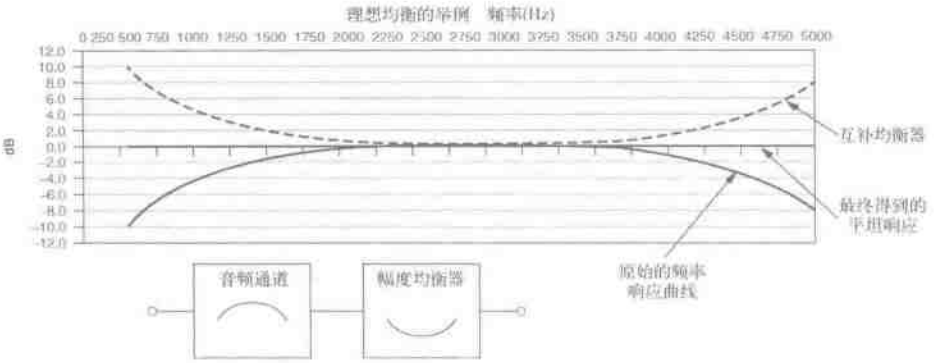


图 12-1　音频通道幅度均衡的理想例子

实用中，设计一个如图 12-1 所示精确的平坦幅频响应特性的互补均衡器不是件容易的事情，结果是，由于可调节均衡器可以调节均衡效果，可以最佳匹配所需要的补偿均衡特性，所以可调节均衡器比固定均衡器有明显的优势。如果起始响应特性曲线发生了变化，可以调节均衡器以满足新的均衡匹配技术要求。为获得在整个频带内 0dB 的平坦均衡效果，幅度均衡器应具有提升和衰减电路增益的能力，所以均衡器必须由有源电路实现。

图 12-2 所示为典型有源幅度均衡器的频率响应特性曲线，在中心频率 2kHz 位置的幅度可以在±10dB 的范围内变化。

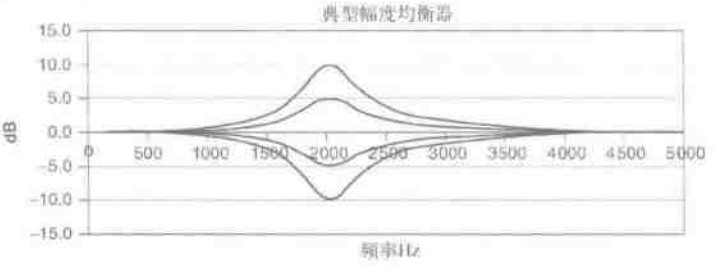


图 12-2　典型幅度均衡器的频率响应特性曲线

图形均衡器内在整个频带内含有一些这样的节电路，利用滑动开关可以调节每个节电路的频率响应特性。一般而言，这个滑动开关是一个电位器（可变电阻器），调节这个电位器可以获得电位器面板上图 12-3 所示的频率响应特性曲线形状。

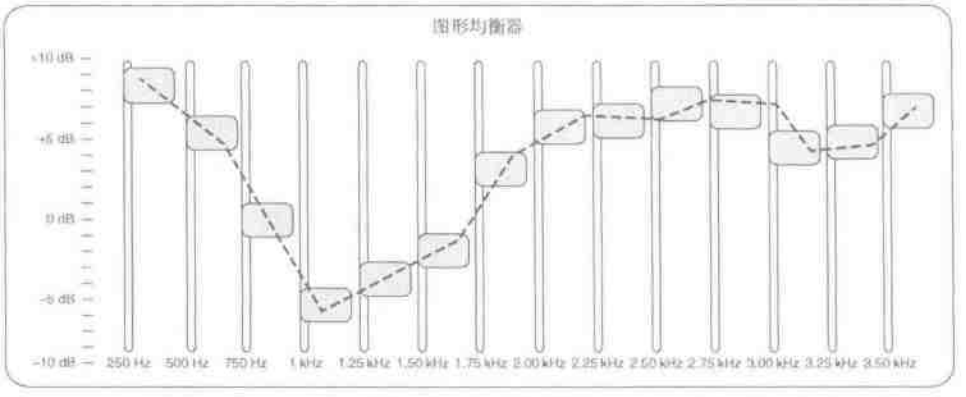


图 12-3　图形均衡器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一般而言，要获得精确的均衡匹配是很困难的，所以最后得到的均衡结果不会像图 12-1 所示的那种非常平坦的曲线，很可能最后得到的均衡曲线像图 12-4 所示含有纹波。

纹波的幅度取决于均衡的努力和均衡器电路的数量。

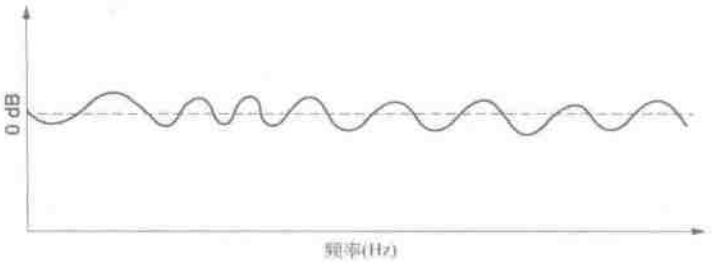


图 12-4　可能含有纹波的均衡曲线

12.2.2　延迟均衡

类似幅度均衡器工作方式，延迟均衡器节电路也可以设计成为可调延迟工作特性，图 12-5 所示为峰值延迟时间大约在 330μs 到 1.6ms 范围内可调延迟均衡器节电路的工作特性曲线。中心频率位于 2kHz 位置。用前面介绍的方法可以利用一些工作于不同频率的延迟均衡器节电路来覆盖一个延迟均衡范围，典型的延迟均衡器外观如图 12-6 所示。

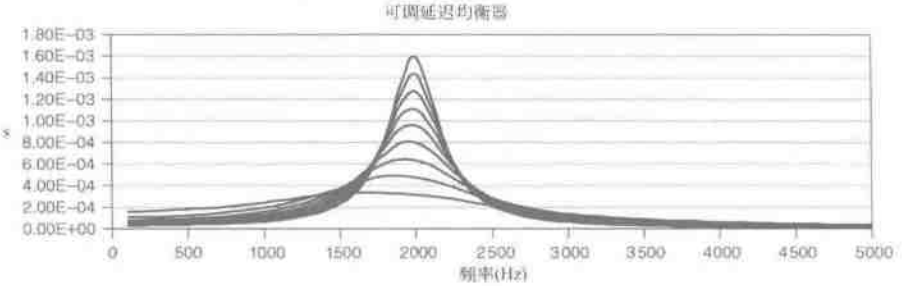


图 12-5　可调延迟均衡器节电路的工作特性曲线

高速调制解调器利用复杂的数字信号处理（DSP）技术采用自动均衡处理的方法，但是这些内容已超出了本书介绍内容的范围。

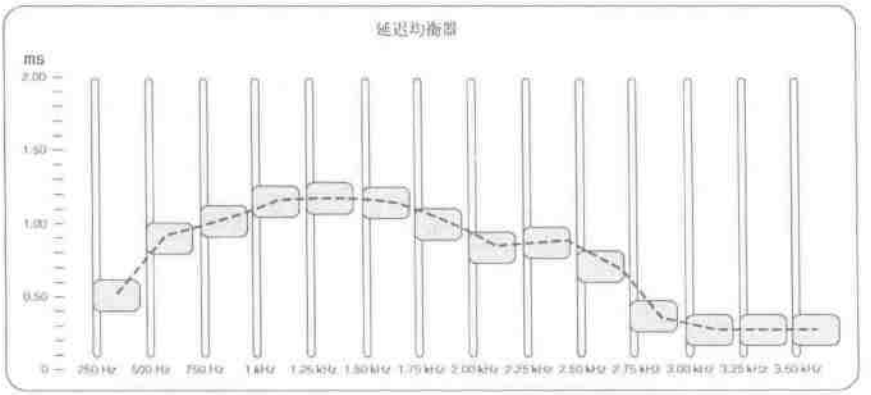


图 12-6　可调延迟均衡器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

12.3　用于幅度和延迟均衡器的极-零概念

图 12-7 所示为一些用于幅度均衡和延迟均衡的典型极-零分布图，由于$\alpha_1=\alpha_2$，图 12-7（a）中的极点和零点和 jω 轴等距离，由于虚部也相等，效果就是极点和零点在信号的幅度上在 jω 轴相互抵消。由于频率响应特性曲线是平坦的，所以这就是全通滤波电路。同样，由于极点和零点对称，这种极点-零点坐标具有“象限对称”的特点。在图 12-7（b）中的极点比零点离 jω 轴要近些，所以这里没有相抵消的现象，极点起主要作用。频率响应的峰值在极点附近，类似，图 12-7（c）中零点离 jω 轴比极点要近些，所以，在 jω 轴的零点附近的频率响应有下沉。

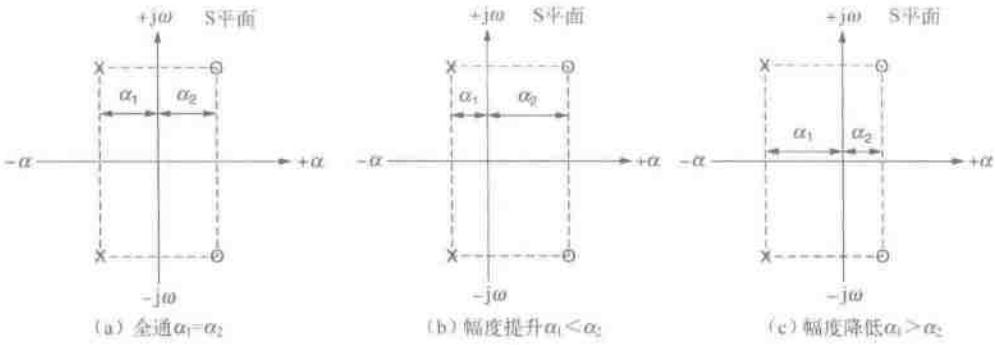


图 12-7　极-零图

从幅度均衡的角度出发，移动极点或零点到坐标轴 jω 的位置会导致频率响应在极点或零点位置附近的提升或下降，这就是幅度均衡器调节的工作原理。

如果极点和零点都往坐标轴的方向移动得更近，以致于α_1和α_2总是相等，则电路表现为全通。但是，在接近中心频率处极点和零点对相位移的影响会致使相位斜率加大，所以如图 12-5 所示延迟会加大，变成了延迟均衡器电路。

没有电路会在不影响相位工作特性的情况下而改变电路的幅度，所以幅度均衡器会在中心频率附近随幅度均衡调节量的改变而会改变延迟。但是，随延迟的调节，延迟均衡器仍保持全通工作特性，本节讨论的有关电路可以在同一节电路中同时调节幅度和延迟。

12.4　可调延迟和幅度均衡器电路

12.4.1　LC 延迟均衡器

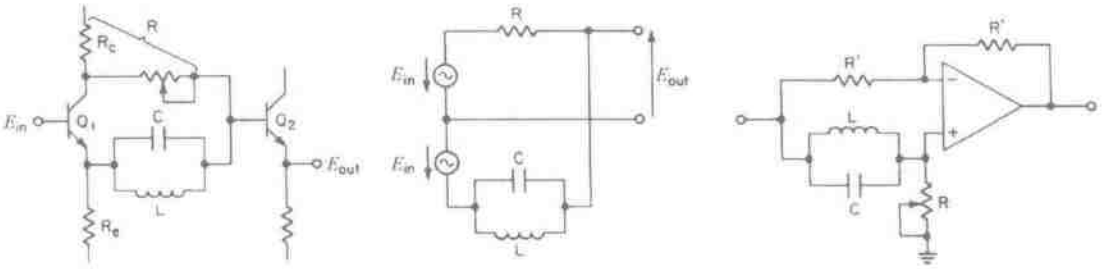
图 12-8（a）所示电路给出了简化的可调 LC 延迟均衡器节电路，晶体管 Q_1 的发射极和集电极负载电阻 R_e 和 R_c 阻值相等，晶体管 Q_1 用作分相器，晶体管 Q_2 组成射极跟随输出器电路。

等效电路如图 12-8（b）所示，可以用公式（12-1）表示传递函数。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$T(s)=\frac{s^2-\frac{1}{RC}s+\frac{1}{LC}}{s^2+\frac{1}{RC}s+\frac{1}{LC}} \tag{12-1}$$



（a）可调均衡器　　（b）等效电路　　（c）运算放大器实现

图 12-8　可调 LC 延迟均衡器

这和公式（7-6）给出的通用二阶全通传递函数表达形式一样，通过计算有关系数可以得到公式（12-2）和公式（12-3）。

$$\omega_r=\frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{12-2}$$

$$Q=\omega_r RC \tag{12-3}$$

公式（12-3）可以用公式（7-13）替换，获得二阶节电路的最大延迟，用公式（12-4）可以表示最大延迟。

$$T_{gd,\,max}=4RC \tag{12-4}$$

使电阻 R 为可变电阻，在保持全通工作特性的情况下可以直接控制延迟，在 LC 谐振频率的附近会出现延迟的峰值。

也可以利用一个运算放大器来实现公式（12-1）表示的全通传递函数功能，电路如图 12-8（c）所示，电路图中的电阻 R 可以取任意值，公式（12-2）～公式（12-4）仍然适用。

例 12-1　利用两只晶体管电路设计一个可调 LC 延迟均衡器

技术要求：

利用图 12-8（a）所示的两只晶体管电路设计一个可调 LC 延迟均衡器电路，在中心频率为 1700Hz 的条件下延迟时间调节变化范围为 0.5－2.5ms。

设计结果：

采用 0.05μF 的电容器 C，电阻 R 的阻值变化范围如下面的计算结果所示。

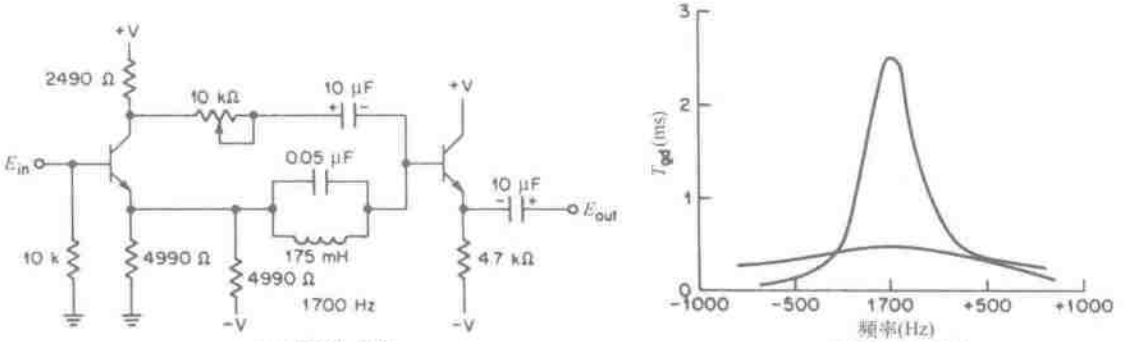
$$R_{min}=\frac{T_{gd,\,max}}{4C}=\frac{0.5\times10^{-3}}{4\times0.05\times10^{-6}}=2500\,\Omega$$

$$R_{max}=\frac{2.5\times10^{-3}}{4\times0.05\times10^{-6}}=12.5\,k\Omega$$

电感可以利用谐振的常用公式 $\omega^2LC=1$ 来计算，计算结果为电感量等于 175mH，电路工作原理图如图 12-9（a）所示，晶体管的发射极电阻 R_e 由两只电阻组成，这两只电阻用于设定分相管 Q_1 的偏置电位，电解电容器用于隔直流用途。电路延迟范围如图 12-9（b）的曲线所示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



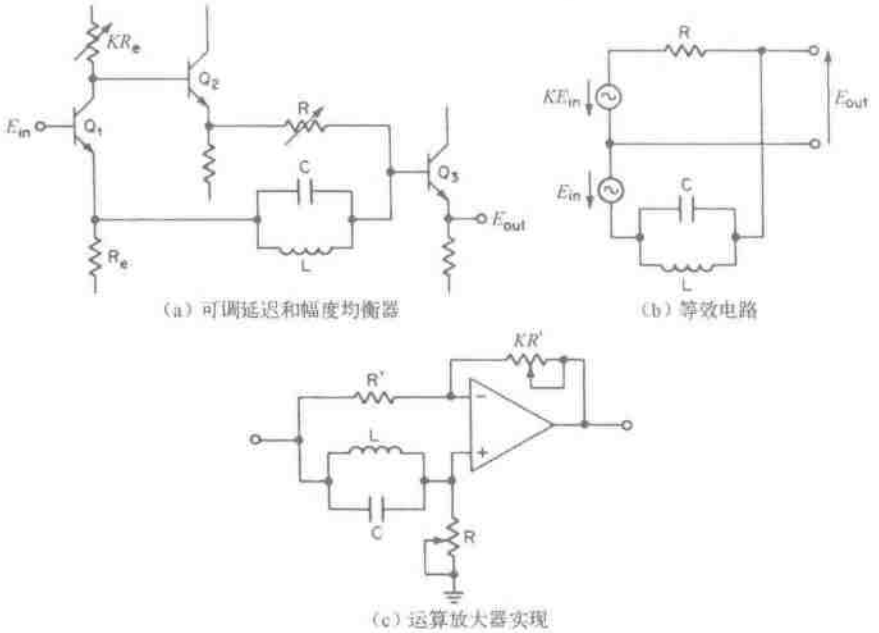
（a）均衡器电路　　（b）延迟可调范围

图 12-9　例 12-1 的可调延迟均衡器

12.4.2　LC 延迟和幅度均衡器

实用中常需要传输信道的幅度响应工作特性必须和延迟工作特性一起均衡，既可以调节幅度也可以调节延迟的均衡器电路，如图 12-10（a）所示，晶体管 Q_1 用作分相管，加到射极跟随器晶体管 Q_2 的信号是 K 倍的输入信号，等效电路如图 12-10（b）所示，通过叠加，可以用公式（12-5）表示电路的传递函数。

$$T(s)=\frac{s^2-\dfrac{K}{RC}s+\dfrac{1}{LC}}{s^2+\dfrac{K}{RC}s+\dfrac{1}{LC}} \tag{12-5}$$



（a）可调延迟和幅度均衡器　　（b）等效电路

（c）运算放大器实现

图 12-10　可调 LC 延迟和幅度均衡器

如果取 K 等于 1，这个表达式和对应二阶全通传递函数的公式（12-1）等效。随 K 值偏离 1 的加大或减小，在中频会有提升或零出现时会伴随有在 DC 和无穷频率位置出现非对称

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

地回到单位增益的现象，可以用公式（12-6）计算以分贝为单位在中频位置的幅度均衡量。

$$A_{dB} = 20 \lg K \tag{12-6}$$

在谐振频率会出现最大的延迟，可以用公式（12-7）计算这个最大延迟时间。

$$T_{gd,\max} = \frac{2RC}{K} + 2RC \tag{12-7}$$

如果 K 值为 1，公式（12-7）表示的最大延迟时间变小为 $4RC$，这和图 12-8 所示全通电路的计算公式（12-4）一样。

采用运算放大器的电路实现如图 12-10（c）所示，电阻 R 可以取任意值，公式（12-6）和公式（12-7）仍然适用。

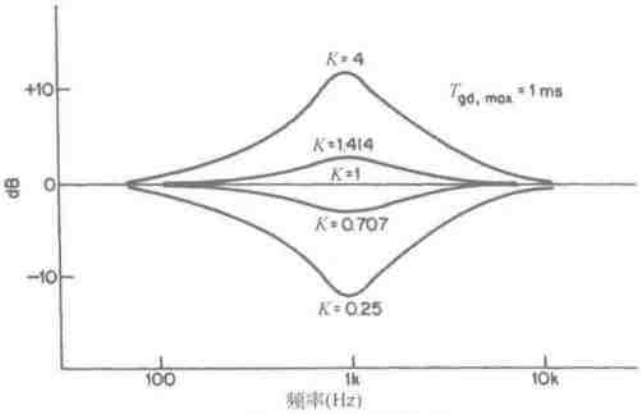
基于公式（12-5）～公式（12-7）可以得到下面的有关结论。

（1）对 K=1，最大延迟时间等于 $4RC$，所以电阻 R 起到延迟幅度控制作用。

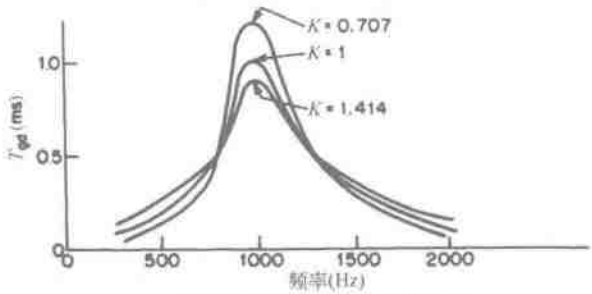
（2）通过系数 K 不等于 1，可以使最大延迟时间受到最小的影响，这可以明显的从公式（12-7）看出。

（3）在谐振频率的幅度均衡量和延迟设定值无关，仅和常数 K 有严格的函数关系，但是，幅度响应的选择性是延迟设定值的函数，随延迟时间的加大，幅度响应选择性变得更好。

图 12-11 所示的曲线表示了一些典型的延迟和幅度与频率之间的关系曲线，延迟和幅度之间的相互作用不受限制于 LC 均衡器，在同样谐振元件的工作条件下也会出现相应的结果，有源和无源电路都可以用于幅度和延迟均衡。但是，对如 3dB 小量幅度校正的应用场合，对延迟的影响最小。



（a）固定延迟幅度特性曲线



（b）±3dB幅度均衡延迟变化曲线

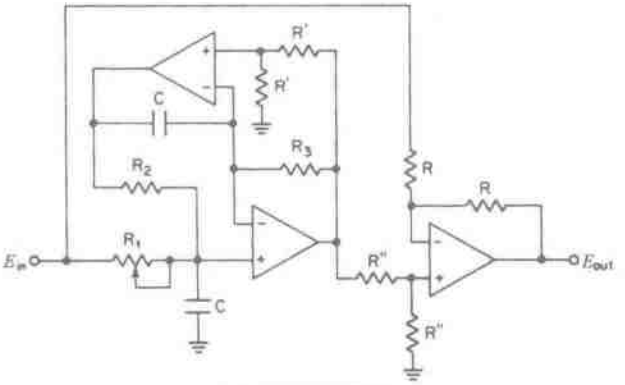
图 12-11　LC 延迟和幅度均衡器的典型延迟和幅度响应特性曲线

www.789pdf.com 789书库网

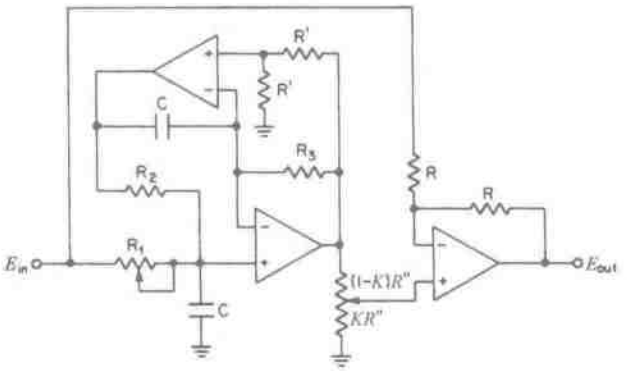
www.789pdf.com 789书库网

▷▷▷ 12.4.3　有源延迟和幅度均衡器

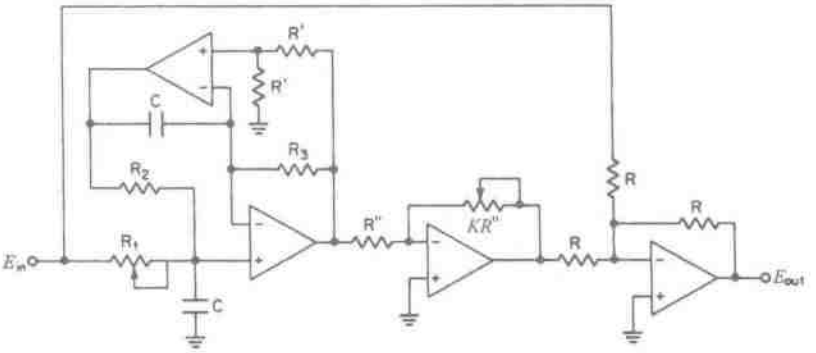
7.2 节“有源全通结构”中介绍的双放大器带通（DABP）延迟均衡器结构和图 7-13 介绍的保持固定增益和全通工作特性，无需考虑设计电路的 Q 值，如果电阻 R_1 为可变电阻，在不影响谐振频率或全通工作特性的条件下可以直接调节延迟时间，可调延迟均衡器电路工作原理图如图 12-12（a）所示，可以很方便地选取 C、R、R'和 R''的计算公式，可调电阻 R_2 可以用于频率调节的用途。有关设计计算公式如公式（12-8）和（12-9）所示。



（a）可调延迟均衡器



（b）可调延迟和幅度均衡器



（c）具有可扩展幅度范围的可调延迟和幅度均衡器

图 12-12　双运算放大器带通（DABP）延迟和幅度均衡器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$T_{gd,\max}=4R_1C \tag{12-8}$$

和

$$R_2=R_3=\frac{1}{\omega_r C} \tag{12-9}$$

图 12-12（a）中 C、R'和 R''可以取任意值，电阻 R_2 可用于频率调节用途，电阻 R_2 为可调电阻。

如果也要求有幅度均衡能力，可以加一个电位器，最终电路工作原理图如图 12-12（b）所示，在角频率 ω_r 位置的幅度计算方程式如公式（12-10）所示。

$$A_{dB}=20\lg(4K-1) \tag{12-10}$$

式中，K 值变化范围为 0.25～1，可以覆盖-∞～+9.5dB 的幅度均衡变化范围。

为扩展均衡范围大于+9.5dB，可以如图 12-12（c）所示引入一个附加的放大器，可以利用公式（12-11）计算在角频率 ω_r 位置的幅度均衡量。

$$A_{dB}=20\lg(2K-1) \tag{12-11}$$

式中，常数 K 的变化范围为 0.5～∞，可以产生无穷范围的均衡能力，实用中，对大多数均衡应用场合±15dB 的最大变化范围就足够用了。

例 12-2 设计一个有源延迟和幅度可调均衡器

技术要求：

设计一个有源延迟和幅度可调均衡器，这个均衡器的延迟调节范围为 0.5～3ms，幅度调节范围为±12dB，中心频率为 1000Hz。

设计结果：

图 12-12（c）所示电路可以实现所需要的延迟和幅度调节能力，如果取 C=0.01μF 和 R=R'=R''=10kΩ，利用公式（12-8）和公式（12-9）可以计算有关元件参数值。

$$R_{1,\min}=\frac{T_{gd,\max}}{4C}=\frac{0.5\times10^{-3}}{4\times10^{-8}}=12.5\ \text{k}\Omega$$

$$R_{1,\max}=\frac{3\times10^{-3}}{4\times10^{-8}}=75\ \text{k}\Omega$$

$$R_2=R_3=\frac{1}{\omega_r C}=\frac{1}{2\pi\times1000\times10^{-8}}=15.9\ \text{k}\Omega$$

利用公式（12-11）可以计算幅度均衡±12dB 的极端 K 值，可以利用下面的公式计算具体 K 值。

$$K=\frac{1}{2}\left[\lg^{-1}\left(\frac{A_{dB}}{20}\right)+1\right]$$

这时对应的 K 值取值范围为 0.626～2.49，对应的均衡器节电路如图 12-13 所示，为了实现频率调节，电阻 R_2 为可调电阻。

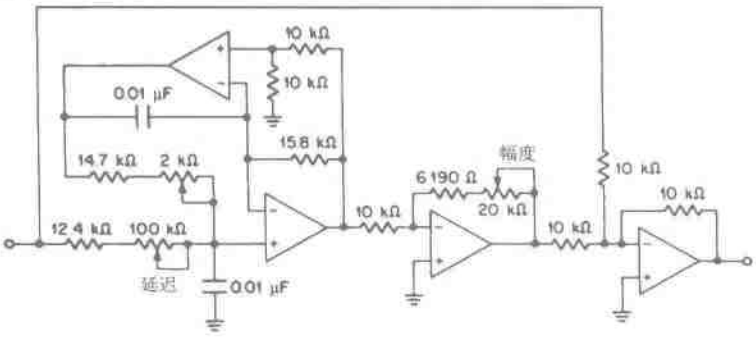


图 12-13 例 12-2 的可调延迟和幅度均衡器电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

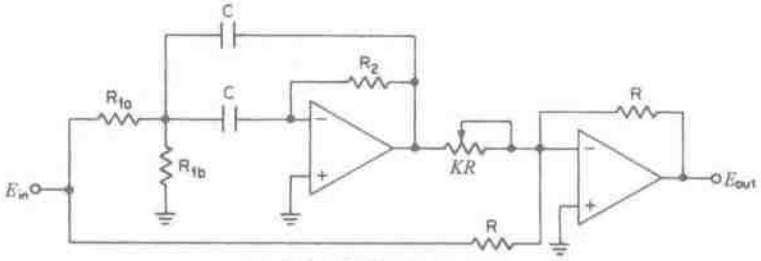
通过配合使用一个二阶带通节电路和一个求和放大器可以实现可调延迟有源延迟均衡器电路功能，要求带通节电路的增益和谐振频率固定，带通节电路的增益和谐振频率和电路的 Q 值设定无关。如果需要单独进行幅度均衡，带通节电路可以工作于固定的设计 Q 值，图 7-12（a）所示的低复杂度多反馈带通（MBDP）延迟均衡器节点路通过使其中一个求和电阻可变可以用作幅度可调均衡器电路。

对应图 12-14（a）所示电路的有关设计方程式如公式（12-12）、公式（12-13）和公式（12-14）所示。

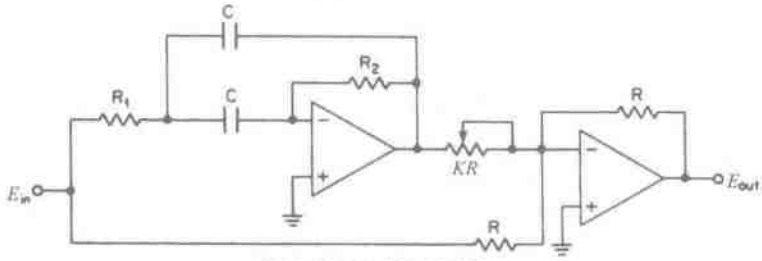
$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_r C} \tag{12-12}$$

$$R_{1a} = \frac{R_2}{2} \tag{12-13}$$

$$R_{1b} = \frac{R_{1a}}{2Q^2 - 1} \tag{12-14}$$



（a）幅度均衡器0.707<Q<20



（b）幅度均衡器0<Q<20

图 12-14　多反馈带通（MFBP）幅度均衡器

可以利用公式（12-15）计算在角频率 ω_r 频率点的幅度均衡量。

$$A_{dB} = 20\lg\left(\frac{1}{K} - 1\right) \tag{12-15}$$

对应无穷的幅度均衡范围，公式（12-15）中 K 值取值范围为 0～1。

如果 Q 值低于 0.707，电阻 R_{1b} 的参数值就变为负值，这时就可以采用图 12-14（b）所示的电路，利用公式（12-12）计算电阻 R_2 的参数，利用公式（12-16）计算电阻 R_1 的参数。

$$R_1 = \frac{R_2}{4Q^2} \tag{12-16}$$

利用公式（12-17）计算在谐振位置的衰减或提升。

$$A_{dB} = 20\lg\left(\frac{2Q^2}{K} - 1\right) \tag{12-17}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

Q 值的幅度决定在谐振工作区间频率响应特性曲线的选择性，由于放大器限制的原因，Q 值的典型值被限制低于 20。

如果需要更高的 Q_S 值，或如果要求独立的调节 Q 值和幅度均衡量，可以采用图 12-12 所示的双运放带通电路，图 12-12 中的电阻 R_1 为 Q 值调节电阻，可以利用公式（12-18）计算电阻 R_1 的参数。

$$R_1 = QR_2 \tag{12-18}$$

计算一个幅度均衡器所需要的 Q 值，首先需要定义频率 f_b，频率 f_b 对应 1/2 的衰减损耗（单位为分贝），可以利用公式（12-19）计算对应的 Q 值。

$$Q = \frac{f_b b^2 \sqrt{K_r}}{f_r (b^2 - 1)} \tag{12-19}$$

这里

$$K_r = \lg^{-1}\left(\frac{A_{dB}}{20}\right) = 10^{A_{dB}/20} \tag{12-20}$$

$$b = \frac{f_b}{f_r} \tag{12-21}$$

或

$$b = \frac{f_r}{f_b} \tag{12-22}$$

公式（12-22）中 b 值大于 1。

例 12-3 设计一个有源固定幅度均衡器电路

技术要求：

设计一个在频率点 3200Hz 具有+12dB 提升，在频率点 2500Hz 有+6dB 提升的固定有源幅度均衡器电路。

设计结果：

（a）首先利用公式（12-20）和公式（12-22）计算参数 K_r 和 b。

$$K_r = 10^{A_{dB}/20} = 10^{12/20} = 3.98$$

$$b = \frac{f_r}{f_b} = \frac{3200\ \text{Hz}}{2500\ \text{Hz}} = 1.28$$

利用公式（12-19）计算出的 Q 值如下式所示：

$$Q = \frac{f_b b^2 \sqrt{K_r}}{f_r (b^2 - 1)} = \frac{2500 \times 1.28^2 \sqrt{3.98}}{3200 \times (1.28^2 - 1)} = 4.00$$

（b）可以采用图 12-14（a）所示的多反馈带通（MFBP）幅度均衡器电路，取电容器 C=0.0047μF 和电阻 R=10kΩ，利用公式（12-12）～公式（12-15）计算出的有关元件参数值如下所示。

对应的均衡器电路和频率响应曲线如图 12-15 所示。

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_r C} = \frac{2 \times 4}{2\pi 3200 \times 4.7 \times 10^{-9}} = 84.6\ \text{k}\Omega$$

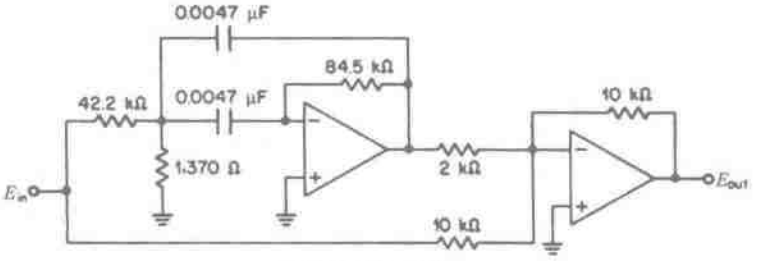
$$R_{1a} = \frac{R_2}{2} = 42.3\ \text{k}\Omega$$

$$R_{1b} = \frac{R_{1a}}{2Q^2 - 1} = \frac{42.3 \times 10^3}{2 \times 4^2 - 1} = 1365\ \Omega$$

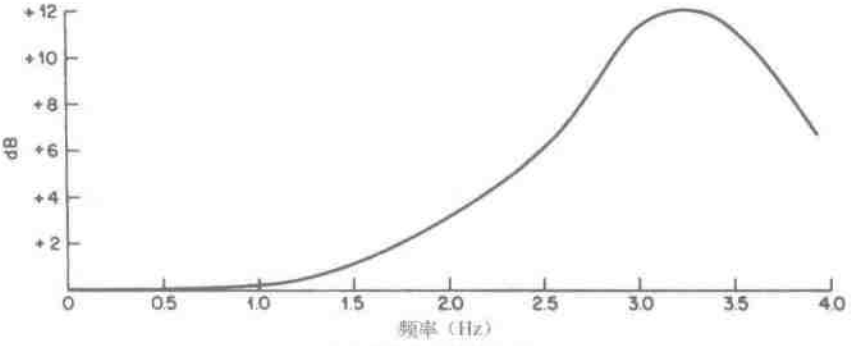
$$K = \frac{1}{1 + 10^{A_{dB}/20}} = \frac{1}{1 + 10^{12/20}} = 0.200$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）幅度均衡器电路



（b）频率响应特性曲线

图 12-15　例 12-3 的幅度均衡器电路

参考文献

Lindquist, C. S. (1977). *Active Network Design*. Long Beach, California: Steward and Sons.

Williams, A. B. "An Active Equalizer with Adjustable Amplitude and Delay," *IEEE Transactions on Circuit Theory* CT-16, November 1969.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第13章 电压反馈运算放大器

13.1 基本运算放大器理论回顾

模拟电路设计很大程度上依赖于以各种运算放大器作为模拟电路的主要构建功能模块，各种价廉的集成电路（IC）运算放大器（OP）已成为模拟电路设计业界广泛使用的功能电路，运算放大器电路可以基于输入信号做许多数学处理运算。对有源滤波器的应用场合，运算放大器常用于提供电路增益和隔离功能。

在 20 世纪 60 年代中期，美国仙童公司（Fairchild）推出了μA709 集成运算放大器，到今天已有了各种技术特点的许多可供选用的集成运算放大器。本节回顾了集成运算放大器的类型，如需要，读者可以访问许多有关集成运算放大器生产商的相关网站以获得有关详细的数据、选用指南和应用帮助信息。

实用中有电压反馈和电流反馈两种基本类型的运算放大器，本章讨论了电压反馈运算放大器，第 18 章讨论了电流反馈运算放大器，从介绍的这两部分内容可以看出这两种运算放大器之间的区别。这并不意味着两种运算放大器在许多应用场合不可以互换使用，但是用户必须知道这两种运算放大器电路之间的工作性能区别和使用限制，以便更好的选用运算放大器电路。

全书给出了大多数集成电路的基本应用实例，在应用实例中可以看到相关概念，每个器件数据表格给出了器件参数值推荐使用范围和器件工作技术指标。

13.1.1 理想放大器

运算放大器的简化等效电路如图 13-1 所示，开路输出电压 e_0 表示放大器的两个输入信号差被放大了 A_0 倍，正极性的输入信号被加到了运算放大器的正（+）输入端，导致输出的正变化，而正的输入信号加到负（－）输入端会导致运算放大器输出的负变化，所以，运算放大器的正输入端叫作同相输入端，而负的输入端叫作反相信号输入端。如果考虑到是个理想运算放大器，理想运算放大器的输入阻抗为无穷大，输出阻抗 R_0 为 0，电压增益为无穷大，带宽为无穷大。当然实际工作情况并非如此，但是为了很好地解释运算放大器的工作，假定这些技术要求成立。

现假定运算放大器的正输入端被接到了地，从运算放大器的输出到运算放大器的反相输入端加了负反馈，由于运算放大器的增益被假定为无穷大，在运算放大器的正和负输入端的一个很小（几乎为 0）的差分输入就会在输出端输出一个由反馈回路决定的输出信号。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

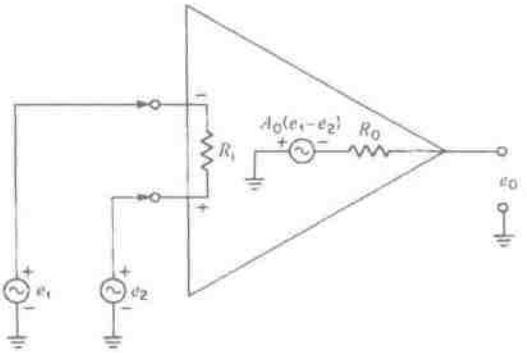


图 13-1　运算放大器等效电路

作为一个无限小的输入信号出现在输入端存在，反相输入端的电位和同相输入端的电位相同，所以，反相输入端电位为地电位，这个现象叫作虚地效应。虽然反相输入端电位受地电位的影响，由于输入阻抗被假定为无限大（$R_i=\infty$），所以没有电流会由运算放大器的负输入端流入运算放大器的正输入端。

这个特性非常有用，这在许多不同运算放大器电路中得到了应用，极大简化了电路分析。

▷▷▷ 13.1.2　反相放大器

现讨论图 13-2 所示的基本反相放大器电路，如果考虑到放大器为理想放大器，电路通过电阻 R_2 提供负反馈，由于虚地效应的原因，差分输入电压为 0。所以，反相输入端为地电位，可以用公式（13-1）、公式（13-2）计算流过电阻 R_1 和 R_2 的电流。

$$I_1=\frac{E_{in}}{R_1} \tag{13-1}$$

$$I_2=-\frac{E_{out}}{R_2} \tag{13-2}$$

如果放大器的输入阻抗为无穷大，没有电流流入运算放大器的反相输入端，所以电流 $I_1=I_2$。如果使公式（13-1）和公式（13-2）相等，就可以求解出电路的总传递函数，有公式（13-3）成立。

$$\frac{E_{out}}{E_{in}}=-\frac{R_2}{R_1} \tag{13-3}$$

电路的放大能力直接由两个电阻的比值决定，和运算放大器本身无关，并且输入阻抗为 R_1，输出阻抗为 0。

图 13-3 更为直观，虚地用虚线表示，公式（13-3）中的负号出现是因为电流流进了运算放大器的反相输入端，所以输出电压 E_{out} 和输入电压 E_{in} 反相位。

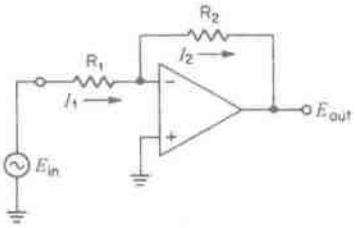


图 13-2　反相放大器

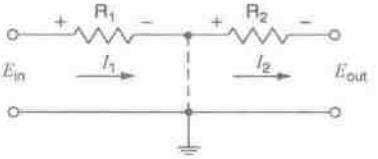


图 13-3　理想反相放大器的直观表示

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

由于虚地的原因，输入阻抗或由输入电压 E_{in} 看进去的阻抗为 R_1。

由于虚地效应的原因，多个输入可以在反相输入端求和，可以利用公式（13-4）计算图 13-4 所示基于叠加工作原理的三输入求和放大器输出。

$$E_{out}=-\frac{R_2}{R_{1a}}E_a-\frac{R_2}{R_{1b}}E_b-\frac{R_2}{R_{1c}}E_c \tag{13-4}$$

重要的是要理解由于反馈电阻 R_2 的原因出现的虚地效应。由于输出信号被反馈到了反相输入端，所以这个反馈叫负反馈。

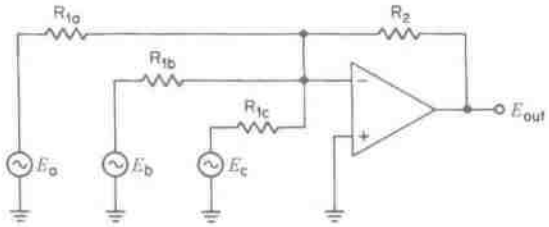


图 13-4　求和放大器

13.1.3　同相放大器

可以采用图 13-5 所示的电路来构建同相放大器，因为放大器输入端的差分输入信号为 0，在电阻 R_1 上的电压等于 E_{in}，由于电阻 R_1 和电阻 R_2 组成了电阻分压器，有公式（13-5）成立。

$$\frac{E_{out}}{E_{in}}=\frac{R_1+R_2}{R_1} \tag{13-5}$$

也可以改写成公式（13-6）所示更为常用的表达形式。

$$\frac{E_{out}}{E_{in}}=1+\frac{R_2}{R_1} \tag{13-6}$$

这里运算放大器的输入阻抗为无穷大，输出阻抗为 0。

图 13-6 所示为图 13-5 示意性的表示，虽然输入电压 E_{in} 被加到了运算放大器的同相输入端，由于运算放大器的同相输入端和反相输入端之间的虚地原因，所以以电阻 R_1 和 R_2 串联分压电路的形式表现，有公式（13-7）成立。

$$E_{out}=E_{in}\frac{R_1+R_2}{R_1} \tag{13-7}$$

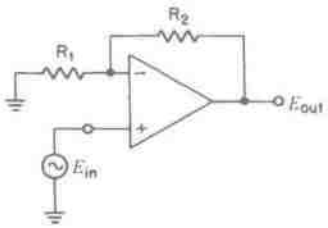


图 13-5　同相放大器

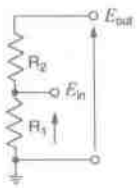


图 13-6　理想同相放大器的直观表示

公式（13-7）是公式（13-5）的另一种表现形式，由于输入电压加到了运算放大器的同

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

相输入端，输入电流为 0，所以放大器电路的输入阻抗为无穷大。

如果电阻 R_1 取值为无穷大，电阻 R_2 取值为 0，放大器电路的增益变为 1，这就对应图 13-7 所示的电压跟随器电路。

图 13-7 所示的电路可以模拟晶体管组成的射极跟随器电路，如果对应电子管的跟随器电路就是阴极输出器电路，对理想的运算放大器电路，这个电路有无限大的输入阻抗，输出阻抗为 0，无限宽的带宽，可以提供无限大的输出电流。当然在现实中不存在这样的理想放大器。

