

微波滤波器
阻抗匹配网络与耦合结构

科技情报通讯编译室

上海

微波滤波器
阻抗匹配网络与耦合结构

科技情报通讯编译室

上海

1972年

毛主席语录

对于外国文化，排外主义的方针是错误的，应当尽量吸收进步的外国文化，以为发展中国新文化的借镜；盲目搬用的方针也是错误的，应当以中国人民的实际需要为基础，批判地吸收外国文化。

我们不能走世界各国技术发展的老路，跟在别人后面一步一步地爬行。我们必须打破常规，尽量采用先进技术，在一个不太长的历史时期内，把我国建设成为一个社会主义的现代化的强国。

中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平。

我们的方针要放在什么基点上？放在自己力量的基点上，叫做自力更生。

译 者 序

在伟大领袖毛主席“抓革命，促生产”的光辉指示的指引下，在无产阶级文化大革命伟大胜利的鼓舞和推动下，全国人民意气风发，斗志昂扬，在社会主义建设各条战线上，取得了一个又一个的伟大胜利。

为了配合我国无线电工业发展的需要，遵照毛主席“洋为中用”的教导，我们翻译了“微波滤波器，阻抗匹配网络与耦合结构”一书，以供同志们在工作中参考。

本书的特点在于综合、归纳和集中了各种微波结构设计中常用的基本概念、技术和数据；并且以类似于手册的形式给出设计方程、图表和数例；阐述了各种设计方法的基本理论。全书共分十七章。

第一章论述微波滤波器结构可能应用的大致范围。第二章扼要地阐述分析滤波器结构的各种概念和方程式。第三章给出镜象设计法的基本知识。

第四章讨论集中元件的各种低通滤波器原型，这是本书所论述的各种滤波器和阻抗匹配网络的设计基础。

第五章汇集了与同轴线、带状线、波导、谐振腔、耦合结构以及不连续性等设计有关的各种方程式、图解曲线和表格，作为设计时方便的参考。

第六章讨论阶梯变换器的设计。这里的阶梯变换器不仅用作一般的阻抗变换器，亦可用作某些类型的带通或假高通滤波器的原型。

第七章从半集总元件的观点出发，论述低通和高通滤波器的设计。第八、九、十章以三种不同的设计方法讨论带通和假高通滤波器的设计。那种方法最好，取决于滤波器的结构形式和要求的带宽。

第十一章介绍了一些实验技术，这些技术对实际研制微波带通滤波器、阻抗匹配网络和时延网络有一定的参考价值。

第十二章讨论带阻滤波器。第十三章讨论各种类型的定向耦合器。第十四章讨论波导和带状线方向滤波器。第十五章论述高功率滤波器。第十六章论述多路复用器和双工器。第十七章讨论机械的或改变偏置磁场的可调谐滤波器。

本书所介绍的理论和方法，也能应用于不在微波频段工作的装置中，例如用于红外滤波器或滤光器。

应该指出，原书对微波结构设计的汇集并非全面，并且存在着繁琐哲学的现象。例如信源和负载电阻不相等时的低通滤波器原型就没有给出。在设计带状线端耦合以及侧边耦合的带通滤波器的过程中，显得比较繁琐，事实上中间步骤可以省略，而代之以更为方便的设计曲线。因此，在参考本书时，必须遵照毛主席教导：“对于外国文化，……应当以中国人民的实际需要为基础，批判地吸收外国文化。”

原书出版于1964年。但是，微波滤波器的理论和实践，近几年来有所发展，分布参数滤波器新的原型不断出现，微带电路已经在应用，等等。我们必须用发展的观点来看待本书的内容。

对于我们在这工作中存在的错误和不妥之处，希望读者指正。

目 录

第一章 滤波器结构在微波工程中的一般应用	1
§ 1.01 引言	1
§ 1.02 滤波器用于信号的分离和相加	1
§ 1.03 阻抗匹配网络	2
§ 1.04 电子管与负阻放大器的耦合网络	3
§ 1.05 时延网络和慢波结构	5
§ 1.06 滤波器原理在微波元件设计中的一般应用	7
参考资料	8
第二章 一些有用的电路概念和方程式	9
§ 2.01 引言	9
§ 2.02 复频以及极点和零点	9
§ 2.03 自然振荡模以及它们同输入阻抗的极点和零点间的关系	11
§ 2.04 传递函数的基本性质	12
§ 2.05 通用的电路参数	15
§ 2.06 开路阻抗和短路导纳	17
§ 2.07 通用电路参数和开路及短路参数间的关系	18
§ 2.08 入射与反射波, 反射系数以及一种传输系数	19
§ 2.09 端接负载的二端口网络输入阻抗的计算	20
§ 2.10 电压传递函数的计算	21
§ 2.11 功率传递函数和“衰减”的计算	22
§ 2.12 散射系数	24
§ 2.13 梯形电路的分析	25
参考资料	26
第三章 镜像法设计滤波器的原理	28
§ 3.01 引言	28
§ 3.02 镜像阻抗和镜像传播函数的物理和数学的定义	28
§ 3.03 镜像参数同通用电路参数、开路阻抗和短路导纳之间的关系	30
§ 3.04 某些常用结构的镜像参数	30
§ 3.05 无耗网络的特殊镜像特性	32
§ 3.06 定 K 式和 m 导出型滤波器节	34
§ 3.07 终端负载失配于镜像阻抗的影响	38
§ 3.08 端头匹配节(用以改善镜像法基础上设计的滤波器响应)的设计	41
§ 3.09 镜像参数的测量	43
参考资料	45
第四章 用网络综合法获得的低通原型滤波器	46
§ 4.01 引言	46

