

天津大学

本科生毕业设计



题目：基于多重耦合腔体的谐振器原理与滤波器设计

学 院 微电子学院

专 业 电子科学与技术(微电子)

年 级 2016 级

姓 名 李星辰

学 号 3016204073

指导教师 马凯学

独创性声明

本人声明：所呈交的毕业设计（论文），是本人在指导教师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本毕业设计（论文）中不包含任何他人已经发表或撰写过的研究成果。对本毕业设计（论文）所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在论文中作了明确的说明。本毕业设计（论文）原创性声明的法律责任由本人承担。

论文作者签名：

年 月 日

本人声明：本毕业设计（论文）是本人指导学生完成的研究成果，已经审阅过论文的全部内容。

论文指导教师签名：

年 月 日

摘 要

随着 5G 技术的发展，对于射频与微波电路性能的要求变得越来越高。在这其中，谐振器与滤波器作为基本的功能单元，对其良好性能的要求也越来越严格。目前来说，实现高 Q 值和多模式谐振器以及具有高频率选择性和良好带外抑制特性的滤波器等技术是解决未来通信技术发展的基础工作，

从技术发展的角度来看，一方面很多技术的实现需要相应的理论解释跟进，否则很难实现规模化的推广；另一方面，新的电路基础理论可以对新型滤波器谐振器拓扑结构进行设计上的指导，从而实现更好的性能。因此从整体上看，对于滤波器和谐振器在理论方面的研究依旧是一个重要的环节。

本文从多重耦合谐振结构入手，针对其谐振特性进行了较为全面的理论分析，给出了其性能参数的量化表达关系，同时分析了在同步情况下多重耦合结构实现高 Q 值，和在异步情况下多重耦合结构实现多模式的方法，并提出了一系列的设计指导。

基于对于多重耦合谐振结构的分析，可以对交叉耦合滤波器结构进行分析。本文讨论了一种五个腔体构成的交叉耦合结构，并对其响应与综合进行了讨论。基于该结构，本文详细讨论了对于交叉耦合型滤波器的分析方法，包括矩阵分析和相位分析。

本文的工作将对于新型滤波器和谐振器的设计起到一定的指导作用。

关键词： 谐振器，滤波器，多重耦合，交叉耦合，Q 值，耦合矩阵

ABSTRACT

With the development of 5G technology, the requirements for the performance of RF (radio frequency) and microwave circuits have become higher. Among them, resonators and filters as basic functional units, and the requirements for good performance are becoming more and more stringent. At present, the realization of high-Q and multi-mode resonators and filters with high frequency selectivity and good stopband rejection characteristics are the basic needs to solve the future development of communication technology.

From the perspective of technological development, on the one hand, the implementation of many technologies requires corresponding theoretical explanations to follow up, otherwise it is difficult to achieve large-scale promotion; on the other hand, the new circuit basic theory can be used as design guidance for novel filter and resonator topologies, which can achieve better performances. Therefore, as a whole, the theoretical research of filters and resonators is still an important part.

This article starts with a multi-coupling resonant structure, and conducts a more comprehensive theoretical analysis of its resonance characteristics, gives a quantitative expression of its performance parameters, and analyzes the high-Q value of the multi-coupling structure under synchronous and asynchronous conditions. Besides, the paper discuss multi-coupling structure method to achieve multi-mode, and put forward a series of design guidelines.

Based on the analysis of the multi-coupling resonance structure, the cross-coupling filter structure can be analyzed. This paper discusses a cross-coupling structure consisting of five cavities, and discusses its response and synthesis. Based on this structure, this article discusses in detail the analysis methods for cross-coupled filters, including matrix analysis and phase analysis.

The work in this paper will play a guiding role in the design of new filters and resonators.

KEY WORDS: Resonator, Filter, Multiple Coupling, Cross-Coupling, Q-factor, Coupling Matrix

目 录

第一章 绪论.....	1
1.1 研究的背景与意义.....	1
1.1.1 研究背景.....	1
1.1.2 研究意义.....	2
1.2 国内外相关研究综述.....	4
1.2.1 国外研究现状.....	4
1.2.2 国内研究现状.....	5
1.2.3 文献总结与评述.....	5
1.3 研究的主要方法.....	5
第二章 谐振器与滤波器基本原理.....	7
2.1. 单腔体谐振基本原理.....	7
2.1.1. 基本概念与评价指标.....	7
2.1.2. 谐振电路谐振.....	11
2.1.3. 谐振腔谐振.....	13
2.2. 谐振器的耦合.....	14
2.2.1. 磁耦合与电耦合.....	14
2.2.2. 磁电混合耦合与电磁耦合路径分离.....	16
2.2.3. 耦合系数.....	17
2.3. 滤波器介绍.....	18
2.3.1 滤波响应介绍.....	18
2.3.2. 滤波器耦合矩阵介绍.....	18
第三章 多重耦合谐振现象.....	20
3.1. 同步多重耦合谐振现象.....	20
3.1.1. 推广的等效电路与奇偶模分析法.....	20
3.1.2. 基本谐振行为与 Q 值特性.....	24
3.2. 异步多重耦合谐振现象.....	28
3.3. 基于多重耦合结构的应用介绍.....	32

3.3.1 VCO.....	32
3.3.2 滤波器.....	34
第四章 基于多重耦合的新型滤波器设计.....	37
4.1. 交叉耦合型滤波器综合方法.....	37
4.2. 五腔谐振单元滤波特性分析.....	40
4.2.1. 传输零点分析.....	41
4.2.2. 耦合矩阵分析.....	42
参考文献.....	46
附 录.....	49
A. Matlab 程序:	49
1.1 级联结构与交叉耦合滤波器响应对比.....	49
1.2 基于耦合矩阵的 Trisection 响应.....	51
1.3 基于多项式的 5 单元滤波器响应.....	52
1.4 基于耦合矩阵的 5 单元滤波器响应.....	56
可持续发展与环境保护.....	59
致 谢.....	60

第一章 绪论

1.1 研究的背景与意义

1.1.1 研究背景

移动通信,或者说基于无线通讯技术的信号传输,已经成为当代人类主要通讯方式中最为重要的一个环节,几乎渗透到了现代信息化的各个邻域之中。这一个宏大通信世界的构建起源于麦克斯韦在 19 世纪中叶提出的四个电磁方程,也被称为麦克斯韦方程。但遗憾的是,麦克斯韦英年早逝,并没有看到电磁波被证明存在的那一天。赫兹于 1887 年通过两个存在互感的线圈证明了电磁波的存在。接下来,在 1901 年马可尼实现了人类历史上第一次实现跨越大洋的无线电通信。至此,无线电技术正式成为了人类技术发展的一个重要历程。