对应图 13-5 可以调节电阻 R_1 为无穷大，电阻 R_2 为一个有限实用值，这样就可以得到图 13-8 所示的电压跟随器电路，电路的电压增益仍然为+1。电阻 R_2 取一个不为 0Ω的电阻值有一定的实用意义，它可以在放大器输出为极端值时限制通过反馈回路的电流。

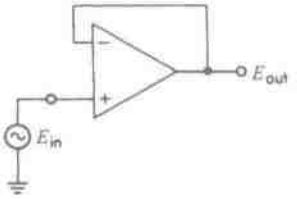


图 13-7　电压跟随器

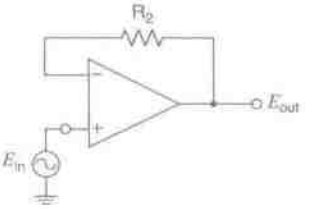


图 13-8　有反馈电阻的电压跟随器

▷▷▷ 13.1.4　差分输入放大器

图 13-9（a）所示电路是一个差分输入放大器电路，输出正比于两个输入信号电压的差，利用叠加原理可以计算输出，首先取输入电压 E_2 为 0，这时对应的输出电压可以用公式（13-8）计算。

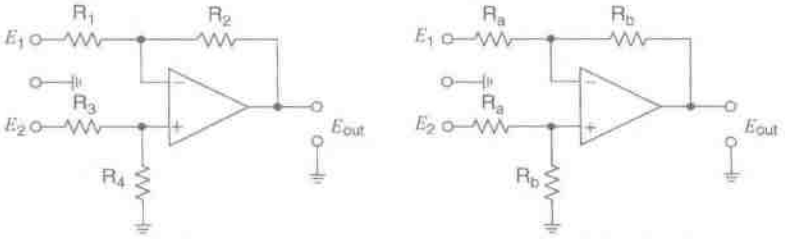
$$E_{out} = -E_1 \frac{R_2}{R_1} \tag{13-8}$$

取输入电压 E_1 等于 0，有公式（13-9）成立。

$$E_{out} = E_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4}(1 + R_2/R_1) \tag{13-9}$$

合并公式（13-8）和公式（13-9）有公式（13-10）成立。

$$E_{out} = -E_1 \frac{R_2}{R_1} + E_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4}(1 + R_2/R_1) \tag{13-10}$$



（a）基本电路结构　　（b）增益为比值R_b/R_a

图 13-9　差分输入放大器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

这是一个多输入信号电路每次取一个输入信号有效而取其他输入信号为 0，然后依次操作最后叠加每次的计算结果就可以得到总的输出信号（注意需要对电压源信号短路、电流源信号开路）。

如果取 $R_1=R_3=R_a$，$R_2=R_4=R_b$，通过代数运算可以得到公式（13-11）所示的表达式。

$$E_{out}=(E_2-E_1)R_b/R_a \tag{13-11}$$

这个结果对应图 13-9（b）所示的电路成立。

如果取所有的 4 个电阻阻值相等，都为电阻 R，则电路的增益就等于 1。

13.1.5 差分输入和输出放大器电路

同时具有差分输入和差分输出的放大器电路如图 13-10 所示，需注意的是图 13-10 中下面的输出有一个小圈，这表示相对于其他输出为反相输出。对应电路电压增益可以用公式（13-12）表示。

$$E_{out}=(E_2-E_1)R_b/R_a \tag{13-12}$$

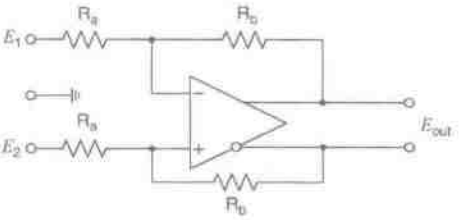


图 13-10 差分输入和输出放大器

在这种工作状态，电路输出 E_{out} 为两个输入信号差，而不是前面介绍的输出为相对于地的输出。

前面介绍电路工作原理图中反馈电路中的所有电路元件为电阻，实用中反馈回路中的元件可以不都是电阻，也可以是电抗元件，运算放大器不仅限于求和放大电路。例如，如果图 13-2 中的电阻 R_2 用一个电容器取代，电路就变成了积分电路，同样电阻 R_1 用一个电容替换电路就变成了一个微分电路，在反馈回路中引入非线性电路就可以得到非线性传递函数的增益表达式。

13.2 非理想放大器分析

本节将讨论非理想放大器的应用，如果对特定的应用选定了合适的放大器电路，无需使用本节介绍的更为复杂的用于同相和反相放大器的有关计算方程式，可以使用简化的公式（13-3）和公式（13-6）。但是，理解非理想运算放大器的应用对具体工作是非常有用的，这也是本节介绍有关内容的目的。

13.2.1 同相放大器分析

现再回到图 13-5 所示的同相放大器电路，电路工作原理图如图 13-11 所示。

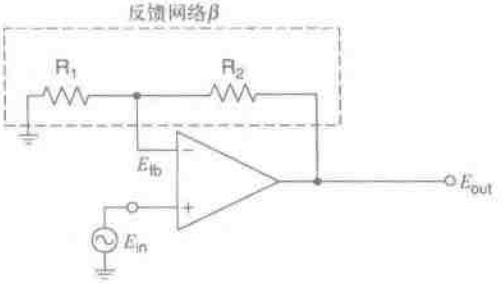


图 13-11 有反馈网络的同相放大器

电阻 R_1 和 R_2 组成一个电阻分压器电路，通过反馈回路反馈回反相输入端的输出信号的比例为 β，有公式（13-13）成立。

$$E_{out}=A_0(E_{in}-E_{fb})=A_0(E_{in}-\beta E_{out}) \tag{13-13}$$

公式（13-13）中 A_0 表示运算放大器的开环增益。

可以用公式（13-14）求解电路的闭环增益。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$A_c = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{1}{\beta}\frac{1}{1+1/A_o\beta} \tag{13-14}$$

公式（13-14）更为直观的表达式如公式（13-15）所示。

$$A_c = \frac{A_o}{1+A_o\beta} \tag{13-15}$$

公式（13-15）就是同相闭环放大器的增益表达式，公式（13-15）中 A_o 表示放大器的开环增益，β 表示反馈系数，乘积 $A_o\beta$ 就是常说的环路增益，这个表达式和已介绍的反馈系统、伺服系统的表达式类似，对无限电路增益和反馈系数 β=1 的工作条件，电路的闭环增益 A_c=1。如果电路的开环增益 A_o 不是足够大，电路的闭环增益就会小于 1。

13.2.2　反相放大器分析

下面讨论图 13-12 所示反相放大器电路的增益表达式。

利用信号叠加工作原理，首先取 E_{out}=0，有公式（13-16）成立。

$$E_{fb} = E_{in}\frac{R_2}{R_1+R_2} \tag{13-16}$$

然后取 E_{in}=0，有公式（13-17）成立。

$$E_{fb} = E_{out}\frac{R_1}{R_1+R_2} \tag{13-17}$$

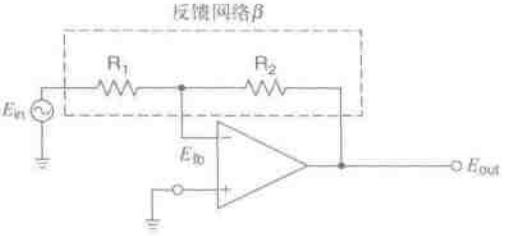


图 13-12　有反馈网络的反相放大器

叠加公式（13-17）和公式（13-16），有公式（13-18）成立。

$$E_{fb} = E_{out}\frac{R_1}{R_1+R_2} + E_{in}\frac{R_2}{R_1+R_2} \tag{13-18}$$

对公式（13-18）进行整理后有公式（13-19）成立。

$$E_{fb} = (1-\beta)E_{in} + \beta E_{out} \tag{13-19}$$

式中，$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$。

由于输出电压 E_{out} 等于输入电压乘以开环增益-A_o，在本例中输入电压就是 E_{fb}（注意公式（13-20）中的负号表示电路的信号输入端为反相输入端，同相输入端接地），可以用公式（13-20）表示用反馈电压 E_{fb} 表示的输出电压 E_{out}。

$$E_{out} = A_o(-E_{fb}) \tag{13-20}$$

叠加公式（13-19）和公式（13-20）可以得到公式（13-21）。

$$A_c = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \left(1-\frac{1}{\beta}\right)\frac{1}{1+1/A_o\beta} \tag{13-21}$$

式中，β 永远小于 1，所以电路增益为负。

公式（13-22）为公式（13-21）的更为简洁直观表达形式。

$$A_c = \frac{A_o(\beta-1)}{1+A_o\beta} \tag{13-22}$$

13.2.3　稳定性

在同相和反相放大器的电路中，反馈系数表示输出信号反馈回输入回路的信号比例，可

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

以用公式（13-23）表示。

$$\beta=\frac{R_1}{R_1+R_2} \tag{13-23}$$

$1+A_0\beta$ 项对应闭环表达式中的分母，实际放大器的开环增益既不是无穷大，也不是个实数（具有 0 的相位移），增益 A_0 的幅度和相位是工作频率的函数。

如果在某些频点 $A_0\beta=-1$（引起信号的 180° 反相相位移），公式（13-15）和公式（13-22）中的分母将会变为 0，这时环路闭环增益将会变为无穷大，即意味电路要发生振荡，换而言之，电路在没有输入信号的情况下就会有输出信号。

为了避免电路出现振荡现象，对放大器的开环增益必须有所限制，以便乘积 $A_0\beta$ 小于 1 时的工作频率位置低于放大器相位移 180° 时的频率位置。这可以在低频开始的位置和每倍频程大约 6dB 的情况下继续引入增益滚降的工作特性来实现，这种可以确保电路稳定工作的技术叫作频率补偿，从闭环增益公式可以明显看出对高的环路闭环增益，对应的 β 减小（环路闭环增益越高，对应的 β 越小），所以，需要通过频率补偿确保在 180° 的相位移频率点对应的 $A_0\beta$ 小于 1。相反，射极跟随器电路的反馈量最大，对应射极跟随器电路的补偿量最大。一个放大器在单位增益时工作稳定就被认为是单位增益工作稳定的放大器。

注意在图 13-13 中，开环增益的滚降大约在 20dB/10 倍频程（对应 6dB/倍频程）高于 5kHz 频率点，在相位移达到 180° 时的频率点对应的开环增益大约为-20dB（0.1），当然这远低于 1。所以，可以即使在射极跟随器的工作条件下，也可以确保电路的工作稳定性，在射极跟随器工作条件下由于反馈系数 $\beta=1$，所有的输出信号被反馈回输入端。本实例中，在 180° 相位移点的环路增益（$A_0\beta$）等于 0.1。由于反馈系数 β 为反馈系数的最大值，这时电压跟随器的工作条件最恶劣，如果电路出现了振荡现象，振荡也应当在相对高频的位置，并且如果用示波器观察则表现较为模糊。但是环路增益小于 1，电路工作于无条件稳定工作状态。高于 200MHz 的工作频率时，图 13-13 所示曲线有一个斜率加大的二次折返点，在这个工作区域电路不稳定工作。

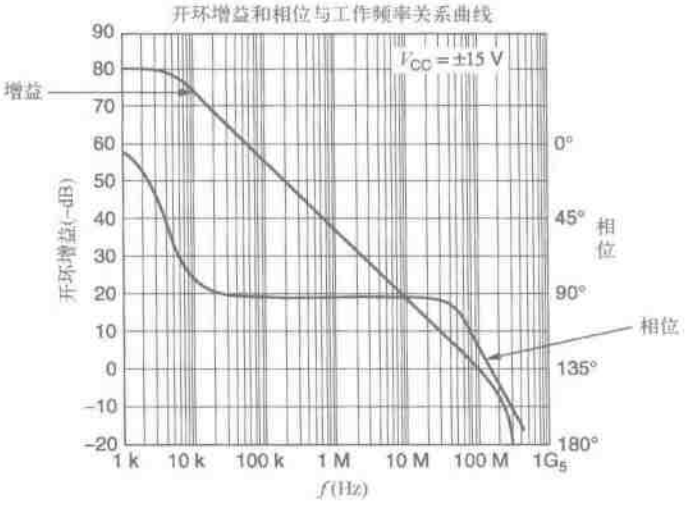


图 13-13　开环增益（TI THS4001）

在同相和反相放大电路中，反馈回路总是连接到运算放大器的反相输入端，所以对应的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

反馈电路叫作负反馈电路。

▷▷▷ 13.2.4　开环增益效应

决定开环增益对闭环增益的影响，对同相和反相放大器把公式（13-23）带入公式（13-15）和公式（13-22）中，可以得到下面的有关表达式。

对同相放大器有公式（13-24）成立。

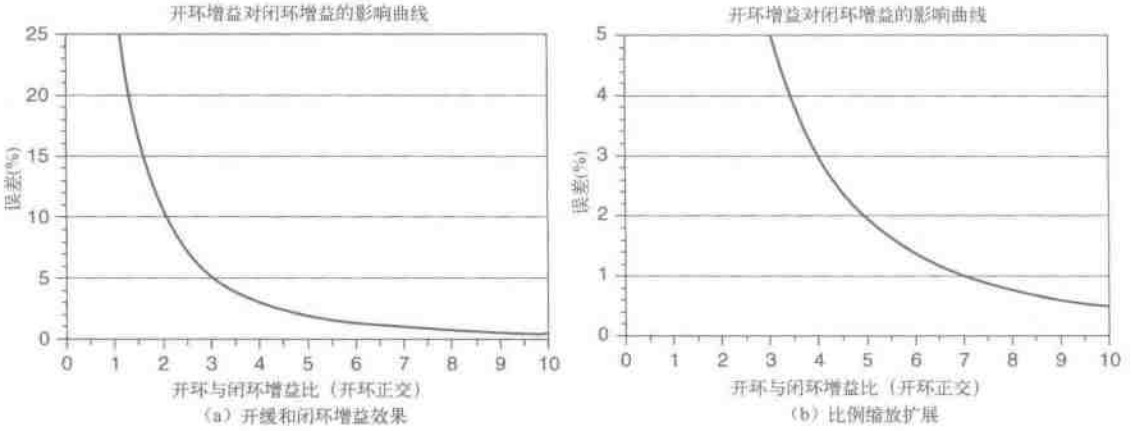
$$A_c = \frac{1+\dfrac{R_2}{R_1}}{\dfrac{1}{A_o}\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+1} \tag{13-24}$$

对反相放大器有公式（13-25）成立。

$$A_c = -\frac{\dfrac{R_2}{R_1}}{\dfrac{1}{A_o}\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+1} \tag{13-25}$$

如果 A_o 为无穷大，同相放大器和反相放大器表达式（13-24）和公式（13-25）中的分母就等于 1，公式（13-24）和（13-25）就被简化成了同相和反相放大器的基本公式（13-3）和公式（13-6）。

为减小开环增益对闭环增益减小的影响，开环增益 A_o 需要比要求的闭环增益 A_c 大得多，因为在有意义工作频带内的开环相位移一般为 90°，公式（13-24）和公式（13-25）分母中的误差项为正交项（90°），在反馈环路为纯电阻性回路时，正交（90°）的关系可以降低开环增益对闭环增益的影响。开环与闭环增益的比值取 10∶1（20dB）导致的误差仅为 0.5%，这对大多数应用场合足够用了。图 13-14 所示为开环增益对闭环增益的影响关系曲线。



（a）开缓和闭环增益效果　　（b）比例缩放扩展

图 13-14

实际的运算放大器具有有限的开环输入阻抗和非 0 的开环输出阻抗，典型的输入阻抗为 10MΩ，并联分布电容典型值为 1.5pF，当环路闭环时，有限的开环增益也会影响电路的输入和输出阻抗，可以用公式（13-26）表示同相放大器的输入阻抗。

$$R_{in} = (1 + A_o\beta)\, R_i \tag{13-26}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以用公式（13-27）表示输出阻抗。

$$R_{out}=\frac{R_o}{A_o\beta} \tag{13-27}$$

公式（13-26）和公式（13-27）中的 R_i 和 R_o 分别是开环输入和输出阻抗。环路增益越大，对应的输入阻抗越大，输出阻抗越小。一般而言，在合理开环增益 $A_o\beta$ 条件下，放大器闭环输入和输出阻抗对电路的工作影响不大。在反相放大器应用场合，放大电路的输入阻抗等于连接到运算放大器反相输入虚地端的电阻值。

在运算放大器的开环增益为 0dB 时，可以根据工作频率分类运算放大器。

13.3 掌握运算放大器技术指标

13.3.1 带宽和增益

运算放大器的带宽一般被定义为电路开环增益为 1 时对应的频带宽度，即指的是单位增益频带宽度，带宽也被定义为闭环工作情况下电路增益为+1 或-1 时对应的频带宽度，即所谓的-3dB 带宽。同样频带宽度也可以被定义为-0.1dB 平坦度、设计增益为+1（电压跟随器）时对应的频带宽度。

重要的是闭环电路需要有足够的频带宽度，以便不会出现对输入信号的高频损失，否则，信号波形会严重失真，并且会伴随有用信息的丢失。图 13-14 所示为开环增益对闭环增益的影响关系曲线。

作为经验公式，运算放大器的带宽应至少是想要的最高工作频率的 10 倍，开环增益应当至少大于要求放大器本身最低限制影响对应闭环增益的 20dB。但是，增益过大或带宽过大会导致放大器对 PCB 布局更为敏感，并且电路对应感性负载工作更不稳定。在许多应用场合，越是采用适当的电路增益和有限带宽，对应的放大器就更适合电路工作条件，电路工作越稳定。

重要的是生产厂商给出的有关数据资料（和其他有关工作参数）适用于小信号工作条件，信号变化范围越大，电路的工作性能就越差。对厂商的有关数据手册要仔细阅读。开环增益一般用每伏/毫伏（V/mV）为单位给出，对常用的 DC 放大器而言 10V/mV 表示在 DC 工作状态下对应的开环增益为 10 000 倍。

13.3.2 相位和增益裕量

相位裕量表示信号通过放大器的相位移和在单位增益工作频率相位移为 180° 时对应的信号相位移差。例如，在单位增益工作频率下的相位移为 160° 表示相位余量为 20° 。当然，相位裕量越大，电路工作越稳定。增益裕量是指单位增益与 180° 相位点（有损耗）对应的增益差。例如，如果在 180° 相位点对应的增益为 - 6dB，则对应的增益裕量为 6dB。

13.3.3 DC 偏移

图 13-15 所示的反相放大器有两个偏置电流 I_a 和 I_b，并有一个输入偏移电压 V_{dc}。输入级的双极型晶体管在工作时总会引入一些偏置电流，CMOS 电路的输入阻抗很高，吸收的输入电流很小，但是 CMOS 电路的偏移电压比双极型晶体管运算放大电路的偏移电压要高。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

输入偏移电压会导致在输出端有一个等于 V_{dc} 乘以闭环增益倍数的偏移电压，V_{dc} 的极性是随机的，V_{dc} 的典型值低于 10mV。两个偏置电流 I_a 和 I_b 近似相等，除非有一个小的电流差或偏移电流 I_0。在图 13-15 所示的电路中，电流 I_a 会产生一个等于 I_aR_{eq} 的附加误差电压输入，这里可以用公式（13-28）计算电阻 R_{eq} 的参数值。

$$R_{eq}=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2} \tag{13-28}$$

由于放大器的同相输入端点接地了，同相端输入偏置电流 I_b 对偏移电压没有影响，为了降低电流 I_a 对偏移电压的影响，应避免电阻 R_{eq} 的阻值取得过大。

一个常用的方法就是如图 13-16 所示在运算放大器的同相输入端与地之间引入一个阻值为 R_{eq} 的电阻，这对在整个增益范围内没有影响。但是，由于放大器为差分放大器，所以在同相输入端会引入一个 DC 偏移电压 I_bR_{eq}，由于偏移电流而引入加到运算放大器输入的误差电压为（I_a-I_b）R_{eq}，或等于 I_oR_{eq}。由于 I_a 和 I_b 可能为 2μA，例如，偏移电流 I_o（I_a-I_b）在 200nA 的范围内，由于在地和同相输入端接了电阻 R_{eq}，可以使偏移电流的影响有 10∶1 的降低。

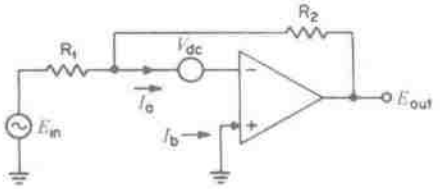


图 13-15　有偏移的反相放大器

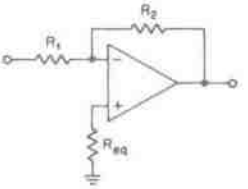


图 13-16　由于偏置电流而引入的最小 DC 偏移

在反相放大器应用场合，电阻比 R_2/R_1 由公式（13-6）决定，但是，电阻 R_1 和 R_2 可以取任意值，以便使电阻 R_1 和 R_2 的并联电阻值等于加在运算放大器同相输入端的电阻值 R_{eq}。即等于所有接到运算放大器同相输入端的电阻并联值。

一般而言，对合理的闭环增益或交流耦合电路，直流偏移对电路正常工作的影响影响很小或没有影响。对一些如用于低电平直流成分恢复的精密有源低通滤波器关键应用场合，可以使用前面讨论的方法。一些放大器会提供一个用于零输出直流偏移的输入端，第 14 章将讨论用于交流放大器消除 DC 偏移的一些方法。

▷▷▷ 13.3.4　摆率限制

在运算放大器用于高频高输出幅度应用场合时，运算放大器的输出会以某种形式出现失真。对一个输入上升沿很快的信号，输出由于长的上升时间会有一个明显的斜坡沿。对正弦波而言，输出波形会像三角波形，会出现明显的谐波失真。这是由于摆率限制的原因而造成的，三角波的斜率就是摆率，这是由于运算放大器内部电路的限制而引起在大幅度输入信号情况下输出电压速度变化受限制的原因造成的。运算放大器摆率的典型值范围为 10V/ms 到大于 1000V/ms，这主要取决于运算放大器的类型。摆率限制一般是由于杂散电容或内部、外部补偿电容的原因引起的。如果输出电压的峰-峰值小，运算放大器的摆率对输出影响就不大。在采用外部频率补偿时，对给定的闭环增益利用小量的频率补偿就可以扩展电路的带宽。但是，这时电路工作稳定性是个需要引起关注的问题。

图 13-17 所示为摆率限制对加到电压跟随器的电路阶跃电压输入信号的影响实例，这里的单位取每伏/每微妙（V/μs）。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

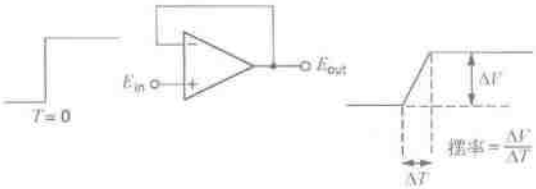


图 13-17　摆率限制的影响

13.3.5　建立时间

当有信号加到运算放大器的输入端时，运算放大器的输出不会精确的跟踪输入变化，图 13-18 所示为运算放大器在阶跃输入信号时的输出信号波形，由于偏置电流的原因，图 13-16 所示电路减小了 DC 偏移。

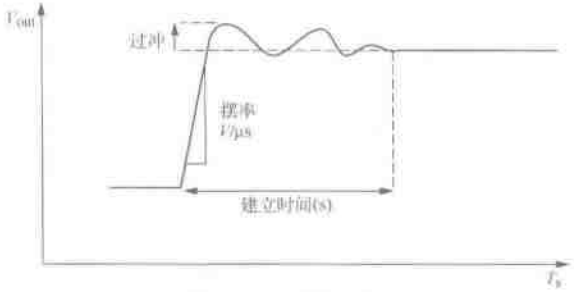


图 13-18　设定时间

从图 13-18 可以看出三个电路工作效应，第一个是输出过冲效应，输出过冲的最终值可以用百分数表示，第二个效应就是刚才讨论的摆率，最后一个效应就是建立时间，这是表示输出达到终值的给定百分比值内时所需要的时间。

13.3.6　共模抑制比

共模抑制比这个参数表示在运算放大器的反相和同相输入端同时引入了输入信号时对这个信号的抑制能力，换而言之，运算放大器的同相和反相输入端加入了共模信号输入时对共模输入信号的抑制能力。共模输入信号的输入相位必须相同，共模抑制比的单位为 dB。当输入信号频率上升时共模抑制比会变差。测试信号必须在电源的供电电压范围内。和共模抑制比有关的就是共模输入电压范围，表示加到运算放大器的同相和反相输入端不至于损坏运算放大器的最大共模电压范围。

13.3.7　输出电压摆动

运算放大器的输出电压摆动受限于可用的电源供电电压、输出端的负载、运算放大器内部电路相对于运算放大器电源供电电压的电压降等因素。由于运算放大器摆率限制的原因，输出电压摆动是工作频率的函数。如果运算放大器的电压摆动可以在几乎没有内部电源供电电压降的情况下进行，这时就说运算放大器可以以轨到轨的电压输出。

13.3.8　噪声

运算放大器有两类噪声源，它们是噪声电压和噪声电流，这些噪声源总可以被反映到输

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

入端，换句话说噪声仅在输入端出现。噪声电压和噪声电流一般分别采用 $nV/\sqrt{Hz}$ 和 $pA/\sqrt{Hz}$ 为单位。噪声电流乘以从运算放大器输入端看去的戴维南（等效）阻抗就可以得到噪声电压。这两个噪声源都可以通过整个电路的传递函数反映到运算放大器的输出端，含有和工作频率有关的反馈元件影响，来决定输出噪声的底线是否可以接受。有些运算放大器是低噪声的运算放大器，电阻的取值尽可能的低，也可以降低电阻的约翰逊（热）噪声的贡献（参见图 13-19）。

运算放大器的噪声服从图 13-19 所示的谱形状规律，低于一个低频频率断点，噪声电压会以 $1/f$ 的规律增加，高于这个频率断点，噪声保持平坦分布规律（白噪声）。

噪声电压和电流可以用 $\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ 或 $\frac{pA}{\sqrt{Hz}}$ 表示，这里为有效值，如果转换为功率，就需要对 $\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ 或 $\frac{pA}{\sqrt{Hz}}$ 项平方，所以结果为 W/Hz。当然，也可以用阻抗形式表示，这样每 Hz 的功率就是 $\frac{nV^2}{R_L}$ 或 pA^2R_L。

例 13-1　计算一个放大器的输出噪声

技术要求：

对应图 13-20 计算加到 100Ω 负载的输出噪声。

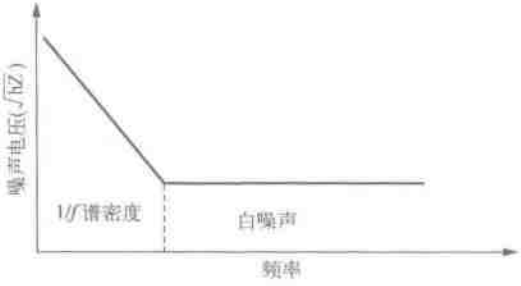


图 13-19　噪声谱分布

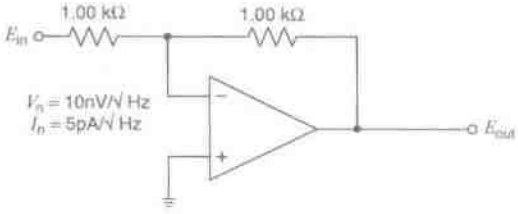


图 13-20　含噪声源的反相运算放大器

设计结果：

取 E_{in}=0，从反相输入端看去的戴维南等效阻抗等于 500Ω，由于增益为-1，所以 $5pA/\sqrt{Hz}$ 的噪声电流会产生 $2.5nV/\sqrt{Hz}$ 的噪声电压，在输出端测得的贡献为 $2.5nV/\sqrt{Hz}$。

由于电路增益为-1，$10nV/\sqrt{Hz}$ 的噪声输入电压 V_n 导致对应 $10nV/\sqrt{Hz}$ 的噪声输出电压。要计算总的噪声输出，求和这两个假定不相关的噪声电压（源于同一个信号源），所以总的噪声输出电压如下所示。

$$V_{nt} = \sqrt{10\,nV^2 + 2.5\,nV^2} = 10.3\,nV/\sqrt{Hz}$$

在负载阻抗为 100Ω 的条件下输出噪声功率为 1.061×10^{-18}W/Hz。

在以 0mW 为 0 基准的条件下可以用 dBm 单位表示如下：

$$10\lg(1.061 \times 10^{-18}/0.001) = -149.7\ \text{dBm/Hz}$$

▷▷▷ 13.3.9　总谐波失真（THD）

谐波失真主要是由于运算放大器的摆率限制和运算放大器在高幅度输入信号下输出变化范围受限制的原因造成的，谐波不仅可以在多个输入信号的情况下出现，而且由于电路工作

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的非线性原因造成输入信号间的相互作用（求和与求差等运算）也会产生。一般用百分比表示总谐波失真（THD）。

可以用公式（13-29）表示基于功率比的总谐波失真（THD）。

$$\mathrm{TDH}(\%)=\frac{P_2+P_3+P_4+\cdots+P_n}{P_1}\times 100 \tag{13-29}$$

式中，P_1是基波功率；P_2～P_n表示谐波功率，这些功率值均为在放大器输出端测得。

可以用公式（13-30）表示基于电压比的总谐波失真（THD）。

$$\mathrm{THD}(\%)=\frac{\sqrt{E_2^2+E_3^2+E_4^2+\ldots+E_n^2}}{V_1}\times 100 \tag{13-30}$$

式中，V_1是正弦波基波电压。

▷▷ 13.4 电源供电考虑

大多数集成电路运算放大器采用双电源供电，典型供电电压范围为±5V 到±18V，只要放大器实际的输出电压幅度比实际的电源供电电源电压低几伏，就可以避免输出电压被箝位，电源供电电压的具体幅度不是个关键技术指标，当然在具体使用时不应当超出运算放大器的额定电源供电电压幅度。CMOS 型放大器可以工作于电源轨到电源轨的输出额定值，CMOS 放大器也可以工作于单电源供电的应用场合。实用中，运算放大器的电源供电无需是双极型电源供电，也无需是对称的双电源供电。运算放大器±15V 的电源供电和运算放大器的负电源供电端接地时+30V 电源供电接到正电源供电端的供电效果一样。运算放大器的输入必须被偏置在运算放大器的共模工作范围内。但是，由于多数情况下输入信号在地电位范围内摆动变化，由于无需偏置，所以对地对称的双电源使用最方便，运算放大器的电源供电电压可以低至±1.5V，这种运算放大器也被叫作单电源器件，这是因为这种运算放大器可以工作于电池供电的应用场合。

为确保运算放大器电路稳定工作，正和负电源供电端必须合理的高频旁路，旁路可以用 0.1mF 的瓷片电容器或 10mF 的钽电容器做高频旁路，也可以同时使用瓷片电容器和钽电容器做高频旁路。一般在运算放大器的数据表中会给出去耦的有关推荐方案。运算放大器用稳压电源供电最好，但不是必须的，大多数的运算放大器都有一个典型的电源供电灵敏度 30mV/V（90dB），所以 1V 的电源供电纹波电压会仅会在运算放大器的输入端产生 30mV 的变化反应，这个参数就是常说的电源抑制比（PSRR）。

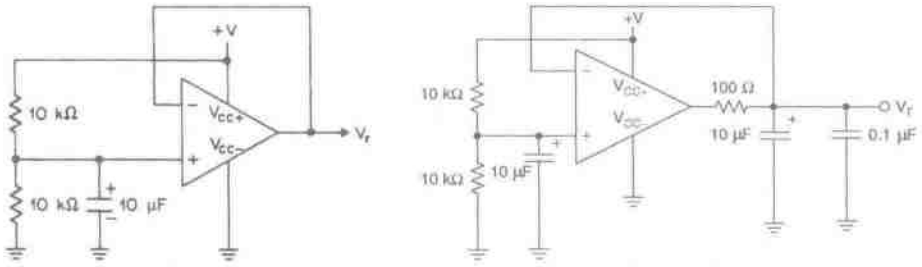
在许多应用场合，仅用一个正单电源供电端可供选用，利用一个基准电压 V_r 也可以使双电源供电的运算放大器工作，利用这个基准电压 V_r可以取代运算放大器电路的地连接。运算放大器的负电源供电端接到地，运算放大器的正电源供电端接到了电源供电的正极，基准电压应取值于电源正供电电压和地之间的中间值，基准电压应通过一个低内阻的电压源提供。利用电压跟随器的电路结构直接从正电源供电获得基准电压 V_r的简洁电路如图 13-21 所示，图 13-21（b）是利用在输出端加一个附加旁路电容器的电路，是对图 13-21（a）所示电路的改进。一般而言，10μF 的钽电容器和 0.1mF 的瓷片电容器用做旁路电容即可。反馈环路内 100Ω电阻对电路呈现很小的阻抗，由于有些运算放大器不适应容性负载的工作条件，这个电阻用于避免电路产生振荡。

输入信号相对于地而言必须是交流耦合，然后和基准电压 V_r 叠加，在输出端信号被去耦合以恢复以地为基准的信号。利用这种方法设计低通滤波器在 DC 附近的低频信号将不会

www.789pdf.com 789书库网

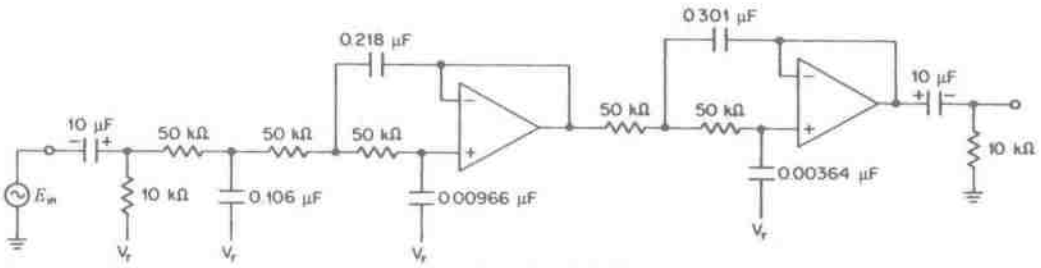
www.789pdf.com 789书库网

通过低通滤波器。利用一个非常简单的方法可以将双电源供电集成运算放大器电路转换为单电源供电集成运算放大电路，电路工作原理图中的所有被接到地的点应被偏置于单电源供电电压和地之间的中点电位，这个偏置电位可以是图 13-21 中所示的基准电压 V_r。但是，如果确认这个节点不会吸收任何 DC 电流，例如运算放大器有正的电流输入，使用中可以用图 13-21（a）所示带去耦合电容的电阻分压器来形成这个基准电压，利用图 13-22 所示的电路技术可以省略掉前面介绍的有关实例中的电压跟随器电路。图 13-21（a）所示电路用于产生基准电压 V_r，所有放大器电路采用单电源供电。

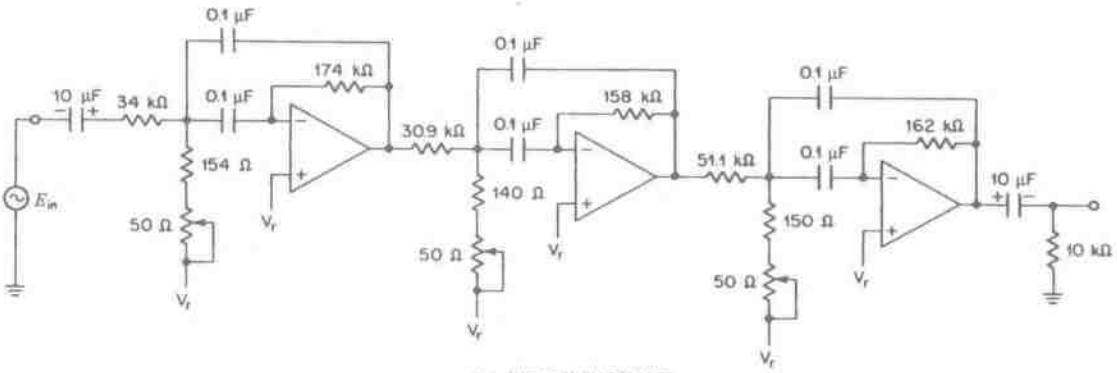


（a）基本电路　　（b）改进电路

图 13-21　基准电压源产生电路



（a）例3-8的低通滤波器



（b）例5-12的带通滤波器

图 13-22　单电源供电的滤波器设计

为了更加清晰，在本书给出的许多电路工作原理图中没有给出电源供电连接和电源去耦合电容器，常用的电源供电去耦合电路一般用 10 μF 的钽电容和一个 0.1 μF 的电容器并联，然后连接于电源供电引脚与地之间形成电源供电去耦合电路，在厂商给出的有关数据表中也会给出一些其他的电源去耦合推荐电路供选用。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

13.5 运算放大器的选用

13.5.1 运算放大器的类型

1. 双极型输入

实用中有许多种运算放大器可供选用，有些是采用差分输入的单片集成电路，在由双极型晶体管组成的集成电路和输入级电路中双极型输入是一种常用的信号输入方式。输入偏置和偏移电流一般为几百纳安，偏移电压的典型值一般在10mV以下，开环输入阻抗为几百千欧。

2. CMOS 运算放大器

CMOS 运算放大器需要的供电电流非常小，输入阻抗高，需要的偏置电流很小。偏移电压比双极型晶体管放大器高，CMOS 放大器可以工作于轨到轨的输出工作方式，由于功耗小所以适用于低电压电池供电的单电源供电应用场合，CMOS 放大器的工作噪声一般要比双极型类型的运算放大器要高。

3. BIFET 运算放大器

BIFET 是双极型场效应晶体管的缩写，这种集成电路技术的输入级采用场效应晶体管，其余的电路采用双极型晶体管，这样电路的带宽较双极型晶体管集成电路器件可以做得更宽，输入偏移电流更小，输入阻抗更高，输出驱动能力更强，电路的输入偏移电压典型值要比双极型晶体管运算放大器的输入偏移电压高。

13.5.2 运算放大器的封装

常用的运算放大器有单、双和四运放的封装形式，双运放可以节省空间和造价，双运算放大器封装的另一个优点就是两个同一封装内的运算放大器的电工作性能可以很好的匹配，这是因为同一封装内的两个运算放大器在同一基片上制作的原因，这时工作温度匹配性好。四运算放大器封装是指在同一封装外壳内封装有四个同样的运算放大器，这对高密度电路应用场合是非常有用的，但是在 PCB 的设计过程中由于在单一封装内四个运算放大器的原因，PCB 布线面积小，四运算放大器封装的使用灵活性受到限制，有可能产生信号串扰的问题。

所有集成运算放大器都有表面安装封装形式可供选用，也有些双列直插式（DIP）封装运算放大器可供选用。在大多数应用场合如图 13-23 的典型过孔引脚封装形式的焊盘和焊片一样，这些封装将集成电路芯片框架与塑料外壳封装在一起，这种封装可以在不致使封装变形的情况下承受芯片的焊接高温。

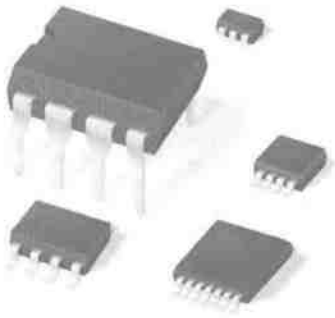


图 13-23 运算放大器的典型封装（TI）

13.5.3 常用的放大器

集成运算放大器有经济通用型到高性能型可供选用，高性能运算放大器的造价要高些，表 13-1 所示为可供选用有关生产厂商提供的有关运算放大器和有关参数，表中根据运算放大器的带宽、单运算放大器、双运算放大器和四运算放大器封装进行分类，虽然给出了每个运算放大器的生产厂商，市面上有许多生产运算放大器的厂商可供选用。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 13-1　运算放大器选用指南

单运放									
		偏置电流 (nA)max	失调电流 (nA)max	失调电压 (mV)max	单位增益带宽 (MHz)Type	摆率 (V/μS)Type	供电电压 (V)	生产商代码	特征代码
单运放	OPA843	37 μA	1 μA	1.5	800	600	±4～±6	TI	WB, LN, LH
	MAX4450	20 μA	4 μA	26	210	485	+4.5～+11	MAX	WB, SS, LH, RR
	AD8065	6 pA	10 pA	1.5	145	180	±2.5～±12	AD	JF, WB, LN, SS, RR
	AD8033	11 pA	—	2	80	80	±2.5～±13	AD	JF, WB, LN, SS, RR
	AD8610	10 pA	10 pA	100 μV	25	50	±5～±13	AD	JF, WB, LN, OA
	OPA725	200	50	3	20	30	±2～±6	TI	JF, WB, LN, LH
	OPA727	100 pA	100 pA	150 μV	20	30	±2～±6	TI	WB, LN, SS, RR
	LM318	250	50	10	15	70	±5～±20	TI, NA	GP, WB
	NE5534	1500	500	4	10	13	±3～±20	TI	GP, WB, LN, LH
	OPA134	100 pA	50 pA	2	8	20	±2.5～±18	TI	JF, LN, LH
	MAX4237	500 pA	1 pA	50 μV	7.5	1.3	+2.4～+5.5	MAX	SS, RR
	LF351	200 pA	100 pA	10	4	16	±5～±18	ST	GP, JF, OA
	TL071	200 pA	100 pA	6	3	13	±3.5～±18	TI	GP, JF, LH
	TL081	400 pA	100 pA	15	3	13	±3.5～±18	TI	GP, JF, LH
	LF356	200 pA	50 pA	10	2.5	15	±5～±18	NA	GP, JF
	MAX4236	500 pA	1 pA	50 μV	1.7	0.3	+2.4～+5.5	MAX	SS, RR
	TL061	200 pA	200 pA	15	1	3.5	±3.5～±18	TI	GP, JF
双运放	MAX4451	20 μA	4 μA	26	210	485	+4.5～+11	MAX	WB, SS, LH, RR
	AD8066	6 pA	10 pA	1.5	145	180	±2.5～±12	AD	JF, WB, LN, SS, RR
	LT1813	4 μA	400 nA	1.5	100	750	±2～±6	LT	WB, LN, SS
	AD8034	11 pA	—	2	80	80	±2.5～±13	AD	JF, WB, LN, SS, LH, RR
	OPA2725	200	50	3	20	30	±2～±6	TI	JF, WB, LN, SS, RR
	OPA2727	100 pA	100 pA	150 μV	20	30	±2～±6	TI	JF, WB, LN, SS, LH, RR
	NE5532	800	500	4	10	9	±3～±20	TI	GP, WB, LN
	OPA2134	100 pA	50 pA	2	8	20	±2.5～±18	TI	JF, LN, LH
	LF353	200 pA	100 pA	10	4	13	±5～±18	TI	GP, JF
	TL072	200 pA	100 pA	6	3	13	±3.5～±18	TI	GP, JF, LH
	TL082	400 pA	100 pA	15	3	13	±3.5～±18	TI	GP, JF, LH
	MC4558	500	200	6	2.8	1.6	±3～±18	ST	GP
	MC1458	700	300	10	1.1	0.8	±3～±18	TI	GP
	TL062	200 pA	200 pA	15	1	3.5	±3.5～±18	TI	GP, JF
	LM358	250	50	6	1	0.6	±1.5～±18	TI	GP, SS
4运放	OPA4727	100 pA	100 pA	150 μV	20	30	±2～±6	TI	JF, WB, LN, SS, LH, RR
	LF347	200 pA	100 pA	10	4	13	±5～±18	TI	GP, JF, LH
	TL074	200 pA	100 pA	6	3	13	±3.5～±18	TI	GP, JF, LN, LH
	TL084	400 pA	100 pA	15	3	13	±3.5～±18	TI	GP, JF, LH
	TL054	200 pA	1	4	2.7	16	±3.5～±18	TI	GP, JF
	TL064	200 pA	200 pA	15	1	3.5	±3.5～±18	TI	GP, JF
	LM324	250	50	6	1	0.6	±1.5～±16	TI	GP, SS
	LM348	200	50	6	1	0.5	±3～±18	TI	GP

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 13-1 运算放大器选用指南（续）

生产商代码	
代码	生产商
TI	Texas Instruments
NA	National Semiconductor
ST	ST Microelectronics
LT	Linear Technology
AD	Analog Devices
MAX	Maxim

特征代码	
代码	特征
GP	通用
JF	JFET 输入
WB	宽带
LN	低噪声
SS	单电源供电
LH	低谐波失真
RR	轨到轨输出
OA	输出失调调节
UN	无补偿

表中给出的参数供选用时参考，对应商业级运算放大器的环境工作温度为 25℃，表中没有列出所有可供选用的运算放大器型号，可以根据具体使用场合选用合适的运算放大器。生产厂商会给出详细的数据和有关应用信息，设计人员很有必要在使用时阅读生产厂商提供的有关产品数据、技术资料和使用要点，这对运算放大器的合理使用很有帮助。

对应给定的需求，每个集成电路生产厂商都设有应用工程部门来为用户使用运算放大器提供帮助。运算放大器设计人员需注意，过高的带宽和增益要求会导致设计出的放大器对 PCB 布局和工作不稳定性更为灵敏，所以在许多应用场合，越通用和合理的增益、有限的带宽更为适用，设计出的电路工作更稳定。在生产厂商给出的运算放大器数据资料中会给出运算放大器使用时的电源去耦和 PCB 布局的有关考虑，去耦电容最好使用 0.1mF 的瓷片电容器和 10mF 的钽电容器并联，并且和 IC 的焊接位置越近越好。

▷▷ 13.6 在生产制造过程中的有关考虑

特殊的机械考虑可以决定表面安装元器件电路板连接的可靠性，在大多数应用场合，电路板上元器件的不同膨胀系数会对电路板的连接可靠性有所影响。例如，瓷片电容器的瓷电介质的膨胀系数不同于环氧玻璃印刷电路板的膨胀系数，表面安装瓷片电容器仅焊接在 PCB 上面，没有进一步的机械连接，随时间的推移可能引起元件脱焊。

焊盘的准备和焊接方法有关，例如使用再流焊或波峰焊。在再流焊的焊接过程中，焊盘上涂覆有助焊剂焊料，芯片放在 PCB 焊盘上，PCB 慢慢加热直到焊料融化焊接再流，完成焊接过程。而在波峰焊的焊接过程中元件首先用焊接胶粘在 PCB 上，然后 PCB 再被焊料波覆盖，这些焊接方法对焊盘有一定的要求以确保焊接的可靠性和元件连接的寿命。

虽然采用表面安装技术可以实现电路的高密度，但是也有不利的一面。过孔元件可以利用元件的引脚从电路板的表面传递到电路板的内层完成信号传输，也可以利用过孔把信号传递到电路板的另一面。由于表面安装元件的引脚平放在焊盘上，需用额外的孔（即过孔）来完成多层电路板层间信号的传输，这样有可能增加电路板的层数，最终会加大 PCB 的造价。

限制在电子电气产品中使用有害物质的指令（RoHS）是欧盟（EU）于 2006 年 7 月 1

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

日生效的指令（2002/95/EG），这个指令也限制其他有害物质在电子工业中的使用，例如限制金属汞等的使用，在电子工业这个指令又叫作无铅指令。这个指令对元器件选用的主要影响是必须选用满足指令要求的元器件，有关满足限制使用有害物质指令要求的元器件在有关产品数据中会给出，这意味着在元器件的生产制造过程中要满足无铅焊接的有关技术要求。

参考文献

Electronic Design Magazine, Gene Heftman, editor, and Analog Devices. (2003). *Basics of Op Amps Design*. New York, Penton Media.