§ 4.02	滤波器设计的镜象法和网络综合法的比较	46
§ 4.03	最大平坦和契比雪夫滤波器的衰减特性	47
§ 4.04	低通原型滤波器中电路参数的定义	52
§ 4.05	两端端接的最大平坦和契比雪夫原型滤波器	54
§ 4.06	单端端接的最大平坦和契比雪夫滤波器	59
§ 4.07	最大平坦时延原型滤波器	63
§ 4.08	各种原型滤波器时延特性的比较	65
§ 4.09	能给出最小反射的契比雪夫原型阻抗匹配网络	69
§ 4.10	关于规定波纹或最小反射的原型阻抗匹配网络的计算	76
§ 4.11	负阻放大器的原型	79
§ 4.12	利用阻抗或导纳倒置变换器以及一种电抗元件的滤波器原型之变换	86
§ 4.13	低通、带通、或高通滤波器原型中有耗元件的影响	89
§ 4.14	原型阻带衰减的近似计算	93
§ 4.15	带阻滤波器中损耗的原型表示法	94
	参考资料	96
第五章 某些常用的微波器元件的性质		97
§ 5.01	引言	97
§ 5.02	TEM 模传输线的一般性质	97
§ 5.03	同轴线的特殊性质	98
§ 5.04	带状线的特殊性质	100
§ 5.05	平行耦合线和地平面之间的线的配置	103
§ 5.06	波导的特殊性质	120
§ 5.07	常用传输线的不连续性	123
§ 5.08	传输线作谐振器	131
§ 5.09	耦合带状传输线滤波器节	133
§ 5.10	膜片耦合的波导连接	141
§ 5.11	波导谐振器的谐振频率和无载 Q 值	151
	参考资料	156
第六章 阶梯阻抗变换器和滤波器原型电路		158
§ 6.01	引言	158
§ 6.02	均匀的 $\lambda/4$ 变换器的性能	160
§ 6.03	均匀的 $\lambda/2$ 滤波器的性能	166
§ 6.04	直至四节的契比雪夫和最大平坦响应变换器和滤波器的正确解	169
§ 6.05	直至八节的最大平坦正确解	175
§ 6.06	小 R 时的近似设计	178
§ 6.07	中等大小 R 的近似设计	182
§ 6.08	小阶梯不连续电容的修正	186
§ 6.09	大 R 的近似设计	188
§ 6.10	R 趋近于无限时的渐近特性	194
§ 6.11	单节不均匀波导 $\lambda/4$ 变换器	198
§ 6.12	二节或多节不均匀波导的 $\lambda/4$ 变换器	201
§ 6.13	不同步变换器	207

§ 6.14	内部耗散损耗	207
§ 6.15	群延迟	211
	参考资料	218
第七章 使用半集总元件或波状波导的低通和高通滤波器		221
§ 7.01	本章讨论的滤波器的性质	221
§ 7.02	集总元件的近似微波实现	224
§ 7.03	使用半集总元件的低通滤波器	227
§ 7.04	低通波状波导滤波器	235
§ 7.05	阻带很宽的群岛状低通滤波器	240
§ 7.06	由 $\lambda/4$ 变换器原型导出的低通滤波器	251
§ 7.07	使用半集总元件的高通滤波器	253
§ 7.08	低通和高通阻抗匹配网络	255
§ 7.09	低通时延网络	256
	参考资料	257
第八章 带通滤波器		258
§ 8.01	在第 8, 9 和 10 章中论述的带通和假高通滤波器的性质提要	258
§ 8.02	耦合谐振滤波器的一般原理	262
§ 8.03	K 和 J 倒置变换器的实际实现	266
§ 8.04	低通到带通变换的用法	268
§ 8.05	容性间隙耦合的传输线滤波器	269
§ 8.06	并联电感耦合的波导滤波器	276
§ 8.07	用小膜片耦合的窄带谐振器滤波器	280
§ 8.08	使用两端口、四分之一波长谐振器的滤波器	283
§ 8.09	使用平行耦合带状线谐振器的滤波器	289
§ 8.10	使用四分之一波长耦合的滤波器	293
§ 8.11	集总元件耦合谐振器滤波器	295
§ 8.12	宽阻带带通滤波器	298
§ 8.13	梳状线带通滤波器	304
§ 8.14	关于前述某些方程式的推导	310
	参考资料	317
第九章 带通滤波器(续)——具有电抗不连续性的宽带和窄带带通传输线滤波器		318
§ 9.01	引言	318
§ 9.02	阻抗阶梯和阻抗倒置变换器滤波器	318
§ 9.03	同步调谐的电抗耦合半波滤波器	322
§ 9.04	窄带半波滤波器	324
§ 9.05	电抗耦合的实际结构	326
§ 9.06	一些标准化的假高通滤波器的设计	329
§ 9.07	实验的宽带波导滤波器	332
§ 9.08	由给定的通带边缘和阻带衰减进行设计	333
§ 9.09	具有中等带宽和大带宽的滤波器的例子	339
§ 9.10	带宽收缩和通带畸变数据的推导	344