最早的无线电技术主要用于军事的通讯,以诞生了一大批诸如电台,发报机等设备,这些设备也成为了现代通信技术中主要部件,例如基站,收发机等的前身。第二次世界大战期间,由于各国之间电报保密等需要和信息战的刺激,又进一步促进了一大批通信设备的诞生和发展。

除了具体的通信设备外,通信系统的构架也从诞生伊始就开始了飞速的发展。早期的接收机构架包括外差接收机等。1918 年, E. H. 阿姆斯特朗提出了超外差接受的构架,主要是利用多个具有不同频率的本振实现频谱复用的实现频分复用,多路传输的功能。这也成为了目前为止主要的一种通信接收端构架。

目前对于主流的通信系统而言,除了超大数据量,超远程或一些需要加密的通信依旧需要通过有线的方式,如光纤, cable wire 等,大部分的通信已经基本可以通过移动通信技术实现,这也意味着具体通信的实现对于无线网络技术的要求在日益提高。移动通信技术到目前为止已经走到了第 5 代,也就是通常说的 5G (The Fifth Generation Mobile Communication Technology)。在此之前的四代系统中,第一代移动通信系统(1G)主要用于提供模拟语音业务;第二代移动通信系统(2G)开始提供 GSM 数字移动通信技术服务;第三代移动通信系统(3G)以宽带 CDMA 技术为主,并能同时提供话音和数据业务的移动通信系统;第四代移动通信系统(4G)基于前三代技术,无线通信的信号更加稳定,数据的传输速率更快,兼容性更平滑,通信质量更高。

无线通信的模式随着无线通信步入 5G 时代,将向着物联化,高速化,高密度化的方向发展。具体来说,在追求信道更宽,传输速度更快,蜂窝更加密集的同时,5G 也要求利用这些技术实现基本终端设备的互联。这些设备包括但不限

于移动手机, 计算机, 家电, 交通工具和服务器等。互联则涵盖了包括数据传输, 数据共享, 平台化控制, 基于云平台计算和云存储等诸多方面的涵义。因此 5G 的实现必将对于系统中各个环节的硬件设备提出更高的要求。

具体来说, 5G 为了高带宽高速传输的实现, 对基础射频微波器件电路的性能的更高要求主要体现在噪声更低, 频率选择性更好, 效率更高等层面。具体以滤波器为例, 由于频段更加密集, 微波滤波器需要有更加严苛的通带要求, 例如带内插入损耗更低, 带外抑制更好, 边带滚降系数更大等; 又如对于本振而言, 要求振荡器的相位噪声更小, 频率更稳定, 高次谐波抑制效果更好, 功耗更低以及 tuning range 更大 (对于 VCO 而言) 等。频段的变化, 带宽的变化以及性能的更高要求, 直接导致对于基于射频微波技术的理论创新, 技术创新和解决方案创新变得至关重要。

根据 3GPP R15 版本的定义, 5G FR (Frequency Range) 范围为: FR1 从 450MHz 到 6000MHz, FR2 从 24250MHz 到 52600MHz。我国目前 5G 已经公布的商用频段涵盖了低频段的 3.8~4.2GHz, 4.8~5GHz 两个。我国作为 5G 技术的领路人, 研发企业例如华为, 中兴等企业已经开始陆续公布一些解决方案, 同时组网工作随着商用牌照的发放也陆续开始。可以相信, 在政策扶持和技术深化的双重支持下, 我国的 5G 技术将会很快进入全面覆盖的阶段, 并且真正对原有的通信环境 and 质量实现一次较为深入的改变和提高。

1.1.2 研究意义

前面提到, 对于目前面向 5G 的应用而言, 对基础射频微波电路的性能要求主要体现在噪声更低, 频率选择性更好, 效率更高等层面。这些要求将会渗透到通信系统的各个层面和节点, 而实现这些要求的核心基础在于对电路结构上提出创新性的理论与实现具有新结构的拓扑。本研究主要目的即在理论层面对于新型谐振器, 滤波器结构提出创新和证明, 并为未来面向更高要求的射频电路结构设计提供有效的指导性支持。

下面将从面向 5G 等通讯系统中对于滤波器和谐振器的要求上来分别具体阐述研究意义。从对于谐振器而言, 一方面从谐振器的功能上来看, 谐振器需要能够提供更加稳定的谐振频率, 这就要求在谐振点附近谐振器的阻抗响应更加陡峭, 即品质因数更高 (也就是 Q 值更大)。除了谐振频点更加稳定之外, 将一个高 Q 值的谐振器应用于不同的电路中都可以起到对于性能的重要改进作用, 例如在频率源中可以降低相位噪声, 在 PA 中可以增加频率选择性等^[1]。另一方面从谐振器尺寸的要求上来看, 射频应用, 尤其是在板级电路层面上, 对于谐振器的小型化要求将更加严格。

目前射频谐振器通常通过两种方式实现，一是将固态谐振器，例如 FBAR 等集成到电路中，实现所需的谐振功能；二是直接设计谐振器电路结构，例如环形谐振器（ring resonator），开口谐振环（loop resonator）等，实现谐振功能；三是利用腔体谐振，直接激励例如空气腔体的 TE_{abc} ， TM_{abc} （ a, b, c 均为不小于零的整数）谐振模式，来实现电路中所需的谐振功能^[2]。相比于方式一集成固态谐振器到电路中而言，方式二和三中直接设计谐振电路或腔体可以实现加工平台的统一化，并且也可以满足更高频率上的设计。腔体谐振通常具有更高的 Q 值，但相比于设计谐振腔体结构而言，谐振电路从设计角度更具变化，同时激励方式比较方便简单。

对于谐振器的一般性研究中，通常会通过等效电路的形式直接探索谐振电路的设计以获得更加新颖的电路拓扑或提出具有指导意义的设计概念，而等效电路的选取也直接决定了其将适用的应用。在关于射频谐振电路的研究中，多重耦合谐振电路已经成为了一个公认的高 Q 值结构，并被广泛应用于诸如 VCO 等电路之中，例如基于变压器耦合（transformer coupled resonator）的 VCO 结构等^[3]。但是对于为何多重耦合结构可以产生高 Q ，以及不同的耦合方式（如电耦合，磁耦合和混合耦合）可以产生的怎样不同的效果，依旧缺乏较为系统的研究。因此，本文的基本研究工作即从电路层面对于这些问题进行探究与解决，同时给出一系列的电路设计指导方案。这些方案的提出将对未来谐振器的设计，以及对于多重耦合行为的理解将具有重要的意义。