Texas Instruments, *Handbook of Operational Amplifier Applications*, Application Report SBOAs092A, October 2001.

Franco, S., (1988). *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. McGraw-Hill, New York.

Texas Instruments. *Op Amps for Everyone*, Advanced Analog products SLOD006B, August 2002.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第14章 线性放大器应用

14.1 电阻性反馈网络

在第 13 章中介绍了基本反相和同相运算放大器电路结构，本章将基于这些基本电路结构进行扩展，并介绍新的电路。这些电路均工作于线性工作模式，这意味着如果输入信号的幅度乘以一个常数，输出也将乘以同样的常数，不会产生任何钳位或任何非线性失真。

14.1.1 加和减信号

现假定需要对多个信号按公式（14-1）加在一起。

$$E_{out} = -(K_1E_1 + K_2E_2 + K_3E_3 + \cdots + K_nE_n) \quad (14\text{-}1)$$

式中，每个系数 K 可以是任何正的乘积因子，电路实现如图 14-1 所示，所有输入信号相互隔离在输出端混合，公式（14-1）中的负号表示输出除输出信号幅度有加大或减小外，输出信号相位相对输入信号相位还有 180° 的相位移。

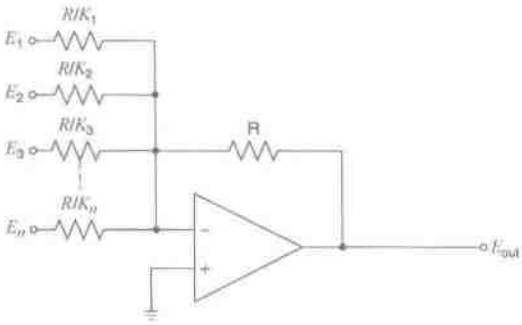


图 14-1 求和放大器

公式（14-1）可以扩展为对应输入信号有正或负的乘积因子 K，符号可以用于表示算术加或算术减，对应的电路结构如图 14-2 所示。

如果要求一个求和电路没有 180° 的相位移，可以利用图 14-2 所示的同相放大器电路来实现求和功能（E_n'）。

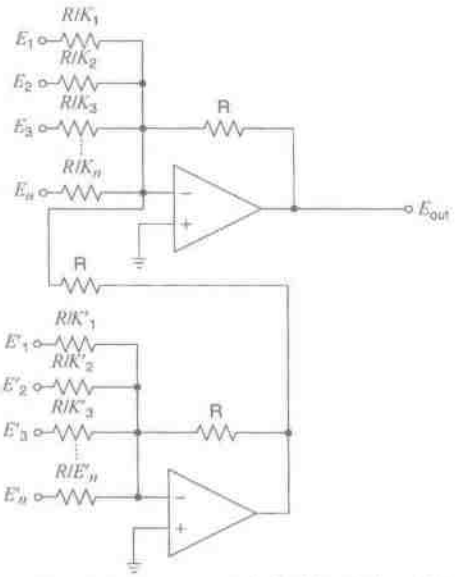
图 14-3 所示电路本书第 13 章已介绍，这个电路可以完成两个输入信号电压 E_1 和 E_2 差的放大作用，有时这个电路又叫作减法或信号差放大器，电路输出可以用公式（14-2）表示。

$$E_{out} = (E_2 - E_1)\,R_b/R_a \quad (14\text{-}2)$$

很明显图 14-1 和图 14-2 所示电路的输入阻抗等于电路输入电阻值，这是因为集成电路输入端虚地的原因。在图 14-3 所示电路中，反相输入端看去的阻抗为 R_a，同相输入端看去的输入阻抗为 R_a+R_b，由于这两个阻抗不相等，将会出现源阻抗不平衡的现象，这会降低电路的共模抑制比（CMRR）。但这种电路在模拟功能模块电路中经常被用到。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



$$E_{out}=-\left(K_1E_1+K_2E_2+K_3E_3+\dots\dots+K_nE_n\right)+\left(K_1'E_1'+K_2'E_2'+K_3'E_3'+\dots\dots+K_n'E_n'\right)$$

图 14-2　输入信号既有正输入信号，也有负输入信号的求和放大器电路

针对不平衡阻抗的一个很好解决方案就是如图 14-4 所示在电路前端加两个电压跟随器电路作为缓冲电路，由于电压跟随器是所有电路中输入阻抗最高的，改进后的电路输入阻抗就变得非常高。

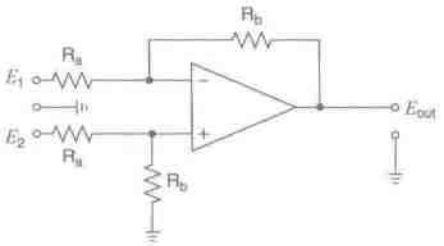


图 14-3　差分放大器电路

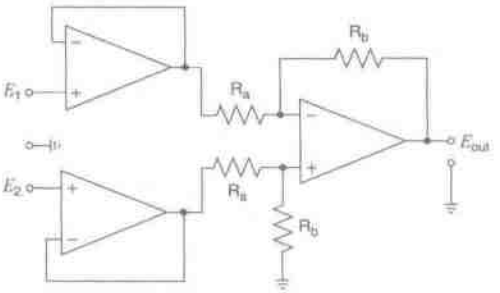


图 14-4　缓冲差分放大器电路

仅使用两个放大器的高输入阻抗实现电路如图 14-5 所示。

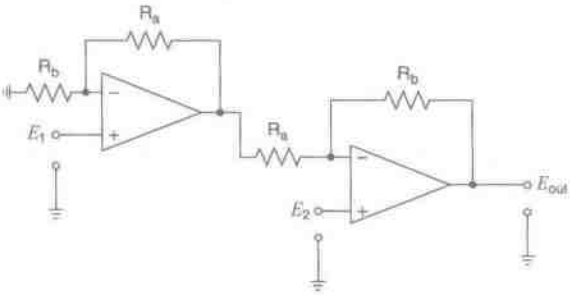


图 14-5　两个运算放大器构成的差分放大器电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

如果要计算输出，首先考虑对输入信号 E_1 的放大作用，第一放大级的输出如下所示：

$$E_1(R_a/R_b+1)$$

然后这个信号又被第二放大级放大，对应的输出如下式所示：

$$E_1(R_a/R_b+1)(-R_b/R_a)$$

可以用下式表示另一个输入信号 E_2 的输出：

$$E_2(R_b/R_a+1)$$

如果再把这两个输出信号求和，可以用公式（14-3）表示总的输出信号。

$$E_{out}=E_1(R_a/R_b+1)(-R_b/R_a)+E_2(R_b/R_a+1) \tag{14-3}$$

公式（14-3）又可以变换为公式（14-4）。

$$E_{out}=(E_2-E_1)(R_b/R_a+1) \tag{14-4}$$

两放大器设计相对前面介绍的三放大器电路的不利面就是共模交流信号通路不对称，对应 E_1 的共模信号不会和 E_2 的共模信号通路一样，所以有共模抑制比（CMRR）的问题。一般而言，如要获得高的共模抑制比（CMRR），电阻匹配是个很关键的因素，最好使用误差为 0.1%的金属膜电阻。

▷▷▷ 14.1.2 仪器用放大器

仪器用放大器和普通放大器不同的是采用差分放大器来获得高输入阻抗和高共模抑制比（CMRR），并且要求能通过调节一个电阻的阻值来改变电路的增益。

经典的三运算放大器仪器用放大器如图 14-6 所示，如果去掉电阻 R_{gain} 就可以得到由两个电压跟随器（缓冲器）构成的标准差分放大器，电路增益由电阻比值 R_3/R_2 决定，由于两个电压跟随器的原因输入阻抗变得很高。如果加电阻 R_{gain}，由于输入端接的两个电压跟随器的输入虚地的原因，全部的差分输入电压加在电阻 R_{gain} 上。a 点与 b 点之间的电压降为 E_1-E_2，由于没有电流会流过放大器，所以流过电阻 R_{gain} 的电流也流过电阻 R_1 和 R_2，可以用公式（14-5）表示 c 点和 d 点之间的电压。

$$E_{cd}=(E_2-E_1)(1+2R_1/R_{gain}) \tag{14-5}$$

如果又经过差分放大器放大后，输出信号可以用公式（14-6）表示。

$$\frac{E_{out}}{E_2-E_1}=R_3/R_2(1+2R_1/R_{gain}) \tag{14-6}$$

对一个理想的仪器用放大器而言，共模抑制比（CMRR）应为无穷大。在实用中，共模抑制比（CMRR）取决于电阻 R_1、电阻 R_2 和电阻 R_3 的匹配程度，这些电阻的阻值会随温度的变化而变化。

在图 14-7 所示的电路中，除电阻 R_{gain} 外所有的电阻阻值相等，这是最常用的电路解决方案，如果所有的电阻阻值相等，并且匹配很好，这时就可以用一个电阻网络来实现。因为这些电阻都在一个基板上，所以这些电阻的温度特性也会相互跟踪，这时电路对应的增益方程式就变成了公式（14-7）。

$$\frac{E_{out}}{E_2-E_1}=1+2R/R_{gain} \tag{14-7}$$

如果所有电阻，包括电阻 R_{gain} 的阻值都等于 R，这时对应电路的增益为 3。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

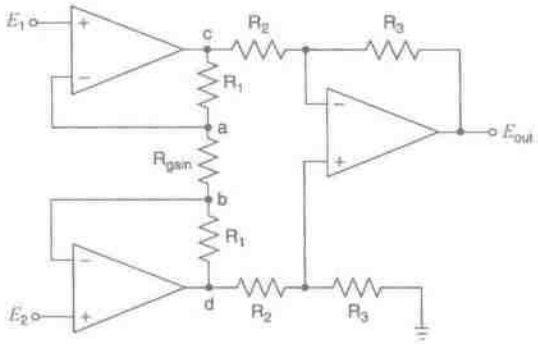


图 14-6　典型仪器放大器电路

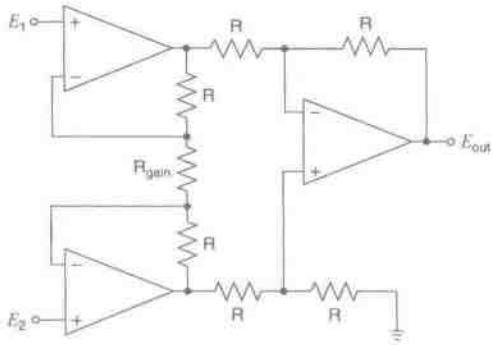


图 14-7　采用等值电阻的电路

图 14-8 所示为一个工作于单电源供电的仪器用放大器电路工作原理图，加的电容器限制了电路低频响应特性，如果用一个 RC 高通响应的网络，可以用公式（14-8）计算电容器的最小容量值。

$$C_{min} \geqslant \frac{1}{\omega_{3\,dB} R_l} \tag{14-8}$$

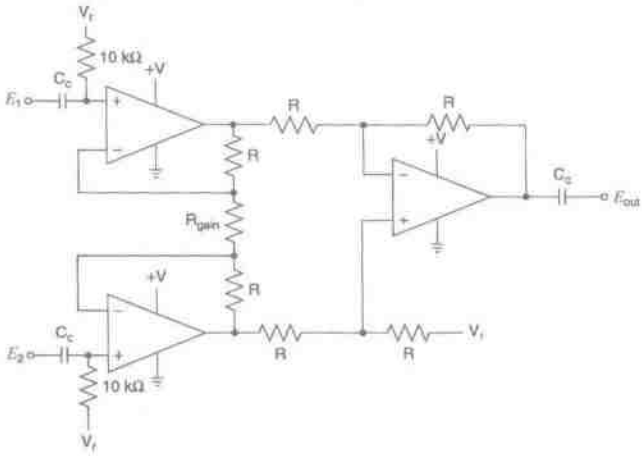


图 14-8　采用单电源供电的仪器放大器电路

公式（14-8）中 ω_{3dB} 等于 $2\pi f_{3dB}$，这是对应-3dB 频率响应点，电阻 R_l 表示从电容进去的负载电阻。

例如，对应较低 100Hz 的-3dB 频率点，对应图 14-8 所示电路，电容 C_C 的最小取值应为 0.159μF，电容器 C_O 的最小值计算是基于负载端的负载。如果使用了源和负载电阻，它们在电路中是串联连接，这些电阻值应该加在一起。

需要指出的是，许多集成电路生产厂商可以提供完整单一封装的仪器放大器集成电路，这可以通过相应集成电路生产厂商的网站查到，仪器放大器常用于驱动模-数变换器电路。

▷▷▷ 14.1.3　交流耦合放大器

假定交流耦合放大器电路无需工作于 DC 工作状态，交流耦合放大器电路具有一系列的特点，图 14-9 所示电路输入采用交流耦合的电压跟随器电路，可以工作于单电源供电工作状态，利用两个标号为 R 的电阻在地和+V 之间的电压分压可以获得基准电压，所以无需单

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

独的提供基准电压 V_r，可以利用公式（14-8）计算电容器 C_C 的参数值，公式（14-8）中的电阻 $R_l=R/2$，其中含有任何的源阻抗值。电路的输出也是类似的交流耦合，也可以叠在一个中间直流电压上。

如果在虚线框内加一个元件，会产生一个同相放大器电路，可以用公式（13-6）计算电路的增益，计算如下所示。

$$\frac{E_{out}}{E_{in}}=1+\frac{R_2}{R_1}$$

虚线框中电容 C 的参数值可以利用公式（14-8）计算。

如果采用常用的双电源供电电路结构，图 14-9 所示电路可以被简化为图 14-10 所示的双电源供电的同相放大器电路。

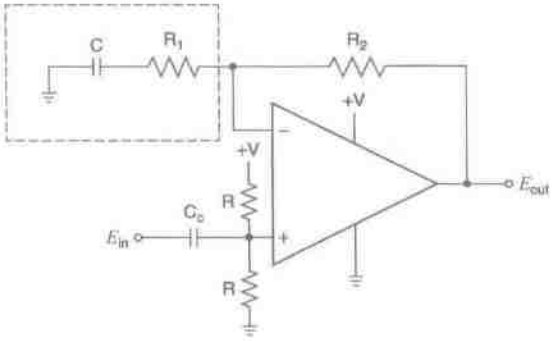


图 14-9　交流耦合电压跟随器

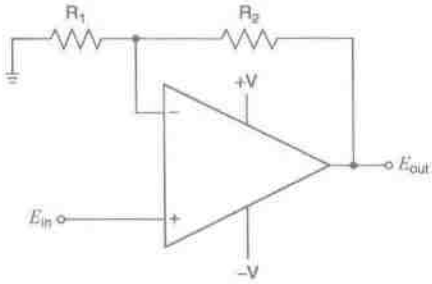


图 14-10　双电源供电的同相放大器电路

根据使用经验，最好在每个运算放大器的电源供电端子与地之间加去耦电路，推荐参数值的选用和使用指南可以参见运算放大器的数据表。

第 13 章讨论了由于输入偏置和偏移电流、输入偏移电压可能出现的各种运算放大器输出 DC 偏移电压，这对高增益电路会有明显的影响。例如，如果图 14-10 所示电路的增益为 100，输入端的 10mV 偏移电压会导致在输出端产生 $1V_{DC}$ 偏移电压，如果按图 14-11 所示电路加一个电容器，由于电容在直流时为开路，这样电路在直流 DC 时的增益为 0，电路变成了一个电压跟随器，可以利用公式（14-8）计算电容器 C 的参数值。

对应反相放大器也可以采用针对 DC 偏移问题同样的方法来处理，利用公式（13-13）计算出的图 14-12 所示电路增益如下面的公式所示。

$$\frac{E_{out}}{E_{in}}=-\frac{R_2}{R_1}$$

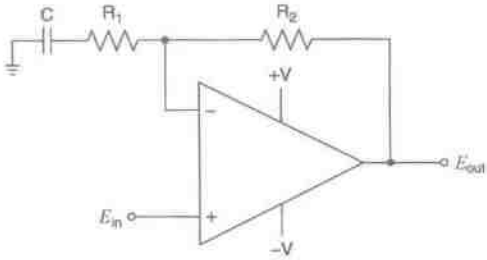


图 14-11　在 DC 增益为 1 的同相放大器电路

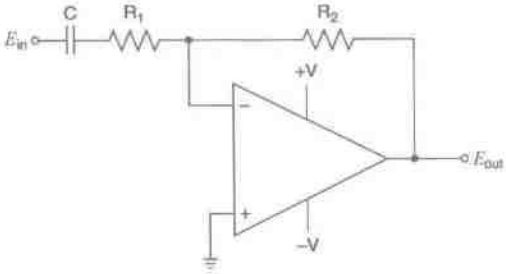


图 14-12　DC 隔离输入的反相放大器电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

图 14-11 所示的同相放大器电路结构，电路在 DC 时的增益等于 0，这时对应的输出为 0。

▷▷▷ 14.1.4　用于高输入阻抗的电压跟随器自举电路

如在大多数负反馈情况下（反馈系数 β=1），利用电压跟随器可以获得最高的输入阻抗，但是，必须有一个接地电阻，否则就会面对在没有输入信号时静电放电（ESD）的积累和输入浮动的问题，这时有可能损坏放大器。同时，如果使用一只阻值高达 10MΩ的电阻，又会引起约翰逊噪声（热噪声）的问题。

图 14-13 所示为所谓的“自举电路”技术，因为在输出端精确地反映了输入信号，这个输出信号又被反馈回了图 14-13 所示的两个 100kΩ电阻组成的分压回路，由于电容的原因可以避免有直流电流流过这两个分压电阻，所以阻抗为无穷大。当然，世上没有完美的事情，运算放大器的增益随工作频率的滚降会使自举效果变差。同时，在低频端耦合电容器也会影响自举效果，所以必须使用容量足够大的自举电容器，在本例中，电阻 R=50kΩ，电容器 C 的容量取 1μF。可以利用公式（14-8）计算所需用的电容器电容量。

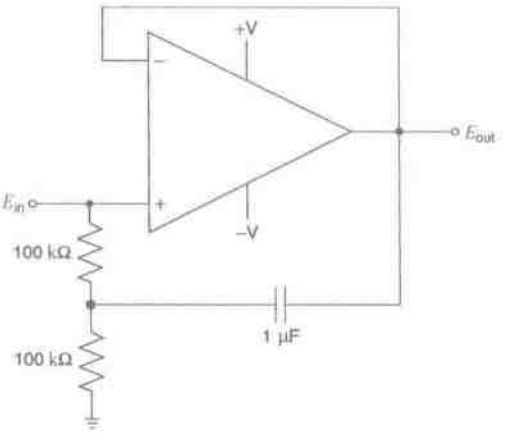


图 14-13　自举电压跟随器

▷▷▷ 14.1.5　用于降低反相放大器反馈环路电阻值的 T 网络

图 14-14（a）所示为常用的反相放大器电路，利用公式（13-3）计算出的电路增益如下所示：

$$\frac{E_{out}}{E_{in}}=-\frac{R_2}{R_1}$$

利用图 14-14（b）所示电路给出的电路参数值，电路增益为-100，输入阻抗为 100kΩ，反馈电阻 R_2 的阻值非常大，这样会导致高的电路噪声，电路实现困难，电路对湿度敏感等问题。同样，和杂散电容并联的电阻会限制电路的频率响应工作特性。

图 14-14（c）所示的反馈回路可以降低反馈电阻的阻值，有关参数计算如公式（14-9）所示。

$$\frac{E_{out}}{E_{in}}=-\frac{R_2+R_3+\dfrac{R_2R_3}{R_4}}{R_1} \tag{14-9}$$

在图 14-14（b）所示例子中表示反馈电阻值为 10MΩ的电路，但是使用 T 网络后电阻阻值未超过 100kΩ。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

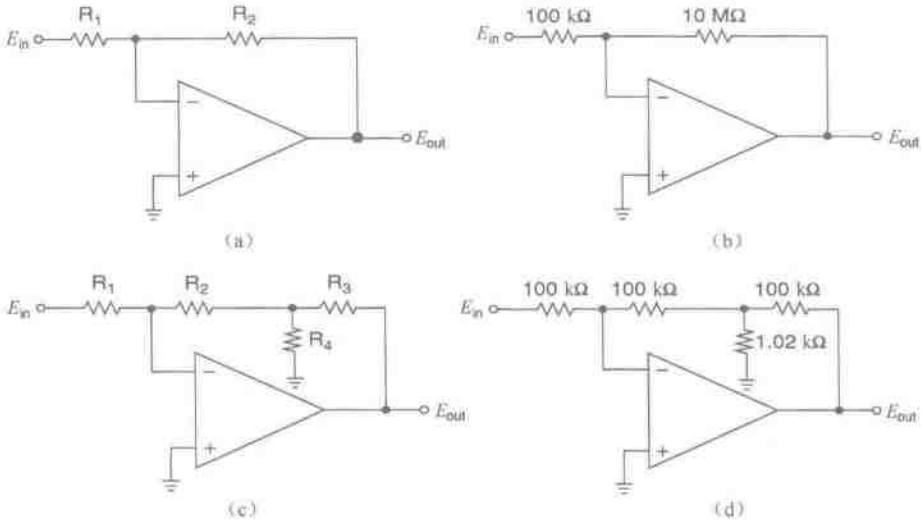


图 14-14　降低电阻值的 T 网络

14.1.6　用于高输入阻抗的自举反相放大器电路

图 14-15 所示电路表示采用第二级放大器来提供受控正反馈的反相放大器电路工作原理图。

用公式（13-3）电路增益计算如下所示。

$$\frac{E_{out}}{E_{in}}=-\frac{R_2}{R_1}$$

可以利用公式（14-10）计算输入阻抗。

$$Z_{in}=-\frac{R_3R_1}{R_3-R_1} \qquad (14\text{-}10)$$

注意，如果电阻 R_3=R_1，阻抗 Z_{in} 就会变成无穷大。但是，如果分母变为负值，电路就会产生振荡，所以电阻 R_3 的取值要总比电阻 R_1 的取值大。

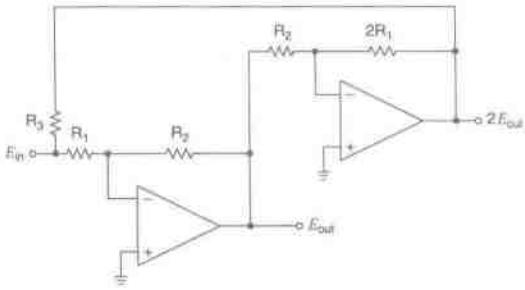


图 14-15　自举反相放大器电路

14.2　电流-电压和电压-电流变换器

14.2.1　电流-电压变换器

图 14-16（a）所示电路可以利用虚地的效应实现电流-电压变换，由于运算放大器输入阻抗高，运算放大器的负输入端为虚地，所以没有反向电流。输入电流流过电阻 R，有公式（14-11）成立。

$$E_{out}=-I_{in}R \qquad (14\text{-}11)$$

输入电流可以是交流或直流电流，由于偏置电流的原因电路会出现误差，所以适当地选

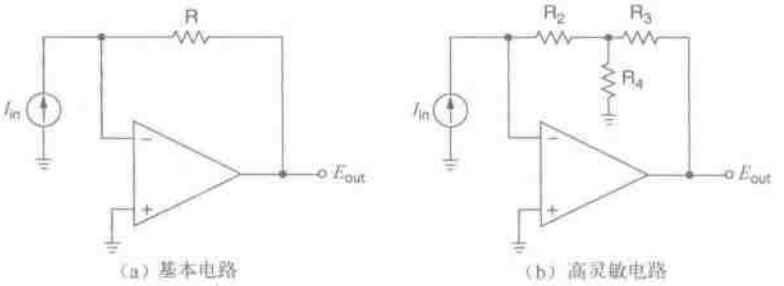
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

用运算放大器很重要，这个电路有时又被叫作“跨阻抗放大器”。常被用作光电二极管放大器，照射到光电二极管的光被转换为一个小电流。一般而言这个电流为 1μA 左右，所以电路的灵敏度很高，电阻 R 阻值在兆欧姆的范围，但是电路有前面提到过的对高电路噪声、电路不实用和电路对湿度敏感等问题，这可以利用图 14-16（b）所示 T-网络电路来降低电阻取值，等效反馈电阻 R 的参数可以利用公式（14-12）计算。

$$R = R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4} \tag{14-12}$$

例如，假定需要用到一个 10MΩ的等效反馈电阻，取 R_2=R_3=100kΩ，这时电阻 R_4=1.02kΩ，所有这些电阻值比 10MΩ电阻值更为实用。



（a）基本电路　　（b）高灵敏电路

图 14-16　电流-电压变换器

14.2.2　电压-电流变换器（电流源）

一个理想的电压-电流变换器（或叫电流源）可以提供恒定的负载电流输出，这个输出电流由输入电压决定，和负载阻抗无关。

图 14-17（a）所示电路可以维持一个在电阻 R 上等于+V 和 E_{in} 之间的固定电位差 ΔV（电阻 R 的下端接到运算放大器的反相输入端利用了运算放大器虚地的概念），这就迫使有一个等于 $\Delta V/R$ 的电流流过 PNP 晶体管的发射极，这个电流又通过 PNP 晶体管的集电极流到负载。由于只有（1-α）的发射极电流流进晶体管基极，所以不是所有电流都流进了 PNP 晶体管的集电极，α 的典型值为 0.99，所以这个误差电流可以忽略不计。如图 14-17（b）所示利用一只达林顿晶体管取代这只 PNP 晶体管，可以进一步降低这个误差。电路输出阻抗非常高，典型值为几兆欧姆。用场效应晶体管（FET）取代这只 PNP 晶体管可以获得更高的阻抗值。

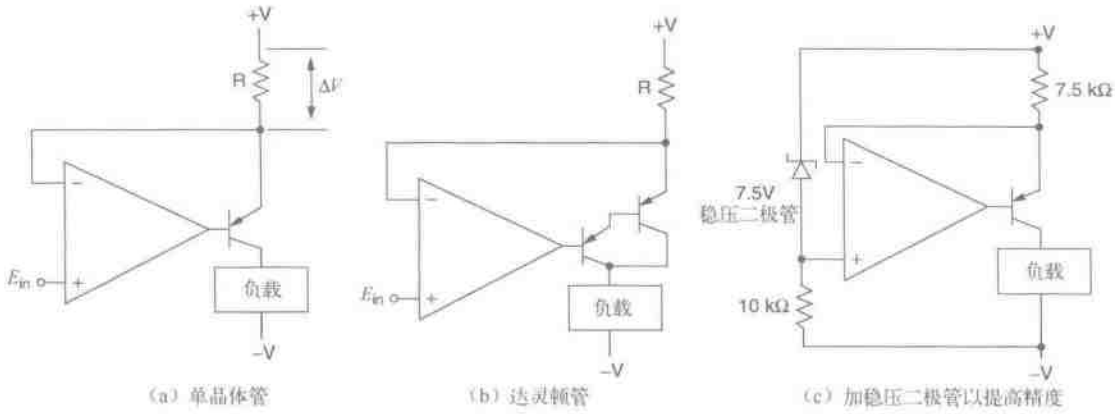
需注意的是，+V 和-V 电源供电电压减去 ΔV 和负载上的电压降后还有足够的电压使晶体管工作，这只 PNP 晶体管需要有一个最小的电压 V_{ce}（晶体管的发射极和集电极之间的电压）来确保晶体管可靠工作，为确保负载电流稳定，则电压+V 和-V 必须保持稳定，电压+V 和-V 应为稳压电源。

图 14-17（c）利用一只稳压二极管来为 7.5kΩ的电阻提供一个固定的电压，这个电流为 1mA，由于稳压二极管提供了稳定的电压，所以就无需+V 和 - V 也要求是稳压电源了。

图 14-17 所示电路只能提供单方向的电流，所以是单极的，非常适用于 DC 应用场合。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）单晶体管　（b）达灵顿管　（c）加稳压二极管以提高精度

图 14-17　单极性电流源

图 14-18 所示电路是采用运算放大器的电流源，由于两个运算放大器的反相输入端虚地效应的原因，电阻 R_1 上的电压降就是基准电压 V_{ref}，流过负载的电流保持为 V_{ref}/R_1。对所有电流源而言，电流具体值取决于电源供电电压，这是因为对应无限的负载需要有无限大电压的原因。

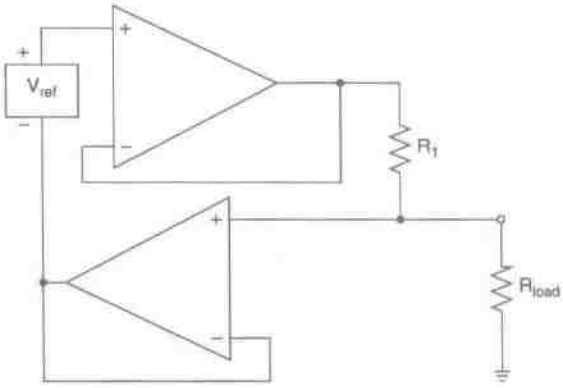
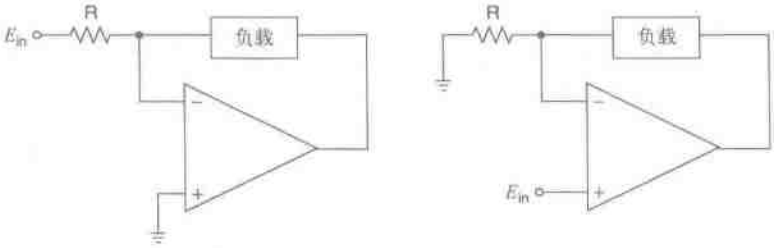


图 14-18　采用两个运算放大器的电流源

如图 14-19 所示，电压-电流变换器可以简单地利用一个在反馈回路运算放大器的负载构成，既可以利用运算放大器的反相输入端来实现，也可以利用运算放大器的同相输入端来实现，电路可以用于交流应用场合，这时负载浮动而不是接地。



（a）反相　（b）同相

图 14-19　电压-电流变换器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷▷ 14.2.3　Howland 电流泵

图 14-20 所示电路是美国 MIT 的 Bradford Howland 教授于 1962 年发明的，叫作 Howland 电流泵，电路具有极高的阻抗，即利用 Howland 电流泵可以获得理论上的电流源工作特性。由图可以看出输入信号可以是双极性的，所以这个电路常用于交流信号和双电源供电应用场合。

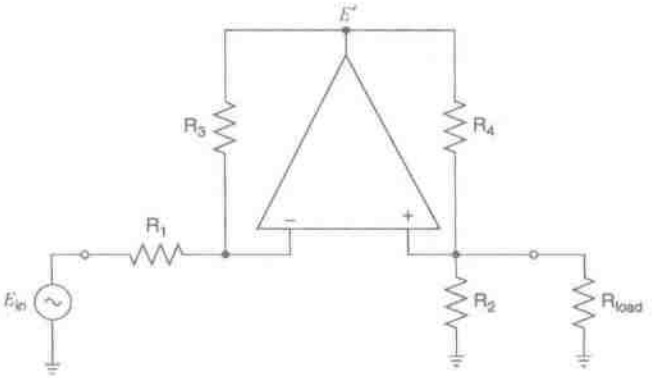


图 14-20　Howland 电流泵

可以利用公式（14-13）计算电路输出阻抗。

$$Z_{\text{out}} = \frac{R_4}{\dfrac{R_4}{R_2} - \dfrac{R_3}{R_1}} \tag{14-13}$$

如果电阻比 R_4/R_2 和 R_3/R_1 相等，分母变为 0，所以阻抗变为无限大，电流源的阻抗越高，在电流源接到负载上时负载电流变化越小。即在负载上不会有额外的交流信号电压降产生。

可以利用公式（14-14）计算输出电流。

$$I_{\text{load}} = -E_{\text{in}} \frac{R_3}{R_1 R_4} \tag{14-14}$$

式中，E_{in} 可以是正弦信号、DC 或任何复合信号。

如果使电阻 R_1、R_2、R_3 和 R_4 的阻值等于 R，输出电流表达式可以简化为公式（14-15）。

$$I_{\text{load}} = -\frac{E_{\text{in}}}{R} \tag{14-15}$$

为维持高的输出阻抗，电阻 R 的阻值不能过低，并且电阻的阻值匹配很重要，例如，电阻阻值误差为±1%，输出阻抗将会有大于 $50R$ 的变化，电阻阻值精度为±0.1%的电阻是可以得到的。

可以用公式（14-16）表示在节点 E' 的电压。

$$E' = -E_{\text{in}}\left(2\frac{R_{\text{load}}}{R} + 1\right) \tag{14-16}$$

如果 R_{load} 过大，放大器会出现箝位的现象，输出会有大的摆动，所以需要认真选取有关参数值和电源供电电压值，如在模拟线性电路中那样，运算放大器必须工作于线性工作区间

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

内，在运算放大器输出接近电源供电电压时应避免非线性工作区，在电阻 R_3 上需要并联一只电容器以避免电路出现振荡现象。

图 14-20 所示的 Howland 电流泵的工作效率不高，例如所有电阻取值为 100kΩ时，放大器提供的负载电流必须流过电阻 R_4，这会在电阻 R_4 上产生较大的电压降，损耗一部分功率。图 14-21 所示电路把电阻 R_4 分为 R_{4a} 和 R_{4b}，在这个新电路中电阻（$R_{4a}+R_{4b}$）/R_2 的比值必须等于电阻比 R_3/R_1。

在典型应用场合电阻 $R_1=R_2=R_3=100k\Omega$，电阻 $R_{4a}=99k\Omega$，电阻 $R_{4b}=1.00k\Omega$，可以看出流出运算放大器的电流首先流过 1kΩ的电阻，然后流过负载，反观图 14-20 所示电路，电流需要流过 100kΩ的电阻，导致损耗功率 I^2R 很大。

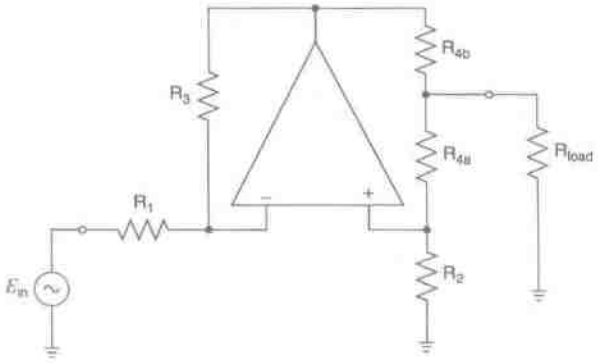
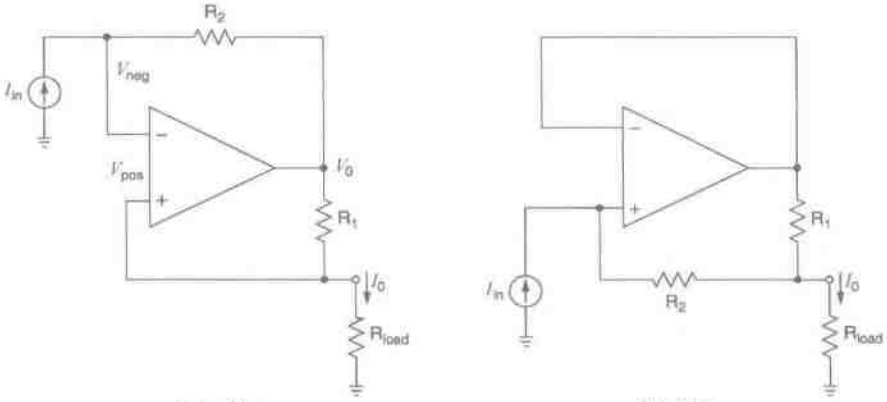


图 14-21　改进 Howland 电流泵

14.2.4　电流型放大器

反相和同相电流型放大器如图 14-22 所示，电路放大电流而不是电压，图 14-22（a）所示为一反相电流型放大器电路工作原理图，由于没有电流流过运算放大器，$V_{neg}-V_o=R_2I_{in}$ 和 $V_o-V_{pos}=R_1I_o$，电路电流增益变成为公式（14-17）所示。

$$\frac{I_o}{I_{in}}=-\frac{R_2}{R_1} \tag{14-17}$$



（a）反相　　（b）同相

图 14-22　电流型放大器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

同相电流型放大器电路工作原理图如图 14-22（b）所示，可以用公式（14-18）计算电流增益。

$$\frac{I_o}{I_{in}}=1+\frac{R_2}{R_1} \tag{14-18}$$

可见公式（14-17）和公式（14-18）和反相、同相运算放大器的电压增益计算公式类似。

▷▷ 14.3　桥式放大器

图 14-23（a）所示电路为传统的惠斯通（Wheatstone）电桥电路工作原理图，这种类型的电路适用于小电阻变化测量应用场合，例如可以用于温度传感器（热电阻）、张力测量、压力传感器和类似器件应用场合，这类器件的阻抗变化是因变量的函数，实际上这类器件为可以实现被测变量为对应电阻变换的器件。

可以利用公式（14-19）计算输出电压。

$$E_o=\frac{R_1}{R_1+R_4}E_{in}-\frac{R_2}{R_2+R_3}E_{in} \tag{14-19}$$

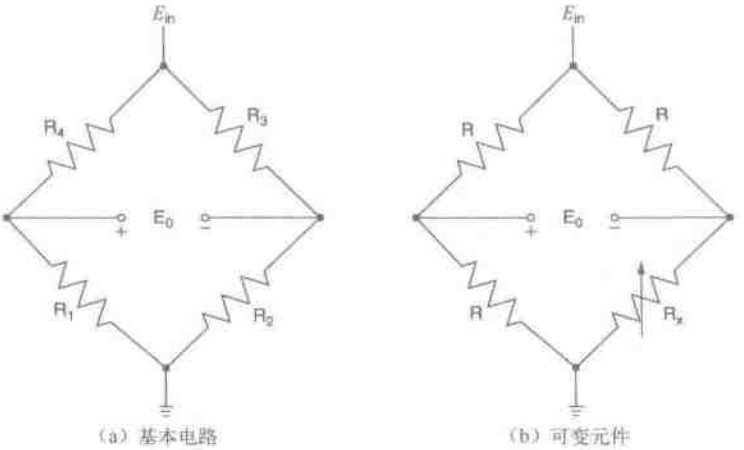
可以重新把公式（14-19）改写为公式（14-20）。

$$E_o=\frac{\frac{R_1}{R_4}-\frac{R_2}{R_3}}{\left(1+\frac{R_1}{R_4}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right)}E_{in} \tag{14-20}$$

仔细观察公式（14-20）可以看出如果电阻比 R_1/R_4 等于电阻比 R_2/R_3，电桥输出为 0，或叫电桥处于平衡工作状态，公式（14-20）中的分子等于 0，这时对应输出电压 E_o 为 0。

在许多应用场合，这种电路常用于在一个实际工作条件得到满足时迫使电路输出为 0 的反馈系统中，例如用于温度测量应用场合。如果电桥输出不为 0，输出电压 E_o 的极性会发生变化摆动，例如在温度测量应用场合输出电压 E_o 会向 0 的方向变化。

在某些应用场合，电桥用于测量应用场合，例如电阻测量应用场合。在图 14-23（b）中电阻值 R 应为标称值 R_x，当电阻 R_x 完全等于电阻值 R 时，电桥输出为 0。



（a）基本电路　　（b）可变元件

图 14-23　桥式放大器

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

电桥电路不限于电阻测量应用场合，如果检测元件为电容器，电桥这时仅由电容器构成，电桥的输出信号必须被放大，这个放大器也必须用作缓冲电路，以确保不影响电桥的平衡，最佳解决方案就是采用仪器放大器，因为仪器放大器不仅可以提供缓冲功能，而且还可以提供所需要的增益，电路工作原理图如图 14-24 所示。

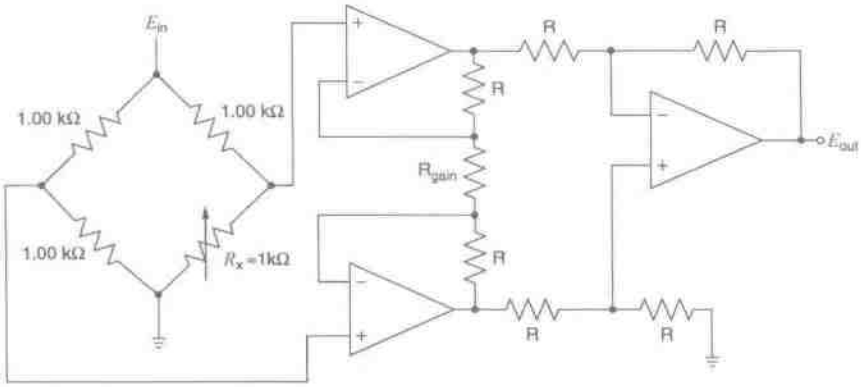


图 14-24　采用桥式输入电路的仪器放大器电路

如果电桥仅用于 0 的检测，E_{in} 的精度和稳定性就不是关键技术要求，如果电桥用于提供一个电阻 R_x 的电压指示，这时 E_{in} 很重要，必须确保 E_{in} 的精确性和稳定性。

参考文献

Jung, Walt, editor. (2006). *Op Amp Applications Handbook*, Analog Devices. Norwood, Ma.