§ 9.11	线组抗的最佳化	346
§ 9.12	电抗耦合四分之一波长滤波器	352
	参考资料	355
第十章 通带滤波器(续)——由传输线和短截线或平行耦合线阵组成的带通和假高通滤波器 356		
§ 10.01	关于本章的滤波器和设计方法	356
§ 10.02	具有 $\lambda_0/2$ 谐振器的平行耦合滤波器	357
§ 10.03	具有并联或串联 $\lambda_0/4$ 短截线的滤波器	363
§ 10.04	具有 $\lambda_0/2$ 短截线和 $\lambda_0/4$ 连接线的滤波器	369
§ 10.05	同时使用串联和并联短截线的滤波器	372
§ 10.06	窄带或中等带宽的交指线滤波器	375
§ 10.07	具有大带宽的交指滤波器	382
§ 10.08	平行耦合和短截线滤波器设计方程的推导	387
§ 10.09	交指线滤波器设计方程的推导	391
§ 10.10	变换函数的选择	394
	参考资料	395
第十一章 有助于耦合谐振器带通滤波器、阻抗匹配网络以及时延网络实际研制的特殊方法 396		
§ 11.01	引言	396
§ 11.02	单个有载谐振器的 Q_u , Q_e , 和 Q_L 的测量	396
§ 11.03	两端加载的单个谐振器的试验	401
§ 11.04	一对对称的谐振器的实验	403
§ 11.05	多谐振器带通滤波器的调谐	405
§ 11.06	带通滤波器频带中心损耗的计算	408
§ 11.07	频带中心损耗为最小的和在附近频率规定高衰减的窄带滤波器的设计	409
§ 11.08	用第八章的方法设计带通滤波器阻抗匹配网络	412
§ 11.09	用第十章的方法设计带通滤波器阻抗匹配网络	422
§ 11.10	负阻放大器宽带耦合结构的设计	430
§ 11.11	带通时延滤波器	434
	参考资料	435
第十二章 带阻滤波器 436		
§ 12.01	引言	436
§ 12.02	从低通原型变换来的集总元件带阻滤波器	438
§ 12.03	耗散损失对带阻滤波器特性的影响	439
§ 12.04	阻带很窄的微波滤波器的近似设计方法	441
§ 12.05	窄阻带滤波器的带阻谐振器的实现	443
§ 12.06	带阻谐振器耦合和调谐的实验调整	445
§ 12.07	窄阻带带状线滤波器设计的一例	447
§ 12.08	窄阻带波导滤波器设计考虑及实例	450
§ 12.09	宽(以及窄)阻带滤波器的精确设计方法	454
§ 12.10	举例说明应用 12.09 节方程可得到的滤波器特性	460

参考资料	464
第十三章 TEM 模耦合传输线定向耦合器和分支定向耦合器	465
§ 13.01 引言	465
§ 13.02 单节 TEM 模耦合传输线定向耦合器的设计方程式	466
§ 13.03 三节 TEM 模耦合传输线定向耦合器计算方程式	467
§ 13.04 五节或更多节 TEM 模耦合传输线定向耦合器的方程式	474
§ 13.05 平均耦合度近似为 3db 的单节 TEM 模耦合传输线定向耦合器的典型设计	475
§ 13.06 弱耦合单节模耦合传输线定向耦合器的典型设计	481
§ 14.07 单节 TEM 模耦合传输线定向耦合器设计公式的推导	481
§ 13.08 TEM 模耦合传输线定向耦合器四分之一波长滤波器原型电路	483
§ 13.09 分支线耦合器的考虑和一般公式	486
§ 13.10 周期分支线耦合器	489
§ 13.11 同步分支线耦合器的特征和性能	491
§ 13.12 同步分支线耦合器的导抗表	495
§ 13.13 说明同步分支线耦合器设计和性能的实例	500
§ 13.14 试验波导分支线耦合器的设计	501
参考资料	505
第十四章 方向信道分离滤波器和行波环谐振器	507
§ 14.01 引言	507
§ 14.02 波导方向滤波器	509
§ 14.03 采用半波长或一个波长带条的带状传输线方向滤波器	519
§ 14.04 行波环方向滤波器	522
§ 14.05 行波环谐振器	524
§ 14.06 波导方向滤波器公式的推导	526
§ 14.07 行波环方向滤波器和波导环行谐振器公式的推导	529
§ 14.08 采用半个波长和一个波长的带状传输线方向滤波器公式的推导	531
参考资料	532
第十五章 高功率滤波器	533
§ 15.01 引言和一般考虑	533
§ 15.02 各种传输线的功率容量	536
§ 15.03 直接耦合谐振器滤波器的理论脉冲功率容量	546
§ 15.04 高功率调谐窄带 TE_{011} 模滤波器	552
§ 15.05 高功率群岛状滤波器	563
§ 15.06 耗散波导滤波器	573
§ 15.07 耗散同轴线滤波器	576
参考资料	578
第十六章 多工器设计	582
§ 16.01 引言	582
§ 16.02 运用方向滤波器的多工器	582
§ 16.03 波道间有保护带时运用反射窄带滤波器的多工器	584