对于滤波器而言，其被广泛应用于对频带进行筛选的接收端各个部件上，以及发射端的一些部件中，作为实现选频，降噪等重要功能的器件。面向 5G 的滤波器应用不仅需要通带设计在所需的频段上，更要求其通带内具有更加小的插入损耗，同时通带边缘具有更好的频率选择性（或滚降系数）。通常而言，实现这两点要求最直接的办法即为设计具有多传输零点的滤波器结构。

通常来讲，射频滤波器的设计主要基于谐振器的耦合实现。无论平面电路结构还是谐振腔结构，通过谐振器之间合理的级联和耦合均可以产生所需要的滤波器响应，如切比雪夫（Chebyshev）响应，椭圆函数（Quasi-elliptical Function）响应等。其基本的设计方法（也称为滤波器综合方法）有基于耦合矩阵，基于等效电路和基于 CAD 等^[4]。

到目前为止，产生较多的带外零点依旧是滤波器研究的一个重要内容。对于 5G 要求的系统性能层面上看，产生多零点的滤波器将对于系统功能实现具有非常重要的支撑意义。目前产生多零点的方法有交叉耦合，电磁耦合路径分离等，然而一方面来说，基于这些方法的结构还没有被完全讨论，依旧存在较为广阔的研究空间；另一方面来说，这些结构对于零点数目的产生依旧是有限的，需要有更新的方法被开发出来。因此，本文对于新型滤波器结构的研究将对于为 5G 下

更高要求的射频滤波器设计具有重要的指导意义。

此外,从更重要的意义上来讲,对于新型谐振器,滤波器结构的研究将不仅对于面向 5G 的工程应用具有较强的指导意义,其在实现未来通信所希望的超宽带,超低损耗等方面也将提供一定的指导意义。因此,本文中关于谐振器和滤波器的研究将会是一系列潜在体系化工作开展的重要前序工作之一。

1.2 国内外相关研究综述

1.2.1 国外研究现状

目前国外针对谐振器的研究主要针对提高电路 Q 值层面,其中关于多重耦合谐振器的研究经过若干年发展,已经在理论与应用层面形成一些体系。从理论上, Jiasheng-Hong 等人率先提出一种针对不同耦合方式的电路分析方法 (Hong, 1996)^[5],并基于此提出了关于慢波结构 (Hong, 1997)^[6],交叉耦合滤波器 (Hong, 1998)^[7]的系一系列基本应用。基于 Hong 提出的方法,耦合型谐振器开始被关注并应用到集成电路,尤其是 VCO 设计中。2003 年 Ravi 等人提出了基于 0.18 μm 工艺的变压器耦合 VCO 结构,将两个 VCO 核的电感耦合了起来从而获得了较好的性能 (Ravi, 2003)^[8]。同年, Gierkink 等人提出了“二次耦合”的概念,设计出一款在 1MHz 偏置下相噪可以降低到 -124dBc/Hz 的 VCO (Gierkink, 2003)^[9]。Donghyun Baek 等人设计出栅漏之间通过变压器耦合的 VCO,进一步提高了 VCO 性能 (Baek, 2003)^[10]。2005 年, Nam-Jin Oh 和 Sang-Gug Lee 又实现了基于背栅的变压器耦合 VCO (Oh, 2005)^[11]。目前,这样一种结构已经被广泛应用于 VCO 设计之中。此外,多重耦合结构还被利用在了巴伦 (Li, 2016)^[12]和功率放大器 (Huang, 2012)^[13]等电路结构中。

Canonical 交叉耦合滤波器的设计,最早由 Atia 等人在上世纪 70 年代提出。1971 年, Atia 提出了一种带通滤波器的新结构,主要内容即为利用交叉耦合方式实现滤波器的响应 (Atia, 1971)^[14]。之后,又提出了窄通带波导滤波器的设计方法 (Atia, 1972)^[15]。在 1974 年,基于之前的工作, Atia 又提出了窄通带滤波器的一般设计方法 (Atia, 1974)^[15],标志着其理论的成熟。在他的理论中,当获得了电路的 Y 参数后,即可综合出电路的耦合矩阵。在此基础上, Cameron 又开创了利用耦合矩阵实现特定的滤波响应形式 (Cameron, 1979)^[17],响应多项式 (Cameron, 1999)^[18]以及考虑源漏耦合 (Cameron, 2003)^[19]的新型多零点滤波器的理论。这些研究已经成为了当今滤波器设计重要的理论支持。

1.2.2 国内研究现状

国内基于多腔体耦合的研究主要围绕在 VCO 上实现多重耦合结构本身展开。马凯学等人于 2010 年左右描述了多腔体强耦合 VCO 的结构^[20]，并在 2013 年的专利中提出了基于强耦合 LC 腔体的集成电路构架，将多腔体耦合结构推广向更广的应用范围^[21]。这成为了后来基于多重耦合的 VCO 设计中，电感或腔体配置的一种指导方案。2015 年，邹琼首次给出了对称多腔体磁耦合的谐振频率和 Q 值的计算公式^[22]，证明了电路 Q 值会随耦合腔体数目的增加而成比例增加，同时面积会成比例减小。这从理论上首次说明了多腔体耦合在电路设计中的优越性。

在滤波器的研究方面，国内的主要关注度依旧在如何增加滤波器带外传输零点层面。一方面，基于在传统结构，褚庆昕等人提出了具有高选择性的环形谐振器结构^[23]，以及基于 Quadruplet 滤波器结构实现的多对传输零点结构^[24]。另一方面，运用新结构，如电磁耦合路径分离^[25]等方法，实现多传输零点也开始被广泛关注，例如 SEMCP 已经被应用于实现共面波导滤波器^[26]，阶梯阻抗滤波器^[27]等结构中。

1.2.3 文献总结与评述

以上文献主要的工作为围绕应用层面的谐振器和滤波器展开，已经取得了一系列卓有成效的成果，不少应用被开发出来并可以取得良好的效果。然而目前在实践的过程中，依旧存在缺少一些理论层面解释的问题。例如对于多重耦合结构而言，为什么将其应用于 VCO 中可以实现较好的性能；例如如何设计可实现的交叉耦合滤波结构等。这些问题的解决将为未来谐振器，滤波器的设计提供一些指导性的依据。