Graeme, Jerald G. (1973). *Applications of Operational Amplifiers: Third Generation Techniques*, McGraw-Hill. New York.

Texas Instruments, *Handbook of Operational Amplifier Applications*, Application Report SBOA092A. October 2001, Dallas, Texas.

Franco, S. (1988). *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, McGraw-Hill. New York.

Texas Instruments. *Op Amps for Everyone*, Advanced Analog Products SLOD006B, August 2002. Dallas, Texas.

Williams, Arthur B. (1984). *Designers' Handbook of Integrated Circuits*, McGraw-Hill. New York.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第15章 非线性电路

15.1 理想整流器与应用

理想整流二极管具有在电流的一个流动方向呈现开路，而在电流的另一个流动方向呈现没有电压降短路的变换功能。但是，实际上并不是如此，实际二极管的电压与电流工作特性如图 15-1 所示，在正方向加到二极管的正向电压必须大于二极管导通电压，二极管才会正向导通，而在二极管反向工作状态没有电流通过二极管，直至达到二极管的反向击穿电压，所以二极管的工作特性不像一个理想开关。

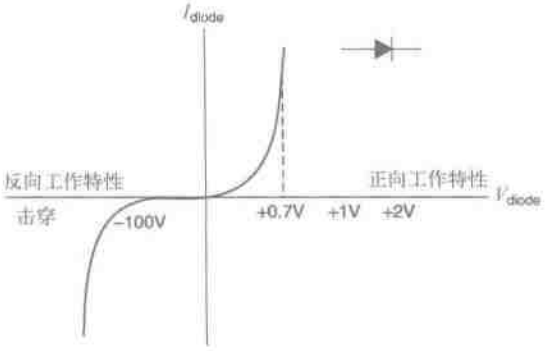


图 15-1 二极管工作特性曲线

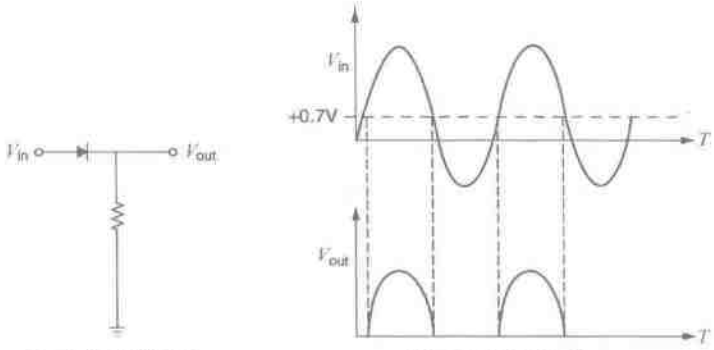
在二级管用于整流应用场合，输入电压没有达到二极管的导通电压时，输出电压被二极管的导通电压抵消了，只有输入电压大于二极管的正向导通电压时才会有电流流过二极管，图 15-2 所示为二极管的这种工作状态。

图 15-2（a）表示二极管半波整流电路，电路仅由一个二极管和一个电阻组成，电路功能是削掉输入正弦波电压负半波的半个波形。如图 15-2（b）所示，输出电压被抵消了一个二极管的正向电压降 0.7V，必须克服二极管的这个 0.7V 正向电压降二极管才会正向导通，才会有正向电流流过二极管，所以输入交流电压波形的正半波波形有一部分被抵消了，如果在低幅度输入电压的情况下整流电路就不会工作。

利用运算放大器可以产生整流二极管的正向电压降部分电压，从而无失真的重现被二极管正向管压降丢失的管压降，整流电路的断点可以很好的定义，并且断点位置清晰，这样整流电路就和普通的二极管整流电路有所不同。通过改变所有二极管的正负极连接就可以改变输出信号的极性，这种整流电路叫做精密绝对值整流电路，也叫超级二极管整流电路。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

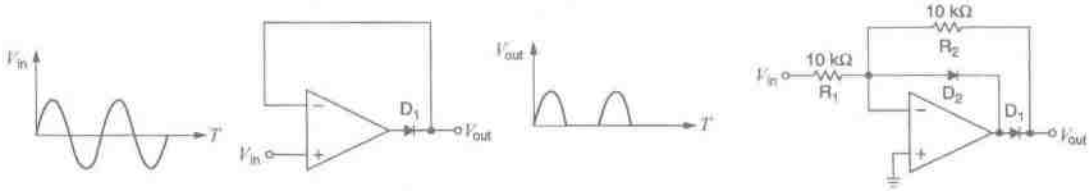


（a）电路工作原理图　　（b）输入和输出波形图

图 15-2　二极管半波整流器

▷▷▷ 15.1.1　半波精密整流电路

现讨论图 15-3（a）所示的简单半波精密整流电路，对应正极性的输入信号，由于运算放大器虚地的原因，运算放大器要维持正输入端和负输入端电位相等，结果是运算放大器正偏二极管 D_1，克服二极管 D_1 上约 0.7V 的管压降，使反馈到运算放大器正输入端和负输入端的电压相等。所以，运算放大器的输出将会跟随输入正极性信号，对负极性输入信号运算放大器的输出将变为负，输出电流被二极管 D_1 阻断，结果使输出信号为 0，由于这里没有虚地效应，运算放大器的输出会饱和，输出为最负值。



（a）基本电路　　（b）改进电路

图 15-3　理想半波整流器

当运算放大器的输入信号极性从负转换为正时，运算放大器的输出也会从最负转换为正，由于运算放大器摆率的限制，这个转换时间不会为 0，会出现一定的波形失真。结果是对这个电路的工作速度有所限制，在使用中应当选用快摆率工作特性的运算放大器，同时精密整流电路中二极管的工作速度也会影响电路的工作，所以需要选用“功率整流器”，这样电路就可以用于大功率和工作速度较慢的应用场合。

图 15-3（b）所示为另一版本的理想半波整流电路，是对图 15-3（a）所示电路的改进，当输入电压极性为正时，输入电流会流过电阻 R_1 和二极管 D_2，由于运算放大器的输入正极被连接到了虚地，这会使二极管 D_2 的负极电位为-0.7V，这个-0.7V 的负电压会使没有电流流过二极管 D_1，所以输出电压为 0V，当输入电压变为负极性时，运算放大器的输出变为正极性。由于二极管 D_1 位于反馈环内，运算放大器的输出会高于输出电压 V_{out} 大约+0.7V，为确保运算放大器的虚地，流过电阻 R_1 的电流必须等于流过电阻 R_2 的电流，这样就不会有电流流进运算放大器的反向输入端，所以有公式（15-1）成立。

$$\frac{V_{in}}{R_1}=\frac{-V_{out}}{R_2} \tag{15-1}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

可以用公式（15-2）表示电路增益。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{-R_2}{R_1}\quad 当\ V_{in}>0 \tag{15-2}$$

这个电路的主要优点就是运算放大器不会饱和，在运算放大器输出关断时二极管 D_2 箝位输出电位约为-0.7V，所以不会出现与摆率不利的有关问题，可以改善电路的工作速度，同时，这个电路还可以提供公式（15-2）所示的增益。

▷▷▷ 15.1.2　全波精密整流电路

图 15-4 所示电路为精密全波整流电路工作原理图。

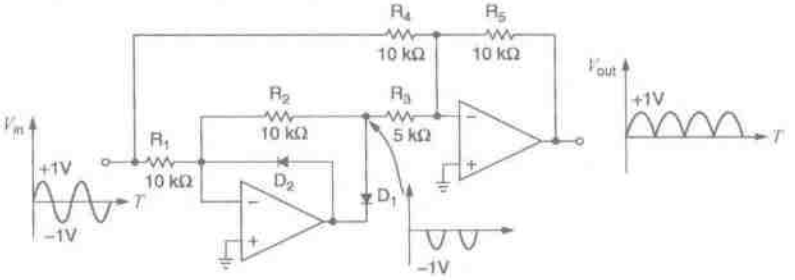


图 15-4　精密全波整流器

当输入电压为正时，在二极管 D_1 的 PN 结和电阻 R_3 就会产生一个负半波信号电压，这个负半波信号电压又被反相放大两倍（电阻 $R_5/R_3=2$），使输出信号电压 V_{out} 为正极性。同时，输入信号电压又通过电阻 R_4、R_5 回路反相，所以两个输出信号电压在输出端 V_{out} 混合，其中一个是输入反相信号电压，另一个是半波整流幅度被放大 2 倍没有反相的信号电压，这两个信号电压混合在一起就可以获得全波整流输出信号电压。图 15-5 所示为图 15-4 电路在同一时间轴上各种输出信号波形的工作原理。

如图 15-5 所示，需注意的是输出波形 4 是波形 2 和波形 3 通过第二个求和放大器的代数和。

如图 15-4 所示，如果电阻 $R_5=R_4$，第二级运算放大器的增益为 1。如果使 $R_5=AR_4$，A 取要求的值就可以获得其他的增益值，电阻 R_1、R_2 和 R_4 的参数值应尽可能的匹配，电阻 R_3 的阻值应为电阻 R_4 阻值的一半。运算放大器应有足够的摆率和带宽能力以适应输入信号的要求，二极管应采用高速二极管。

图 15-6 所示为另一种理想全波整流器电路工作原理图，图 15-6（a）所示电路具有高输入阻抗，和图 15-4 所示电路不一样，但非常类似，图 15-6（b）所示电路可以通过求和电阻实现多个输入信号求和功能，同时，加大或减小输入电阻的参数可以加大或减小电路的增益。

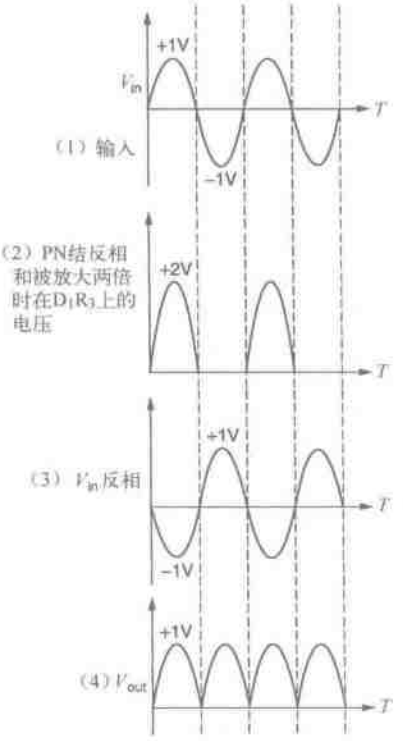


图 15-5　图 15-4 理想全波整流器的波形分析

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

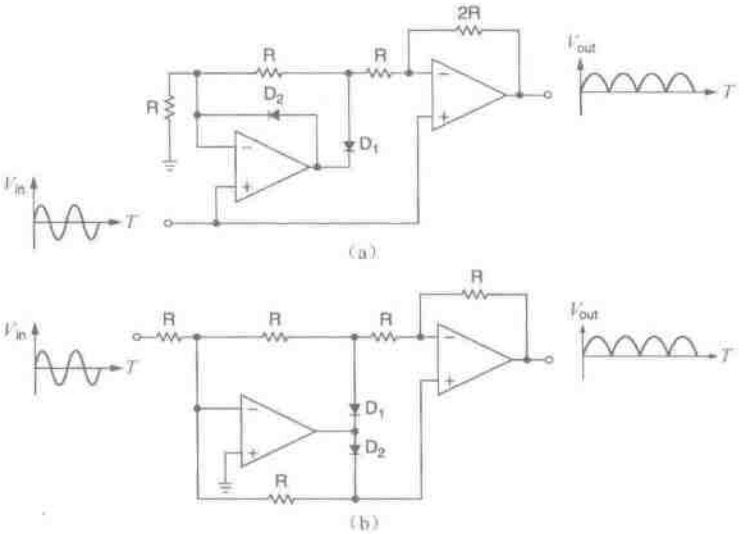
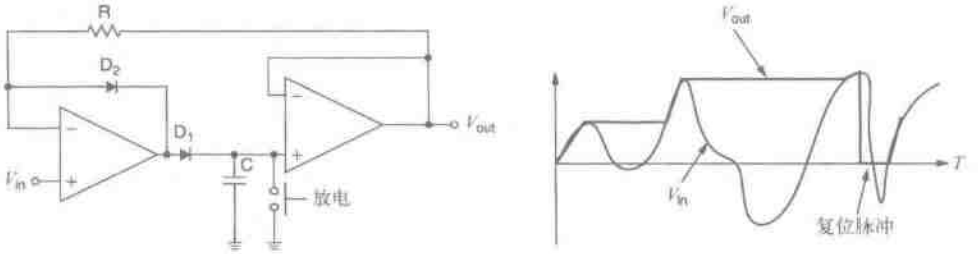


图 15-6　理想全波整流器的两种电路

▷▷▷ 15.1.3　峰值检波器

峰值检波器是一种可以跟踪输入信号、保持输入信号峰值直至下一个峰值更大的信号出现，捕捉下一个更大幅值的信号峰值，直至电容器上的电压被放完后（复位）会再继续捕捉下一个峰值信号电压。峰值检波器可以用于幅度测量、自动增益控制和各种仪器设备电路中。图 15-7（a）所示为精密峰值检波电路的工作原理图，典型工作波形如图 15-7（b）所示，储能电容器 C 和理想的半波整流电路后面又接了一个电压跟随缓冲器，电容 C 必须是低漏电的电容器，否则会由于电容器的漏电而产生信号电压降。一些低漏电的聚苯乙烯、聚丙烯和云母电容器可供选用。由于电解电容器的漏电大，应避免使用所有类型的电解电容器，虽然钽电容器优于电解电容器，由于钽电容器的漏电大也应避免使用。需注意的是图 15-7（a）所示的开关不是机械开关，而是一个固态开关，固态开关可以采用场效应晶体管或双极性晶体管实现，具体取决于应用电路要求，保持电容器必须周期的放电，以确保峰值检测电路可靠工作。



（a）电路工作原理图　　（a）工作波形

图 15-7　峰值检测器

▷▷▷ 15.1.4　取样和保持电路

取样和保持电路一般用于捕获模拟输入信号的取样值，并保持取样信号电压稳定足够

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

的时间，以确保有足够的时间使模数转换（ADC）电路把输入模拟信号转换为数字信号，一旦完成这次取样处理过程，然后又开始下一个信号取样和处理过程。基本取样和保持电路如图 15-8（a）所示，固态开关周期的闭合来获得输入信号取样然后再打开，由于要求送到 ADC 电路的取样信号需要保持稳定，固态开关的闭合时间要求非常短，和峰值检波电路一样，电容器要求为低漏电电容。

图 15-8（b）所示电路有些类似于图 15-7（a）所示的峰值检测电路，在电路开关闭合时，输入放大器 A_1 和后面用作跟随器的放大器 A_2 使运算放大器 A_1 的同相输入和反相输入信号相等。电阻 R 使反馈环路闭合，电容器 C 上捕获的电压为在开关闭合期间的输入电压，在开关打开时，电容器 C 上的取样电压为跟随器 A_2 的输出电压，二极管用于避免 A_1 在开关打开时（取样保持阶段）饱和，所以 A_1 可以在一个新的捕获信号出现时快速恢复工作状态。图 15-8（c）所示对应一个典型输入脉冲串的模拟信号波形。

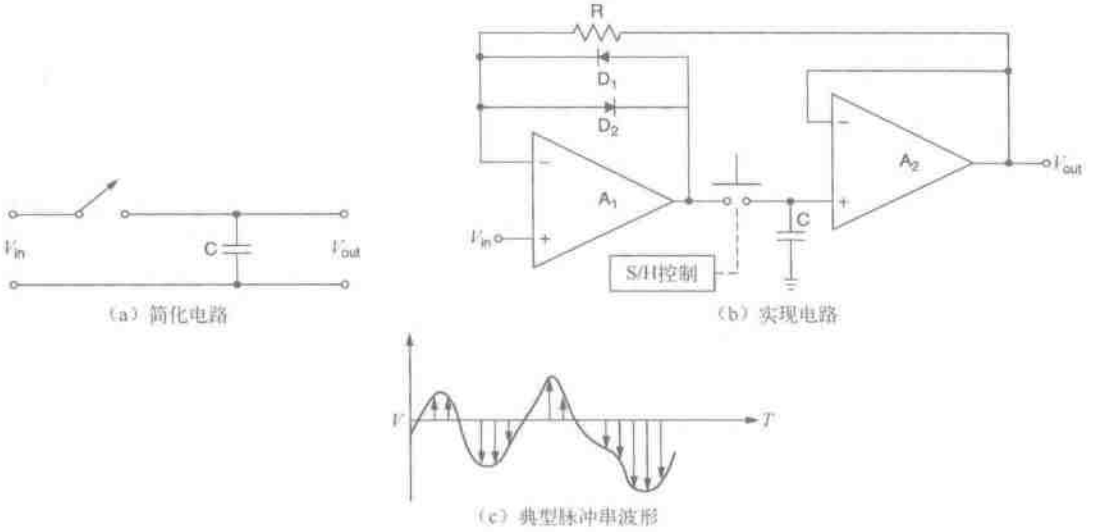


图 15-8　取样和保持电路

下面是关于取样和保持电路的一些重要定义。

1. 取样率

为了精确地再生被取样模拟信号，取样率（每秒时间内的取样数）必须等于或超过被取样信号最高频率的两倍，这就是所谓的奈奎斯特准则。如果不满足这个准则，在 D/A 处理过程中就会出现其他的信号频谱，这些新产生的频谱和要求的信号频谱叠加就会引起混叠现象，从而引起信号失真。使用中在 ADC 变换器前面需用到一个低通滤波器来确保满足奈奎斯特准则。

2. 孔隙时间

孔隙时间表示要求的用固态开关来保持取样信号和停止跟踪输入信号而实际送到 ADC 的电路输出的时间延迟。如果要求更高的精度则要求典型的“开关打开”命令要在时间上早于这个延迟时间。

3. 捕获时间

捕获时间表示在发出对输入信号取样命令和在输出有输出信号时间点之间的时间延迟。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

15.2 自动增益控制

自动增益控制（AGC）可以在给定输入信号变化范围内保持输出信号幅度稳定，它是一个自适应反馈系统，这里输出信号被反馈回了输入端来控制电路增益，确保在给定动态范围内保持输出信号幅度稳定，本质上而言，这是一个负反馈系统。

现以调幅（AM）无线电中的 AGC 应用为例介绍，由于无线信号传播效应和发射机距离等原因 AM 接收机接收到的信号会在一个宽范围内变化，用户不希望调幅（AM）接收机的输出信号也同时以同样的方式发生变化，这就是许多 AGC 放大器可以发挥作用的应用场合之一。

在许多应用场合，AGC 电路已经加到了如无线射频（RF）接收机、模数变换器、调制解调器模拟前端（AFEs）内，一些其他的集成电路（IC）内也需要有 AGC 功能模块电路。但是，也有些应用场合要求 AGC 作为一个单独的电路存在。在这两种应用场合都需要了解 AGC 电路的基本工作原理，以便 AGC 电路元件参数的优化，以发挥电路的最佳工作性能。表 15-1 所示为 AGC 放大器的选用指南和有关构建功能模块电路。

图 15-9 所示为 AGC 电路工作原理框图，输入信号首先被加到可变增益放大器（VGA），可变增益放大器（VGA）的输出被加到反馈环路中的幅度检测电路，幅度检测电路的功能是转变来自可变增益放大器的输出信号为一个可以反应输入信号幅度的 DC 信号，这个转换过程可以用不同的方式进行。一般一个简单的二极管检波电路可实现这个功能，利用二极管可以完成半波整流输入信号，这种电路非常原始，由于二极管的正向压降会有工作温度稳定性的问题，更为精确的 AGC 技术方案就是利用 15.1 节介绍的精密整流电路。也可以使用峰值检测电路，由于电路有放电的要求，以便跟踪输入信号幅度变化，所以电路显得有些复杂。一种更好的解决方案是采用 RMS/DC 变换器，这种解决方案通过计算输入信号的均方根值（RMS）来考虑复杂输入信号波形的问题，所以这种解决方案精度更高。峰值检测技术方案仅考虑到了输入信号的峰值，从信号功率的角度出发峰值检测技术方案没有考虑输入信号波形因素。

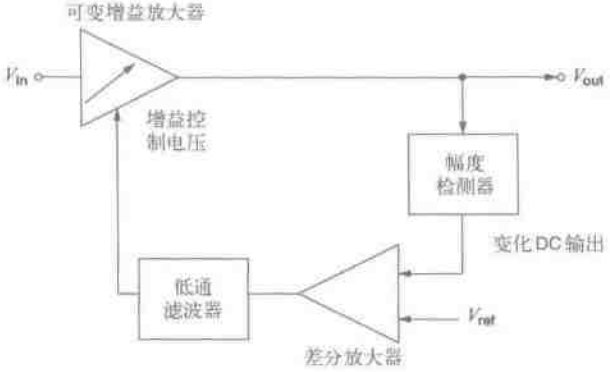


图 15-9 基本 AGC 系统工作原理框图

利用差分放大器通过代表输入信号有效值（RMS）的输入信号幅度和基准电压 V_{ref} 相比较就可以确定输入信号的强弱。

因为输入信号波形会随时间而变化，短时间内有效值（RMS）也会发生变化，所以，差分放大器的输出必须被充分滤波以产生平滑可变增益放大器（VGA）所需要的控制信号，这

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

是非常重要的。使用中无需要求 AGC 电路跟踪输入信号的短期变化。如果 AGC 控制信号随输入信号变化太快，AGC 输出信号就会由于被输入信号包络而造成输出信号失真。但是，也不要求 AGC 控制时间常数过大，否则电路不能快速的跟踪输入信号的幅度变化，所以，AGC 时间常数是 AGC 电路的一个很重要设计参数。

图 15-10 所示为一个调制波形，这个波形被平均后可以维持恒功率，但是由于信号被调制，其强度会有短期的变化，图 15-10 中的点画线表示时间常数非常短的增益控制信号。这种情况下信号波形会出现失真，输出信号被控制电压乘，产生不需要的副边带。AGC 电路无需跟踪调幅信号的短期幅度变化，图 15-10 中的实线表示需要的稳态控制电压波形。

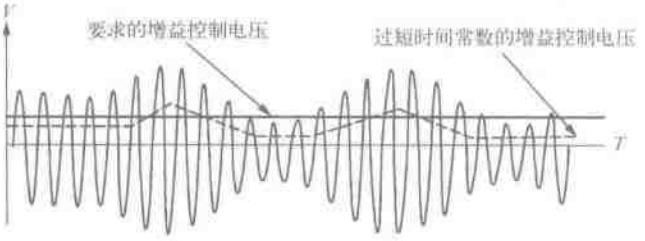
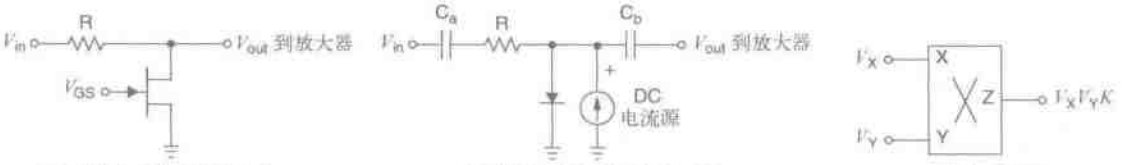


图 15-10　增益控制电压

需注意的是，前面介绍的“时间常数”术语是指用于滤波器的简单单极点 RC 网络的 RC 乘积，低通滤波器的较低-3dB 频率点会加大 RC 时间常数要求。由于这是一个闭环系统，为确保电路工作稳定性，对低通滤波器的带宽应有所限制，同时也应对低通滤波器的复杂度有所限制。但是，需要达到平衡，以便在输入信号幅度有长时间变化时不会出现反应“呆滞”的响应工作特性。一般而言，滤波器为一阶滤波器，会限制 AGC 控制环路的-3dB 带宽低于最低调制信号频率。

可变增益放大器（VGA）是 AGC 电路中最重要的功能电路，最简单的可变增益放大器可以由可变电压衰减器构成，这个可变电压衰减器有时又叫“可控损耗器”，然后再接一个放大器。可变电阻电压分压器中的可变电阻可以是一个场效应晶体管（FET），这里场效应晶体管的漏源电阻可以用过栅源极电压控制，这个被控电阻叫做 R_{DS}，简单的电路实现如图 15-11（a）所示，通过控制电压 V_{GS} 可以控制场效应晶体管（FET）的漏源电阻 R_{DS}。



（a）使用FET的可变衰减器　（b）使用二极管的可变衰减器　（c）模拟乘法器

图 15-11　可变衰减器

在图 15-11（b）中使用了一只二极管用作可变电阻，通过控制通过二极管的正向工作电流就可以控制二极管的正向导通电阻 R_d，电容器 C_a 和 C_b 用于反馈回路的输入和输出回路的隔直。

虽然图 15-11（a）和图 15-11（b）所示电路很简单，但是它们也有一些缺点。在过大输入信号情况下，输入信号波形的瞬时值会和场效应晶体管（FET）或二极管之间有相互干扰，电阻不仅是控制电压的函数，信号本身也会对场效应管 FET 或二极管的导通电阻有调制作用，不同的场效应晶体管（FET）和二极管的工作特性不一样，不同的场效应晶体管（FET）

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

和二极管的温度稳定特性也会是个问题。图 15-11（c）所示的模拟乘法器可以用作可变衰减器功能，模拟乘法器是一个能接受两个模拟输入信号的功能块电路，模拟乘法器的输出为两个模拟输入信号的乘积再乘以一个常数 K。在本应用场合 DC 控制信号和加到 AGC 控制电路的另一个模拟信号是乘法器的两个模拟输入信号，通过 AGC 控制信号电压可以线性的放大或衰减模拟信号。实际上可以将输出模拟信号作为 DC 控制电压的函数来标定模拟信号。

表 15-1 所示为一些可以完成 AGC 控制功能的器件，以及供每个功能模块电路的选用参考。这个表格并不完全，所以也可以选用一些其他合适的器件。器件厂商的有关数据表格可以给出有关器件使用和器件工作特性的详细信息。

表 15-1　AGC 构建模块

可变增益放大器				
生产厂商	P/N	带宽	范围	特点
Analog Devices 公司	AD600	35MHz	0～+40dB	双，低失真，低噪声，低功耗
Analog Devices 公司	AD602	35MHz	-10～+30dB	双，低失真，低噪声，低功耗
Analog Devices 公司	AD603	90MHz	-11～+31dB	低噪声，增益可编程
Analog Devices 公司	AD604	40MHz	0～+48dB	双，超低噪声，增益可编程
Analog Devices 公司	AD605	40MHz	-14～+34dB	低噪声，增益可编程，单电源供电
Analog Devices 公司	AD8336	115MHz	-14～+36dB	低噪声，通用
Linear 公司	LTC6412	800MHz	-14～+17dB	宽带，单电源，平衡输入和输出
德州仪器（TI）公司	VCA610	15MHz	-38.5～+38.5dB	77dB 范围，低噪声，小封装
德州仪器（TI）公司	VCA810	25MHz	±40dB	低噪声，差分输入，单端输出，输出电流大
德州仪器（TI）公司	VCA820	150MHz	>40dB	低噪声，差分输入，单端输出，输出电流大
德州仪器（TI）公司	VCA821	710MHz	>40dB	低噪声，差分输入，单端输出，输出电流大
德州仪器（TI）公司	VCA822	150MHz	>40dB	低噪声，差分输入，单端输出，输出电流大
德州仪器（TI）公司	VCA824	710MHz	>40dB	低噪声，差分输入，单端输出，输出电流大
德州仪器（TI）公司	LMH6502	130MHz	70dB	70dB 范围，高摆率，高输出电流
德州仪器（TI）公司	LMH6503	135MHz	70dB	70dB 范围，高摆率，高输出电流，低功耗
德州仪器（TI）公司	LMH6505	150MHz	80dB	80dB 范围，高摆率，高输出电流，低功耗
有效值（RMS）-DC 变换器				
生产厂商	P/N	带宽	特点	
Analog Devices 公司	AD636	1MHz	高波峰因数，50dB 动态范围	
Analog Devices 公司	AD736	460kHz	高波峰因数，负向输出，低功耗，低造价	
Analog Devices 公司	AD737	8MHz	高波峰因数，正向输出，60dB 动态范围	
Analog Devices 公司	AD8361	2.5GHz	宽带，30dB 动态范围，低功耗，单电源供电	
Analog Devices 公司	AD8436	1MHz	高波峰因数，低功耗，非常高的精度	
Linear 公司	LTC1966	1kHz	使用简单，低功耗，非常高的精度	
Linear 公司	LTC1967	40kHz	使用简单，低功耗，非常高的精度	
Linear 公司	LTC1968	500kHz	使用简单，低功耗，非常高的精度	
AGC				
生产厂商	P/N	带宽	范围	特点
Analog Devices 公司	AD8367	500 MHz	-2.5～+42.5dB	高性能，内涵 AGC 检测器
Maxim 公司	MAX9814	20kHz	0～+20dB	具有 AGC 功能的话筒放大器
MITEL 公司	SL6140	400 MHz	70dB	宽 AGC 范围，宽带宽
德州仪器（TI）	TL026C	50MHz	50dB	宽带宽，低失真

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷ 15.3　对数和反对数电路

对数和反对数放大器是非线性模块电路，对数和反对数放大器的输出是输入信号的对数或反对数。通过对信号的对数或反对数运算可以对输入信号实现乘、除、平方运算。最终可以实现模拟乘法器、AGC 控制器、调制器和其他有关非线性函数运算功能。

和 AGC 放大器及其功能模块电路一样，对数和反对数放大器有标准的集成电路可供选用，在表 15-2 给出了有关选用指南。

图 15-12 所示为硅二极管的正向工作电流和电压之间的关系曲线，这个工作特性可以用于对数和反对数电路应用场合，图 15-12（b）所示为由基本运放和二极管构成的对数放大电路工作原理图，也可以用图 15-12（c）所示的用跨导二极管的电路结构来实现对数放大器功能，图 15-12（c）所示电路应用更为广泛些，在图 15-12（c）中的晶体管（用作跨导二极管）的基极和发射极电压 V_{BE} 和集电极工作电流 I_C 之间具有可预测的对数关系。

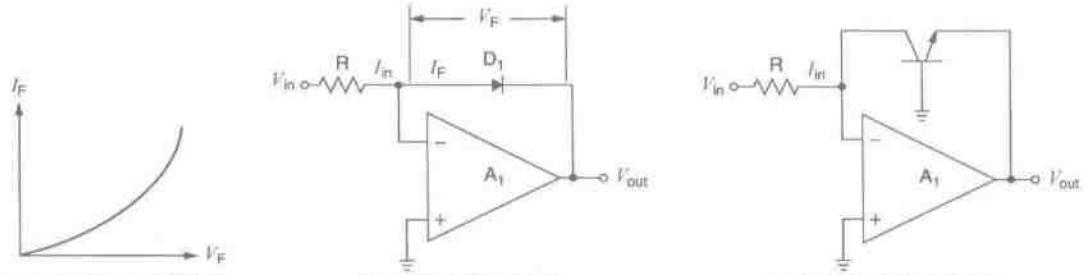
可以利用公式（15-3）计算电路图 15-12（b）的输出电压 V_{out}。

$$V_{out} = -V_T \ln\left(\frac{V_{in}}{I_S R}\right) \tag{15-3}$$

式中，I_S 是反相偏置饱和电流，典型值为几个皮安培；V_T 是二极管的热电压，在室温下这个热电压的典型值为 26mV。

图 15-12（c）所示的跨导二极管电路结构，可以利用公式（15-4）计算输出电压 V_{out}。

$$V_{out} = -V_T \ln\left(\frac{V_{in}}{I_{SO} R}\right) \tag{15-4}$$



（a）二极管工作特性曲线　（b）二极管对数放大器　（c）跨导二极管对数放大器

图 15-12　对数放大器

式中，I_{SO} 是跨导二极管的基极和发射极之间的饱和电流。在这两个电路中，输出电压和输入电压之间为对数关系。

输入电压极性必须为正，也可以通过反接二极管的极性或使用 PNP 的晶体管取代 NPN 的晶体管来改变输入电压的极性。

注意上面的讨论没有考虑温度稳定性工作特性，这是因为 V_T、I_S 和 I_{SO} 是温度的函数，并且也会有一些其他的非理想因素会影响电路的工作温度稳定性，这些问题在表 15-2 中所列的许多 IC 中已有所介绍。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 15-2　对数和反对数集成电路

生产厂商	P/N	带宽	动态范围	特点
Analog Devices 公司	AD538	400kHz		对数和反对数，乘法、除法、平方、平方根，寄存器可编程
Analog Devices 公司	AD640	120MHz	50dB	对数，5 级
Analog Devices 公司	AD641	250MHz	44dB	对数，±2dB 精度，内含衰减器
Analog Devices 公司	AD8304	10MHz	160dB	对数，优化用于光纤二极管接口，极宽的动态范围
Analog Devices 公司	AD8307	500MHz	92dB	对数，单电源工作，9 级，±1dB 线性
Analog Devices 公司	AD8310	440MHz	95dB	对数，单电源工作，9 级，±0.4dB 线性
Maxim	MAX4206	5MHz	100dB	对数，单电源或双电源工作，不受约束的放大器
Maxim	MAX4207	1MHz	120dB	对数，双电源工作，不受约束的放大器
德州仪器（TI）公司	LOG101	45kHz	150dB	对数，宽动态范围，0.01%精度，双电源工作
德州仪器（TI）公司	LOG102	45kHz	120dB	对数，宽动态范围，0.15%精度，双电源工作
德州仪器（TI）公司	LOG104	45kHz	150dB	对数，对数，宽动态范围，0.01%精度，双电源工作
德州仪器（TI）公司	LOG112	45kHz	150dB	对数，对数，宽动态范围，0.2%精度，双电源工作
德州仪器（TI）公司	LOG114	120MHz	160dB	对数，对数，宽动态范围，双电源或单+5V 电源工作
德州仪器（TI）公司	LH0094	10kHz		对数，反对数，多功能，0.05%精度

图 15-13 所示为反对数电路的两个基本电路工作原理图，二极管和三极管被移到了输入端，所以输入电流为反对数特性的电流。

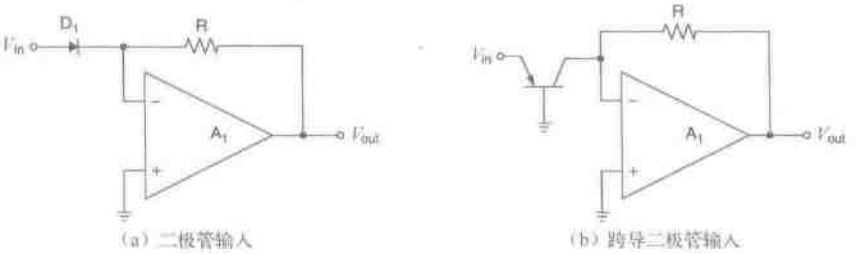


图 15-13　反对数电路

图 15-14（a）所示为利用对数和反对数放大器构建乘法器电路的电路工作原理框图，电路结构基于两项信号乘积对应每个信号项对数和的工作原理。换而言之就是：$\ln(V_{inA})+\ln(V_{inB})=\ln(V_{inA}\times V_{inB})$，两个数的对数值加就可以得到两个数乘的对数值结果，图 15-14 中的常数 K 表示电路对信号的衰减或放大。

图 15-14（b）所示工作原理框图可以实现两个数除的功能，只要把两个对数值相减就可以得到两个数除的对数值。

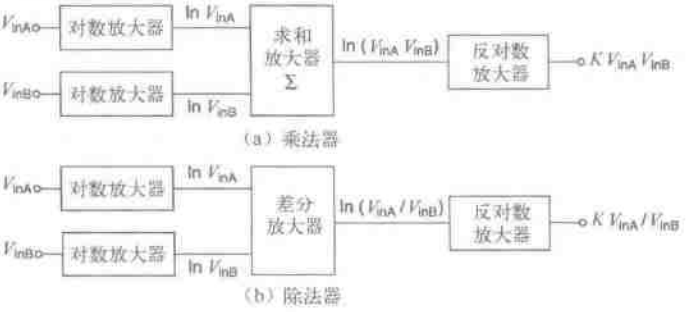


图 15-14　对数和反对数电路应用

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

通过对数和反对数功能框图的组合可以获得一些对输入信号的其他运算功能，例如可以实现指数或求根运算功能。

15.4　乘法器

模拟乘法器是一个两输入端和一输出端的电路功能模块电路，电路功能是输出为两个输入信号的乘积再与一个常数 K 的乘积，图 15-14（a）所示为利用对数和反对数电路实现的工作原理框图。

可以按工作象限划分模拟乘法器，表 15-3 给出了有关分类。

表 15-3　乘法器分类

分类	X 输入	Y 输入	$X\times Y\times K$ 输出
单象限	单极性	单极性	单极性
两象限	双极性	单极性	双极性
四象限	双极性	双极性	双极性

如果必须确定两个输入信号中一个输入信号的极性，这个分类就是“单象限”，如果其中一个输信号可以为正或负，而另一个输入信号的极性必须给定，这个器件就是一个“两象限”器件。最后，如果两个输入信号可以取任意极性，即可取正极性也可以取负极性，这个器件就是“四象限”器件。乘法器的选用和应用具体应用有关。例如，如果一个乘法器用于 AGC 控制应用场合，通过单极性的控制电压乘一个双极性信号，这时可以选用两象限乘法器。

15.4.1　吉尔伯特单元

乘法器有两种基本实现方法。第一种实现方法如图 15-14（a）所示，利用两个输入信号的反对数总和来实现两个输入信号的乘运算。第二种方法就是利用 Larry Gilbert 于 20 世纪 60 年代发明的“吉尔伯特单元”功能电路来实现两个数的乘运算，“吉尔伯特单元”基本电路工作原理图如图 15-15 所示，电路由两个交叉连接的差分放大器构成，每个差分放大器由一对晶体管组成，Q_1 和 Q_2、Q_4 和 Q_5 各组成一个差分放大器，每对差分放大器的发射极连接一个晶体管 Q_3 和 Q_6。所以，差分放大器的工作电流是输入信号电压、Q_3 和 Q_6 发射极电流的函数，这两个差分放大器的输出电流就可以实现四象限乘法器的功能。需注意的是两个输入和输出信号都是差分信号（平衡）。

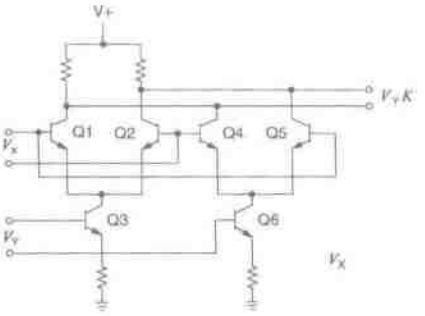


图 15-15　吉尔伯特单元电路

15.4.2　乘法器参数

在选用一个乘法器时有几个关键技术指标需加以注意，首先是乘法器的象限数，需要确定是一个象限、二个象限或四个象限。然后是乘法器的精度，精度被定义为在限定的任何 X 和 Y 范围内的理想输出与实际输出的偏差，一般用满度输出的百分比来表示。线性是表示和直线的偏差程度，一般用满度输出的百分比来表示。带宽被定义为乘法器的指定工作频率范围，一般用-3dB 频率点来表示。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

15.4.3 乘法器的数学功能

乘法器可以对输入信号完成各种数学运算，图 15-16 所示为关于乘法器的一些应用实例，图 15-16（a）所示为一个可以完成两个输入信号乘积再和一个常数相乘的功能，可用于前面介绍的 AGC 控制电路应用场合，也可以用于频率变换调制器应用场合（也叫混频器）。

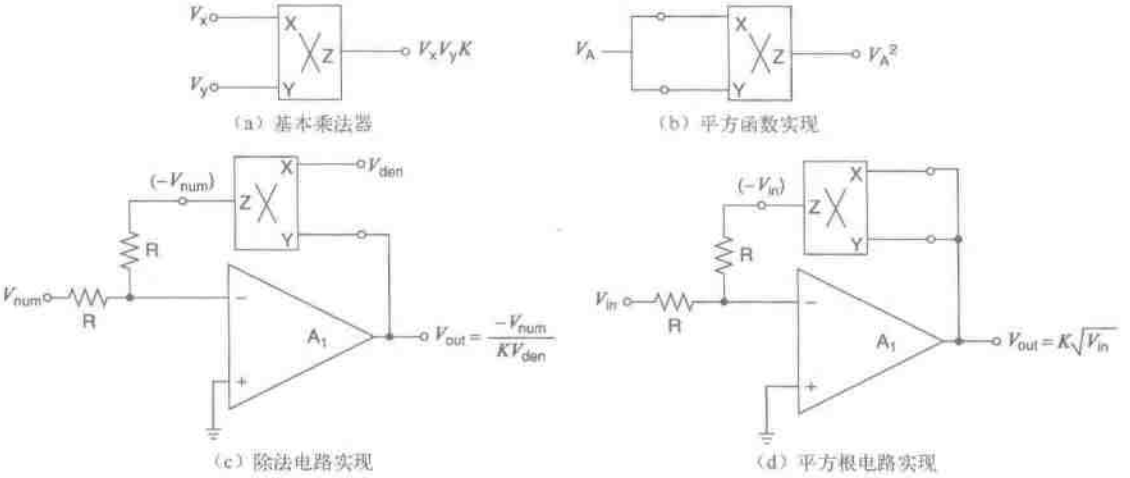


图 15-16 乘法器数学应用

图 15-16（b）可以实现输入信号平方的功能，可用于倍频器应用场合，下面考虑公式（15-5）。

$$\cos 2\Phi = 1 - \sin^2\Phi \tag{15-5}$$

对正弦波而言，设 $\Phi = \omega t$，有公式（15-6）成立。

$$\cos 2\omega t = 1 - \sin^2 \omega t \tag{15-6}$$

因为 1 表示直流成分，可以利用电容器来消掉 1，所以平方一个正弦波就可以实现倍频功能，常数 K 表示输出信号的幅度。

在运算放大器的反馈回路使用一个乘法器就可以得到除法器的功能，在图 15-16（c）中，乘法器的输出必须为 $-V_{num}$ 以确保运算放大器 A_1 的负输入端保持虚地，所以有公式（15-7）和公式（15-8）成立。

$$-V_{num} = KV_{den}V_{out} \tag{15-7}$$

$$V_{out} = \frac{-V_{num}}{KV_{den}} \tag{15-8}$$

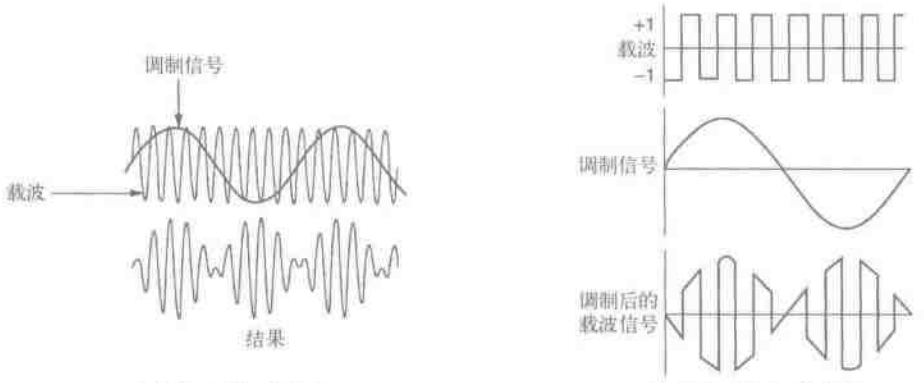
利用图 15-16（d）可以完成求一个输入信号平方根的运算功能，由于乘法器的输出等于 $-V_{in}$ 以维持虚地，$-V_{in}$ 等于 V_{out} 的平方，就可以得到 V_{out} 正比于输入信号的平方根再乘以一个常数的结果。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷ 15.5　调制器

调制器被定义为使载波携带有如音频或数据信息的载波信号。图 15-17（a）中载波被调制信号调制（做乘法运算），调制后的信号包络和有用信号（调制信号）波形一样，这就是幅度调制（调幅）。当然，还有许多其他的调制方法，例如脉冲、频率、相位调制等，这在通信课程里会进行讲解。有时调制器又被叫作混频器，这些调制器的使用和音频混频器不同，音频混频器仅简单地将两个信号相加。



（a）线性−线性工作模式　　（b）开关−线性工作模式

图 15-17　调制器工作波形

在许多情况下，载波信号频率要比调制信号频率高许多（例如音频调幅 AM），由于无需保持在载波的任何线性信息，所以载波可以是方波。

使用乘法器用于调幅时，调幅的一个输入信号是载波，载波的幅度保持恒定，所以实际的输入信号无须工作于线性工作区，利用吉尔伯特单元电路结构（图 15-15 中的对管 Q_1、Q_2 和 Q_4、Q_5）工作于开关工作状态，而不是工作于线性工作模式，下面一对晶体管工作于线性工作模式，载波驱动上面的对管，上面对管的开关工作电流流过下面的对管，下面晶体管的输入信号为调制信号，如图 15-17（b）所示，基于载波极性载波交替改变的调制信号。

从本质而言，开关线性调制器不是完全线性工作的，所以输出会有开关载波信号的谐波成分，虽然幅度较小，但是每个谐波复制了调制信号波形。所以，需要用到滤波器来滤除这些谐波成分，载波频率与调制信号的比值越大滤波就越容易实现，滤波器电路实现越简单，表 15-4 所示为乘法器选用指南。

表 15-4　乘法器选用指南

生产厂商	P/N	带宽	象限	特点
Analog Devices 公司	AD532	1MHz	4 象限	多功能的内部放大器
Analog Devices 公司	AD534	1MHz	4 象限	可调比例系数
Analog Devices 公司	AD538	400kHz	1 或 2 象限	宽动态范围

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

续表

生产厂商	P/N	带宽	象限	特点
Analog Devices 公司	AD539	60MHz	2 象限	同一封装内含 2 个独立的乘法器，低失真
Analog Devices 公司	AD632	1MHz	4 象限	多功能的内部放大器
Analog Devices 公司	AD633	1MHz	4 象限	多功能的内部放大器
Analog Devices 公司	AD734	10MHz	4 象限	高性能，可替换 AD534
Analog Devices 公司	AD834	500MHz	4 象限	宽带，失真非常小
Analog Devices 公司	AD835	250MHz	4 象限	快速，低设定值
Intersil 公司	HA-2556	57MHz	4 象限	高摆率
德州仪器（TI）	MPY634	10MHz	4 象限	多功能内部放大器
德州仪器（TI）	4413	550kHz	4 象限	多功能内部放大器
德州仪器（TI）	MPY100	550kHz	4 象限	多功能内部放大器

参考文献

Jung, W., ed. (2006). *Op Amp Applications Handbook*, Analog Devices, Norwood, Ma.