§ 16.04 通带毗邻的多工器	586
§ 16.05 通带毗邻的双工器	597
参考资料	603
第十七章 机械调谐和磁调谐微波滤波器	604
§ 17.01 引言	604
§ 17.02 理想的调谐带通滤波器的原理	607
§ 17.03 机械调谐同轴带通滤波器	611
§ 17.04 波导机械调谐带通滤波器	615
§ 17.05 铁磁谐振器的性质	619
§ 17.06 球形铁磁谐振器晶轴的确定	626
§ 17.07 具有 TEM 模输入和输出的磁调谐带通滤波器的设计及一般设计原则的讨论	628
§ 17.08 用带状线输入输出的若干试验磁调谐带通滤波器设计的结果	635
§ 18.09 用波导输入输出的磁调谐带通滤波器	643
§ 17.10 有环行器作用的磁调谐方向滤波器	646
§ 17.11 磁调谐带阻滤波器	650
参考资料	653

第一章

滤波器结构在微波工程中的一般应用

§ 1.01 引言

大多数读者对于象下面 1.02 节中所讨论的滤波器的应用是熟悉的。然而,本书内容所能应用的范围,远超过滤波器的这些经典应用,它涉及许多一般认为不是属于滤波器问题,但与滤波器结构有联系的其它微波工程问题。

因此,本章的目的旨在使读者清楚,本书不仅是针对滤波器设计的专业人员写的,就是对于要求获得宽频带馈电的天线工程技术人员、对于欲使微波电子管的输入输出获得宽带阻抗正配的微波电子管工程技术人员、对于需要微波时延网络的工程技术人员,以及许多负有设计其它特殊微波电路问题的工程技术人员也是有益的。

§ 1.02 滤波器用于信号的分离和相加

当然,滤波器结构最明显的用途,是抑制不要的信号频率,而使需要的频率顺利通过。这类最普通的滤波器具有图 1.02-1 所示的低通、高通、带通或带阻衰减特性。当然,对于微波或任何其它频段的实际的滤波器而言,这些特性曲线只能近似地达到,因为任何给出的实际滤波器结构都存在一个高频极限,超过此限由于接头效应、元件里的谐振现象等,会使特性曲线畸变。

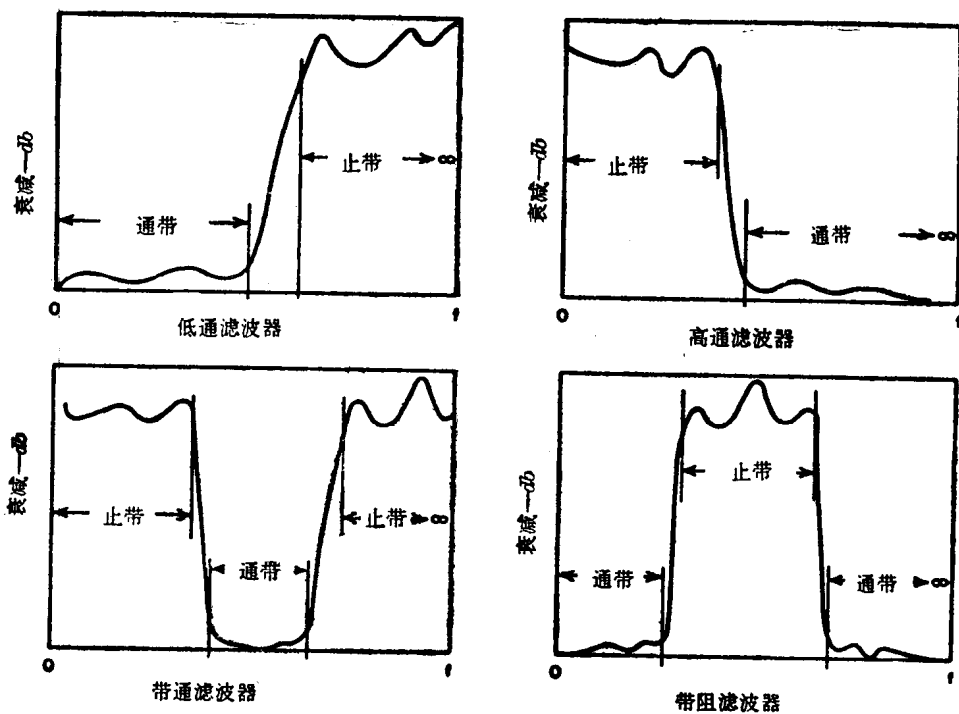


图 1.02-1 四个普通滤波器的特性曲线

在双工器和多工器中，通常亦用滤波器来分离频率。图 1.02-2 为一多工器，它使 2.0 至 4.0 GC 频段内的信号，按其频率分成独立的三路。一个设计得理想的这种多工器，在 2.0 至 4.0 GC 的整个输入频带上，其输入端的电压驻波比 (VSWR) 应该非常低。为了获得这样的结果，各路的滤波器必须根据此要求连同特殊的正配连接网络一起，进行精心的设计。这些将在 16 章中论述。