1.3 研究的主要方法

本研究工作主要围绕理论层面推导展开，涉及到的主要数理基础包括但不限于微积分，线性代数，积分变换（以拉普拉斯变换为主），数值计算，有限元模型（FEM, Finite Element Model），电磁场与电磁波等；涉及的主要电路基础包括但不限于基本电路原理，信号与系统理论，传输线理论，滤波器综合等。此外，本工作将会涉及到较少量的具体电路设计，加工与测试，因此也需要一定的测试与测量学理论支撑，包括误差分析，容差分析等。

本研究主要采用的方法为以正确的理论推导结果作为最终的结论，利用仿真

和数值计算方法验证理论的正确性,并结合电路实际测试结果作为现实支撑的方法。具体而言,理论推导的目的在于得到可以用解析方法表示的新型谐振器,滤波器结构设计公式,从而为未来新型结构的分析提供可以计算的方法。此外,理论结果也可以推演出规律性的结论和法则,从而为未来基于这些结构的新设计提供思考的方向。

仿真与数值计算方法的目的在于,利用数值计算方法获得理论推导结果的频域响应,并与仿真结果对比以评价理论的正确性和合理性,并给出解释和理论的应用范围。此外,仿真结果也用于尝试新型谐振器和滤波器结构以评估其响应,发现响应中具有规律性的内容以指导理论分析等。

实际电路测试的目的在于,除了进一步验证理论的正确性外,还可以将实际环境中的非理想因素引入理论之中,这在一方面有利于发现理论中不合理之处,另一方面也利于评估理论结构与实际的谐振器滤波器应用需求是否匹配。这是理论结合实际思想的重要体现。

本文中将介绍和使用的理论推导方法有:网络分析,奇偶模分析,s 域分析,低通原型分析等;本文中将主要使用的仿真和数值验证工具包括:ADS, HFSS, MATLAB 等;本文中将涉及到少量电路测试,主要被测试的参数为电路 S 参数和阻抗参数等。

第二章 谐振器与滤波器基本原理

本章将主要介绍本文中用到的谐振器和滤波器基本原理。这些原理和相关的分析方法不仅将涉及到谐振器和滤波器中最为基础和重要的基本方法，也会涵盖基于较高理论基础层面的原理和方法。值得一提的是，这些原理与方法不仅仅会以公式的形式呈现，也会以深入理解和论述的方式呈现。究其原因，笔者相信最简洁的理解依旧是以公式为基础的推演，但是不得不承认的是，在谐振器与滤波器相关理论之中，甚至在 RF 和微波的很多相关理论之中，较为复杂现象背后的公式给出往往比较困难，因此有许多的原理依旧要结合语言，图表等方式呈现。

2.1. 单腔体谐振基本原理

单腔体谐振，指的是在所考察的环境中仅存在的一个谐振器或谐振电路在合理的激励下发生的谐振现象。在单腔体谐振中，除了谐振器本身以外，不存在任何影响谐振参数和特性的其他因素存在，包括所给谐振器的激励以及谐振器所处的环境。由于单纯地在考察一个谐振器本身的性能和特性，单腔体谐振是研究谐振现象中最为理想的模型之一。本部分对于单腔体谐振的考察将有利于对之后多重耦合谐振的理解。

2.1.1. 基本概念与评价指标

在具体讨论单腔体谐振之前，首先要对谐振器的一些基本概念和基本指标进行介绍。这些基本概念包括幅度-频率响应，相位-频率响应，单端口 S 参数和单端口 Z 参数；这些基本指标包括谐振频率，品质因数（即 Q 值）和带宽。在讨论这些内容之前，假设读者已经对于复数，复变函数，积分变换基本原理等内容有了较为清晰的认识。

幅度-频率响应：指用于描述某物理或测量的幅度与频率关系的公式或图表。具体的数学描述如下。

假设存在定义在复平面某域内的函数 $Z(s)$ ，满足：

$$Z(s) = X(s) + jY(s) \quad (2-1)$$

其中：

$$\begin{aligned} s &= \sigma + j\omega \\ j^2 &= -1 \end{aligned} \quad (2-2)$$

若 $Z(s)$ 在复平面的定义域包含虚轴，同时满足 $Z(s)$ 在整个虚轴上收敛，那么

对于任意一个在虚轴上的变量 ω 而言，令 $s = j\omega$ ，则 $Z(s)$ 可以被重新写为：

$$Z(\omega) = X(\omega) + jY(\omega) \quad (2-3)$$

此时， $Z(\omega)$ 即为一个定义在 ω 上的函数， ω 被称为角频率，标准单位为弧度每秒 (rad/s)，有 $\omega = 2\pi f$ ，其中 f 为频率，标准单位为赫兹 (Hz)。将 ω 代换为 f ，有：

$$Z(f) = X(f) + jY(f) \quad (2-4)$$

此时，即可定义新函数 $A(f)$ ，使得：

$$A(f) = (X(f)^2 + Y(f)^2)^{1/2} \quad (2-5)$$

可以看出， $A(f)$ 是一个定义在实数 f 上的实变函数，被称为幅度-频率响应。

相位-频率响应：指用于描述某物理或测量的相位与频率关系的公式或图表。具体的数学描述如下。

对于已经得到的 $Z(f)$ 而言，可以定义函数 $P(f)$ ，使得：

$$P(f) = \tan^{-1}(Y(f)/X(f)) \quad (2-6)$$

可以看出， $P(f)$ 是一个定义在实数 f 上的实变函数，被称为相位-频率响应。对于幅度-频率响应和相位-频率响应的关系与含义，可以结合图 2-1 内容进行理解。