Graeme, J. G. (1973). *Applications of Operational Amplifiers: Third-Generation Techniques*, McGraw-Hill, New York.

Texas Instruments, *Handbook of Operational Amplifier Applications*, Application Report SBOA092A, October 2001, Dallas, Texas.

Franco, S. (1988). *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, McGraw-Hill, New York.

Texas Instruments. *Op Amps for Everyone*, Advanced Analog products SLOD006B, August 2002, Dallas, Texas.

Williams, A. B. (1984). *Designer's Handbook of Integrated Circuits*, McGraw-Hill, New York.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第16章 波形成形

16.1 积分器和微分器

16.1.1 理想积分器

图 16-1（a）所示为理想积分器电路工作原理图，积分器电路的定义是一个电路可以提供和输入信号随时间积分成比例输出的电路，可以描述为一个输出反应了输入信号波形面积的电路，积分器电路的数学表达式如公式（16-1）所示。

$$V_{out} = K\int V_{in}\mathrm{d}t \tag{16-1}$$

式中，K 为一个常数。

在图 16-1（a）所示的电路中，因为电容器的一端连接到了运算放大器的一个虚地的负输入端，所以积分器的输出电压就是电容 C 上的电压。由于虚地的原因，输入电流等于 V_{in}/R，这个电流流进电容器 C，可以用公式（16-2）表示电容器 C 两端的电压。

$$V = \frac{1}{C}\int I\mathrm{d}t \tag{16-2}$$

可以用公式（16-3）表示图 16-1（a）所示电路的输出电压。

$$V_{out} = -\frac{1}{C}\int \frac{V_{in}}{R}\mathrm{d}t = -\frac{1}{RC}\int V_{in}\mathrm{d}t \tag{16-3}$$

公式（16-3）含有复杂的数学积分，使用起来有些不方便，现用熟悉的电容器电量计算基本公式 $Q=CV$，由于电荷 Q 等于电流 I 和时间 T 的乘积，有公式 $I\times T = C\times V$ 成立，利用 V_{in}/R 替换电流 I，V_{out} 替换 V，图 16-1（a）所示电路输出可以用公式（16-4）表示。

$$V_{out} = -\frac{V_{in}T}{RC} \tag{16-4}$$

式中，负号是由于积分电流被加到了运算放大器的反相输入端，输出信号和输入信号反相的原因。

利用公式（16-4）可以实现对一个输入波形积分运算的功能，图 16-1（b）所示为积分器电路对输入三角波形积分输出方波波形。

对应图 16-1（b），在第一个半方波信号周期会致使电容器朝负电压方向按公式（16-4）给出的规律充电，因为方波是对称的，在第二个半方波周期中输出将按完全同样的幅值朝正电压方向充电输出，从而产生对称的三角波输出，即对方波的积分输出为对称三角波形，公式（16-4）也可以用于脉冲占空比不等于 50%非对称波形应用场合。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

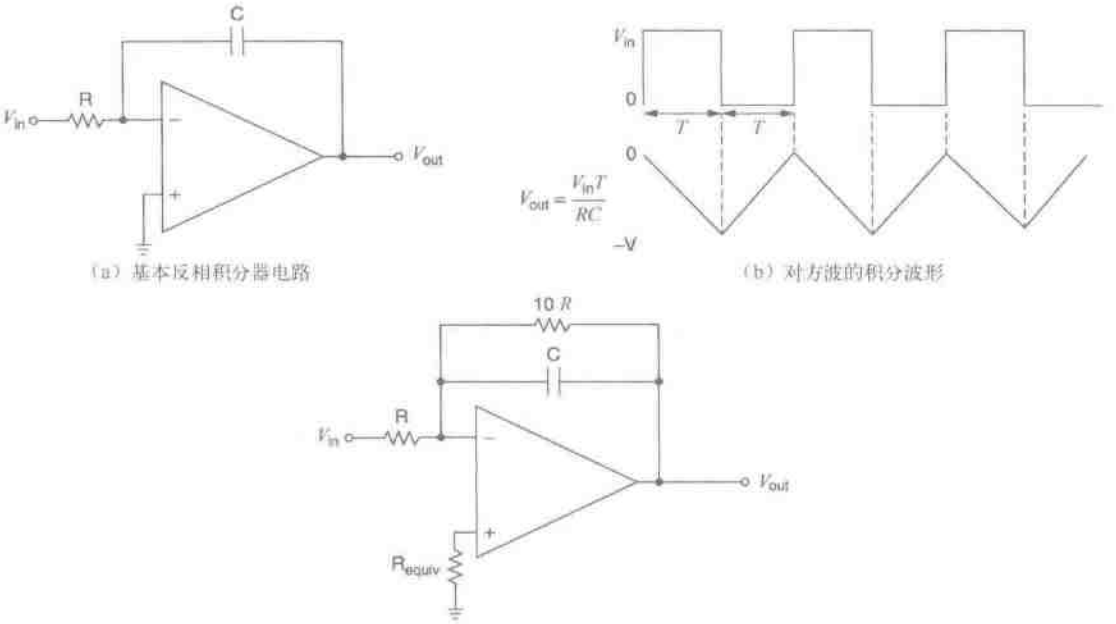


图 16-1 用运算放大器构成的积分器电路

前面对积分器的分析是基于时域进行的，在频域对积分器进行分析也是非常有用的，可以用公式（16-5）表示图 16-1（a）由运算放大器构成积分器的传递函数。

$$T(s) = -\frac{Z_{\text{feedback}}}{Z_{\text{input}}} = -\frac{\frac{1}{sC}}{R} = -\frac{1}{sCR} \tag{16-5}$$

式中，$s = j\omega$；$\omega = 2\pi f$。

响应将以 6dB/倍频程（20dB/10 倍频程）单调滚降，这是单极点网络的响应特性，极点位置位于 DC，相位移为常数+90°。

公式（16-5）中负号表示输出和输入信号反相位，单极点低通通常又负的相位移工作特性，但是反相变换又被变换为正相位输出（输出–90° 变为+90°）。

▷▷▷ 16.1.2 一种实用积分器

图 16-1（a）所示的电路在没有输入信号时运算放大器反相输入端的任何电位偏移将会致使电容器被连续的充电，直至运算放大器的输出在正或负电源轨饱和（运算放大器输出最高电压值），具体输出是正电源轨电压还是负电源轨电压取决于输入偏移电压的极性。图 16-1（c）所示电路可以限制输出饱和的程度不大于 10 倍输入偏移电压。和电容器并联的电阻可以大于输入电阻的 10 倍，这个电阻值越大积分线性越好，但是 10 倍的系数是个比较合理的值。

为减小输入偏移电压的影响最好是在积分运算放大器的同相输入端对地接一个阻值，这个电阻的阻值为其他两个电阻值并联的电阻，这可以降低输入失调电压对积分电路正常工作的影响，这个电阻就是图 16-1（c）中的电阻 R_{equv}。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷▷ 16.1.3　微分器

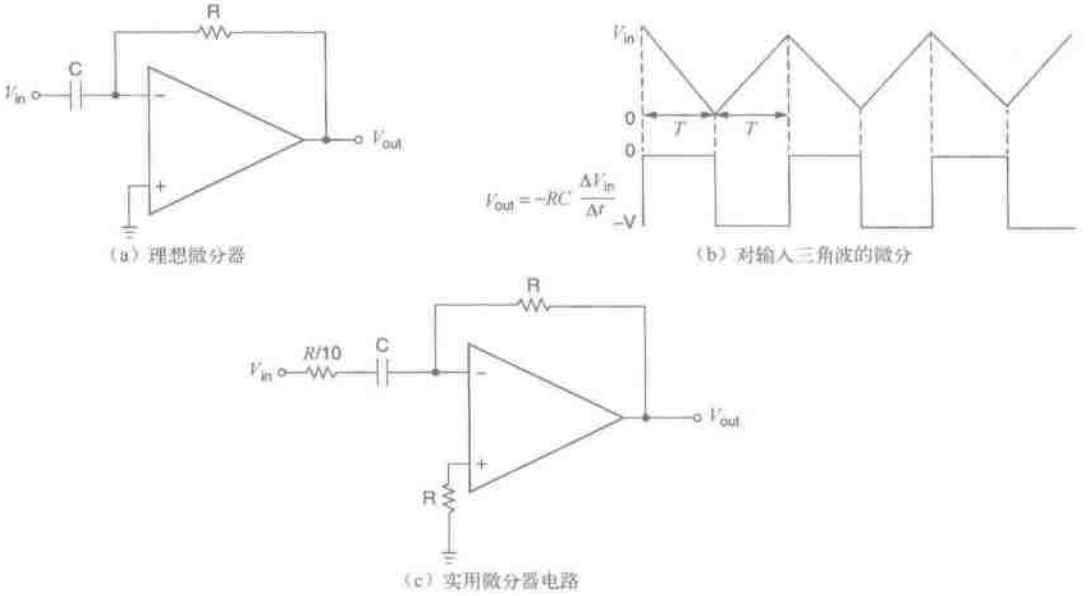
理想微分器电路工作原理图如图 16-2（a）所示，这个电路可以实现积分器电路相反的功能，可以完成对输入信号的微分数学运算功能，而不是前面介绍的对输入信号积分数学运算功能。在这个理想电路中流过电容器的电流可以用经典公式 $I = C\frac{dV}{dt}$ 表示，由于电路的反相输入端为虚地，输出电压可以用电流与电阻的乘积表示（有个负号），可以用公式（16-6）表示输出电压。

$$V_{out} = -RC\frac{dV_{in}}{dt} \tag{16-6}$$

如果在有用区间输入电压线性变化，又可以用公式（16-7）表示输出电压 V_{out}。

$$V_{out} = -RC\frac{\Delta V_{in}}{\Delta t} \tag{16-7}$$

图 16-2（b）所示为一个三角波被转换为方波的过程，这个电路的功能和积分器相反。



（a）理想微分器

（b）对输入三角波的微分

（c）实用微分器电路

图 16-2　运算放大器构成的微分器电路

在频域，可以用公式（16-8）表示微分器的响应工作特性。

$$T(s) = -\frac{Z_{feedback}}{Z_{input}} = -\frac{R}{\frac{1}{sC}} = -sCR \tag{16-8}$$

式中，$s = j\omega$；$\omega = 2\pi f$。

公式（16-8）表示输出将以 6dB/倍频程（20dB/10 倍频程）增加，输出相位移固定值 -90°（与+90° 加可以得到 180° 相位移而致使输出反相）。

因为随工作频率 6dB/倍频程的输出增加，由于输入端引入的外界非常高频噪声会被放大，这时会成为一个问题，所以必须确定电路的最高工作频率，图 16-2（c）给出了通过一个附加电阻就可以实现这个限制功能的电路工作原理图，电路的最大增益设为 10，同相输入端到地的电阻用于消除电路偏移电压。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

16.2 比较器

16.2.1 基本比较器

比较器电路用于比较两个模拟信号，这两个信号中一个信号一般为固定基准电压信号，另一个为模拟信号，比较器的输出为二进制（两态）输出信号，即表示输入模拟信号到底是大于基准信号还是小于基准信号。有现成的专用集成电路可以用于比较器的应用场合，表 16-1 所示为有关通用比较器集成电路的选用表。市面上有许多比较器集成电路可供选用，使用时最好和比较器集成电路生产公司的应用工程师取得联系，并咨询，以获得适用于自己应用的最佳解决方案。同时，相应的比较器集成电路数据资料也是非常有价值的技术资料供选用参考。

表 16-1 通用比较器

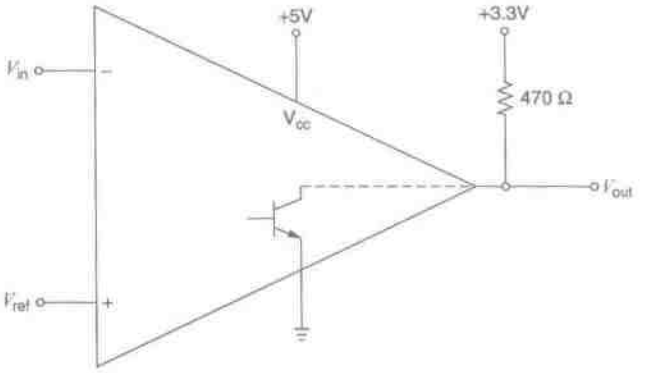
生产商	P/N	供电范围	激励延迟	特点
Analog Devices	ADCMP370	+2.5～+5.5V	5μs	漏极输出，允许输入22V
Analog Devices	ADCMP371	+2.5～+5.5V	5μs	推挽输出，允许输入22V
Analog Devices	ADCMP608	+2.5～+5.5V	40ns	超快，轨到轨输出，关断引脚，小封装
Analog Devices	AD8561	+3～+10V	7ns	超快，差分输出，低功耗
Analog Devices	AD8468	+2.5～+5.5V	40ns	超快，轨到轨输出，关断引脚，小封装
Analog Devices	ADCMP609	+2.5～+5.5V	40ns	超快，轨到轨输出，关断引脚
Linear Technology	LT1016	+/-5V	10ns	超快，TTL 兼容，具有输出锁定功能
Linear Technology	LT1716	+2.7～+44V	3μs	宽电压范围，内部输出上拉
Linear Technology	LT1719	+2.7～+10.5V	4.5ns	超快，轨到轨输出
Linear Technology	LT6703	+1.4～+18V	18μs	内含基准电压和回滞，集电极开路输出
Maxim	MAX917	+1.8～+5.5V	22μs	内部+1.245V 基准电压，推挽输出
Maxim	MAX918	+1.8～+5.5V	22μs	内部+1.245V 基准电压
Maxim	MAX919	+1.8～+5.5V	22μs	低供电电流，推挽输出
Maxim	MAX920	+1.8～+5.5V	22μs	低供电电流
Maxim	MAX9021	+2.5～+5.5V	3μs	单，低功耗，4合一，内含回滞，超小封装
Maxim	MAX9022	+2.5～+5.5V	3μs	双，低功耗，4合一，内含回滞，超小封装
Maxim	MAX9024	+2.5～+5.5V	3μs	quad，低功耗，4合一，内含回滞，超小封装
Maxim	MAX9030	+2.5～+5.5V	188ns	关断，4合一，内含回滞
Maxim	MAX9031	+2.5～+5.5V	188ns	单，4合一，内含回滞
Maxim	MAX9032	+2.5～+5.5V	188ns	双，4合一，内含回滞
Maxim	MAX9034	+2.5～+5.5V	188ns	4合一，内含回滞
Maxim	MAX9060	−0.3～+6V	15μs	漏极输出，超低功耗
Maxim	MAX9061	−0.3～+6V	15μs	漏极输出，超低功耗
Maxim	MA9062	−0.3～+6V	15μs	内含基准电压，超低功耗
Maxim	MAX9063	−0.3～+6V	15μs	内含基准电压，超低功耗
Maxim	MAX9064	−0.3～+6V	15μs	内含基准电压，超低功耗
Texas Instruments	LM111	+/-18V	115ns	集电极开路输出
Texas Instruments	LM193	+2～+36V	1.3μs	双，超低功耗，集电极开路输出
Texas Instruments	LM397	+5～+30V	440ns	超低功耗
Texas Instruments	LM2903	+2～+36V	1.3μs	双，超低功耗，集电极开路输出
Texas Instruments	LMV331	+2.7～+5.5V	1μs	单，集电极开路输出
Texas Instruments	LMV339	+2.7～+5.5V	1μs	双，集电极开路输出
Texas Instruments	LMV393	+2.7～+5.5V	1μs	双，集电极开路输出
Texas Instruments	LMC7211	16V 差分	4μs	特别对于 +2.7V，+5V 和 15V 工作，推挽输出
Texas Instruments	LMV7219	+2.7～+5V	1.3ns	超快，内含回滞，推挽输出
Texas Instruments	LMV7235	+2.7～+5.5V	75ns	低功耗，漏极开路输出
Texas Instruments	LMV7239	+2.7～+5.5V	75ns	低功耗，推挽输出

www.789pdf.com 789书库网

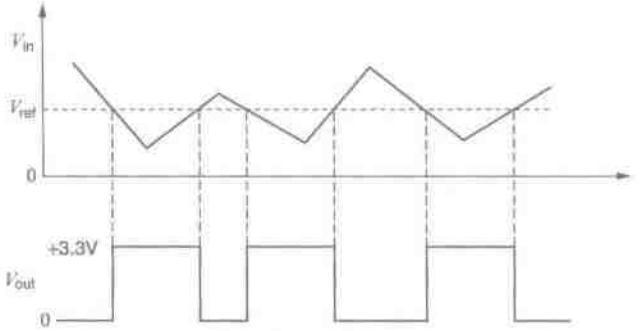
www.789pdf.com 789书库网

放大器的开环增益非常高，可以用于比较输入信号电压的微小差，输入信号幅度如有差别就会使运算放大器的输出饱和，输出正或负的高电压，所以一个没有负反馈的运算放大器可以用于比较器的应用场合。但是，运算放大器用于比较器应用场合存在些缺点，首先运算放大器的响应时间太慢，对应比较器应用场合要求比较器的工作速度明显要快。其二就是由于运算放大器内部电压降的原因对运算放大器的输出没有做出精确的定义。大多数比较器有一个集电极开路输出电路，即一个与准确确定的电源供电电压电阻可以实现对不同类型逻辑电平之间的转换。比较器相对于运算放大器的第三个优点就是一些比较器电路内含有回滞电压，这个回滞电压可以避免在输出的附加转换。但是，在实用中也有许多运算放大器用作比较器的实例。

图 16-3（a）所示为美国德州仪器的通用比较器集成电路 LM397 工作原理框图，首先可以假定电路的功能是用于将模拟信号转换为逻辑信号输出。一般而言，需要确立一个要求的开关阈值基准电压，当输入模拟信号电压超过这个阈值电压时（V_{ref}）时，由于模拟输入信号加在了比较器的反相输入端，所以这时输出信号为低电平。反之，输入的模拟信号低于基准电平 V_{ref}，这时对应的输出为高电平。需注意的是输出级为晶体管集电极输出，需用到一只上拉电阻接到要求的最大输出电源电压，以获得要求的输出高电平，在本例中这个输出高电平为+3.3V。



（a）内部集电极开路输出的电路工作原理图



（b）示例波形图

图 16-3　通用比较器

因为上拉电阻是外接的，这个上拉电阻不必接到比较器的电源供电引脚 V_{CC}，在本例中，V_{CC} 等于+5V，而上拉到了+3.3V，所以比较器的这个输出电平可以和+3.3V 的逻辑电平兼容。这个电路的工作波形如图 16-3（b）所示，这里一个三角波模拟输入信号被转换成了+3.3V 逻辑信

www.789pdf.com 789书库网

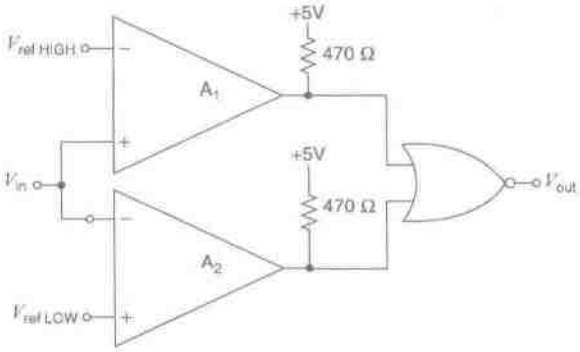
www.789pdf.com 789书库网

号，基准电压 V_{ref} 必须在模拟输入信号电压的要求范围内。如果输入是一个逻辑电平信号，比如准确地说输入逻辑电平信号为 0V 和+5V，对应的这个基准电平应为+2.5V。

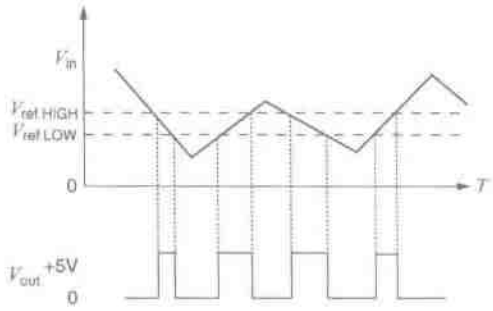
16.2.2 窗口比较器

比较器可以用于查看一个电压是否在两个边界电压之间，典型应用场合是监控一个关键的电源电压，并在这个被监控的电源电压超出预定的限定范围时加以指示，另一个典型应用就是用于生产线测试应用场合。

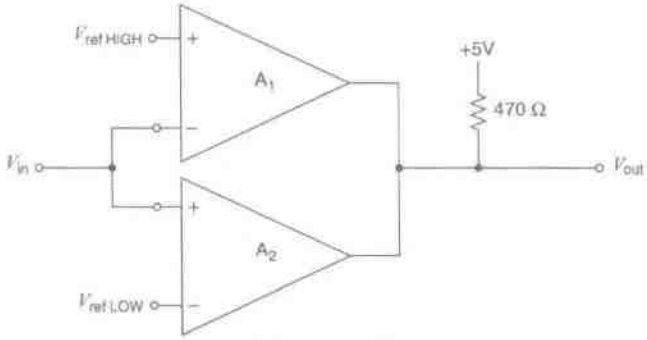
图 16-4（a）所示为一个有两个阈值电平的比较器电路工作原理图，这两个阈值电平分别为 $V_{refHIGH}$ 和 V_{refLOW}，如果输入电压 V_{in} 高于 $V_{refHIGH}$，A_1 输出为高电平（内部晶体管的集电极将开路），如果输入电压 V_{in} 低于 V_{refLOW}，A_2 输出为高电平，来自 A_1 或 A_2 的高电平之一会引起后面的非或门输出 V_{out} 为低电位输出，图 16-4 所示为表示电路工作特性的有关波形。如果改变输入 A_1 和 A_2 的极性可以利用两个集电极开路输出的“线或”工作特性来实现非或门电路功能。如果输入信号的幅度范围不在要求的幅度范围内将会在有关运算放大器的输出一个低电平，任何一个运算放大器的输出为低电位都会导致电路的输出为低电位，去掉或非门电路的线或功能电路工作原理图如图 16-4（c）所示。



（a）窗口比较器电路



（b）波形



（c）采用线或功能的取样电路

图 16-4 窗口比较器

16.2.3 回滞

图 16-5（a）所示为一个基本比较器电路的电路结构，图 16-5（b）所示为一个脉冲噪声

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

信号严重的信号波形，由于噪声信号的原因，在输出脉冲波形的前沿和后沿含有一些额外的窄脉冲信号波形，这种含有窄脉冲的输出波形用于数字电路时会对电路正常工作造成严重破坏，例如会产生额外的计数。在信号的变化速度和比较器的工作速度相比较很慢时，会在每个脉冲沿产生多个输出转换，可以采用回滞的方法来克服这个问题。

回滞是一种基本的正反馈技术，一旦输入信号幅度在基准阈值电压范围内上下变化时，输出开关以某一方向改变基准电压以确保输入信号幅度的小变化不会改变电路输出状态，电路的回滞量等于这两个基准电压之间的差。实用中回滞可以巩固刚出现的电路工作状态变化。现分析图 16-5（c）所示反相输入比较器电路工作原理，对应图 16-5（a）所示电路，图 16-5（c）所示电路多加了三只电阻。现先考虑输入电压 V_{in} 低于基准电压时的工作状态，这时电路的输出为高电位，随输入信号电压上升，当输入信号幅度达到了由电阻 R_1 和 R_3 决定的上限阈值电压 V_{TU} 时，这时对应电阻 R_1 和 R_3 的并联电阻值可以利用（16-9）计算，对应的上限阈值电压 V_{TU} 值可以利用公式（16-10）计算。

$$R_{P1-3} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \tag{16-9}$$

$$V_{TU} = V_{CC} \frac{R_2}{R_2 + R_{P1-3}} \tag{16-10}$$

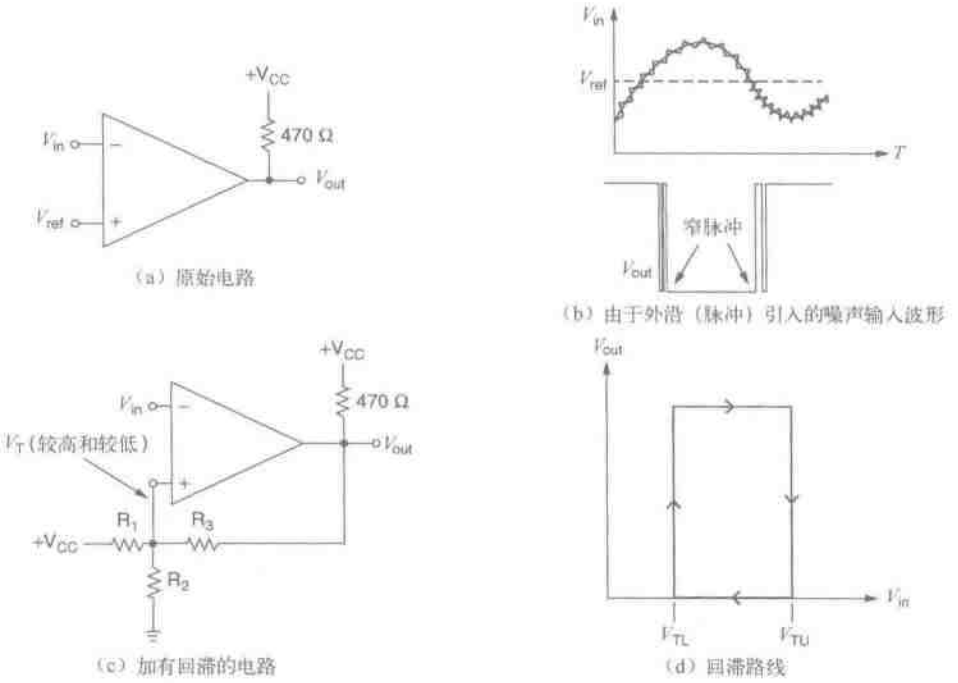


图 16-5　加回滞

当输入信号电压 V_{in} 的幅度大于基准电压时，这时对应的输出电压 V_{out} 为低电位，所以电阻 R_2 和 R_3 相并联，有公式（16-11）和公式（16-12）成立。

$$R_{P_{2-3}} = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \tag{16-11}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$V_{TL} = V_{CC}\frac{R_{P_{2-3}}}{R_1 + R_{P_{2-3}}} \tag{16-12}$$

总的回滞量由 V_{TU}-V_{TL} 决定。

图 16-5（d）所示为相应的回滞曲线，阈值电压会在基于输入电压 V_{in} 的两个状态之间变化。

前面介绍的有关计算是基于电阻值参数值至少要大于上拉电阻值 10 倍的前提条件，所以对上拉电阻的工作影响很小。重要的是在缓慢变化的输入信号加到像比较器这样的高增益器件时可以承受非常低的噪声信号，随这个低电平的噪声信号通过阈值电平时会被放大，对应这个小幅度噪声信号比较器工作于线性工作区。这会造成电路工作状态转换过快，甚至会引起电路振荡，所以加回滞电压显得非常重要，并且电路电源供电的去耦合和良好的电路地对电路稳定工作非常重要。

例如 CMOS 和 TTL 数字电路要求对应输入信号变换有快的输出信号变化沿，所以这些电路注定要受到由于杂散电容或信号线路长度的影响而致使信号波形沿而变圆滑类似的影响。在这些数字电路输入回路中加有叫作施密特触发器的回滞电路，内置的施密特触发电路可以解决由于输入信号噪声对输出信号工作稳定性的影响问题。

▷▷▷ 16.2.4 限幅器

限幅器电路是一种将输入模拟信号转变为数字信号的电路，这里的 0 或 1 是由模拟信号相对于地而言是正电位还是负电位决定的，这个数字信号中包含的唯一信息就是对应信号的方向和过零时间，典型应用场合就是调频（FM）接收机，在调频接收机中所有频率信息都被包含在了过零信息中。如果限幅器电路有足够高的开环增益，在宽动态范围内输出信号和输入信号电平有关，所以需要一个高增益放大器或比较器电路，除 V_{ref} 需要接地外，其他类似图 16-5（a）所示电路。

重要的是需要降低在输入端的任何 DC 偏移电压，这个偏移电压会破坏信号的过零交越，所以需要选用低偏移电压的器件，信号输入需要采用电容耦合以降低电路任何由于前级放大电路对输入信号 DC 偏移的影响。由于这种电路的输出只有两种状态，所以这种类型的电路叫作硬限幅器电路，如图 16-6（a）所示，电源去耦合是很重要的。一般而言，电源去耦合可以选用一个 0.1μF 的瓷片电容器和一个 10μF 的钽电容器，一般在器件的使用手册中有所介绍。

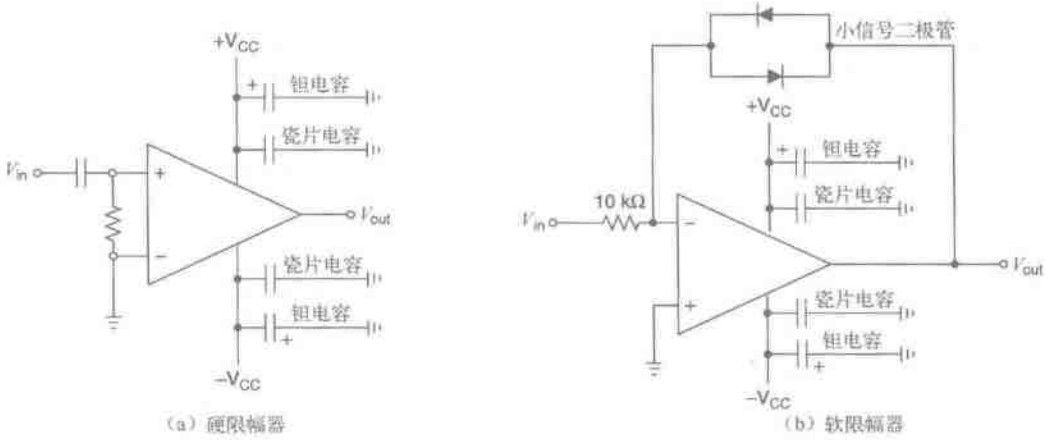


图 16-6 限幅器

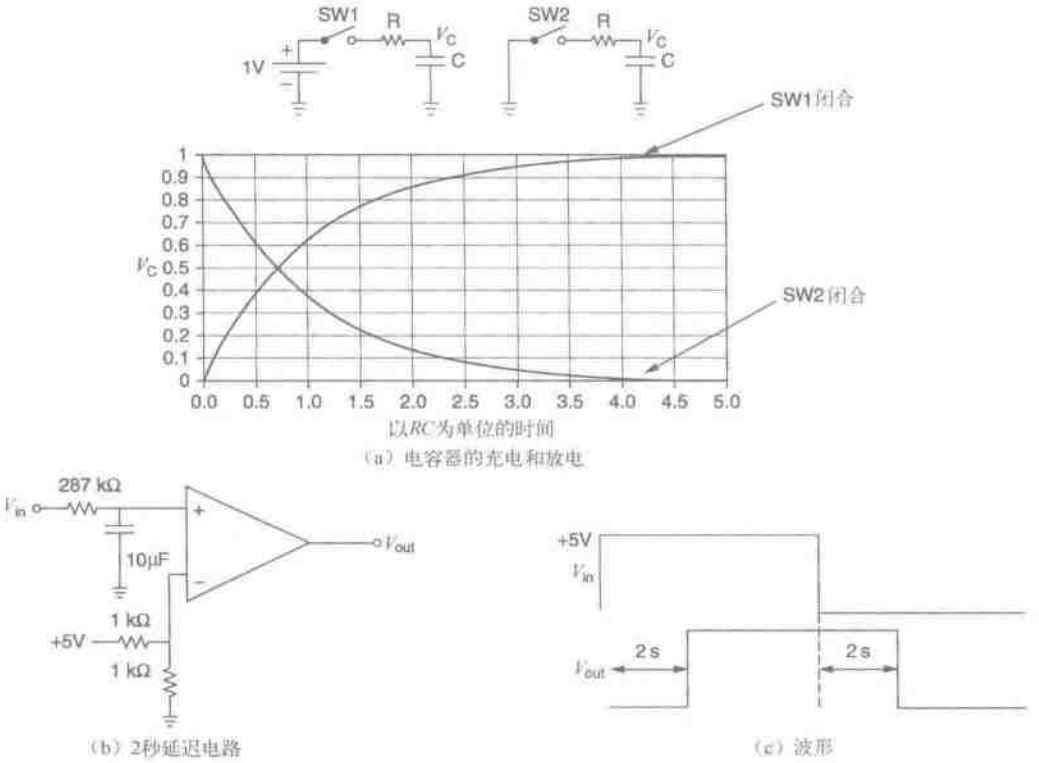
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

实用中还会遇到软限幅器的术语，这种电路可以用于动态范围压缩的应用场合，这类限幅器的典型应用就是完成对数压缩的功能，典型应用电路如图 16-6（b）所示。

▷▷▷ 16.2.5　采用比较器的延时电路

采用运算放大器或比较器的延时电路是一种可以产生预定延时的电路，一般应用于数字电路中，但是定时器电路工作于模拟工作方式。延迟时间取决于对要延时信号沿（上升下降两个沿）RC 网络的时间常数，图 16-7（a）所示为闭合开关 SW_1 来为电容充电到 1V，然后闭合开关 SW_2 为电容放电的电路工作原理图。选用 1V 的考虑是便于使电用。时间轴以 RC 单位给定，这里 RC 乘积叫作时间常数。



（a）电容器的充电和放电

（b）2秒延迟电路

（c）波形

图 16-7　延时电路

在近似 5 个 *RC* 时间常数时间内，通过开关 SW_1 可以使电容充足电，或通过开关 SW_2 使电容放完电，在近 0.7*RC* 的时间内电容器就可以充足 50%或放完 50%的电荷。

电容器通用充电方程式如公式（16-13）所示。

$$V_C = V_{DC}\left(1 - e^{-\frac{\tau}{RC}}\right) \tag{16-13}$$

电容器放电可以用公式（16-14）表示。

$$V_C = V_{DC}e^{-\frac{\tau}{RC}} \tag{16-14}$$

公式（16-13）和公式（16-14）中 V_{DC} 是加到 RC 电路的直流电压；τ 是时间，时间常

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

数为 RC 乘积。

现假定需要延迟一个数字信号 2s 的时间，信号幅度为+5V。如果取基准电压 V_r=2.5V，电路将用 0.7*RC* 的时间来在电容上得到 50%的电压，所以有公式（16-15）成立。

$$2s=0.7RC$$

$$RC=\frac{2}{0.7}=2.86 \tag{16-15}$$

如果选用 10μF 的电容器，需要选用 287kΩ的电阻值（取最接近的电阻值 286kΩ），电路工作原理图如图 16-7（b）所示，每个信号沿的延迟如图 16-7（c）所示，对本应用场合可以选用放大器或比较器电路来实现。

电容器可以选用无极性电容器或有极钽电容器，如果选用有极电容器，使用时需要注意电容器在电路中的极性，对本例而言，电路工作原理图如图 16-7（b）所示，电路中电容器的上端应当接正极。

电路也可以获得更长的延迟时间，但是需要用到大容量的电容器，一般选用钽电容器，钽电容器的漏电可以用一个和钽电容器并联的电阻来等效，这个漏电等效电阻和外界的充电电阻形成分压电路，从而对电路的工作产生误差。由于电容器的漏电比钽电容器的漏电要高得多，输入电压源 V_{in} 可以使用源阻抗低于 1/10 充电电阻的电压源。

图 16-7 所示电路具有信号正沿延迟时间和负沿延迟时间相等的对称延迟特性，也可以获得不对称的延迟工作特性，图 16-8 所示电路就可以用于不对称延迟应用场合。

对应图 16-8（a）所示电路，充电时间为 0.7*RC*，这里的电阻 R 表示电阻 R_1 和 R_2 的并联值，电路的放电时间也为 0.7*RC*，在放电回路放电电阻为 $2R_2$，所以电路的充电时间要快于放电时间。

对应图 16-8（b）所示电路情况相反，电路的充电时间由电阻 R_2 决定，放电时间由电阻 R_1 和 R_2 的并联值决定，所以电路的放电时间要比充电时间短。

对应图 16-8 所示电路，假定输入电压在+5V 与地之间变化，并且可以忽略二极管的正向电压降。例如，如果输入电压为+10V，基准电压为+5V，二极管的正向电压降相对而言不明显。

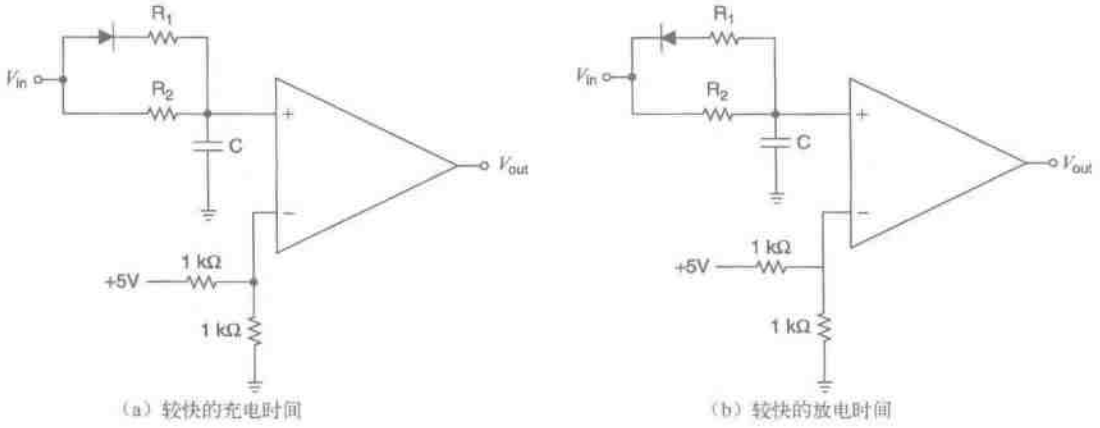


图 16-8　非对称延迟

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

参考文献

Jung, W., ed. (2006). *Op Amp Applications Handbook*, Analog Devices, Norwood, Ma.

Graeme, J. G. (1973). *Applications of Operational Amplifiers: Third-Generation Techniques*, McGraw-Hill, New York.