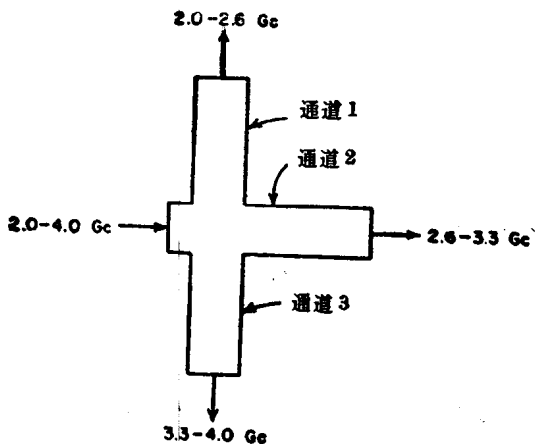


图 1.02-2 三路复用器滤波器

另一方面，不同频率的信号相加往往也用双工器或多工器。假如将图 1.02-2 中的信号流动的箭头倒过来画，这样，进入各通道的信号就能在能量的反射或泄漏小到可以忽略的情况下全部汇集拢来，从而使所有的信号将在一根输出线上迭加起来。假如各路通道频率范围内的信号，单凭简单地把传输线连接在一起实现相加(也就是不用多工器)，这根输出线中的能量损失当然就相当大，这是由于各通道输出的反射和泄漏的结果，而不能认为是输出线造成的。

单凭简单地把传输线连接在一起实现相加(也就是不用多工器)，这根输出线中的能量损失当然就相当大，这是由于各通道输出的反射和泄漏的结果，而不能认为是输出线造成的。

§ 1.03 阻抗匹配网络

博德^[1]首先指出了，对于一电抗元件和一电阻串联或并联而成的负载，实现宽带阻抗匹配的实际限制。后来，法诺^[2]提出了关于任何负载的阻抗匹配的一般性限制。法诺的文章证明，在含有一个电抗元件的任何负载的阻抗匹配问题中，传输效率与带宽是可以互换的量。

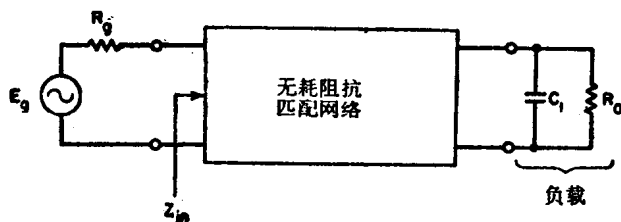


图 1.03-1 阻抗匹配问题的例子

为了说明宽带阻抗匹配理论上的极限，研究图 1.03-1 所给出的例子，其中要匹配的负载是由电容 C_1 和电阻 R_0 并联而成的。将一无耗阻抗匹配网络插入发生器和负载之间，发生器和阻抗匹配网络间的反射系数为

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - R_g}{Z_{in} + R_g} \quad (1.03-1)$$

博德和法诺的文章证明， Γ 可作为频率的函数，实际上是受一定限制的。其可能有的最佳结果受下式*所示的限制

$$\int_0^{\infty} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \frac{\pi}{R_0 C_1} \quad (1.03-2)$$

* 如果阻抗匹配网络的设计，使图 1.03-1 中 R_g 和 R_0 左边电路间的反射系数之所有的零点均在左半平面内^[1,2]，此关系式就能成立。

我们知道对于无源电路, $0 \leq |\Gamma| \leq 1$, 当全反射时, $|\Gamma| = 1$, 而在完全传输时 $|\Gamma| = 0$ 。因此, $\ln |1/\Gamma|$ 越大, 传输性能越佳。但是按(1.03-2)式的说法, 在 $\ln |1/\Gamma|$ 与 ω 的关系曲线下的面积不能大于 $\pi/(R_0 C_1)$ 。

假如希望自频率 ω_a 至 ω_b 得到良好的阻抗匹配, 最理想的结果是除了 ω_a 至 ω_b 的频带外在所有其它的频率上 $|\Gamma| = 1$ 。因此在 ω_a 至 ω_b 频带外的所有频率上 $\ln |1/\Gamma| = 0$, 于是 $\ln |1/\Gamma|$ 曲线下的有效面积就完全集中在最佳匹配的区域。按照这些规定, 方程(1.03-2)式成为

$$\int_{\omega_a}^{\omega_b} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \frac{\pi}{R_0 C_1} \quad (1.03-3)$$

如果, 假定 $|\Gamma|$ 在整个阻抗匹配的频带上是不变的, 那末 $|\Gamma|$ 作为频率的函数为

$$\left. \begin{aligned} |\Gamma| &= e^{\frac{-\pi}{(\omega_b - \omega_a) R_0 C_1}} && \text{当 } \omega_a \leq \omega \leq \omega_b \text{ 时} \\ |\Gamma| &= 1 && \text{当 } 0 \leq \omega \leq \omega_a \text{ 和 } \omega_b \leq \omega \leq \infty \end{aligned} \right\} \quad (1.03-4)$$

(1.03-4) 式告诉我们, 图 1.03-1 这种负载的理想阻抗匹配网络应是一带通滤波器结构, 它在阻抗匹配频带的边缘很快就截止了。图 1.03-2 中的曲线, 表示实际的带通阻抗匹配滤波器的 $|\Gamma|$ 与 ω 关系曲线的一些可能的形状。标记 1 的曲线是给定的负载在较窄的频带 ω_a 至 ω_b 上的阻抗匹配情况, 而标记 2 的曲线是同一负载用相同个数元件的阻抗匹配网络, 在较宽的频带 ω_c 至 ω_d 上的阻抗匹配情况。对于(1.03-4)式指出的那种矩形的 $|\Gamma|$ 特性曲线, 只有用无限个元件的最佳带通匹配滤波器来实现*。