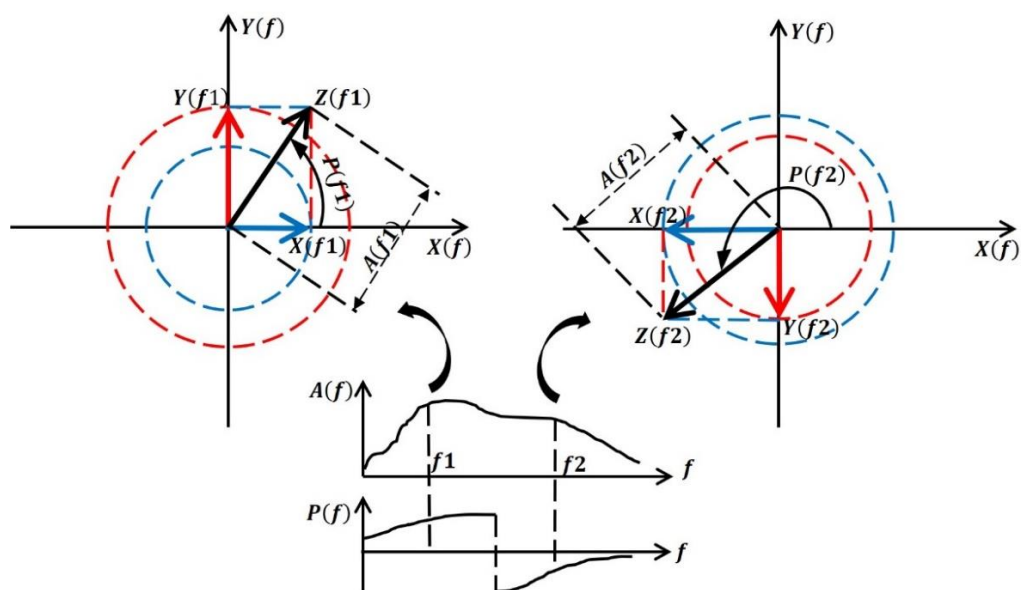


图 2-1 幅频响应和相频响应

可以看到，对于函数 $Z(f)$ 而言，将其值绘制在复平面上并用向量表示，则可以从分离出其模与角度，且模和角度均为频率的函数。 $Z(f)$ 向量的模即为幅频响应，其角度即为相频响应。图中可以清楚地看到，在两个不同的频率下，幅频和相频一同对应于复平面上一个 $Z(f)$ 函数。

单端口 S 参数：散射参数（Scattering Parameter，以下均以 S 参数指代）是专门用于描述存在波传输行为的网络的参数。S 参数中，规定了一系列端口入射波和反射波的概念，并使得参数值与端口阻抗存在密切的联系。本部分将具体介绍单端口的 S 参数，双端口 S 参数将在 2.3 节中被介绍。

对于一个单端口器件而言，在 S 参数描述下其仅存在端口处的入射波 $a(t)$ 和反射波 $b(t)$ ，以及端口阻抗 Z_0 。在这种情况下，该器件的单端口 S 参数可以表达为（注意此处的主变量为时间，如果均换为频率，则最后表达的 S 参数为一个频谱函数）：

$$S_{11}(t) = b(t)/a(t) \quad (2-7)$$

因此单端口 S 参数（以下简称 S_{11} ）可以理解为，在某状态下（某时刻，某频点）被单端口器件反射的波与总的入射波的比值。之后在谐振器的讨论中， S_{11} 将被广泛应用，因为对于研究谐振行为而言，我们只希望系统在一点处存在能量的馈入，这样可以避免能量从系统边界的其他点处被泄露，从而保证在该点处获得的结果能最真实地描述系统对于馈入能量的行为情况（如被吸收，则反射波会衰减；无法吸收，反射波会增强等）。

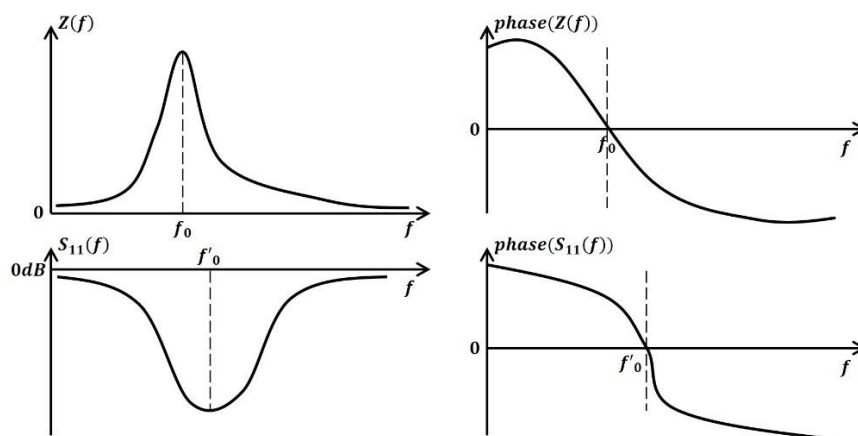
单端口 Z 参数：单端口器件也可以在电压-电流描述下定义端口的输入阻抗。若端口两侧电压为 $V(t)$ ，电流为 $I(t)$ ，则该端口处的 Z 参数（即输入阻抗）可以被表示为（在这里依旧选择时间作为主变量）：

$$Z_{11}(t) = V(t)/I(t) \quad (2-8)$$

Z_{11} 通常也可以用 Z_{in} 表示，代表输入阻抗。对于谐振器而言， Z_{in} 主要描述了端口处看入的阻抗特征，反映的是谐振器自身最本质的阻抗属性。事实上，在谐振器的讨论中输入阻抗也会被广泛地讨论，其原因在于相比于 S_{11} 而言， Z_{in} 并没有关注端口阻抗对系统能量馈入的影响（即匹配），因此描述的是谐振器自身的特性。更深入地讲， S_{11} 可以由 Z_{in} 和端口阻抗 Z_0 共同决定，其关系如下：

$$S_{11} = (Z_{in} - Z_0)/(Z_{in} + Z_0) \quad (2-9)$$

谐振频率：谐振频率主要描述谐振器发生谐振时的频率，也即谐振器的固有频率（电学层面）。对于谐振频率的理解可以与机械振动的震荡频率等概念对比，这里不再赘述。如图 2-2 所示，对外表现上来看，谐振器在谐振频点处呈现一个实阻抗特性，即相位为零，同时出现一个输入阻抗的峰值； S_{11} 在谐振点附近也会出现一个谷值，这表明馈入的能量被系统极为有效地吸收。

图 2-2 谐振点附近的 Z_{in} 和 S_{11} 响应

值得注意的是， S_{11} 谷值时对应的频率可能并不是谐振器的谐振频率，而会落在谐振频率附近，这是因为端口阻抗可能并不是一个实阻抗，或者端口为实阻抗但由于端口的存在导致谐振器内部某些要求未得到满足（如并联谐振中电感，电容和电感寄生电阻值未满足某些要求），使得谐振器发生了失配现象而导致谐振频率发生移动。

另一个值得注意的事情是，虽然在谐振状态下，输入阻抗的相位值应该为 0，但是在谐振频点之外的相位并不一定会按照图 2-2 中所示的方式移动。同理， S_{11} 相位图中的曲线也只是一个示意，并不代表任何谐振器的相位均会随着频率像图中所示这样移动。实际的相位移动方式，会与谐振器内部结构等诸多因素相关。