Texas Instruments. Application Report SBOA092A, "Handbook of Operational Amplifier Applications," October 2001, Dallas, Texas.

Franco, S. (1988). *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, McGraw-Hill, New York.

Texas Instruments. Advanced Analog products SLOD006B, "Op Amps for Everyone," August 2002, Dallas, Texas.

Williams, A. B. (1984). *Designer's Handbook of Integrated Circuits*, McGraw-Hill, New York.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第17章 波形产生

17.1 正弦波信号发生器

在本书前面有关章节中介绍的应当把运算放大器工作中的振荡作为一种应当避免的工作模式，并采取了大量的措施来避免电路振荡，例如可以采取合理的去耦合、控制电路的 Q_S 值，避免电路的极点位于 $j\omega$ 轴等措施。但是，实用中也有要求可调频率和幅度的正弦波输出的应用要求，图 17-1 所示电路为典型的基本反馈电路形式，在第 13 章中介绍了同相放大器的闭环增益表达式，如公式（13-15）所示，具体表达式如下所示。

$$A_c = \frac{A_o}{1 + A_o\beta}$$

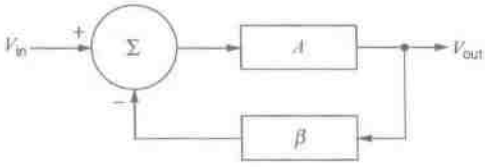


图 17-1 典型的反馈电路工作原理图

上面的公式用于图 17-1 所示电路可以写出的公式（17-1）。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + A\beta} \qquad (17\text{-}1)$$

当 $A\beta = -1$，分母为 0 时电路满足不稳定工作的条件。通过精确地控制电路增益 A 和反馈系数 β，使 $A\beta$ 在某一频率等于−1，电路就会在这个频率点产生振荡，在没有信号输入的条件下有正弦波输出，这种现象叫振荡的巴克豪森（Barkhausen）准则。

这是一个线性振荡器电路，而振荡器电路通过运算放大器交替的在电源供电轨之间饱和导通工作状态，电路工作于非线性区，这就是所谓的张弛振荡器电路。即使电路增益很高，只要相位移为 180°，这个工作于非线性区的运算放大器将会产生满足振荡的工作条件。

17.1.1 相移振荡器

为使 $A\beta = -1$，必须出现 180° 的相位移条件，如果在反馈系数 β 中含有在要求频率点可以产生 180° 相位移的网络，并且满足 $A\beta = 1$ 的条件（在要求的频率点），电路就会发生振荡。在振荡电路设计中的主要目的是迫使在要求的频率点 $A\beta = -1$，这就是巴克豪森（Barkhausen）准则，这时公式（17-1）中分母等于 0。

在 180° 相位点的相位越陡峭的相位变化（$\Delta\phi/\Delta\omega$），只要产生相位移的电路元件参数稳定，电路的谐振频率就越稳定。电路 Q 值越大，对应 $\Delta\phi/\Delta\omega$ 越大，但是对应的 RC 移相网络就不是这种情况。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

相位移振荡器的工作原理是基于级联 RC 网络在某个频率点产生 180° 相位移，在 $\omega=\frac{1}{RC}$ 频率点单一 RC 网络可以产生+45° 的相位移，在接近 DC 频率点时会非对称的接近+90° 相位移。三个级连的 RC 网络可以非对称的接近+270° 相位移点，但是这必须通过+180° 相位移点，通过图 17-2 所示电路控制在+180° 相位移点，就可以决定正弦波振荡器的振荡频率。对应图 17-2（a），所有电阻（除反馈电阻外）的阻值相等，并且所有电容的容量相等，这可以极大的简化电阻和电容参数的计算。

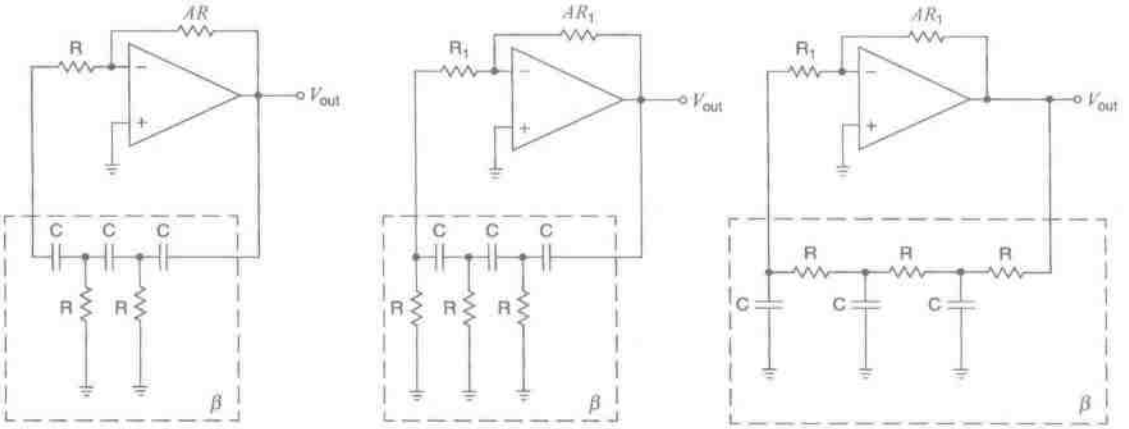
可以利用公式（17-2）计算电路的振荡频率。

$$f_{osc}=\frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \tag{17-2}$$

并且

$$A=29 \tag{17-3}$$

在图 17-2（a）中连接到放大器反相输入端的电阻是 RC 相位移电路的一部分。但是在图 17-2（b）所示的电路结构中不是这样，电阻 R_1 的阻值必须等于 10 倍的 R 阻值，以便不会明显的影响计算出的电路振荡频率。



（a）高通RC电路结构　（b）交替高通RC移相网络　（c）RC低通移相网络

图 17-2　相移振荡器

必须指出的是，图 17-2（a）和图 17-2（b）所示电路不仅仅是简单的三个 RC 网络级联，这是因为每个后面的 RC 网络是前面 RC 网络的负载原因。

如图 17-2（c）所示，180° 的相位移也可以通过低通滤波网络实现，而无需使用高通网络实现，计算方程式如公式（17-4）所示，对电路增益 A 的要求如公式（17-5）所示。

$$f_{osc}=\frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \tag{17-4}$$

并且

$$A=8 \tag{17-5}$$

对应图 17-2，公式（17-4）中要求 $R_1 >> R$。

但是，由于三个 RC 网络之间的相互作用关系，每个后面的 RC 网络是前面 RC 网络的负载，要求的电路增益要大于 8，电路起振需要增益高达 30，为避免 RC 网络之间的相互作用，每个 RC 网络之间可以用电压跟随器隔离缓冲，这样计算出的增益、频率值和实际的增益、频率值越接近。并且阻抗可以逐渐变小以便 RC 电路可以用高得多的阻抗作为负载，这

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

样可以减小各个 RC 网络之间的相互干扰。

图 17-3 所示电路叫作布巴（Bubba）振荡器电路，电路含有四个缓冲的 RC 网络，每个 RC 网络在频率点 $f=\frac{1}{2\pi RC}$ 提供-45° 的相位移。由于电路在-45° 相位移点有 3dB 的衰减或 0.707 倍的增益，通过这四级 RC 移相电路的总损耗为 0.707^4，或等于 0.250，所以电路要求的最低增益 A 为 4，并且要求 $R_1 >> R$。这个电路可以产生两个相互正交（90° ）的输出，因为有四合一封装的运算放大器供选用，所以这个电路实现非常容易。

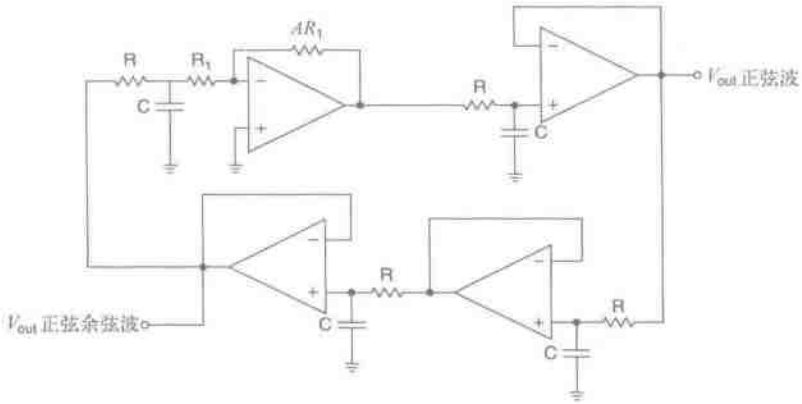


图 17-3　布巴（Bubba）振荡器

相移振荡器可以使用大阻值的电阻和大容量的电容器，非常适用于低频振荡的应用场合（低于 1MHz）。在较高的频率下，放大器的相位移网络本身存在振荡频率和振荡稳定性的问题，并且，实用中移相网络不限于使用简单 RC 移相网络，相移振荡器一般会产生相对干净的正弦波输出。

图 7-11 所示的全通电路可以在频率点 $\omega=\frac{1}{RC}$ 产生-90° 的相位移，所以需要两级这样的电路级联来产生 180° 的相位移，对应电路如图 17-4 所示，利用一个或两个可调电阻就可以在 180° 相位移点电路产生振荡频率可调的振荡，得到可调振荡频率的振荡器电路。

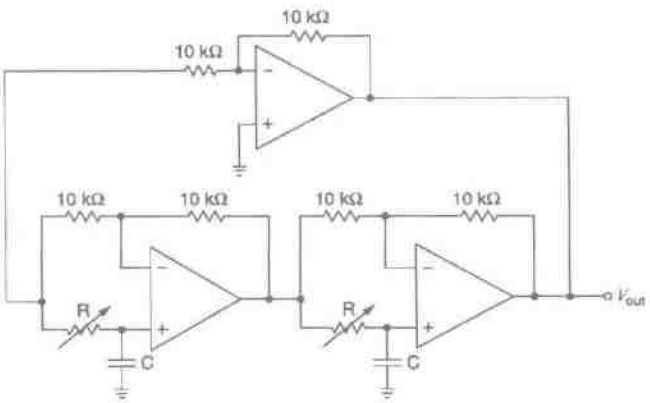


图 17-4　全通振荡器电路

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

17.1.2　维恩（Wien）桥式振荡器

图 17-5（a）所示电路就是所谓的维恩电桥电路工作原理图，维恩电桥首先由 Max Wien 于 1891 发明，自维恩电桥在惠普（HP）的第一款产品 HP200A 精密维恩电桥正弦波振荡器中得到使用后至今在实用中得到了广泛使用，如公式（17-6）所示，现讨论在电路的容抗等于电阻时电路会出现的情况。

$$R=\frac{1}{2\pi fC} \tag{17-6}$$

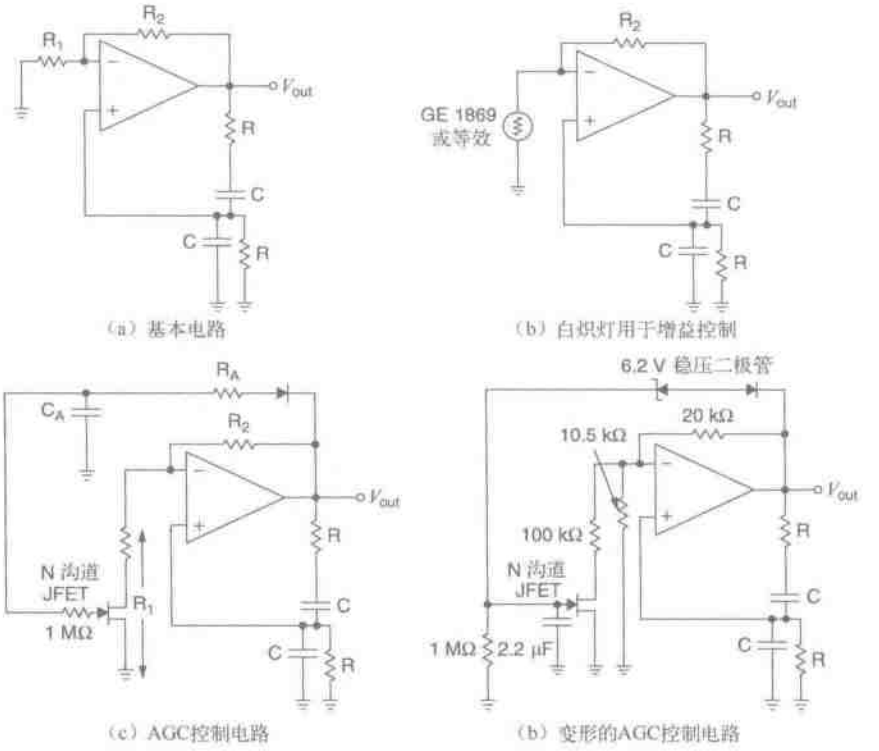


图 17-5　文氏桥式振荡器

可以用公式（17-7）计算串联 RC 电路的阻抗。

$$Z_{\text{series}}=1.414R\angle-45^\circ \tag{17-7}$$

可以用公式（17-8）计算并联 RC 电路的阻抗。

$$Z_{\text{parallel}}=0.707R\angle-45^\circ \tag{17-8}$$

由 Z_{series} 和 Z_{parallel} 构成分压器电路，可以用公式（17-9）表示分压关系。

$$\text{分压器}=\frac{Z_{\text{parallel}}}{Z_{\text{series}}+Z_{\text{parallel}}}=\frac{0.707R\angle-45^\circ}{1.414R\angle-45^\circ+0.707R\angle-45^\circ}=\frac{1}{3} \tag{17-9}$$

如果放大器的增益等于 3，这个增益可以补偿由于分压电路而引入的电压损失，所以对应正反馈端子的增益等于 1，为获得同相端的 3 倍增益，电阻比 R_2/R_1 应等于 2。

虽然维恩电桥可以保持稳定的工作频率，由于电阻 R_1 和 R_2 阻值的原因，电路增益对电

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

阻值比很敏感，电路增益低会导致电路不振荡工作，电路增益太高会导致输出波形失真。实用中会在电路中采用自动增益控制（AGC）电路，通过 AGC 电路可以使振荡电路很好的工作。如果电路用一个小白炽灯来取代电阻 R_1 就可以很好的控制电路增益，钨丝灯泡的电阻和温度之间有很高的正温度系数，所以随信号加大时，通过灯泡的电流也加大，这样会导致灯泡的电阻加大，从而降低电路的增益，这就可以形成 AGC 调节控制机制，从而得到 AGC 控制效果和低失真的正弦波输出。电阻 R_2 的选用原则是能为灯泡提供足够的工作电流，电路工作原理图如图 17-5（b）所示。

可以利用图 17-5（c）所示电路实现电子电路的 AGC 控制，电路中利用二极管取样输出波形的负半波信号，利用这个取样信号产生一个 DC 电压，这个 DC 电压通过 R_A 和 C_A 组成的电路滤波，利用得到的这个负 DC 电压控制场效应管（FET）的导通电阻，对应负的这个 DC 控制电压越大，产生的电路振荡越强。被控场效应晶体管的导通电阻加大，对应的电路增益降低。

这种技术解决方案有多种实现方法，另一个例子如图 17-5（d）所示，随电路振荡过程的建立使二极管导通，一个负的电压被加到了结型场效应晶体管（JFET）的栅极，加大金属氧化物场效应晶体管（MOSFET）的导通电阻，从而将低电路增益。

17.1.3 多反馈带通振荡器

为实现图 17-1 所示典型反馈电路中的反馈系数 β，利用一个可以在中心频率提供 180° 相位移的带通滤波器，可以降低来自带通滤波器输出正弦波信号的谐波失真，在 5.2 节讨论了多反馈带通（MFBF）滤波器的有关问题，图 17-6 结合这个电路和 16.2 节讨论的软二极管限幅器知识，软限幅器可以调节电路的增益以确保电路的振荡工作条件得到满足。同时，多反馈带通（MFBF）滤波器可以提供 10 倍的电路增益，以确保电路振荡，同时，在较高工作频率下 10kΩ的电阻值必须降低到 1kΩ。

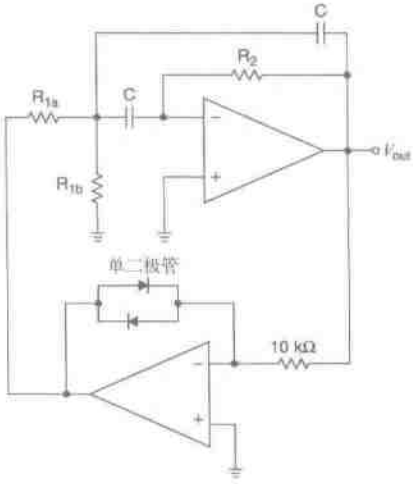


图 17-6 多反馈带通（MFBP）振荡器

在 Q=10 的情况下，计算结果如公式（17-10）、公式（17-11）和公式（17-12）所示。

$$R_2 = \frac{10}{\pi f_{osc} C} \tag{17-10}$$

$$R_{1a} = R_2/2 \tag{17-11}$$

$$R_{1b} = R_2/398 \tag{17-12}$$

式中，f_{osc} 是振荡频率。电阻 R_{1b} 为小调节范围的可调电阻，以获得精密的振荡频率调节效果。

17.2 非正弦信号波形的产生

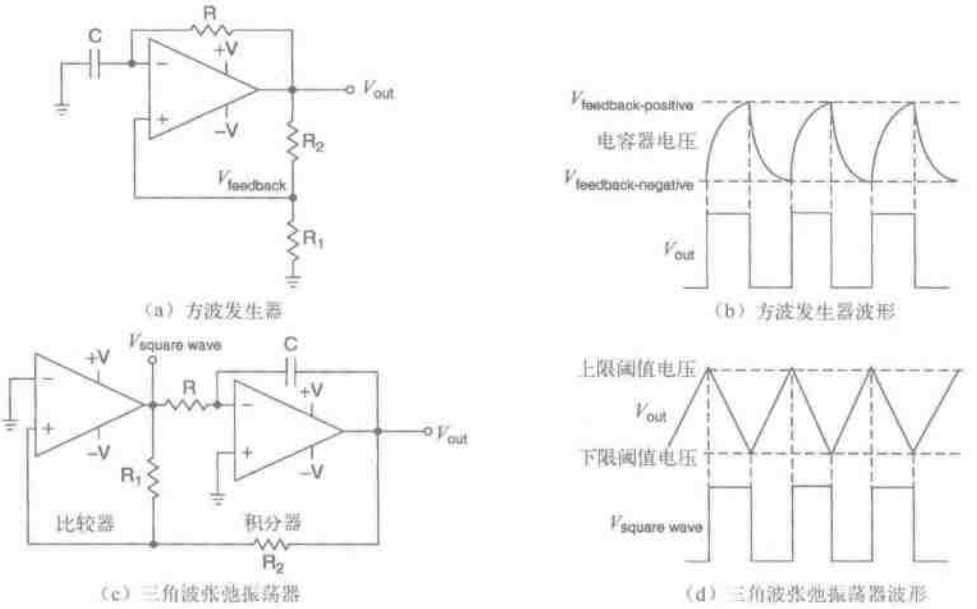
17.2.1 方波张弛振荡器

图 17-7（a）所示为一个可以产生方波的张弛振荡器电路工作原理图，首先假定电容

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

器已放电，输出电压 $V_{out}=+V$，这时电容器将被充电至正电位，直至到达正的 $V_{feedback}$ 电压，对应这点输出将向负的输出方向变化，电容开始向负的方向充电，当达到 $V_{feedback}$ 电压时，这是对应的 $V_{feedback}$ 电压为负，这时输出将变为正，如图 17-7（b）所示，整个过程又重新开始。



（a）方波发生器　（b）方波发生器波形

（c）三角波张弛振荡器　（d）三角波张弛振荡器波形

图 17-7　张弛振荡器

可以用公式（17-13）计算振荡频率。

$$f_{osc}=\frac{1}{2RC\ln\left(\frac{2R_1}{R_2}+1\right)} \tag{17-13}$$

如果电阻 $R_1=R_2$，公式（17-13）简化为公式（17-14）。

$$f_{osc}=\frac{1}{2.2RC} \tag{17-14}$$

▷▷▷ 17.2.2　三角波张弛振荡器

图 17-7（c）所示的比较器-积分器张弛振荡器可以产生三角波，也可以产生方波信号输出，对应的波形如图 17-7（d）所示。电路工作原理如下：首先假定比较器的输出位于最负的输出电平，这个电压将通过电阻 R_1 在比较器的同相输入端确定一个负的偏置电压，并且开始为积分电容器 C 通过电阻 R 以线性的方式充电，积分器的输出斜波通过电阻 R_2，直至克服电阻 R_1 产生的负电压。

这会使比较器输出反相到它的最大正输出，然后积分器将开始向负的方向充电，一旦充电电压达到可以克服比较器的同相输入端由电阻 R_1 决定的正偏置电压时，比较器的输出开始变负，然后周而复始。重要的是需要知道虽然两个电路都产生方波，但是由于对方波积分的原因，只有图 17-7（c）所示电路才可以产生真正的三角波。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

一旦三角波达到了上限和下限阈值电压比较器才会改变工作状态，这个阈值电压决定三角波的峰-峰值，可以用公式（17-15）计算上限阈值电压。

$$上限阈值电压=+V(R_2/R_1) \tag{17-15}$$

可以利用公式（17-16）计算下限阈值电压。

$$下限阈值电压=-V(R_2/R_1) \tag{17-16}$$

公式（17-15）和公式（17-16）中的$+V$ 和$-V$ 表示电路的电源供电电压，所以公式（17-15）和公式（17-16）是在假定比较器输出为轨到轨电源供电电压输出的情况下成立的。如果不是轨到轨电源供电电压输出的情况，上下阈值电压必须是比较器的实际正和负输出电压。

可以利用公式（17-17）计算振荡频率。

$$f_{osc}=\frac{1}{4RC}(R_1/R_2) \tag{17-17}$$

从公式（17-17）可以看出，通过调节电阻 R 的参数值可以实现电路振荡频率的调节。

▷▷▷ 17.2.3 555 定时器

555 定时器是一个得到广泛应用的集成电路，它于 1971 年由 Hans Camenzind 根据和美国西格尼蒂克公司的合同而发明。555 定时器可以工作于许多工作模式，例如可以工作于单稳态和非稳态电路工作模式，可以用于实现精确和非常稳定时间的从毫秒到数小时的时间延迟应用场合，也可以用于精确方波、脉冲波和其他波形产生的应用场合。

555 定时器的内部工作原理框图如图 17-8 所示，图中的引脚号对应 8 引脚封装的 555 定时器集成电路封装引脚号。但是，555 定时器集成电路有多种封装和集成电路结构供选用，例如有采用多种技术的二合一和四合一封装 555 定时器集成电路可供选用。

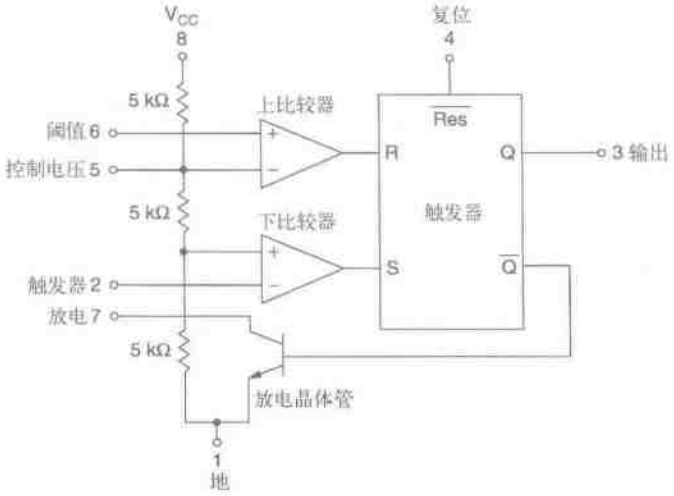


图 17-8　555 定时器内部工作原理框图

在 555 定时器集成电路内部有由三个 5kΩ电阻组成的分压器（555 定时器电路的名字就来源于这三个 5kΩ的电阻，即 555），利用这三个 5kΩ的电阻可以引入$\frac{1}{3}V_{CC}$和$\frac{2}{3}V_{CC}$的两个阈值电压，这里的 V_{CC} 为正的电源供电电压。在触发输入电压低于$\frac{1}{3}V_{CC}$的设定触发器电位

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

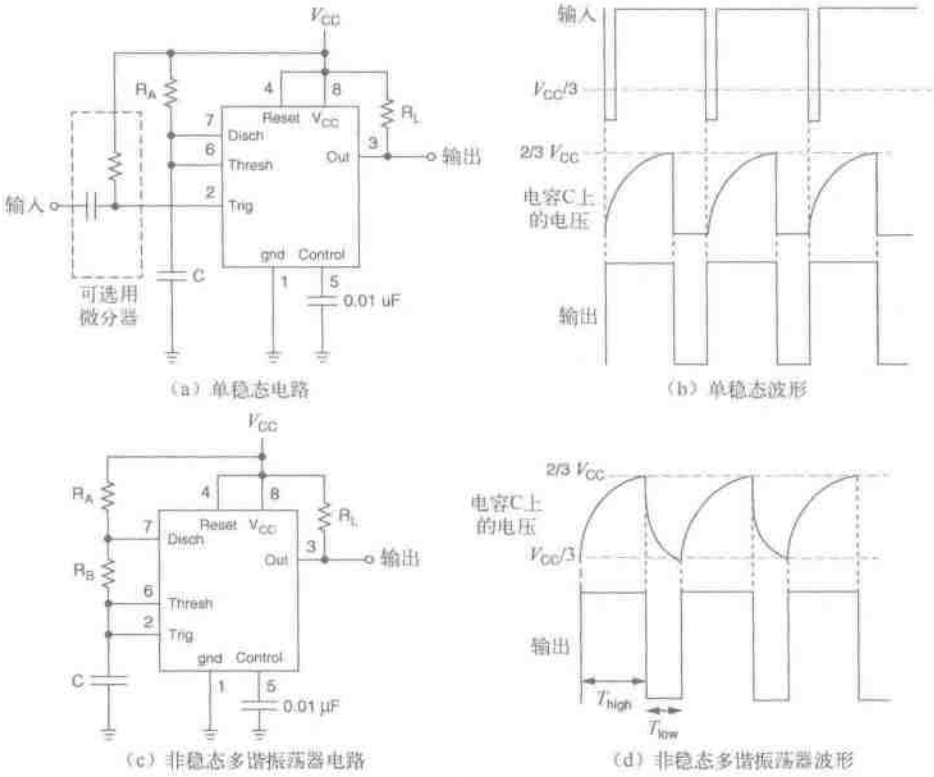
时，较低的（触发器）比较器输出高电平，所以 Q 输出端为高电位。由于这时对应的 $\overline{Q}$ 为低电位，晶体管关断（打开）。当阈值输入电压大于 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 时，上阈值比较器输出高电平，复位触发器，Q 输出变为低电位，对应的 $\overline{Q}$ 变为高电位，晶体管导通，使引脚 7 输出低电位。

总之，当触发器的输入（引脚 2）低于 $\frac{1}{3}V_{CC}$ 的电位，并且当阈值电压（引脚 6）大于 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 时，触发器复位，在第 4 引脚有一个低电位将会优于其他信号输入立即复位电路。

有时这个触发器被认定为锁存器，在这个应用场合这两个术语是一个含义。

1. 单稳态

现考虑单稳态电路的电路结构（有时也叫单稳态），电路工作原理图如图 17-9（a）所示，有关波形如图 17-9（b）所示。在没有输入信号时输出为低电平，一个负向的脉冲低于 $\frac{1}{3}V_{CC}$ 时，下面的比较器可以使电路触发，所以 Q 变为高电平，$\overline{Q}$ 变为低电平，这时晶体管关断。



（a）单稳态电路　（b）单稳态波形

（c）非稳态多谐振荡器电路　（d）非稳态多谐振荡器波形

图 17-9　采用 555 定时器的单稳态和非稳态电路

这时电容器 C 通过电阻 R_A 充电，直至电容器上的电压足够高到大于 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 时，就会触发上面的比较器电路，这时复位触发器，所以 Q 变为低电平，$\overline{Q}$ 变为高电平，晶体管导通，这时电容器 C 放电。注意在电容充电到 $\frac{2}{3}$ 的电阻 R 电压分压时，输入必须恢复到高电

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

位。一般采用一个图 17-9 中所示的 RC 微分器电路将信号沿转换为一个脉冲信号，以确保电路的可靠触发。

可以利用公式（17-18）计算脉冲持续时间。

$$T_{PW}=1.1R_AC \tag{17-18}$$

电容器一般置于控制输入和地之间以避免电路由于瞬态干扰信号的误触发，如果不使用这个电容器，电路复位将保持在正电位。

由于充电速度、阈值电平和 V_{CC} 成正比，并且由 V_{CC} 决定，在指定的工作电压范围内定时时间间隔和供电电压的变化无关。

如果在电容器的充电期间同时有负向脉冲加到了复位端和触发信号输入端，电容器将会放电，并且在复位脉冲的正沿，电容器的充电工作周期又重新开始。在复位脉冲工作期间，输出将会被强制拉到低电位。

2. 非稳态多谐振荡器

图 17-9（c）表示用 555 定时器构成的非稳态多谐振荡器电路工作原理图。通过再加一只电阻 R_B 并且将触发器输入引脚和阈值输入引脚相连接，这个电路就可以以多谐振荡器的方式实现自由振荡（成为一个振荡器电路）。电容器 C 通过电阻 R_A 和 R_B 串联的回路充电，电容器 C 仅通过电阻 R_B 放电，所以适当地选取电阻 R_A 和 R_B 的阻值就可以控制多谐振荡器的振荡频率和占空比，电容器上的电压将会在阈值电压和触发器电压之间摆动（即在 $\frac{1}{3}V_{CC}$ 和 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 之间变化）。

对应输出高电平，可以用公式（17-19）计算电容器 C 的充电时间。

$$T_{high}=0.693(R_A+R_B)C \tag{17-19}$$

对应输出为低电平，可以用公式（17-20）计算电容器 C 的放电时间。

$$T_{low}=0.693R_BC \tag{17-20}$$

可以用下面给出的公式计算对应的振荡周期。

$$同期=T_{high}+T_{low}=0.693(R_A+2R_B)C$$

振荡电路的振荡频率和振荡周期互为倒数，可以用公式（17-21）计算振荡频率。

$$f_{osc}=\frac{1.44}{(R_A+2R_B)C} \tag{17-21}$$

最后，可以用公式（17-22）计算振荡脉冲占空比。

$$\%占空比=\frac{R_B}{R_A+2R_B}\times 100 \tag{17-22}$$

振荡波形如图 17-9（d）所示。

由于在电容器的放电过程中会导致流过晶体管的电流过大，所以电阻 R_A 的参数值不可以取 0，为限制电容器的放电电流不大于 200mA，电阻 R_A 的最小值应不低于 $V_{cc}/0.2$（Ω）。电路得不到精确 50%的脉冲占空比，但是通过仔细的选用有关元件参数值可以得到接近 50%脉冲占空比的振荡信号输出。

3. 时序定时器

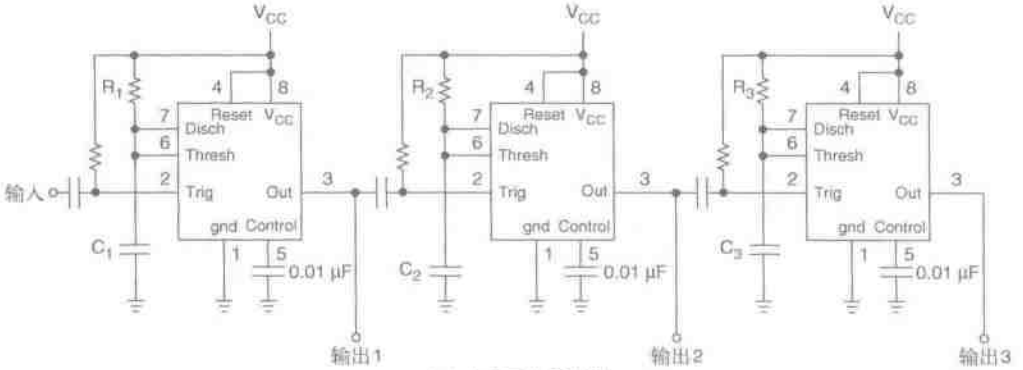
555 定时器有很多的应用，但是本书仅给出了几种说明 555 定时器得到广泛应用的实例，如需要关于 555 定时器电路的其他应用电路可以从相关网站下载有关数据表格和有关应

www.789pdf.com 789书库网

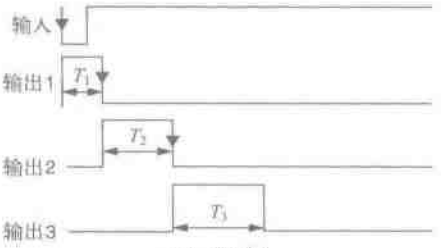
www.789pdf.com 789书库网

用资料。

图 17-10 所示电路给出了可以产生时序脉冲的时序定时器电路工作原理图，电路输入脉冲的负沿可以触发持续时间为 T_1 的输入触发定时器 1，T_1 触发器输出的信号负沿触发定时器 2，定时器 2 输出持续时间为 T_2 的输出信号，最后，T_2 触发器的输出负沿触发定时器 3，定时器 3 输出持续时间为 T_3 的输出信号。



（a）电路工作原理图



（b）波形图

图 17-10　时序定时器

4. 脉冲宽度调制器

图 17-11（a）所示为一个脉冲宽度调制器的电路工作原理图，一串脉冲信号被加到了电路输入端，通过在控制引脚 5 加一个控制电压就可以改变电容器 C 的充电时间，这样这个控制电压加在了上面的阈值电压上，就可以实现对脉冲串脉冲宽度的调制控制功能。

5. 频移键控（FSK）调制器

图 17-11（b）所示为一个频移键控（FSK）调制器电路工作原理图，频移键控（FSK）调制器电路可以实现以一种二进制输入信号方式使电路的工作频率从一个频率向另一个频率变化。调制信号被加到了输入晶体管的基极，通过晶体管的开关工作可以改变和电阻 R_{A1} 并联电路的阻值，从而实现电路工作频率的改变。

6. 线性斜波波形发生器

通过用一个晶体管电流源替换充电电阻 R 就可以得到图 17-11（c）所示的单稳态电路，这样电容器将以线性的工作方式充电，而不是以指数的方式充电，使用中需要引起注意的是电容没有容性负载和电容器并联，以避免影响电路的工作频率，用一个电压跟随器用作缓冲电路是个很好的解决方法，电路的输入和输出波形如图 17-11（d）所示。

www.789pdf.com 789书库网

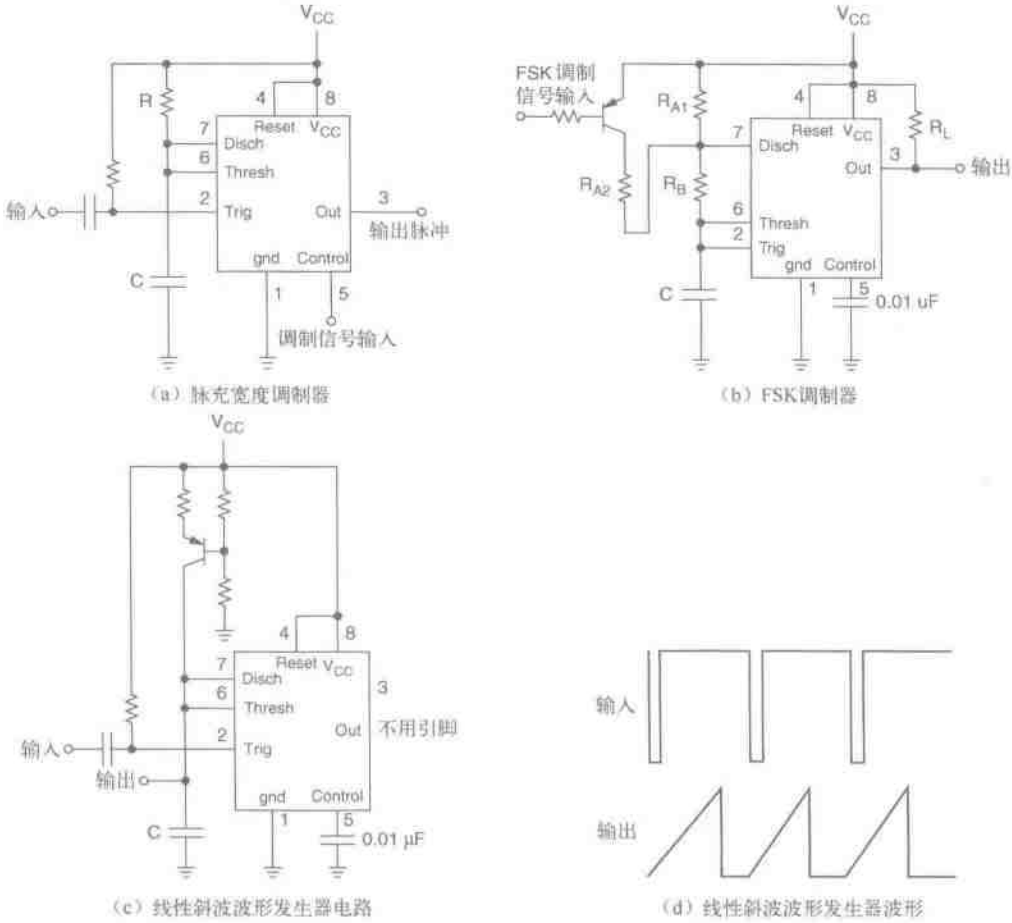


图 17-11　555 电路的一些应用

▷▷▷ 17.2.4　六反相器 RC 振荡器

在数字电路中有一种多功能模块电路就是六反相器电路，电路由六个反相器电路单一封装构成，实用中可以用有关的数字电路技术实现，例如可以利用晶体管-晶体管逻辑电路（TTL）、低功率肖特基电路和 CMOS 电路等来实现，具体电路实现有用带施密特触发器接口的电路、集电极开路、三态输出等实现方式。

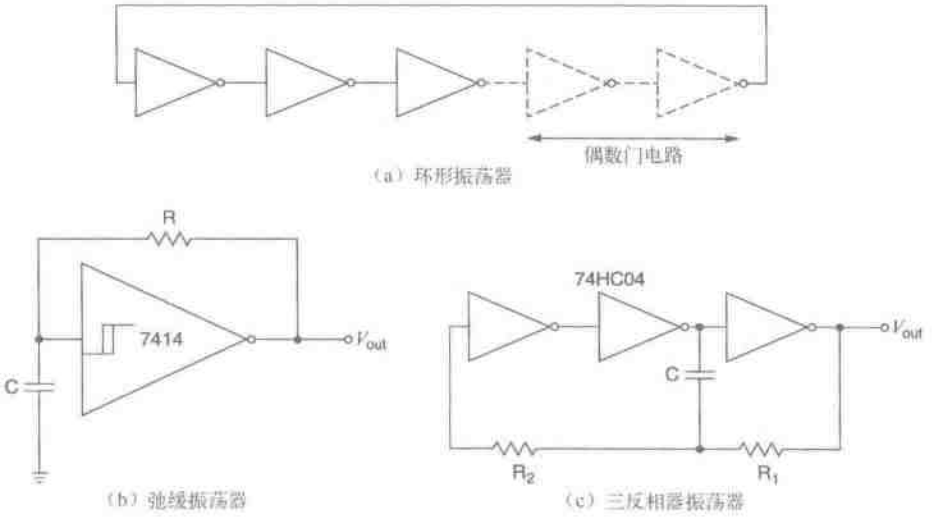
用于反相数字信号电路，也可以用于工作于线性区的模拟电路，在这种应用场合，输出信号在 0 和 1 之间变化。事实上电路可以认为是一个高增益放大器，由于电路没有反馈，输出可以饱和。如果注意图 17-12（a）所示的电路，在这个电路中一串反相器闭路接在一起，这要反相器的数量为奇数，电路就可以产生振荡现象。直观可以这样理解电路的工作过程，可以假设电路某点的逻辑电位为逻辑“1”，就会使反相器的“1”输入产生“0”输出，这又会引起下一个反相器的输出为“1”，如此等等，可以利用公式（17-23）计算电路的振荡频率。

$$f_{osc} \approx \frac{1}{2NT_{PD}} \tag{17-23}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

式中，N 是电路中反相器的个数；T_{PD} 是每个反相器电路的激励延迟时间。



（a）环形振荡器

（b）弛缓振荡器

（c）三反相器振荡器

图 17-12　六反相器振荡器

这个电路的工作取决于反相器的延迟和集成电路的开关阈值电压，所以这个电路的工作精度和工作稳定性不是非常高，但是实用。一般而言，振荡电路的振荡频率范围在 10MHz 内，所以不太适用于低频振荡的应用场合。

1. 施密特触发器振荡器

简单利用六反相器集成电路（IC）就可以构成方波振荡器电路，这些集成电路价格低，振荡电路可以采用不同技术的反相器电路。图 17-12（b）所示为具有施密特输入 TTL 电路技术的一种单一集成电路六反相器 7414 集成电路，构成极简单的方波振荡器电路，7414 集成电路具有+0.9V 的下限阈值电压和典型值为+1.7V 的上限阈值电压。一个正的输出电压会引起电容器充电直至电压达到上限阈值电压，在上限阈值电压点输出电压变低，电容器开始放电直至输入电压达到下限阈值电压，在下限阈值电压点输出将会变为高电位，并且这个过程会重新周而复始，这是一个典型的张弛振荡器电路。

对应 R=10kΩ和 C=2700pF 的应用场合，电路对应振荡频率为 35kHz。利用其他的如 CMOS 技术，电路的振荡频率会有所不同，这可以通过改变 R、C 或同时改变 R、C 的参数来调节电路的振荡频率，需注意的是电路的振荡频率精度和稳定度不是很高，并且电路的振荡频率精度和稳定度对电源供电电压敏感，但是电路简单是主要特点。和六反相器振荡电路一样，输出到负载的信号需要通过一级或两级的六反相器或其他门电路缓冲，以确保获得边沿规则的输出波形。

2. 三反相器振荡器

图 17-12（c）所示电路利用三级六反相器电路构成，电路不限于六反相器电路，也可以用其他 CMOS 具有产生如 NAND 和 NOR 功能的门电路构成。

可以用公式（17-24）近似计算电路的振荡频率。

$$f_{osc}=\frac{1}{2C(0.405R_{EQ}+0.693R_1)} \tag{17-24}$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