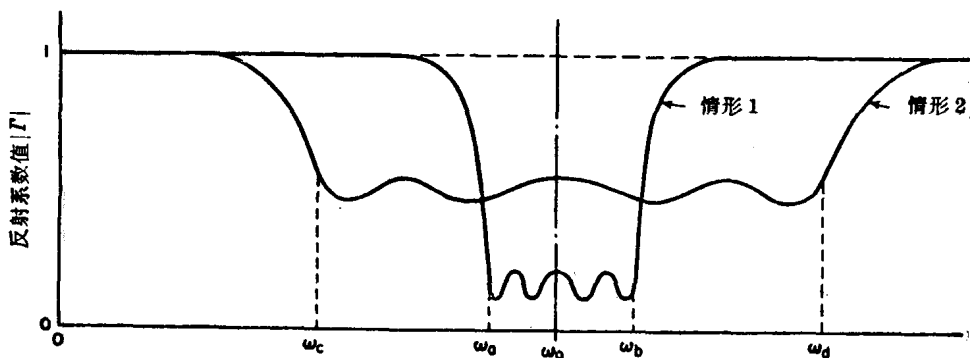


图 1.03-2 曲线说明了一个具有电抗元件的给定负载其允许的阻抗匹配的程度与带宽之间的关系

法诺的论文证明, 无论那种性能的负载 (只要不是纯电阻负载) 都受类似条件的约束。正是这个基本理由, 有效的宽带阻抗匹配结构必然是滤波器结构。关于本书所论述的滤波器结构技术怎样在阻抗匹配网络的设计中应用, 可参阅 4.09 至 4.11, 7.08 和 11.8 至 11.10 节中的讨论。

§ 1.04 电子管与负阻放大器的耦合网络

真空五极管的输出, 常常可以用一个内阻为无穷大的电流源在其输出端并联一个电容器来等效。这种管子的宽频带输出电路, 能按照一端由无穷大内阻的电流源激励而另一端

* 简单的阻抗匹配网络就能显著地改善阻抗匹配的情况, 但是当匹配元件的数目增多后, 每增加一个元件改善的效果, 很快就变得越来越小。由于这个原因, 相当简单的阻抗匹配网络一般就能给出近于无限个阻抗匹配元件所能达到的理论上的最佳性能。

仅接一个电阻的滤波器来设计。这里,管子的输出电容可以作为滤波器中所需的元件来利用,这样就控制了分路电容的有害影响^[3]。书中后面所介绍的内容,为特性与此类似的各种微波电路(其中激励源可以认为是一个电流或电压源再加上一个电抗元件)提供了设计微波宽带耦合电路的简便方法。

在某些情况下,振荡器或放大器的输入或输出阻抗可以用一个电阻和一个或两个电抗元件来表示。在这种场合,为了得到最佳的宽频带性能必须采用上节中讨论的阻抗匹配滤波器。

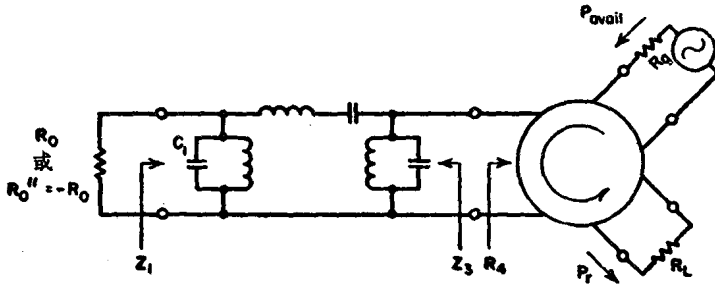


图 1.04-1 在负阻放大器设计中所采用的滤波器结构

负阻放大器是另一类需要用滤波结构来实现最佳宽带工作的装置。研究图 1.04-1 中的线路,那里我们将左边的反射系数定义为

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - R_0}{Z_1 + R_0} \quad (1.04-1)$$

而右边的定义为

$$\Gamma_3 = \frac{Z_3 - R_4}{Z_3 + R_4} \quad (1.04-2)$$

因为插入的带通滤波电路是无耗的,故

$$|\Gamma_1| = |\Gamma_3| \quad (1.04-3)$$

可是 Γ_1 和 Γ_3 的相位未必相同。由右边输入环行器的可利用功率向滤波器网络流入,而其中的一部分被反射回环行器,最后被终端负载 R_L 吸收。自发生器至 R_L 的转换增益为

$$\frac{P_r}{P_{avail}} = |\Gamma_3|^2 \quad (1.04-4)$$

式中 P_{avail} 是发生器的可利用功率, P_r 是从滤波器网络反射回来的功率。

若图 1.04-1 中左边的电阻 R_0 是正的,则转换增益的特性曲线可表示成图 1.04-2 中的曲线 1。在此情况下,因为 $|\Gamma_1| = |\Gamma_3|$ 不大,所以滤波器通带内的增益就不高。然而,如果以负阻 $R_0'' = -R_0$ 代替 R_0 ,那末左边的反射系数就变为

$$\Gamma_1'' = \frac{Z_1 - R_0''}{Z_1 + R_0''} = \frac{Z_1 + R_0}{Z_1 - R_0} \quad (1.04-5)$$

于是我们就有

$$|\Gamma_3''| = |\Gamma_1''| = \frac{1}{|\Gamma_1|} \quad (1.04-6)$$

这样, R_0 用它的负值代替就相当于以 $|\Gamma_3''| = 1/|\Gamma_3|$ 代替 $|\Gamma_3|$, 其转换增益特性曲线如图 1.04-2 的曲线 2 所示。这种情况下,滤波器通带频率上的输出功率远大于发生器的可利用之功率