除此以外，谐振器的谐振频率，尤其是由分布式电路或腔体构成的谐振器，其谐振频率并不唯一，而会随着频率的增加有周期性的移动。通常将某个谐振频率下谐振器的状态称为一个“模式”，并且按照谐振点由低到高顺序将这些模式称为一次模式（基模），二次模式，三次模式等。二次模式及以上的模式被通称为高次模式。对于简单的谐振器结构而言（如一段单独的半波长谐振器），其模式对应的谐振频点一般呈现倍数关系，如二次模式频点为一次模式的二倍等。

品质因数：品质因数（Quality Factor）也被称为 Q 值，用于描述谐振器的储能特性，是评价谐振器性能的重要指标。谐振电路在周期性震荡过程中存在储能和耗能，其中储能的部分被用于实际产生谐振。Q 值即被定义为谐振器在一个周期内储能和耗能的比值。根据前面的介绍，谐振器在谐振点处会有较为良好的储能特性，因此谐振点处的 Q 值会最高。对于谐振器而言，一般都将谐振器在谐振频点处的 Q 值作为该谐振器的 Q 值进行考量（对于多模谐振器而言，将被考察的频点处 Q 值作为在这个模式下谐振器的 Q 值）。

通常计算单端口谐振器 Q 值的方法有两种。如图 2-3 所示，左图展现了利用输入阻抗幅值 3dB 带宽计算 Q 值的方法，右图展示了利用输入阻抗相位计算 Q

值的方法。

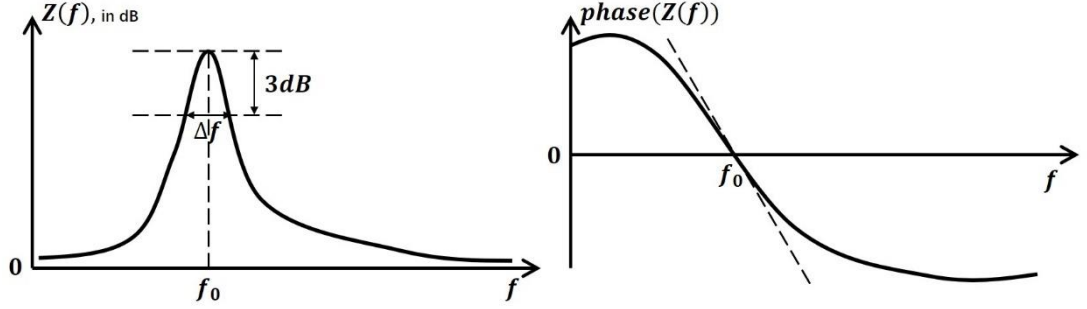


图 2-3 两种 Q 值计算方法

对于第一种方法而言，Q 值被定义为：

$$Q = f_0 / \Delta f \quad (2-10)$$

其中， Δf 为谐振点附近的 3dB 带宽 (bandwidth)， f_0 为谐振点。对于第二种方法而言，Q 值被定义为：

$$Q = \frac{f_0}{2} \frac{\partial \Phi}{\partial f} \bigg|_{f=f_0} \quad (2-11)$$

其中 Φ 为输入阻抗的相位，即为 $P(f)$ 。

Q 值依据谐振器是否有外部负载 (load) 的存在，分为无载 Q 值 (Q_u , unloaded) 和有载 Q 值 (Q_L , loaded)。一般来说谐振器的无载 Q 值比较大，但是加上负载后的有载 Q 值会有所降低。它们满足的关系为：

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{ex}} \quad (2-12)$$

其中 Q_{ex} 为外部 Q 值 (external)，表示由于馈线等引入的负载效应使得有载 Q 与谐振器自身的无载 Q 之间产生的变化。在实际电路层面，通常通过端口测试得到的 Q 值为有载 Q 值，无载 Q 值一般通过仿真或根据测试结果计算得到。

2.1.2. 谐振电路谐振

集总电路和分布参数电路均可以实现谐振器。集总参数电路层面讨论的谐振主要分为串联谐振和并联谐振两大类，以及这两种基本谐振方式组合而成的复杂谐振电路；分布式参数电路讨论的谐振器包括基本的半波长谐振器，四分之一波长谐振器等基本谐振单元，以及各种种类丰富多样的谐振器结构，例如环形谐振器，TRS 等。本部分将主要介绍串联谐振器，并联谐振器和半波长谐振器三种谐振器结构。

串联谐振可以理解作为一种电感电容和电阻三者串联的谐振腔结构，其基本拓扑和输入阻抗对如图 2-4 所示。串联谐振的特点为：在谐振时，电感与电容两侧

的电压等大反向，因此全部压降落在电阻两侧，从而呈现一个纯阻特性，同时阻抗幅值达到最小值。在谐振频率 $\omega = (LC)^{-1/2}$ 下，串联谐振的 Q 可以表示为：

$$Q = \omega L/R \quad (2-13)$$

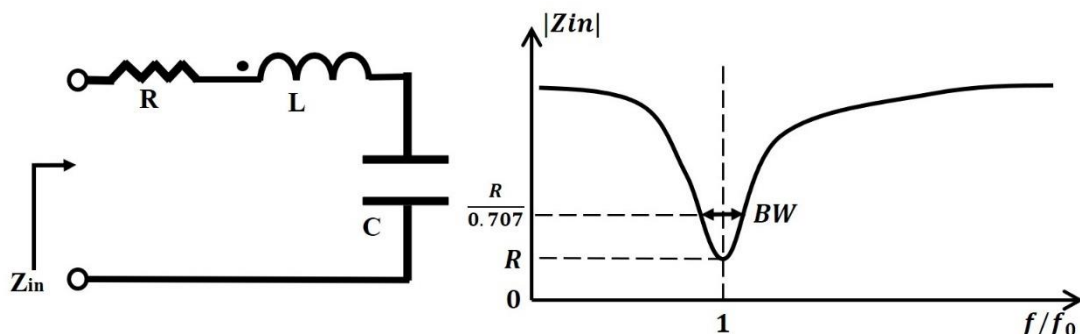


图 2-4 串联谐振

并联谐振可以理解作为一种电感电容和电阻三者并联的谐振腔结构，其基本拓扑和输入阻抗对如图 2-5 所示。串联谐振的特点为：在谐振时，通过电感与电容的电流等大反向，因此全部端口输入的电流流过电阻，从而呈现一个纯阻特性，同时阻抗幅值达到最大值。在谐振频率 $\omega = (LC)^{-1/2}$ 下，并联谐振的 Q 可以表示为：