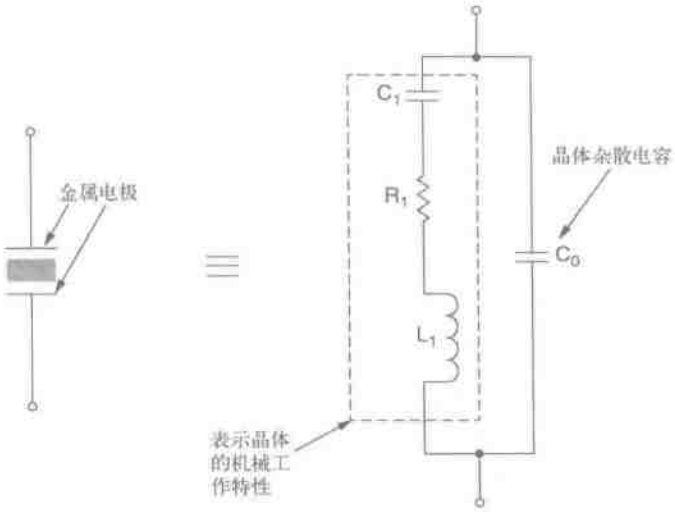
式中，电阻 R_{EQ} 是电阻 R_1 和 R_2 的并联值。

3. 六反相器晶体振荡器

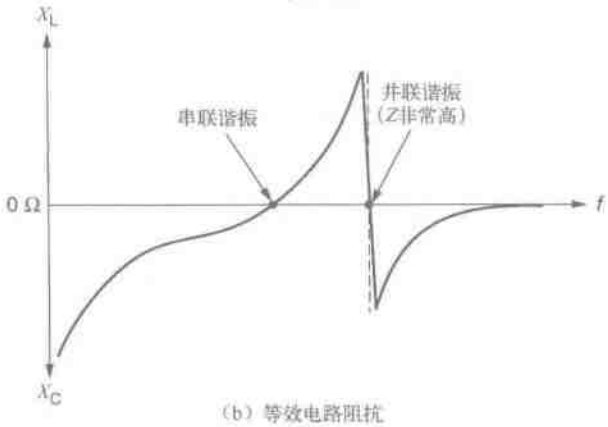
前面介绍的六反相器振荡电路可以用于许多应用场合，电路具有可靠的启动能力，宽的工作电压范围（用 CMOS 电路构成）、易于和其他类型的逻辑电路接口的特点。但是，对电路的工作稳定性和精度要求大于百分之几的应用场合就必须使用晶体振荡器，晶体振荡器较 RC 振荡器在频率精度和稳定度方面有量的巨大变化。

4. 晶体的等效电路

图 17-13（a）所示电路表示石英晶体的等效电路，这里含有一个串联谐振电路和一个并联电容器，串联电路由 L_1 和 C_1 组成，电阻 R_1 表示晶体的机械工作特性，并联电容器 C_0 是由于两个电极而产生的，这两个电极就等效于一个电容器的两个极板，而晶体就等效于电容器的电介质，并联谐振电路由串联电容 C_1、C_0，电阻 R_1 和 L_1 形成。



（a）等效电路



（b）等效电路阻抗

图 17-13　石英晶体

可以用公式（17-25）、公式（17-26）表示谐振电路的有关谐振频率。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$f_{\text{series}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \tag{17-25}$$

$$f_{\text{parallel}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \dfrac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}} \tag{17-26}$$

一般而言，并联谐振频率的精度要大约高于串联谐振频率 0.1%。

图 17-13（b）所示为等效电路的阻抗，在串联谐振频率点，电路的阻抗为电阻性，近似等于 R_1。并联谐振频率稍微高于串联谐振频率，并联谐振出现在阻抗由高度感性到高度容性的变化过程中，就和谐振工作状态的变化类似。晶体具有极高的 Q_S 值，这么高的 Q_S 值利用常用的电感和电容谐振电路是不可能实现的。电感值极高，而串联电容值极低，这就导致了极高的 Q_S 值，表 17-1 所示为一些晶体的典型参数值。

表 17-1　典型晶体参数

参数	200kHz 基波工作模式	2MHz 基波工作模式	30MHz 基波工作模式
R_1	2 kΩ	100 Ω	20 Ω
L_1	27 H	529 mH	11 mH
C_1	0.024 pF	0.012 pF	0.0026 pF
C_0	9 pF	4 pF	6 pF
Q	18 000	54 000	100 000

极高的 Q 值和时间工作稳定性，对工作精度高的应用场所晶体振荡器成了不二的选择，晶体通过对原始石英在特定的石英相对轴的角度切割而得到，这就决定了不仅频率，而且晶体的工作特性，一些切削方法会导致晶体不在基波，而在谐波的位置谐振，这些工作特性都是人们需要的，所以振荡器可以优化工作于基波频率的泛音（复合音）频率。高于 20MHz 的晶体振荡器制造有些困难，所以这时可以采用工作于泛音的工作模式，为确保晶体在较高的泛音频率振荡工作，反馈回路需要在泛音频率较基波频率有更高的增益。有些晶体被优化工作于并联谐振工作模式，晶体的制造将特定于容性负载以获得准确的并联谐振频率。

晶体根据工作频率将采用不同的轴切割，最常用的是 AT 切割，但是也可以采用其他具有特殊工作特性的切割方式，典型的工作精度和稳定度在−10～+60℃的温度范围内可以高达 $\pm 5\times 10^{-6}$（±0.0005%），但是对应大多数的应用场合 $\pm 50\times 10^{-6}$ 或 $\pm 100\times 10^{-6}$ 的精度就可以接受了。对应非常高的工作稳定性要求应用场合可以采用恒温炉的方法，这时晶振电路的工作温度独立于环境温度，恒温炉的温度设定于频率与温度曲线的最平坦区，这样可以使电路工作于对温度最不灵敏的平坦工作区间。

有时对晶体振荡器频率的电性能变化有所要求，例如在锁相环路（PLL）应用场合，这可以利用一个叫作可变电容的器件和晶体振荡器串联来拉这个振荡频率，使这个振荡电路做成具有压控工作特性的压控振荡器。这个可变电容基于反偏二极管的工作原理，这时二极管的结电容是加到二极管 DC 偏置电压的函数。

5. 皮尔斯栅（Pierce-Gate）晶体振荡器

皮尔斯栅晶体振荡器电路如图 17-14（a）所示，由于 CMOS 反相器常被嵌入在一个例

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

如微处理器的复杂器件中，所以这是晶体振荡器电路的最常用电路结构，如图 17-14（b）所示晶体振荡器工作于并联谐振工作模式。

分析图 17-14（a）所示电路的工作原理，需再考虑振荡的巴克豪森（Barkhausen）技术要求，首先考虑晶体和反相器的环路增益，反相器电路提供 180° 的相位移，如果包含 C_A 和 C_B 反馈回路通过晶体形成一个 PI 型的网络，通过这个回路可以提供附加的 180° 相位移，最终形成 360° 的相位移，反相器电路提供足够的环路增益以维持电路振荡，在 360° 相位移电路自动维持这个相位移以维持电路的振荡，所以电路的振荡频率可能略有变化。

电阻 R_F 提供一些负反馈，并且为反相器电路提供偏置电压，使反相器电路工作于高增益线性工作区。一般而言，电阻 R_F 的阻值在 500kΩ～5MΩ区间。有时，电阻 R_F 做在微处理器电路或专用集成电路（ASIC）内部，电容器 C_A 和 C_B 串联形成了晶体振荡器的负载电容。一般而言，电容器 C_A 和 C_B 的容量相等。晶体生产厂商的有关数据表会给出晶体应用场合的负载电容值，电阻 R_S 限制了流出反相器电路的电流大小，以便于使晶体不至于过载，典型的电阻值应等于电容器 C_B 在谐振频率的容抗，对应 20MHz 的 AT 切割晶体，电阻 R_F 的典型值为 1MΩ，电阻 R_S=390Ω，C_A=C_B=27pF。

设计出的晶体振荡器在投入生产前必须首先认定合格，需要测试设计出的晶体振荡器在振荡工作模式、正确的频率、工作温度变化范围内能满足起振的技术要求，对选用的晶体振荡器的工作特性可能生产批次不一样晶体振荡器的工作特性会有所不同。同时对设计出的晶体振荡器电路供电电源电压的变化对振荡工作性能的影响也应测试。

如果反相器电路不是微处理器电路或专用集成电路（ASIC）的一部分，为了获得好的振荡波形沿，最好在振荡器的输出端与负载之间加一级或两级反相器电路作为缓冲电路，施密特触发器电路非常适用于这种应用场合。

有单反相器或三级反相器串联两种 CMOS 门电路可供选用，单反相器电路的工作稳定性好。由于多级反相器电路的环路增益更高，对应多级反相器电路的 R_S 或 C_B 值可以加大 10 倍或更多。

可以利用公式（17-27）计算由于门极激励延时出现在反馈回路的部分相位移。

$$\Phi(°) = \text{频率}(\text{Hz}) \times \text{激励延迟} \times 360° \tag{17-27}$$

在高于 4MHz 的应用场合，通过反相器的 10ns 激励延时会对应 14.4° 的相位移，电阻 R_S 应和小容量电容配合使用，以降低电路的附加相位移，如图 17-14（c）所示，为改进电路的工作稳定性可以采用图 17-14（d）所示电路。

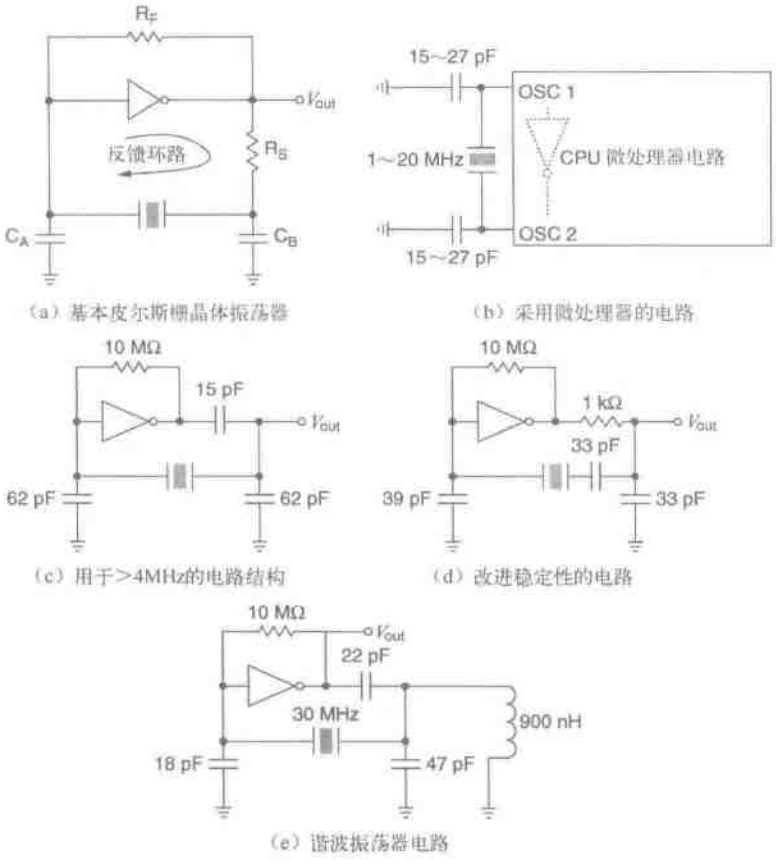
当晶体工作于泛音工作模式，合理选用调谐电路可以使晶体振荡电路谐振于泛音频率，而不是工作于基波或所不要的振荡频率。如图 17-14（e）所示，形成并联谐振电路的电感和并联电容器会在要求的频率位置形成一个高阻抗，并在低于这个频率位置形成一个低阻抗，这样可以避免在不需要的频率位置出现不需要的振荡。

由于需要一些试错的设计过程，所以晶体振荡器的设计有些不准确，在优化晶体振荡电路的设计过程中需要作出几次尝试，晶体振荡电路设计人员应和晶体生产厂商紧密联系以确定所需要的推荐电路，如果晶体振荡器和微处理器一起使用，应从晶体生产厂商给出的晶体技术手册中寻找出要求的晶体技术参数。

所有的振荡器都会输出一些非正弦波，可以利用低通或带通滤波器来滤除这些谐波或任何不需要的频率，以获得所需要的纯正弦波输出。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）基本皮尔斯栅晶体振荡器　（b）采用微处理器的电路

（c）用于>4MHz的电路结构　（d）改进稳定性的电路

（e）谐波振荡器电路

图 17-14　六反相器振荡器

参考文献

Fairchild Semiconductor. "HCMOS Crystal Oscillators Application Note 340," May 1983, San Jose, CA.

Fairchild Semiconductor. "CMOS Oscillators Application Note 118," October 1974, San Jose, CA.

Raymond Cerda, Crystek Corp. "Pierce Gate Crystal Oscillator, An Introduction," *Microwave Product Digest*, March 2008, Ft Myers, Fl.

Mancini, R. "Design of Op Amp Sine Wave Oscillators," *Analog Applications Journal*, Texas Instruments, August 2000, Dallas, Texas.

Mancini, R. *Op Amps for Everyone*, Texas Instruments, August 2002, SL0D006B, Dallas, Texas.

Graeme, J. G. (1973). *Applications of Operational Amplifiers: Third-Generation Techniques*, McGraw-Hill, New York.

Jung, W., ed. (2006). *Op Amp Applications Handbook*, Analog Devices, Norwood, Ma.

Texas Instruments, "Handbook of Operational Amplifier Applications," Application Report SBOA092A, October 2001, Dallas, Texas.

Williams, A. B. (1984). *Designer's Handbook of Integrated Circuits*, McGraw-Hill, New York.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第18章 电流反馈放大器

18.1 电流反馈放大器简介

许多工程师，甚至是许多从事模拟设计的工程师因为没有理解电压反馈放大器的传统结构，所以不会熟练使用电流反馈放大器。但是，一旦设计师对电流反馈放大器熟悉（CFB 运算放大器）后，他们会对电压反馈放大器（VFB 运算放大器）不适用的许多应用场合，而电流反馈放大器则会是一个强有力的工具。

现以电流反馈放大器（CFB）和电压反馈放大器（VFB）之间的主要不同进行分析，电流反馈运算放大器的工作精度不如电压反馈运算放大器，但是，电流反馈放大器的工作频带宽度更宽，输出摆动范围更大，电流反馈放大器的电流输出能力较电压反馈运算放大器要高，输出电流的幅度更高。

电流反馈运算放大器的反相输入阻抗低，但是同相输入阻抗相对要高，所以电流反馈放大器不能用于平衡差分输入类型的电路应用中，在反相输入端存在跨接的反馈电阻或杂散电容时易受峰化现象的影响，这些杂散参数的存在会产生突发振荡现象。结果是，印刷电路板（PCB）的布局对电流反馈放大器的稳定工作有很关键的影响。

电压反馈放大器具有固定的增益带宽乘积，所以放大器的增益越高，频率响应就越差。另一方面，电流反馈运算放大器的带宽受控于反馈电阻，和放大器的增益无关，所以，通过改变电流放大器的输入电阻可以改变电流反馈运算放大器电路的闭环增益，只要电流放大器的反馈电阻值保持不变，电流放大器的闭环带宽将保持相对不变，在电流反馈放大器的应用过程中生产厂商会针对不同的增益范围提供一系列的推荐反馈电阻值供使用参考，如果反馈电阻值加大，电流反馈放大器的带宽会下降。较低的反馈电阻值，电流反馈放大器的带宽上升，电路的相位裕量降低，并且会出现电流反馈放大器电路工作不稳定的现象。但是对零阻值反馈电阻的电压跟随器不存在这些问题，对应这个应用电路有关数据表会给出相关的推荐参数值。

总而言之，电流反馈放大器的工作速率更快，失真更小，工作带宽比电压反馈类的放大器大得多，但是要受到反馈电阻值的限制，所以，电流反馈放大器的工作噪声要大些，并且 DC 工作特性要差些，例如电流反馈放大器的 DC 偏移工作特性要差些。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

18.2　电流反馈放大器的分析和应用

18.2.1　电流反馈放大器模型

1. 同相电流反馈运算放大器

图 18-1 所示为工作于同相工作模式电流反馈放大器的电路结构拓扑，首先可以看出同相输入端和反相输入端通过一个单位增益的缓冲器电路隔开，所以同相输入端输入阻抗很高（为跟随器的输入阻抗），反相输入阻抗（R_O）很低，反相输入阻抗接近于零。同相运算放大器输入端的单位增益缓冲器电路迫使反相输入端跟踪放大器的同相输入端，误差信号是一个流过反相输入端的小电流，这个误差电流“i”被映射为一个是工作频率函数的高阻抗 Z，这里 Z 叫作跨阻抗（互阻抗），在跨阻抗 Z 上会产生一个等于 $i \times Z$ 的电压。

电流反馈放大器（CFB）中的跨阻抗 Z 类同于电压反馈放大器（VFB）中的增益，跨阻抗 Z 越高放大器的工作特性越取决于放大器外围电路无源器件的工作特性。就像在电压反馈运算放大器（VFB）中的增益一样，跨阻抗 Z 也是工作频率的函数。

下面分析图 18-1 所示电路的有关工作参数。

由于单位增益输出缓冲放大器的原因，可以分别用公式（18-1）、公式（18-2）和公式（18-3）表示电路的输出电压 V_{out}、电流 i 和电压 V_G。

$$V_{out} = iZ \tag{18-1}$$

$$i = \frac{V_G}{R_G} - \frac{V_{out} - V_G}{R_F} \tag{18-2}$$

$$V_G = V_{in} - iR_O \tag{18-3}$$

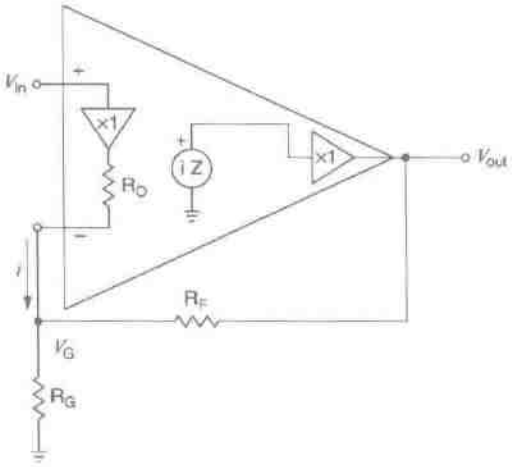


图 18-1　用于同相结构的 CFB 运算放大器

对上面的公式进行有关变换，可以得到公式（18-4）。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{\dfrac{Z\left(1+\dfrac{R_F}{R_G}\right)}{R_F\left(1+\dfrac{R_O}{R_{eq}}\right)}}{1+\dfrac{Z}{R_F\left(1+\dfrac{R_O}{R_{EQ}}\right)}} \tag{18-4}$$

公式（18-4）中 R_{EQ} 表示电阻 R_F 和 R_G 的并联值，由于输入缓冲放大器的输出阻抗 R_O=0，公式（18-4）又可以简化成公式（18-5）。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{Z\left(1+\dfrac{R_F}{R_G}\right)}{\dfrac{R_F}{1+\dfrac{Z}{R_F}}}=\frac{1+R_F/R_G}{1+R_F/Z} \tag{18-5}$$

注意公式（18-5）中阻抗 Z 接近于无穷大（∞），公式（18-5）又可以变换为同相运算放大器的电压反馈增益表达式的形式，即可以简化为公式（18-6）的表达形式。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=1+\frac{R_F}{R_G} \tag{18-6}$$

2. 反相电流反馈（CFB）运算放大器

现讨论反相放大电路拓扑，虽然由于同相放大器拓扑有较高的输入阻抗，可以参考同相放大器电路拓扑，反相电流反馈放大器电路工作原理图如图 18-2 所示。

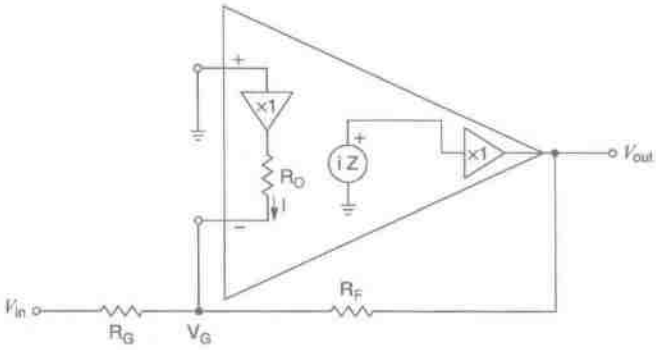


图 18-2　反相 CFB 运算放大器电路工作原理图

先利用下面的有关公式导出反相电流放大器电路的传递函数，有公式（18-7）～公式（18-9）成立。

$$i+\frac{V_{in}-V_G}{R_G}=\frac{V_G-V_{out}}{R_F} \tag{18-7}$$

$$iR_O=-V_G \tag{18-8}$$

$$iZ=V_{out} \tag{18-9}$$

对上面给出的有关公式进行变换后有公式（18-10）成立。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=-\frac{\dfrac{Z}{R_G\left(1+\dfrac{R_O}{R_{EQ}}\right)}}{1+\dfrac{Z}{R_F\left(1+\dfrac{R_O}{R_{EQ}}\right)}} \tag{18-10}$$

式中，电阻 R_{EQ} 是电阻 R_F 和 R_G 的并联值。

与同相放大器的分析一样，假定输出电阻 R_O 非常小，这样就可以得到公式（18-11）的表达式。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=-\frac{1/R_G}{\dfrac{1}{Z}+\dfrac{1}{R_F}} \tag{18-11}$$

式中，阻抗 Z 非常大，所以对公式（18-11）整理后有公式（18-12）成立。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=-\frac{R_F}{R_G} \tag{18-12}$$

注意公式（18-12）和常用的反相电压反馈（VFB）运算放大器的增益表达式一样。

▷▷▷ 18.2.2　稳定性

参见公式（18-5），同相电流反馈（CFB）运算放大器的增益表达式如下。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{1+R_F/R_G}{1+R_F/Z}$$

这非常类似于公式（13-15）表示的经典同相反馈环路增益表达式，表达式如下所示。

$$A_c=\frac{A_0}{1+A_0\beta}$$

在这两个例子中如果分母为 0，则电路工作不稳定，例如公式（18-5）中 R_F/Z 或公式（13-15）中 $A_0\beta$ 变为-1，电压增益表达式就变为无穷大，电路工作不稳定。由于 R_F 和反馈系数 β 都是由固定的电阻性元件组成。对应电流反馈放大器的跨阻抗 Z，电压反馈放大器开环回路的增益 A_0，幅度和相位都是工作频率的函数，Z、A_0 和 β 参数选取不当都可能导致放大器电路工作不稳定。

对应公式（18-5），环路增益 R_F/Z 决定电路的工作稳定性，在大多数情况下 Z 含有两个或更多的极点，所以电流反馈（CFB）运算放大器的工作稳定性几乎完全取决于反馈电阻 R_F 和跨阻抗 Z，而不是像在电压反馈（VFB）运算放大器中那样依赖于电路的闭环增益。

电流反馈运算放大器的数据手册一般会提供用于不同电源供电电压和要求设计增益的优化电阻 R_F 参数值，这些参数值是生产厂商的有关工程师经过大量实验测试得到的，利用这些参数值可以优化电路设计的有关参数值，可以获得在最小峰值响应的最大电路带宽，为了稳定电路的工作和得到设计电路工作频率响应的最小峰值，手册给出了有关折中 R_F 参数值。

设计人员可以自由的选用电阻 R_F 的参数值，可以不选用手册给出的建议选用参数值，但是，电阻 R_F 参数值取得越大，电路的工作带宽越小，R_F 值取值越小可能导致电路工作不稳定。电路工作不稳定也可能是由于反相节点附近电路和电阻 R_F 杂散电容的原因引起。

图 18-3 所示为美国德州仪器增益为 2 的 THS3111 电流反馈运算放大器同相放大电路的频率响应特性曲线，电阻 R_{FB} 的推荐使用参数值为 1.15kΩ，如果这个电阻取值减小，电路的

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

工作带宽加大，但是电路会出现峰值响应现象，这会导致电路工作不稳定。加大电阻 R_{FB} 的取值会降低电路的工作带宽，电阻 R_{FB} 取值 1.15kΩ被认为是一个最佳值。

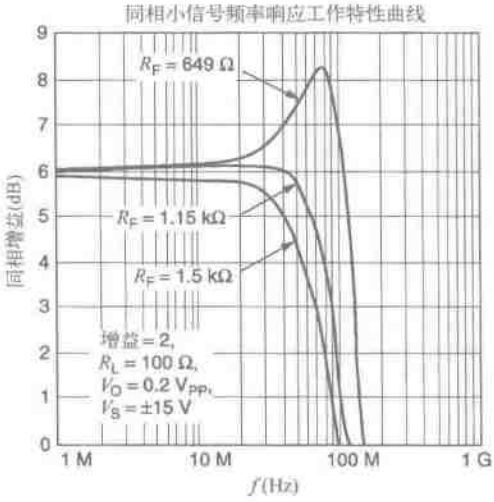


图 18-3　THS3111 的同相小信号频率响应曲线

在电流反馈运算放大器的反馈回路中必须没有电容器，否则会由于高频工作时电容容抗的降低而降低反馈回路的阻抗，最终导致电路产生振荡。

图 18-4 所示为同相和反相小信号频率响应与增益曲线。对每一个增益，都推荐了一个典型的 R_F 值。

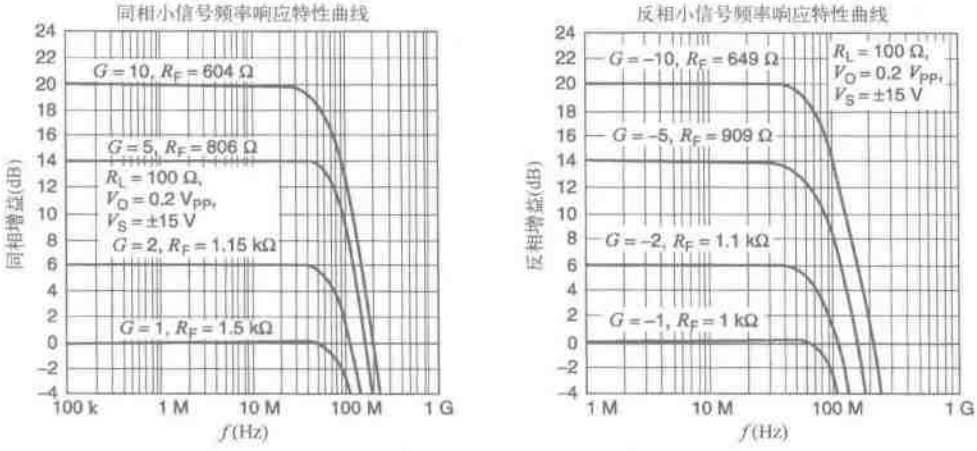


图 18-4　THS311 同相和反相小信号频率响应与增益曲线

▷▷▷ 18.2.3　电流反馈运算放大器的摆率

电流反馈运算放大器在摆率能力、带宽和低失真方面要优于电压反馈运算放大器，如图 18-1 和图 18-2 所示的输出缓冲电路具有大电流和电压摆动的能力，可用于较大电流高摆率的应用场合。但是，输入缓冲电路必须能跟踪快速变化的输入信号，以便得到高摆率的输出信号，最终结果是在脉冲信号加到电流反馈运算放大器时可以获得快的上升和下降时间。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷▷ 18.2.4　采用电流反馈运算放大器实现电压反馈放大器的设计

只要适当的选用反馈电阻就可以利用电流反馈运算放大器来实现大多数的电压反馈运算放大器电路功能，反馈电阻的选用是这个设计过程中最关键的环节，首先可以选用用于不同电路增益的不同反馈电阻 R_F，但是减小反馈电阻 R_F 的取值时需注意电路不稳定工作的电路工作点，加大反馈电阻 R_F 的阻值会导致电路工作带宽超过带宽限制的现象出现。目前最好的实践是印刷电路板的布局甚至比电压反馈放大器的选用更为重要，例如在印刷电路板的布线过程中要避免在运算放大器的反相输入端长印刷电路的布线，以减小杂散电容对电路稳定工作的影响。运算放大器生产商提供的有关数据手册会给出很好的指导意见，也会给出许多印刷电路板布线的许多建议。由于反馈电阻 R_F 的参数值一般在 1kΩ的取值范围内，连接到运算放大器反相输入端的增益设定电阻 R_G 取值较低可以提高电路的增益，所以，在利用电流反馈运算放大器实现电压反馈放大器功能的设计过程中，选用的所有电阻值要取的小些。

图 18-5 所示为利用电流反馈运算放大器实现电压反馈放大器功能的三个基本实现电路，下面讨论这两个放大器之间的不同点。如图 18-5（a）所示的电压跟随器电路中必须使用一只反馈电 R_F，而在电压反馈放大器电路的实现电路中输出和反相输入端可以用一根短路线短路。在图 18-5（b）所示的积分电路中，为了避免由于纯容性反馈阻抗而造成电路工作不稳定，确保电路稳定工作，反馈回路中加了一只串联的电阻 R_B。图 18-5（c）所示电路的反馈电路中有一只反馈电阻 R_F，但是这只反馈电阻在反馈环路内，所以不会影响积分电路的工作性能。在许多积分器电路结构中，最好在积分电容器两端并联一只高阻值的电阻，以避免由于输入 DC 偏移而导致在输出端出现 DC 电压。

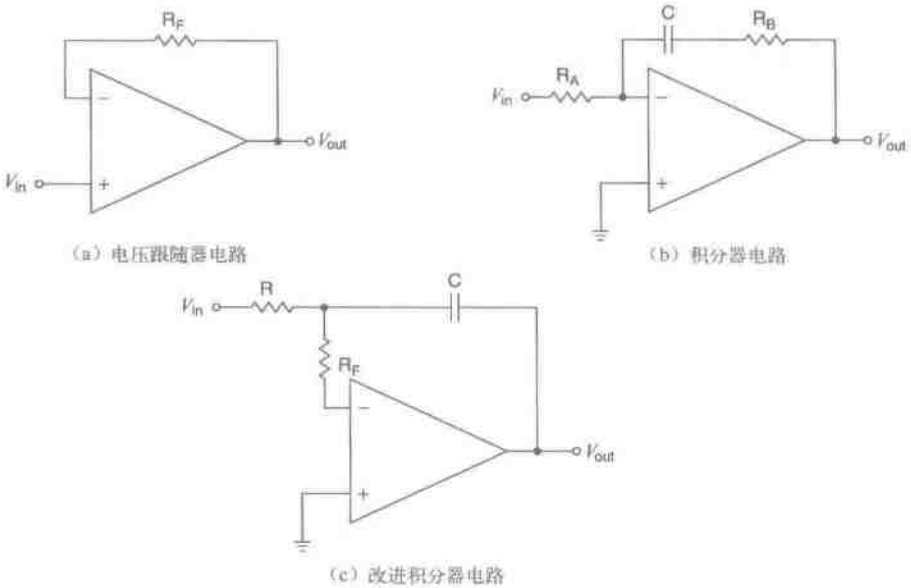


图 18-5　CFB 运算放大器应用

表 18-1 所示为电流反馈放大器的选用指南，这个表中限于资源的原因不会包罗万象，但是给出了电流反馈运算放大器（CFB）的选用和有关可用技术参数范围，在设计工作开始前应当多参考有关电流反馈运算放大器（CFB）有关技术资料，以便于获得满意的设计结果。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 18-1　电流反馈放大器选用指南

生产商	型号	−12信号/节宽	摆率	输出电流	电源供电	特点
Analog Devices	AD8000	1.5 GHz	4100 V/μs	100 mA	+4.5～+12 V	超高速
Analog Devices	AD8001	800 MHz	1200 V/μs	70 mA	±5 V	低功率
Analog Devices	AD8003	1.65 MHz	4300 V/μs	100 mA	+5 V, ±5 V	低噪声，低失调
Analog Devices	AD8005	270 MHz	280 V/μs	–	+5 V, ±5 V	超低功率
Analog Devices	AD8007/AD8008	650 MHz	1000 V/μs	–	+5～+12 V	超低失真
Analog Devices	AD8011	300 MHz	2000 V/μs	–	+5 V, ±5 V	超低功率
Analog Devices	AD8012	350 MHz	2250 V/μs	125 mA	+5 V, ±5 V	低功率，低噪声，低失调
Analog Devices	AD8014	400 MHz	4000 V/μs	50 mA	+4.5～+12 V	低功率，非常低噪声，低失真
Analog Devices	ADA4860-1	800 MHz	790 V/μs	–	+5～+12 V	低功率，非常低噪声，低失调
Texas Instruments	LM6181	100 MHz	2000 V/μs	100 mA	±5 V, ±15 V	允许容性负载
Texas Instruments	LMH6703	1.2 GHz	4500 V/μs	90 mA	±5 V	低噪声，低失真，关断
Texas Instruments	LMH6723, 24, 25	370 MHz	600 V/μs	110 mA	+4.5～+12 V	低功率
Texas Instruments	OPA694	1.5 GHz	1700 V/μs	80 mA	±5 V	低功率
Texas Instruments	OPA2673	600 MHz	3000 V/μs	700 mA	+13 V, ±6.5 V	高输出电流
Texas Instruments	OPA2674	220 MHz	2000 V/μs	500 mA	+12 V, ±5 V	高输出电流
Texas Instruments	OPA2677	220 MHz	1800 V/μs	500 mA	+5～+12 V, ±2.5～±6 V	双，高输出电流，低失真
Texas Instruments	OPA2683	150 MHz	450 V/μs	110 mA	+5～+12 V, ±2.5～±6 V	双，超低功率
Texas Instruments	OPA2684	170 MHz	650 V/μs	120 mA	+5～+12 V, ±2.5～±6 V	双，低功率
Texas Instruments	OPA2695	850 MHz	2900 V/μs	80 mA	±5 V	双，宽带
Texas Instruments	OPA3684	170 MHz	650 V/μs	120 mA	+5～+12 V, ±2.5～±6 V	三，低功率，关断
Texas Instruments	OPA3691	280 MHz	2100 V/μs	190 mA	+5～+12 V, ±2.5～±6 V	三，低功率，关断
Texas Instruments	OPA4684	170 MHz	650 V/μs	120 mA	+5～+12 V, ±2.5～±6 V	4，低失真
Texas Instruments	THS3201	1.8 GHz	6700 V/μs	100 mA	±3.3～±7.5 V	宽带，高摆率，低失真

参考文献

Analog Devices. "Current Feedback (CFB) Op Amps MT-034 Tutorial," October 2008, Norwood, Ma.
Texas Instruments. "Current Feedback Amplifier Analysis and Compensation Application Report," SLOA021A, March 2001, Dallas, Texas.
Williams, A. B. (1984). *Designer's Handbook of Integrated Circuits*, McGraw-Hill, New York.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

第19章 大信号放大器

19.1 D类音频放大器

放大器可以按字母分为A、B、AB、C和D类，本书到现在讨论的放大器主要是A类放大器，这时运算放大器工作于线性工作区，例如运算放大器的输入为正弦波，其输出也会在360°的相位范围内线性跟踪输入正弦波信号。

工作于B类工作模式的运算放大器可以仅在180°的相位范围内输出正弦波信号，另外一个一起工作的运算放大器提供剩余180°相位的正弦波信号，这两个输出信号叠加来重现输入的360°输入正弦波信号，一般用变压器实现这两个180°相位正弦波信号的叠加，从而重构正弦波输出信号。但是，在两个放大器导通的连接小信号区会出现不连续的工作死区，这会在两个180°相位正弦波信号的交越点会产生非线性。

AB类是A类和B类的结合，这里每个放大器的导通角约大于180°，所以在输出混合信号的交越点没有不连续工作区的存在。对C类放大器而言，运算放大器的导通角小于180°，虽然信号被严重衰减了一部分，但放大器的负载是一个并联谐振电路，由于并联谐振的原因会重构正弦波信号输出，在这种应用场合可以使用C类放大电路。

对于D类放大器而言，和其他类型的放大器比较有些独特，输入信号的瞬时值被转换成了脉冲宽度调制信号（PWM）流，PWM脉冲流的频率比输入信号频率高得多。这个PWM脉冲流被送到一个低通滤波器积分，而重现原始正弦波信号。D类工作方式的工作效率明显比A、B和AB类放大器的工作效率高，A类放大器的工作效率典型值为20%，B类和AB类放大器的工作效率典型值为50%，D类放大器的工作效率可以高达90%，原因是D类放大器的工号主要由电子开关的开关过程产生，不像线性放大器中会同时承受瞬时的大电压和大电流，所以电路的功耗小，D类放大器很适用于音频放大应用场合。

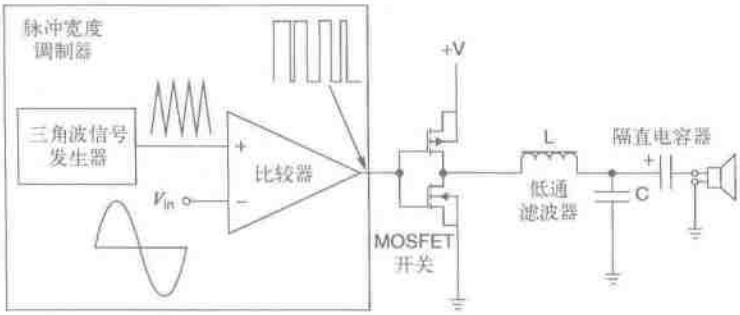
19.1.1 半桥电路拓扑

图19-1（a）所示为基本半桥D类放大器的电路结构图，脉冲宽度调制电路通过将输入音频信号与频率高得多的三角波信号比较会产生一串脉冲信号。一般对音频信号而言，这个音频载波三角波信号频率为250kHz～1.5MHz之间，在没有输入信号时，这时对应50%的脉冲占空比脉冲串在通过低通滤波器后会输出+V/2的DC信号，这个+V/2的直流偏置电压必须通过一个隔直流电容器阻断掉，以避免电路饱和而损坏扬声器。如图19-1所示，这个脉冲占空比大于或小于50%的音频脉冲宽度调制信号脉冲串送到低通滤波器滤波后会输出幅度

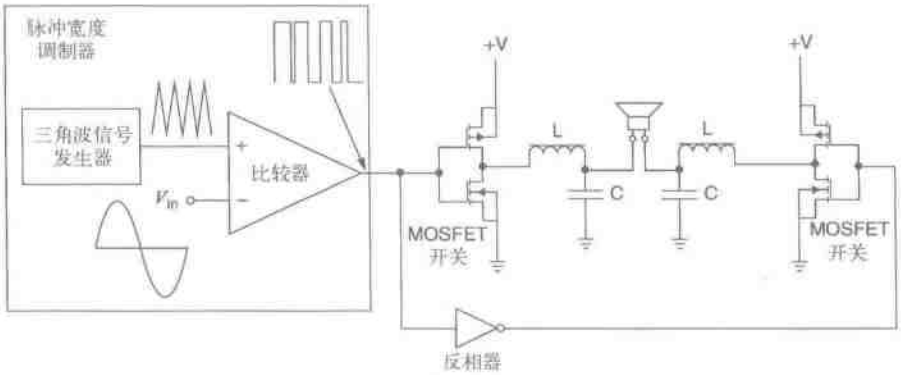
www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

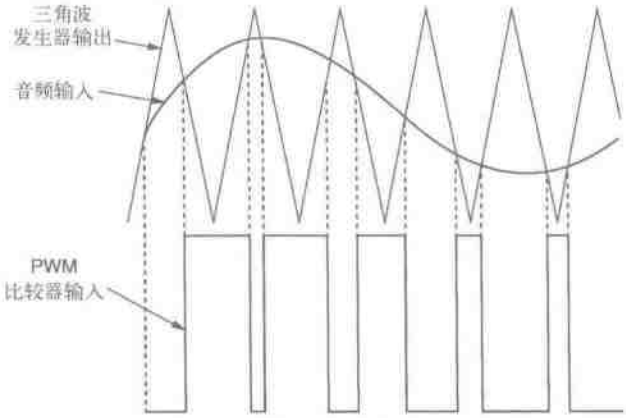
在+V/2 上下变化的重构音频正弦波信号。



(a) 半桥



(b) 全桥



(c) PWM工作

图 19-1　D 类放大器拓扑

图 19-1 中 P 和 N 沟道场效应晶体管在+V 和地之间交替开关导通截止为负载提供工作电流。对理想的开关而言，开关导通时应当在开关上没有电压降，截止时没有电流流过开关，所以在场效应晶体管上没有功率损耗。但是，实际上开关在导通时有很小的电压降，电路的工作效率也非常高。电感的损耗，特别是在电感直流电阻上的损耗比起扬声器阻抗上的功耗

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

要小得多。

19.1.2　全桥拓扑

全桥拓扑电路的简化电路工作原理图如图 19-1（b）所示，扬声器分别由两组场效应晶体管驱动，在 50%脉冲占空比时，幅度等于+V/2 的信号经过滤波器滤波后输出的两个信号抵消，没有直流成分，所以电路不需要使用输出隔直流电容器。由于输出电容器会引起低端频率响应的滚降，所以这个电路的优点是扩展了电路的低频响应。电路的第二个优点，也可能是最主要的优点就是可以获得两倍的电压幅度摆动范围，这样可以使输出功率提高四倍，这种电路有时又称为“H”电路结构，或叫作桥接负载（BTL）电路。

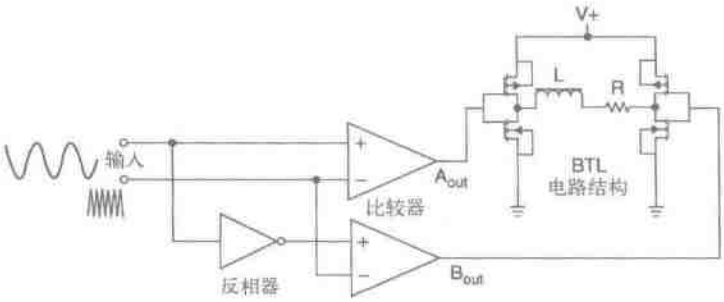
PWM 波形如图 19-1（c）所示，通过输入音频信号与三角波信号波形的比较，比较器输出脉冲宽度随输入正弦波音频信号幅度变化的脉冲宽度调制信号，传统的 PWM 调制有时又称为 AD 调制信号。

19.1.3　没有输出滤波器的 D 类工作

前面介绍了所谓 AD 调制的 PWM 工作原理，通过 PWM 变换低频输入音频信号被转换成了频率高得多的高频脉冲串信号，电路工作效率高。然后 PWM 脉冲串被通过低通滤波器积分恢复原来的音频信号，再将这个恢复的音频信号加到扬声器。低通滤波器由电感器和电容器组成，电感器有铜损（电感导线直流电阻）、电感磁芯引起的交流损耗和由于趋肤效应而引起的损耗。同时电感会磁饱和，这会引起如互调制和谐波失真等原因而造成的非线性，最后，滤波电感器的造价高、体积大。

利用交流调制的工作原理应用于 PWM 调制可以降低电路对滤波的要求，随之有 BD 调制方法的出现。在图 19-2（a）所示电路中，输入音频信号被转换，同相和反相信号被送到了比较器电路，然后比较器输出的信号控制 BTL 电路中的两组场效应晶体开关管。

图 19-2（b）所示为 A-B 输出信号波形，这个 A-B 输出信号又加到用 R 和 L 表示的扬声器负载，这种调制方法又被叫作抑制载波 PWM 调制。从信号的时序图中可以看出 A-B 信号的产身过程。这是一个三电平的信号，可以明显地减少或去掉对低通滤波器的需要，扬声器本身的电感可以用于调制信号的滤波作用，以恢复音频信号。最终提高了工作效率，电路的工作效率可以高达 90%，调制信号的频率需要足够高以便扬声器本身可以用作滤波器，一般而言，调制信号频率大约为 700kHz。

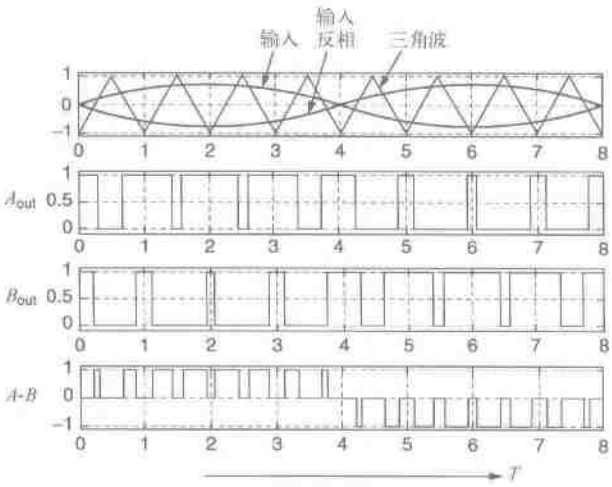


（a）电路工作原理框图

图 19-2　BD 调制

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（b）波形图

图 19-2　BD 调制（续）

在集成电路中也可以使用一些其他的调制方法以提高整体电路的工作效率和去掉外接滤波器电路，这些技术都基于产生一系列脉冲流的工作原理，这些脉冲流既可以是两态的（两电平）也可以是三态（三电平）的，目的是编码输入模拟信号为脉冲宽度、脉冲密度或脉冲幅度信号，再利用扬声器的工作参数经过基本积分恢复音频信号。