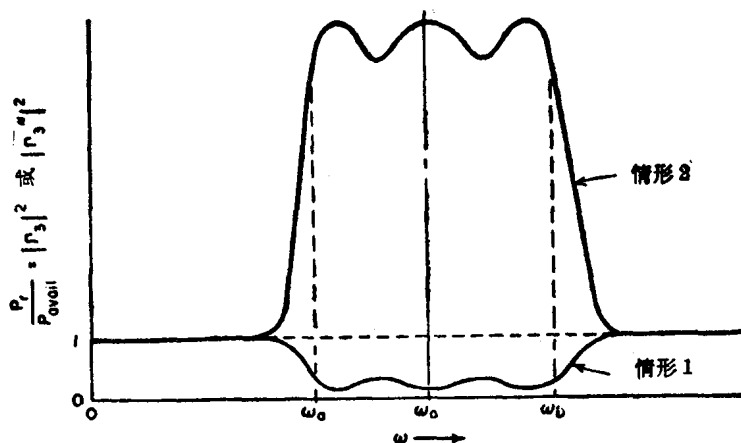


图 1.04-2 图 1.04-1 中的发生器和环形器输出间的转换增益
1 是 R_0 为正的情形; 2 为 R_0 以 $R_0 = -R_0'$ 代替后的情形。

借助于(1.04-1)式和(1.04-6)式,再利用阻抗匹配滤波器的设计技术,就很容易设计出负阻放大器的耦合网络。实际的负阻器件,如隧道二极管,并非单纯是个负阻,因为它们的等效电路中还包含有电抗元件。以隧道二极管为例,主要的电抗元件是一个与负阻相并联的相当大的电容。有了这么大的电容,要想在微波频率下能满意地工作是不可能的,除非用某种特殊的耦合网络来补偿它的影响。图 1.04-1 左边的 C_1 和 R_0' 可以当作隧道二极管的电容和负阻看待,而带通滤波器电路的其余部分就作为宽带耦合网络。

类似的原理亦可应用于脉泽和参量放大器的宽带耦合网络的设计。但是,在参量放大器的情况下,由于时变元件有较复杂的阻抗变换效应,使得耦合滤波器的设计也稍要复杂些^[4,7]。

图 1.04-1 所示耦合网络是集总元件形式的,这种结构形式在微波频段显然不是十分切合实际的。但是,适合于这方面应用的实际微波滤波器结构的设计技巧将在 11.10 节中讨论利用了 11.08 和 11.09 节所得到结果负阻放大器耦合网络的低通原型表在 4.11 节中列出。

§ 1.05 时延网络和慢波结构

考虑图 1.05-1(a)中的低通滤波器网络,它的电压传递函数为 E_0/E_6 。其传输相位定义为

$$\phi = \arg \frac{E_0}{E_6} \quad \text{弧度} \quad (1.05-1)$$

在任意给定频率 ω 下,该网络的相位延迟为

$$t_p = \frac{\phi}{\omega} \quad \text{秒} \quad (1.05-2)$$

而它的群延迟为

$$t_d = \frac{d\phi}{d\omega} \quad \text{秒} \quad (1.05-3)$$

这里 ϕ 以弧度为单位, ω 以弧度/秒为单位。究竟相位延迟重要还是群延迟重要随不同情

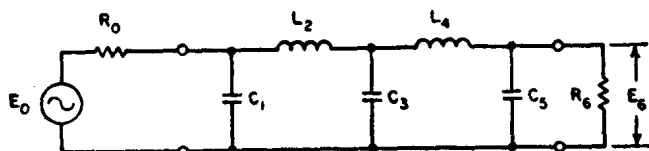


图 1.05-1(a) 1.05 节中讨论的低通滤波器

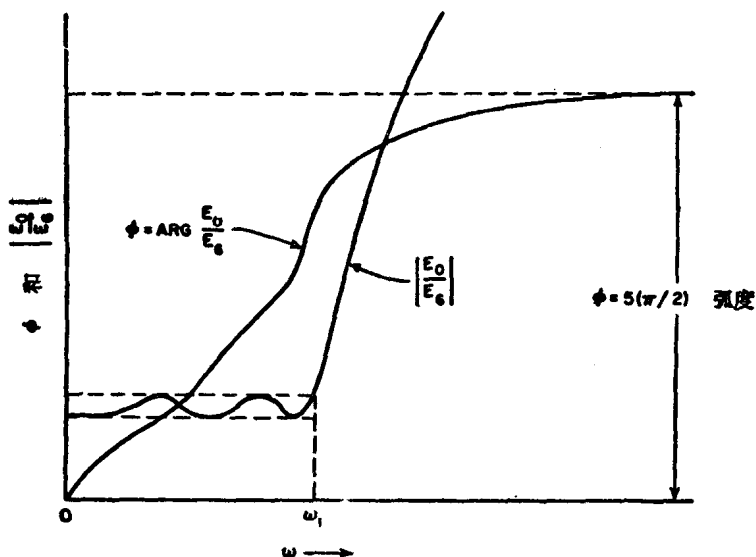


图 1.05-1(b) (a) 图滤波器的一种可能 $\left| \frac{E_0}{E_6} \right|$ 的特性曲线, 和近似的相位特性曲线

况而异, 但是群延迟却决定了信号通过电路所需要的时间^{[5, 61]*}。

图 1.05-1(a) 那样的低通梯形网络, 当 $\omega=0$ 时, 传输相位为零, 而在 ω 增大时,

$$\phi \Big|_{\omega \rightarrow \infty} \rightarrow \frac{n\pi}{2} \text{ 弧度} \quad (1.05-4)$$