$$Q = R/\omega L \quad (2-14)$$

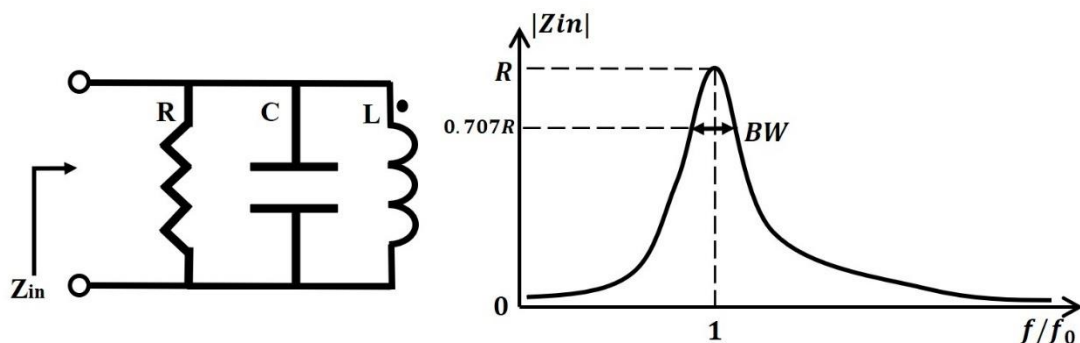


图 2-5 并联谐振

半波长谐振器可以被简单理解为一电长度为 180 度的传输线。如图 2-6 所示，一段在频率 f_0 下电长度为 180 度（半个波长）的传输线一端给予 f_0 的单频激励时，另一端会激励出反向的（相移 180 度）的同频信号。如果传输线为理想传输线，则此时测得 S_{21} 的幅值为 0dB，表面该段传输线处在谐振状态。这就被称为半波长谐振器。半波长谐振器除了基频 f_0 外，还会有处在 $2f_0$ ， $3f_0$ ……位置上的高次模。

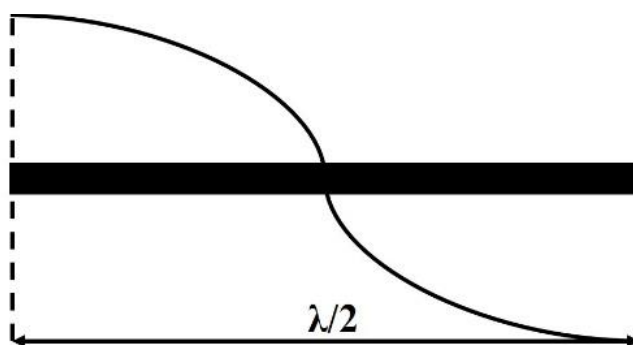


图 2-6 半波长谐振器

值得注意的是，虽然分布参数电路有自己基于传输线理论的分析方法，将其转换为集总参数等效电路并进行分析依旧是另一种重要的分析方法。同时，由于集总参数电路中，器件的值（感值，容值和阻值）均可用确定的符号表示，因此转换成等效的集总电路在某些时候更利于对电路谐振特性进行量化的分析和理解。

2.1.3. 谐振腔谐振

腔体谐振是一种通过在腔体中利用电磁场激励从而使得腔体内部产生谐振的现象，利用这种现象实现的谐振器称为谐振腔。通常而言，腔体为一个三维的形式，因此在不同模式下其内部的电场和磁场分布会和基于电路的谐振器有很大不同。以矩形波导谐振腔对腔体谐振进行介绍。

矩形波导谐振腔的性质和矩形波导类似。如图 2-7 显示了其最基本模式 TE_{101} 模的情况。在这样的情况下，沿着 x 和 z 方向均有半波长电场分布，同时有 $z=0$, $x=0$, $z=L_2$, $x=L_1$ 四点电场为 0（短路）作为边界条件。如图的谐振腔中有一个激励孔位于腔体 x - z 面靠近边壁的位置，这是一种通过磁耦合激励腔体的方法，主要通过激励磁场从而激励整个腔体。

对于矩形波导谐振腔而言，其 TE_{101} 模式的谐振频率可以由下式确定：

$$\omega_{101} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\frac{\pi^2}{L_1^2} + \frac{\pi^2}{L_2^2}} \quad (2-15)$$

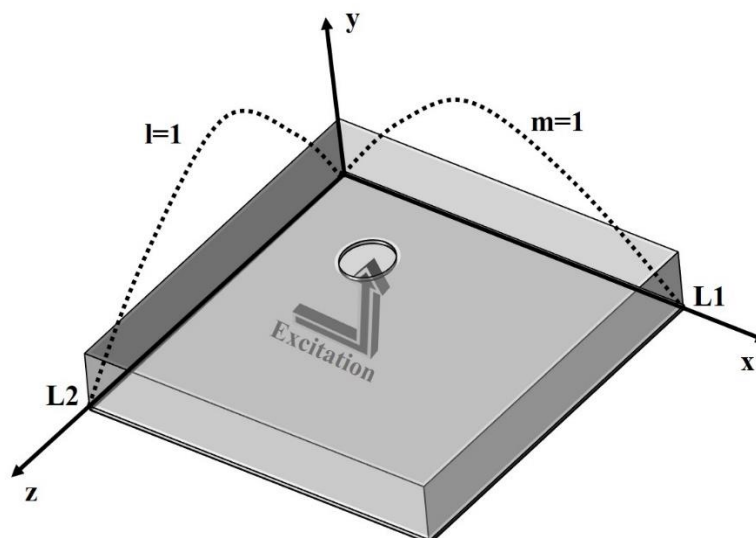


图 2-7 矩形波导谐振腔

同样值得注意的是，腔体谐振也可以用集总参数等效电路的形式表示。与分布式电路相同，在每个不同模式下谐振腔对应的集总参数等效电路是不同的。虽然集总参数等效电路只有在窄带范围内能较好地刻画谐振腔的谐振行为，但是依旧在某些时候可以简化分析流程，或更利于对电路谐振特性进行量化的分析和理解。

2.2. 谐振器的耦合

在单腔体谐振中，我们所考察的是环境中仅存在一个谐振器或谐振电路时发生的谐振现象。而在实际的电磁环境中，多个谐振器之间由于电磁波的辐射等效应，存在相互影响的行为，这种行为称为耦合。谐振器之间的耦合会导致在耦合体系中的任何一个谐振器都与自己本身在单腔体状态下的谐振现象发生巨大的变化。要注意的是，耦合并不有害，反而在大多数情况下我们需要利用耦合现象来实现所希望的响应。只有会对体系产生电磁干扰的耦合才需要我们专门去避免。根据发生的机理，耦合可以分为电耦合，磁耦合和混合耦合三种。