并不是所有的扬声器都适用于无滤波器工作模式，例如高音扬声器和压电扬声器等高频扬声器，它们没有足够的电感来实现对波形中对高频成分的滤波作用。

虽然各种形式的脉冲调制可以产生非常高的频率，可以使电路产生很少的热和较低的功耗，但是由于尖的脉冲沿，电路会产生明显的电磁干扰（EMI）。电路中有两种形式的电磁干扰（EMI）：它们是传导和辐射电磁干扰。传导电磁干扰（EMI）通过扬声器和电源供电甚至可以再回到交流（AC）供电电源。辐射电磁干扰（EMI）源于印刷电路板的引线和放大器元件，一种解决方案就是采用扩展频谱调制方法，这时脉冲沿引入了一个跳变成分，这样可以把 EMI 的能量扩展到一个宽的频谱范围，但是这时信号频谱幅度变低了，放大器与扬声器之间的引线需要屏蔽。

虽然无滤波器的工作模式没有滤波器，但是可以利用滤波器技术在不影响电路工作效率的情况下降低电路的 EMI，RF 扼流圈或滤波磁珠和外接引线串联使用可以降低电路的 EMI，仔细的印刷电路板布线可以降低引线长度，合理地进行 PCB 的地线布线，使 PCB 的地线阻抗低，这样可以降低 PCB 地回路阻抗和降低电路 EMI。在放大器输入和输出端利用电容器进行放大器之间的去耦合也会有助于降低电路 EMI，最后屏蔽也有助于降低电路辐射电场影响。

▷▷▷ 19.1.4　D 类 LC 滤波器设计

对应 PWM 调制，常用的低通滤波器设计方案是采用 N=2 的巴特沃斯（Butterworth）滤波器，3dB 带宽应有 40kHz 的范围，以便使高达 20kHz 的音频信号频带能很好地在频率响应曲线的平坦区。现假定场效应晶体管驱动电路的源阻抗等于 0，并且假定负载就是扬声器，扬声器阻抗的典型值为 8Ω，所以对应 40kHz 的 3dB 截止频率、工作于 0Ω源阻抗和 8Ω负载

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

阻抗的工作条件需要用到 2 阶巴特沃斯（Butterworth）低通滤波器。

表 10-2 所示为对应图 19-3（a）所示电路归一化滤波器的元件参数值，现比例缩放这个滤波器为 40kHz 的截止频率，负载阻抗为 8Ω，现利用公式（2-1）、公式（2-9）和公式（2-10）去归一化这个滤波器。有下面的计算结果成立。

$$\mathrm{FSF}=\frac{2\pi 40000\ \mathrm{rad/s}}{1\ \mathrm{rad/s}}=2.513\times10^{5}$$

$$L'=\frac{L\times Z}{\mathrm{FSF}}=\frac{1.414\times8}{2.513\times10^{5}}=45\ \mu\mathrm{H}$$

$$C'=\frac{C}{\mathrm{FSF}\times Z}=\frac{0.707}{2.513\times10^{5}\times8}=0.352\ \mu\mathrm{F}$$

去归一化的电路如图 19-3（b）所示。

图 19-3（c）所示为用于 BTL 电路的滤波器电路，电路工作于平衡工作方式，对地有去耦合以便降低电路的 EMI，0.1 μF 的对地电容也可以滤除不需要的共模噪声信号，电容器对应的理论参数值和标准元件参数值接近。对于扬声器阻抗不是 8Ω的应用场合，公式中的阻抗 Z 可以不一样。同时，可以采用较低的截止频率在获得较好的频率响应平坦性条件下得到更好的高频抑制工作特性。

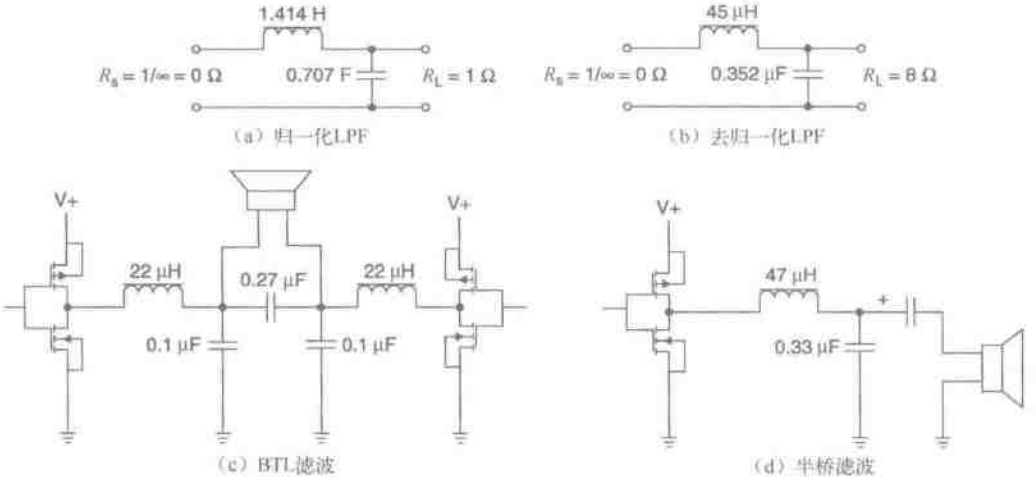


图 19-3　D 类放大器滤波器

对应半桥电路应用场合可以采用图 19-3（d）所示电路，对应立体声应用场合可以采用两个半桥，其中一个需要用到大容量的 DC 隔直流电容器以避免损坏扬声器。

电感器的选用很关键，电感器的几何结构将会决定电感器 EMI 的工作特性，电感器的最佳选择是螺旋管或其他自磁屏蔽结构，避免电路工作非线性需要选用能承受大的工作电流而不至于磁饱和的电感，电感的工作效率和电感绕组的直流电阻和磁芯交流损耗与绕组损耗有关。屏蔽电感有助于降低电感的 EMI。

表 19-1 所示为 D 类功率放大器的选用指南，这个表没有包罗万象，但是这个表给出了可供选用的有关生产厂商，在没有其他所指的情况下，表中所有器件含内部场效应晶体管驱动电路输出接口电路。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

表 19-1　D 类功率放大器

生产厂商	型号	功率	通路数	调制	频率	特点
International Rectifier	AUIRS2092S	高达500W	1	PWM	800 kHz	外部MOSFET和滤波器，过电流保护
Analog Devices	SSM2380	2×2W	2	Σ-Δ 调制	325 kHz	无滤波器，立体声
Intersil	ISL99201	1.5W	1	PWM	375 kHz	无滤波器，内部关断过电流保护
Maxim Integrated Products	MAX9700	1.2W	1	频谱扩散	1.45 MHz	无滤波器，低EMI
Maxim Integrated Products	MAX97000	725 mW	2	频谱扩散	250 kHz	耳机和扬声器放大器
Maxim Integrated Products	MAX97001	700 mW	2	频谱扩散	250 kHz	耳机和扬声器放大器
Maxim Integrated Products	MAX9708	2×21W 1×42W	2	频谱扩散	250 kHz	无滤波器，大功率
Maxim Integrated Products	MAX9742	2×16W	2	PWM	300 kHz	差分输入，低失真
Maxim Integrated Products	MAX9744	2×20W	2	PWM	300 kHz	音量控制
Maxim Integrated Products	MAX9776	2×1.5W	2	频谱扩散	1.1 MHz	高效，无滤波器工作，耳机功效应用
Maxim Integrated Products	MAX98304	3.2W	1	频谱扩散	300 kHz	无滤波器、低EMI，高效
Maxim Integrated Products	MAX98306	2×3.7W	2	频谱扩散	320 kHz	无滤波器，立体声，低EMI，内含5个增益设定
Maxim Integrated Products	MAX98400A	2×20W 1×40W	2	PWM	330 kHz	大功率，无滤波器工作，内含限制电路
Maxim Integrated Products	MAX98500	2.2W	1	PWM	300 kHz	自动电平控制
NXP Semiconductors	TDA8932B	2×15W	2	PWM	320 kHz	高效，无滤波器工作
NXP Semiconductors	TDA8933B	2×10W	2	PWM	320 kHz	高效
On Semiconductor	NCP2824	2.4W	1	PWM	300 kHz	高效，内含AGC
RoHM	BD5460GUL	2.5W	1	PWM	250 kHz	无滤波器，低电压
STMicroelectronics	TS4999EIJT	2×2.8W	2	PWM	280 kHz	无滤波器，3D效果
Texas Instruments	LM4675	2.65W	1	扩展频谱	300 kHz	无滤波器
Texas Instruments	LM48310	2.6W	1	扩展频谱	300 kHz	超低EMI，无滤波器
Texas Instruments	LM48520	2×1W	2	扩展频谱	300 kHz	无滤波器，立体声，低EMI，内含4个增益设定
Texas Instruments	TAS5176	5×15W 1×25W	6	PWM	384 kHz	大功率，多通路
Texas Instruments	TAS5615	2×160W 1×300W	2	PWM	400 kHz	大功率，低失真
Texas Instruments	TAS5630	2×300W	2	PWM	400 kHz	大功率，高效
Texas Instruments	TAS5630B	2×300W 1×400W	2	PWM	400 kHz	大功率，低失真
Texas Instruments	TPA2015D1	2W	1	PWM	600 kHz	内含AGC
Texas Instruments	TPA2028D1	2.65W	1	PWM	300 kHz	内含AGC
Texas Instruments	TPA2100P1	19-Vpp	1	PWM	1.2 MHz	无滤波器，大功率
Texas Instruments	TPA3110D2	2×15W	2	PWM	310 kHz	用于压电陶瓷扬声器
Texas Instruments	TPA3111D1	10W	1	PWM	310 kHz	用于压电陶瓷扬声器
Texas Instruments	TPA3112D1	25W	1	PWM	310 kHz	用于压电陶瓷扬声器
Texas Instruments	TPA3123D2	2×25W	2	PWM	250 kHz	大功率

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

▷▷ 19.2　分频网络

本书不是关于音频的介绍，但是，本书前面讨论了关于 D 类放大器以及滤波器方面的有关问题，下面介绍关于分频网络的有关内容。

讨论的 D 类音频功率放大器应当具有在音频频谱范围内有宽的带宽，但是，扬声器的带宽有限，所以可以用一个常用的分频器网络根据各种扬声器阵列的要求来适应扬声器的工作频带，这些扬声器一般有低频带（低音扬声器）、中频带和高频带（高音扬声器）扬声器。现首先考虑一个单通道，实用中有两种拆分频带的方法。第一种是在放大器后面接一个有源滤波器，在这种应用场合需注意要使用三个放大器，每个放大器用于各自的工作频带。第二种也就是最常用的方法，在单个放大器后面加一个无源分频器网络（对每个放大器通路如此）。

高音扬声器一般是优化工作于 2～20kHz 频带的小扬声器，结构和体积较大的低频扬声器结构相同，可以通过分频器网络驱动。但是实用中还有一些压电器件用作高音扬声器，这在使用时需要专用放大器电路，并且需要高压驱动。

图 19-4（a）所示电路工作原理框图给出了含两个频带分离滤波器的典型电路结构，这两个频带分离滤波器中一个是用于提取低于 1kHz 频率频带的低通滤波器，一个是用于提取高于 1kHz 频率频带的高通滤波器，然后把提取出的两个音频信号送到相应的扬声器，所以分频频率为 1kHz。图 19-4（b）所示为一个三路分频系统的电路工作原理框图，对应的分频频率分别为 800Hz 和 4kHz。

现考虑简单的一阶低通滤波器和高通滤波器分频网络，取源阻抗等于 0Ω（假定为理想放大器）和负载阻抗为 8Ω，负载为 8Ω的扬声器。归一化的参数值如图 19-4（c）所示分别为 1H 和 1F，这对应-3dB 截止频率为 1 弧度，对应负载阻抗为 8Ω的扬声器去归一化这些参数，利用公式（2-9）和公式（2-10）可以得到对应-3dB 频率点（分频）1kHz 频率的有关参数。

$$L' = \frac{L \times Z}{\mathrm{FSF}} = \frac{8}{2\pi \times 1000} = 1.27\ \mathrm{mH}$$

$$C' = \frac{C}{\mathrm{FSF} \times Z} = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 8} = 19.9\ \mu\mathrm{F}$$

最终结果如图 19-4（d）所示，对应扬声器阻抗不等于 8Ω的应用场合，可以用需要用的阻抗值带入上面的公式中的 Z 计算出对应的结果。

可以利用第 10 章中介绍的有关表格来获得阶数高于 N=1 的高阶滤波器来获得更陡峭的滤波工作特性。设计可以基于 0Ω源阻抗（放大器侧）和 1Ω负载阻抗的设计条件进行，设计出的结果可以再比例缩放为扬声器的实际阻抗值。对应阶数大于 N=4 的滤波器可以得到的好处有限。最好选用巴特沃斯型的滤波器，这样可以避免纹波和电路对元件参数敏感的问题。

对应图 19-4（b）所示的带通滤波器，可以采用低通和高通滤波器级联的方法实现，最简单的实现方法就是一个电感和电容串联的实现方法，这时扬声器的阻抗值可以利用公式（2-9）和公式（2-10）计算。由于带通滤波器在低的截止频率和高的截止频率之间需要扩展到大于一个倍频程，可以独立的设计高阶滤波器，然后再把设计出的高阶滤波器级联来实现带通滤波器。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

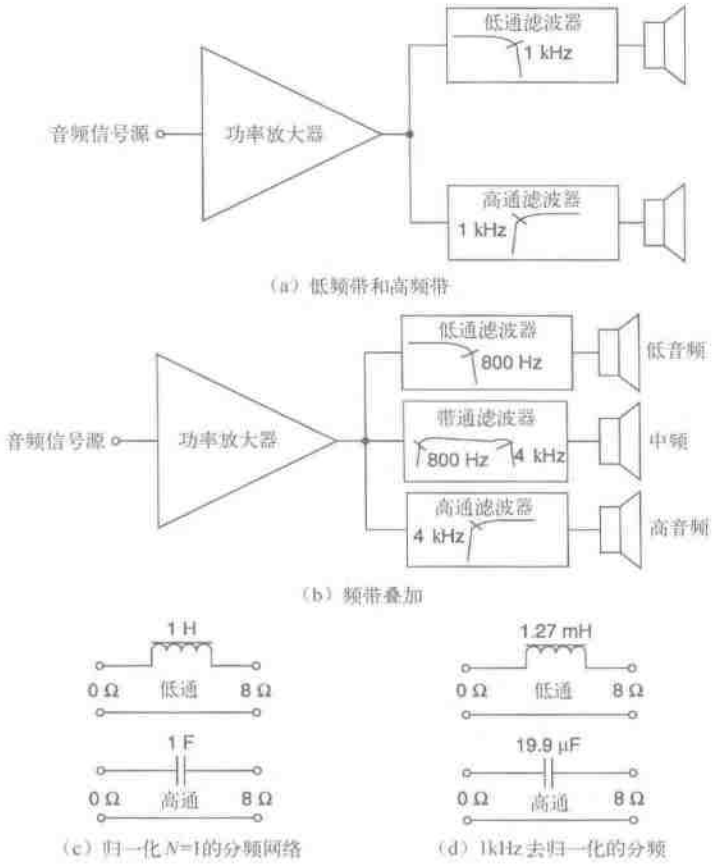


图 19-4　分频网络

元件的选用如下。

1. 电容器

虽然可以选用电解电容器，但是要求电解电容器上的电压极性不能反向，最好使用塑料薄膜类的电容器，在这个应用场合塑料薄膜类的电容器的工作可靠性更高，损耗更低。常用的电介质有聚酯薄膜（涤纶）、聚碳酸酯和聚苯乙烯。

在使用中应确保电容器的额定电压值至少为加到电容器上最大电压的两倍，如果确实使用了电解电容器，应使用低介质损耗角（DF）的电解电容器。

2. 电感器

电感器是分频器网络中最重要和价格最高的器件，电感器有 Q 这个技术指标，$Q=\frac{\omega L}{R}$，这里的 R 表示电感器的直流和交流损耗电阻。

电感器的 Q 值低，相应电感器的工作效率也低。在音频频带的低端，大多数的电路损耗是由于电感器的直流电阻引起的，但是随工作频率的增加，电感器的磁芯损耗成为需要考虑的因素。空心电感没有磁芯损耗，也没有非线性工作特性，但是，由于电感器的磁导率低（等于 1），所以如果电感器的直流电阻大，则对应的电感器绕组匝数也多些，结果是电感的损耗也大些，会降低工作效率。对应磁芯电感器的直流电阻明显降低，但是磁性材料会引起电感器的工作非线性，例如如果磁芯选用不合理就会出现谐波失真的问题。为了获得最佳效

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

果，大线径导线绕制的空芯电感工作特性最佳，这时对应的电感器绕组的直流电阻小，虽然电感器可以定制，但是大多数的音响发烧友还是愿意自己动手制作电感。

19.3　变压器耦合线路驱动器结构

第 18 章介绍了从输出电流和工作速度角度而言具有高输出能力的电流反馈放大器，但是，许多应用场合要求平衡输出，这就需要附加变压器。例如，用于电话和音频系统的传输线易于受到外界杂散电场的干扰，并且容易受到磁耦合噪声的影响。

平衡传输线允许噪声的存在，平衡传输线的两根信号线中引入等量的噪声，这些噪声在传输的过程中在变压器的另一端可以相互抵消，这些被抵消的干扰信号是共模干扰信号，差模干扰信号在传输线传输的过程中不会被抵消。变压器仅通过加到变压器初级绕组的差模干扰信号到次级绕组。一般传输线的两根导线绞合制作，这样可以确保每根导线受到外界干扰时的干扰相等。例如以太网线、电话线、局域网（LAN）线、平衡音频信号线等就是这样制作的。变压器耦合的另外的优点就是可以平衡匹配线路阻抗，提供电路的 DC 隔离功能。

19.3.1　传统变压器耦合线路驱动器

图 19-5（a）所示为基本电流反馈放大器（CFB）的电路工作原理图，这个电路采用变压器耦合输出，电路的源阻抗 R_S 由反射到次级的负载电阻 R_O 和变压器的匝数比的平方决定，如公式（19-1）所示。

$$R_S = R_O N^2 \tag{19-1}$$

现假定输出电压 $E_{OP\text{-}AMP}$ 在没有运算放大器内部电压降（实际上会有小的电压降）的情况下在 $-V$～$+V$ 的范围内变化，电路输出高达 $E_{OP\text{-}AMP}$ 的电路增益等于 R_F/R_G+1。

通过合理的变压器阻抗匹配，由于在负载电阻 R_O 上 6dB 的电压降的原因，在负载 R_O 前（变压器初级）上的最大电压变化范围为 $-V/2$～$+V/2$，如过变压器的匝数比等于 $N=1$，这样有 $R_S=R_O$，在假定变压器也是无损的条件下，E_{out} 的变化范围也将是 $-V/2$～$+V/2$。

19.3.2　差分变压器耦合线路驱动器

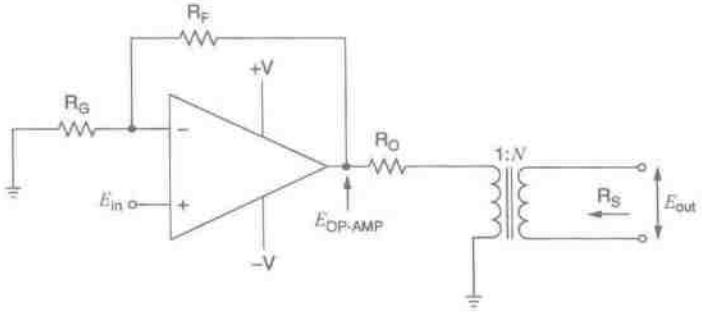
图 19-5（b）结合了第 14 章介绍的变压器耦合输出仪器放大器的电路结构，电路中的运算放大器采用电流反馈型（CFB）的运算放大器，电路输入和输出均为差分信号，下面讨论这种电路结构可以得到的最大输出。

在 E_A 点的信号幅度在 $-V$～$+V$ 之间变化（这里假定在运算放大器上没有电压降），同时，在 E_B 点的电压摆动范围为 $-V$～$+V$，但是 E_B 点的信号相位和 E_A 点的信号相位差 180°，所以 E_B 点和 E_A 点之间的电位差变化范围将为 2（$+V$）～2（$-V$）。例如，如果 $+V$=+12V 和 $-V$=−12V，这时对应的电位变化范围将为+24V～−24V，放大器将会产生 ±24V 的差分输出信号电压，这是图 19-5（a）所示电路的两倍。

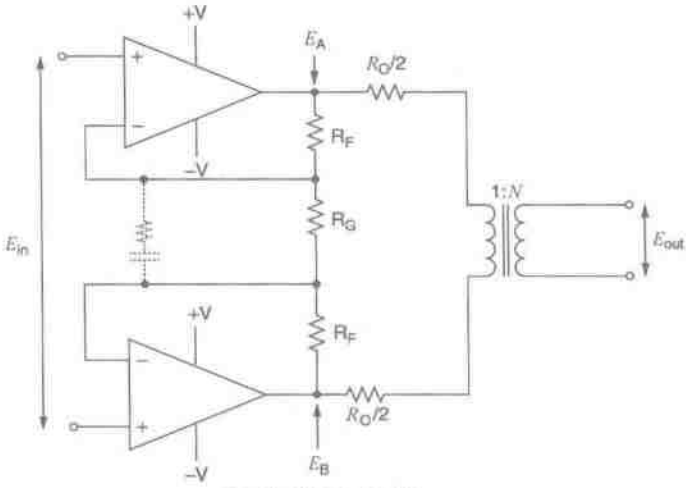
在两个源电阻（$R_O/2+R_O/2$）上会产生共 6dB 的压降，假定变压器的匝数比 $N=1$，并且变压器为无损耗变压器，所以 E_{out} 的变化范围为 $-V$～$+V$，这是图 19-5（a）所示电路负载为 R_L 时的两倍，或输出功率为图 19-5（a）所示电路负载为 R_L 时的四倍。和电阻 R_G 并联的可选用 RC 网络用于高频提升，以补偿运算放大器和变压器带来的工作频率滚降。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网



（a）传统结构



（b）差分输出电路结构

图 19-5　变压器耦合线路驱动器

在一些应用场合，变压器的匝数比不是 1∶1，如果电阻 R_O 不等于 R_L 时就会出现这个问题，这时可以利用公式（19-2）计算变压器的匝数比。

$$N=\sqrt{\frac{R_L}{R_O}} \tag{19-2}$$

▷▷▷ 19.3.3　有源输出阻抗线路驱动器

图 19-5（b）所示电路的缺点之一是放大器一半的输出电压在串联匹配电阻 R_O（$R_O/2+R_O/2$）上损耗了，变压器初级上的电压变成为（E_A-E_B）/2。所以，功率放大器输出的一半功率都消耗在了串联匹配电阻上，必须加倍电源供电电压才会对这些在串联匹配电阻上损耗掉的信号功率有所补偿。

图 19-6（a）所示内电路叫作有源输出阻抗线路驱动器电路，这个电路可以使串联匹配电阻 R_S 的阻值明显降低，这样就可以降低匹配电阻造成的电压降和输出功率损失，并为电路提供合理的阻抗匹配。这很明显在电路中需要用到大量的线路驱动器，为实现这个目的在电路中加了两个交叉反馈电阻 R_{FB} 为电路提供正反馈，这样可以提高 R_S 的有效电阻。

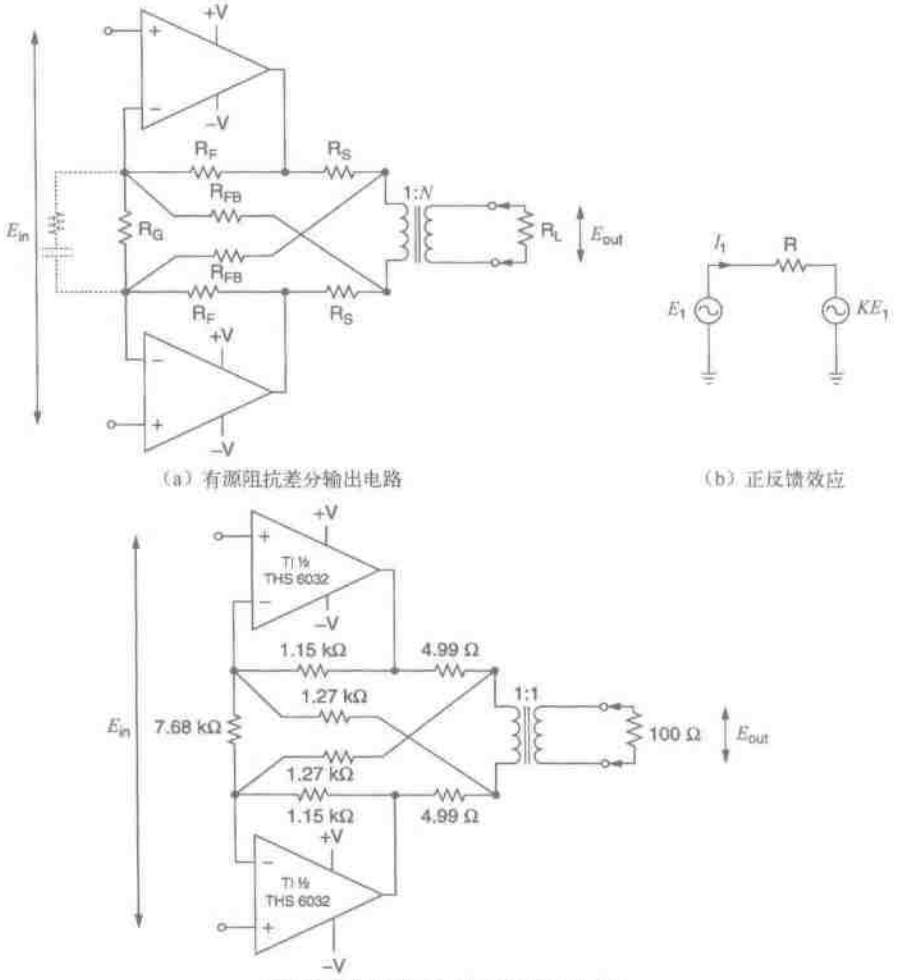
先讨论电路如何通过正反馈实现这个目的地。观察图 19-6（b）所示电路，这个电路中有一个加到电阻 R 的电压源 E_1，电阻 R 的另一端接到了 KE_1 点，电压 KE_1 等于电路所加电

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

源电压的一个分数 K，现假定电压 KE_1 和电压 E_1 同相位，这对应于电路的正反馈，可以用公式（19-3）表示电路流过电阻 R 的电流 I_1。

$$I_1 = (E_1 - KE_1)/R \tag{19-3}$$



（a）有源阻抗差分输出电路　　（b）正反馈效应

（c）采用典型值的有源阻抗差分输出电路

图 19-6　有源阻抗

如果系数 K=0，电流 I_1 由 E_1/R 决定；如果 K=1，电流 I_1 等于 0。

公式（19-3）也可以用公式（19-4）表示。

$$I_1 = \frac{E_1}{\frac{R}{1-K}} \tag{19-4}$$

电路有效电阻 R_{EFF} 变为公式（19-5）所示。

$$R_{EFF} = \frac{R}{1-K} \tag{19-5}$$

由于正反馈的原因，只要系数 K 接近于 1，电路的有效电阻就会接近于无穷大，这个工作特性在图 19-6（a）所示电路中得到了应用，这里为了降低电路的功率损耗，电阻 R_S 取了一个

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

很小的阻值，电路采用正反馈可以提高电阻 R_S 的等效电阻值，以便为负载提供合理的阻抗。

由于通过电阻 R_{FB} 提供了正反馈，可以用公式（19-6）计算电阻 R_S 的有效电阻值。

$$R_{EFF}=\frac{R_S}{1-\frac{R_F}{R_{FB}}} \tag{19-6}$$

所以，可以在采用合理的反馈电阻 R_{FB} 的情况下用较低的电阻 R_S 值乘以一个系数 $\frac{1}{1-\frac{R_F}{R_{FB}}}$，而得到 R_S 的等效电阻值。

现以一个降低电阻 R_S 阻值的电路应用实例，图 19-6（c）所示为一个采用美国德州仪器 THS 6032 电流反馈运算放大器的应用电路实例，可以用公式（19-7）计算电阻 R_S 的有效源电阻抗值。

$$R_{EFF}=\frac{R_S}{1-\frac{R_F}{R_{FB}}}=\frac{4.99}{1-\frac{1150}{1270}}=52.8\,\Omega \tag{19-7}$$

很明显可以不采用 50Ω左右的 R_S 电阻值，而采用阻值小许多的 4.99Ω的 R_S 电阻值，对应 100Ω的负载可以降低许多的电路损耗。

这个电路实现方案的缺点是在电路的增益发生滚降时，电路的有效阻抗将发生变化，所以电路较如图 19-5 所示的常用电路需要更大的带宽，作为经验估计这个采用正反馈的电路需要的带宽是常用电路带宽的 10 或 20 倍。如图 19-6 所示，如需要，和电阻 R_G 并联的 RC 串联回路可以在较高的工作频率提升电路的频率响应工作特性。并且建议使用中选用高精度的反馈电阻，特别是电阻 R_F 和 R_{FB} 更是如此，可以选用精度为±0.1%的金属膜电阻。

▷▷ 19.4 热管理

本章介绍的有关器件在工作时会消耗许多功率，这会引起器件的发热问题，严重时器件温度会达到集成电路（IC）的临界结温，最终会降低器件的工作寿命，造成电路元器件失效。常用的散热方式有热辐射、热对流和热传导三种。热辐射在器件周围没有其他阻碍散热的物体时，热辐射有时可以看作自然散热工作方式。热对流一般需要用到散热风扇，最常用的散热工作方式是热传导。

热阻表示在一个器件表面由于单位功率而引起的温度差，以℃/W 为单位，可以用来表示材料阻碍热传递的能力，热阻用符号 θ 表示。所以，例如用 θ_{JC} 表示半导体器件的半导体结到外壳的热阻。

半导体器件散热有多种方式，有时合理的空气对流比较困难，因为在这些应用场合电路系统中的多个印刷电路板会影响空气的流动。最常用的散热工作方式是加散热器，散热器越大，散热效果越好。散热器对空气的热阻小，可以有效地把器件上的热有效地散到周围环境中。

图 19-7 IC 封装底部的热盘

有多种外形的散热器可供选用，有些集成电路就有散热片，例如图 19-7 所示的集成电路芯片就有外暴露的散热片，也叫作

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

“翼板”，“翼板”位于集成电路芯片（IC）封装的底部。散热片是指焊接在 PCB 电路板上适当铜片面的意思，利用 PCB 上的铜金属部分为散热器提供散热路径，相对于塑料封装集成电路散热片可以提供 25%热量的降低，大多数的集成电路手册给出推荐的印制电路板（PCB）布局供使用参考。由于有些集成电路器件可以加散热片使用，也可以不加散热片使用，大多数的数据表格提供了推荐的 PCB 布局解决方案。集成电路使用散热片的一个不利点就是如果要从 PCB 更换集成电路就会有些不方便。有些大功率的集成电路在 IC 封装上面加有散热片，即集成电路在使用时需要在集成电路芯片上再加一个紧密接触的外加散热器。

对大功率应用集成电路，散热片置于或用于加强散热目的的散热基座嵌入在集成电路封装的顶部，用于和外加散热器接触，便于集成电路的散热。在所有使用外加散热器的应用场合，在散热偏与被散热集成电路之间需要加导热脂，以确保被散热集成电路的散热面和外加散热器之间有很好的接触，采用散热器可以结合使用空气强迫流通散热的空气对流散热工作方式。

许多集成电路内含热自动关断和限电流工作功能电路，如果集成电路内半导体的结温超过了预定的限定工作温度，集成电路将自动关断不工作，这样可以避免损坏集成电路，但是会停止集成电路的工作。即使在集成电路的使用过程中不会发生集成电路工作过温度的情况，集成电路在允许结温附近工作也会降低集成电路的工作性能，严重时会损坏集成电路。

只要选用的外部散热器和集成电路有物理的接触，就会有热阻计算的问题，散热器选用的原则就是应当尽量使被散热的集成电路芯片的工作温度低于内部热关断电路被激活的温度，这样热阻计算就变成了一个现实问题。

为决定集成电路是否需要散热器，首先需要决定集成电路的半导体结与外壳之间的热阻 θ_{JC}，然后再把集成电路芯片的热阻和外壳与环境热阻 θ_{CA} 相加，基于电路的耗散功率计算集成电路与环境之间的温升。

计算过程如公式（19-8）所示。

$$\theta_{JATotal}=\theta_{JC}+\theta_{CA}=\frac{T_J-T_A}{P} \tag{19-8}$$

式中，T_J 是结温，单位为℃；T_A 是环境温度，单位为℃；P 是单位的总功耗，单位为 W。

对公式（19-8）再重新做变换可以得到公式（19-9）所示的温升计算公式。

$$T_J-T_A=P(\theta_{JC}+\theta_{CA}) \tag{19-9}$$

有时不是分别的指定 θ_{JC} 和 θ_{CA}，如公式（19-10）所示，把 θ_{JC} 和 θ_{CA} 折和成 θ_{JA} 一起考虑。

有

$$T_J-T_A=P\theta_{JA} \tag{19-10}$$

由于散热器的作用可以去掉外壳与环境项 θ_{CA}，用外壳与散热器项 θ_{CS} 和散热器与环境项 θ_{SA} 代替，所以在有散热器的工作条件下，可以用公式（19-11）计算温升。

$$T_J-T_A=P(\theta_{JC}+\theta_{CS}+\theta_{SA}) \tag{19-11}$$

这些关系用图 19-8 表示，由于热流和电流类似，热阻可以和电阻相类比，结温关于环境温度的总温升可以通过总热阻乘以总耗散的功耗来计算，在温度域的温度下降类似于电路域的电压降。

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

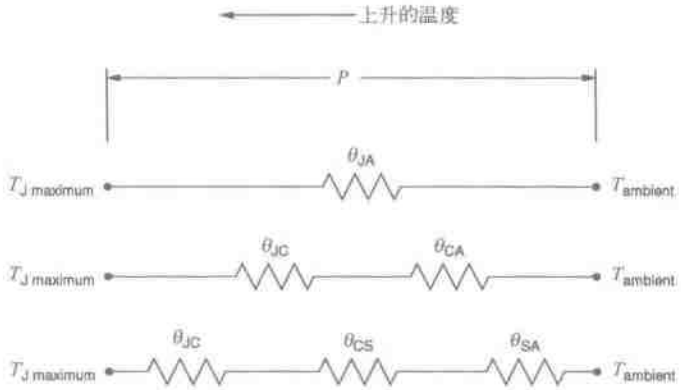


图 19-8　热分布

值得注意的是由于 PCB 上元件的密度的原因，环境温度不会完全和室温相同，这就需要考虑评估散热时的具体温度，这是在决定环境温度 T_A 时必须考虑的因素。

为确保被散热器件与散热器的良好接触，需要在散热片与被散热器件之间的接触面加导热胶（脂），被散热器件外壳与散热器之间的热阻 θ_{CS} 一般由导热脂生产厂指定。在一些应用场合，需要在被散热器件与散热器之间加导热绝缘片。如可能散热片要接到电路地或电路外壳地，这样可以进一步加强被散热器件的散热能力。

如果有散热风扇可以通过强迫风冷来进一步提高散热器的散热性能，散热器数据手册会给出各种不同风速情况下对散热器热阻的影响数据。

例 19-1　基于结温决定是否需要用散热器

技术要求：

要求的最高结温：85℃

最高环境温度：55℃

$$\Theta_{JA} = 8°C/W$$

器件功耗：1.5W

设计结果：

利用公式（19-10）有下面的公式成立。

$$T_J - T_A = P\theta_{JA}$$

然后有

$$T_J - T_A = 1.5W \times 8°C/W = 12°C$$

在环境温度为 55℃，温升为 12℃的条件下，结温将为 67℃，所以无需使用散热片。

下面再用不同的参数重复上面的计算过程。

例 19-2　决定散热片对热阻的要求

技术要求：

要求的最高结温：85℃

最高环境温度：55℃

$$\Theta_{JA} = 8°C/W$$

$$\Theta_{JC} = 0.5°C/W$$

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

器件功耗：6W

由导热胶（脂）生产厂给出的 $\theta_{CS}=0.5℃/W$

设计结果：

利用公式（19-10）有

$$T_J-T_A=P\theta_{JA}$$

有 $T_J-T_A=6W\times 8℃/W=48℃$

在环境温度为 55℃，温升为 48℃的工作条件下，结温将为 103℃，这样结温就超过了最高结温，所以必须使用散热器。

利用公式（19-11）对应 85℃的结温，计算散热器与环境的最大热阻。

$$T_J-T_A=P(\theta_{JC}+\theta_{CS}+\theta_{SA})$$

$$\theta_{SA}=\frac{T_J-T_A}{P}-\theta_{JC}-\theta_{CS}$$

$$\theta_{SA}\leqslant\frac{85℃-55℃}{6W}-0.5℃/W-0.5℃/W=4.0℃/W$$

通过计算可以看出，需要采用热阻小于 4.0℃/W 的散热器。

参考文献

Honda, J. and Adams, J. Application Note AN-1071, "Class D Audio Amplifier Basics," International Rectifier, El Segunda, CA.

Texas Instruments. Application Report SLOA119A, "Class D LC Filter Design," April 2006, Dallas, Texas.

Texas Instruments. Application Report, "Reducing and Eliminating the Class D Output Filter," August 1999, Dalals, Texas.

Maxim, Inc. Application Note 3977, "Class D Amplifiers: Fundamentals of Operation and Recent Developments," January 31, 2007, San Jose, CA.

Nielsen, T. A., *Loudspeaker Crossover Networks*, Technical University of Denmark, 2005.

Jung, W., ed. (2006). *Op Amp Applications Handbook*, Analog Devices, Norwood, MA.

Stephens, R. and Texas Instruments. Application Report SLOA100, "Active Output Impedance for ADSL Line Drivers," November 2002, Dallas, Texas.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

附录A 软件下载

A.1 软件下载

与模拟滤波器和电路设计手册有关联的三个软件：

- Filter_Solutions_FB2_Install
- 用于高达31阶奇数阶椭圆函数低通滤波器设计程序ELI 1.0
- FLTRFORM.XLS 公式电子制表软件

这三个程序都位于 McGraw Hill 网站的一个名为 AFCDH 的 ZIP 压缩文件夹，利用下面的 URL 可以链接地址到这个网站：

www.mhprofessional.com/AFCDH

进入软件注册页需填一个表格，一旦完成注册会收到一封含有下载软件链接地址的确认邮件。

解压缩下载的 ZIP 文件夹后可以得到这三个软件，然后按下列的步骤安装这三个软件。

A.2 安装和使用“滤波器解决方案”（书版）

椭圆函数低通滤波器设计软件

以前关于滤波器设计的书已含有大量的归一化参数值的数表，在滤波器设计过程中，利用这些数表必须把这些归一化的参数比例缩放为对应的实际工作频率和阻抗值，现在不再是这样的设计过程了。

“滤波器解决方案（书版）”程序非常直观，鼓励读者自己探索滤波器解决方案软件的许多特性，而且利用这个程序的所有设计实例都可以对滤波器设计软件的应用进行评估，并得到许多有用的提示。用户可以得到滤波器的传递函数、极点-零点图、反射系数、阶跃和脉冲响应，同时也可以获得相位、群延迟和所设计的每个高达10阶椭圆函数低通滤波器的衰减与频率关系曲线，这个程序由 Nuhertz Technologies LLC 公司提供（http://www.nuhertz.com/）。

提取并安装滤波器设计软件，并运行滤波器设计软件 Filter_Solutions_FB2_Install。

这个滤波器设计程序将会在计算机桌面上自动生成一个快捷方式图标。

鼓励读者获得滤波器设计程序的完整版，滤波器设计程序的完整版还含有许多滤波器类型的无源实现，覆盖许多滤波器多项式类型，并含有分布式、有源、开关电容，许多非常有

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

用特性的数字式滤波器类型，并与得到广泛应用的 AWR®公司 Microwave Office®设计软件、CST 的 Studio Suite®和 Sonnet®设计软件集成。

▷▷ A.3 安装和使用“ELI 1.0”程序，用于高达 31 阶的奇数阶椭圆函数低通滤波器设计

“ELI 1.0”程序可用于复杂度高达 15 个零点（传输零点）或 31 阶的奇数阶椭圆函数 LC 低通滤波器设计的应用场合。

程序的输入量为通带边（Hz）、止带边（Hz）、零点个数（高达 15 个）、以 dB 为单位的止带抑制、源和负载端参数（通常相等）。输出参数有临界 Q 值（最低理论 Q 值）、通带纹波（dB）、标称 3dB 截止频率和一系列的元件参数值和谐振零点频率值。

安装这个程序，如果不在计算机桌面上创建快捷方式，首先拷贝 ELI1.0 到一个新的文件夹。这个文件夹可以位于计算机桌面，也可以位于任何计算机文件目录下的任何位置。

运行这个软件，双击“ELI 1.0”和输入要求的有关输入项，一旦完成以上操作，就会在文件夹中生成一个“dataout”文件，这个文件可以用笔记本电脑打开，它包含有关的最终电路描述。

如果零点个数多于滤波器响应的要求（由零通带纹波表示），由于算法的原因，最终算出的电容器参数值会出现负值[1]。可以通过减少零点数量，加大需要的衰减值，定义一个更为陡峭的滤波器，或采取以上多种措施的混合方法来解决。

▷▷ A.4 FLTRFORM.XLS 公式电子表格

FLTRFORM.XLS 是一种 EXCEL 电子表格软件，软件含有所有重要的公式章节内容，这些重要的公式可以简化滤波器设计计算过程。通过输入有关变量，可以实时的精确计算出最终的设计结果，如需要可以对这些设计出的滤波器参数值优化，简单的拷贝这些数据表格到计算机。须注意的是含有公式的表格单元被锁定，以避免无意改变或删除公式。

[1]P. Amstutz，“基于小计算机的椭圆近似和椭圆滤波器设计”IEEE 电路和系统学报 CAS-25no.12 1978.

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

反侵权盗版声明

电子工业出版社依法对本作品享有专有出版权。任何未经权利人书面许可，复制、销售或通过信息网络传播本作品的行为；歪曲、篡改、剽窃本作品的行为，均违反《中华人民共和国著作权法》，其行为人应承担相应的民事责任和行政责任，构成犯罪的，将被依法追究刑事责任。

为了维护市场秩序，保护权利人的合法权益，本社将依法查处和打击侵权盗版的单位和个人。欢迎社会各界人士积极举报侵权盗版行为，本社将奖励举报有功人员，并保证举报人的信息不被泄露。

举报电话：（010）88254396；（010）88258888
传　　真：（010）88254397
E-mail：dbqq@phei.com.cn
通信地址：北京市海淀区万寿路 173 信箱
　　电子工业出版社总编办公室
邮　　编：100036

www.789pdf.com 789书库网

www.789pdf.com 789书库网

[General Information]
书名=国外信息技术精品丛书　模拟滤波器与电路设计手册
作者=（美）Arthur B·Williams著
页数=472
SS号=13961176
DX号=
出版日期=2016.01
出版社=北京电子工业出版社

www.789pdf.com 789书库网