式中 n 是电路中电抗元件的个数。图 1.05-1(b) 给出了图 1.05-1(a) 滤波器 $\left| \frac{E_0}{E_6} \right|$ 的一种可能的特性曲线, 和对应的近似相位特性曲线。注意, 大部分的相移是在通带 $\omega=0$ 至 $\omega=\omega_1$ 内发生的。这是正常的情况, 因此在图 1.05-1(a) 那种形式的滤波器通带内的群时延迟, 能从下式粗略地估计出

$$t_d = \frac{n\pi}{2\omega_1} \text{ 秒} \quad (1.05-5)$$

式中 n 仍旧是滤波器中电抗元件的个数。当然, 在某些场合, t_d 在通带内可能有显著的变化, 这时 (1.05-5) 式就非常近似了**。

图 1.05-2(a) 表示一有五个谐振回路的带通滤波器, 而图 1.05-2(b) 是该滤波器的一种可能的相位特性曲线。在此情况下, 自 $\omega=0$ 至 $\omega=\infty$ 的总的相移为 $n\pi$ 弧度, 这里 n 是谐振回路的个数, 通带内群延迟的大致估计值为***

* 就是说, 假定没有幅度畸变, 并且 $d\phi/d\omega$ 在信号的整个频带上是常数, 那末输出信号将与输入信号完全一模一样, 但在时间上位移了 t_d 秒。

** 因为不是所有的相移都在通带内发生, 所以由 (1.05-5) 式估计的时间延迟通常是偏大的, 往往要大出一倍。

*** 就象 (1.05-5) 式一样, 此方程对时延的估算往往偏大。

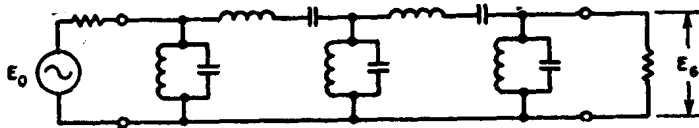


图 1.52-2(a) 与图 1.05-1(a)低通滤波器相对应的带通滤波器

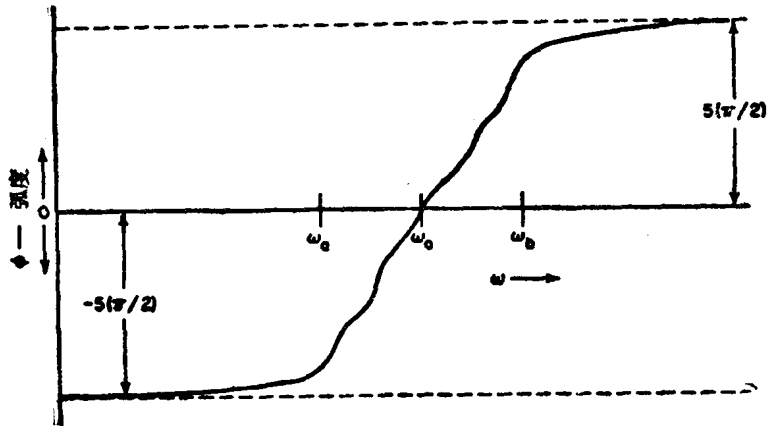


图 1.05-2(b) 图 1.05-2(a)滤波器的一种可能的相位特性曲线

$$t_d \approx \frac{n\pi}{\omega_b - \omega_a} \text{ 秒} \quad (1.05-6)$$

式中 ω_a 和 ω_b 是通带边缘上的角频率。

在后面的章节中，将更细致地介绍滤波器的时延特性。这里引出方程 (1.05-5) 和 (1.05-6)，仅仅是因为它们有助于我们对滤波器的一般时延特性有个感性认识。假设为了某种系统的需要，欲使 S 波段的能量脉冲延迟 0.05 微秒，并且为了适应该信号的频谱，和允许载频有一定的变化，要求电路有 50 MC 的工作带宽。要是用空气填充的同轴线来实现此延迟的话，就需要 49 呎长的同轴线。(1.05-6) 式指出，这样的延迟能用 50 MC 带宽的五个谐振回路的滤波器实现。为此而设计成的 S 波段滤波器，其长度一般不超过 1 呎，而且重量可做得十分轻。

在慢波结构中，通常感兴趣的是相速

$$v_p = \frac{l}{t_p} \quad (1.05-7)$$

或者是群速

$$v_g = \frac{l}{t_d} \quad (1.05-8)$$

其中 l 是此结构的长度， t_p 和 t_d 由 (1.05-2) 和 (1.05-3) 式定义。慢波结构不一定全是滤波器结构，但有很大一部分是滤波器形式。基本上属滤波器结构的慢波系统的例子，有：周期性地安置着容性或感性膜片的波导，交指线和梳状线。本书所介绍的一些方法，在设计这类基本上属滤波器的慢波结构时，将是十分有用的。用滤波器时延网络，将在 4.07、4.08、6.15、7.09 和 11.11 节中进一步讨论。

§ 1.06 滤波器原理在微波元件设计中的一般应用

根据前几节里的讨论就能推知，微波滤波器的设计技术(利用其最一般的方法)，在设计