2.2.1. 磁耦合与电耦合

磁耦合 (magnetic coupling)，指两个谐振器仅通过磁场进行耦合而电场不发生耦合的情况。图 2-8 展示了基于集总参数电路和分布参数电路的两种实现磁耦合的常见方法。

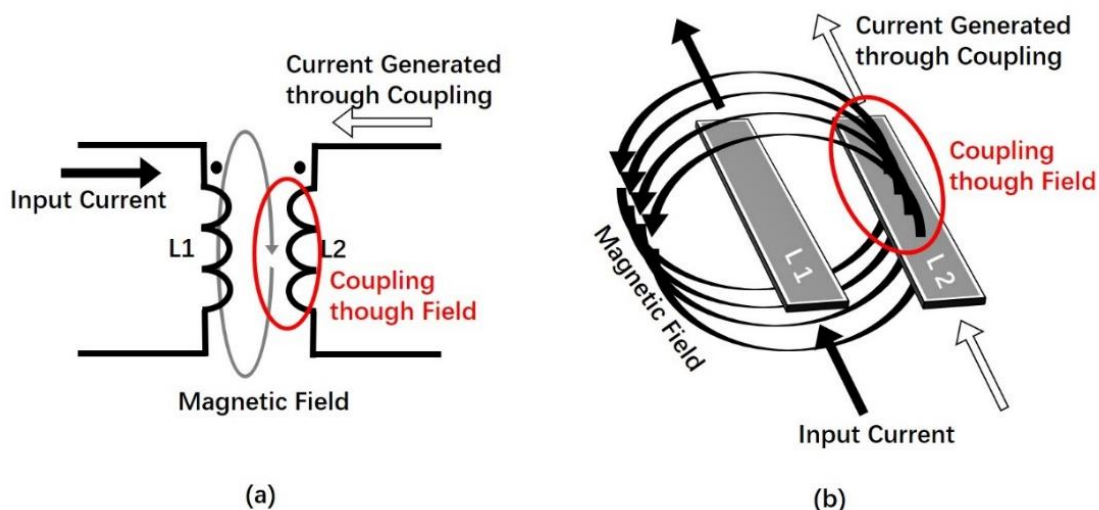


图 2-8 实现磁耦合的常见方法

图 2-8 (a) 中的方法称为电感耦合，也称为变压器耦合。它不仅仅是集总参数电路中的磁耦合方式，也是几乎所有磁耦合实现方式的集总参数等效电路。电感耦合中，进入 $L1$ 的交变电流使得 $L1$ 在空间中激发涡旋磁场。当磁场可以延伸到 $L2$ 时，即可在 $L2$ 中产生变化的电流，这就使得两个电感所在的电路通过磁耦合的方式耦合在了一起。

图 2-8 (b) 展示了传输线中的耦合。假设图中所示的两条传输线在截取的这段中电位几乎相同（为了避免电耦合，如截取自半波长谐振器基模下电位为 0 的中点），在 $L1$ 线中通以交变电流，由于磁场的延伸同样可以在 $L2$ 中感应出电流。这就是两端传输线实现磁耦合的方法。接近纯磁耦合实现，除了如上要求两条传输线在截取的这段中电位几乎相同外，还要保证这段中的电流分布尽可能大，以实现最佳的磁场激励和互感效果。

电耦合 (electric coupling)，指两个谐振器仅通过电场进行耦合而磁场不发生耦合的情况。图 2-9 展示了基于集总参数电路和分布参数电路的两种实现电耦合的常见方法。

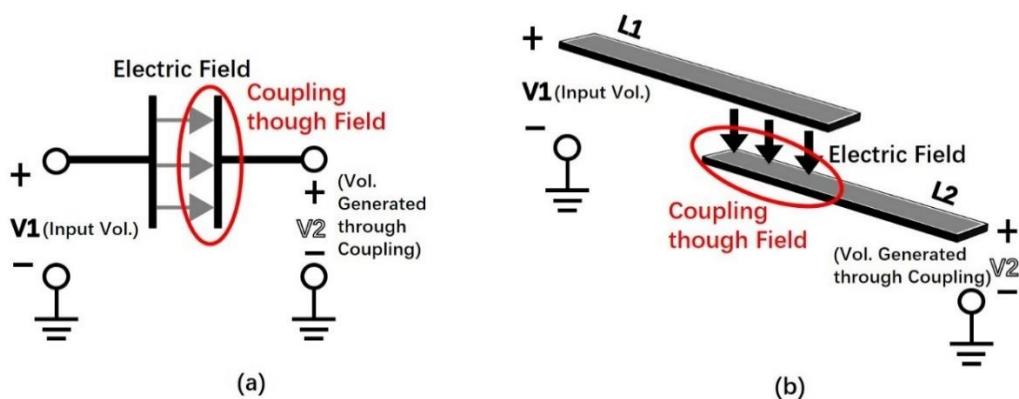


图 2-9 实现电耦合的常见方法

图 2-9 (a) 中的方法称为电容耦合，是集总参数中实现电耦合的方式，该电容被称为耦合电容。电容耦合中，电容一侧输入一个交变的电压，会在电容两个电极直接激发电场。电场从输入的电极延伸到输出的电极，会在电极另一端产生一个被激发的交变电压，左右两侧的电路即通过这种方式被电耦合在了一起。

图 2-9 (b) 展示了传输线的耦合。与图 2-8 (b) 不同的是，此处的两端传输线在一端连接到了电压输入/输出端，另一端为开路，这是为了使得耦合发生在电场最强的地方。传输线中的电耦合，不仅可以利用图中这种两端开路线交叠的形式，也可以直接将两端开路线在同一平面上将开路端互相接近来实现（这被称为边缘耦合）。

2.2.2. 磁电混合耦合与电磁耦合路径分离

磁电混合耦合（Mixed Coupling）指的是在场环境中，由于电场和磁场在同一位置均存在而导致既有电耦合，又有磁耦合发生的现象。如图 2-10 所示，左图为描述混合耦合的等效电路模型。可以看到在电路中，磁耦合与电耦合在一个位置同时发生，将场通过耦合元件电容和电感传播的方式延伸到另一端。右图为在传输线电路中一种可能的混合耦合发生方式。在图示传输线所在位置处，电场和磁场均未达到最强，但是均足够向空间中辐射电磁波。在这种情况下，L1 激发的场将都对 L2 产生影响，从而在 L2 中激励出信号。

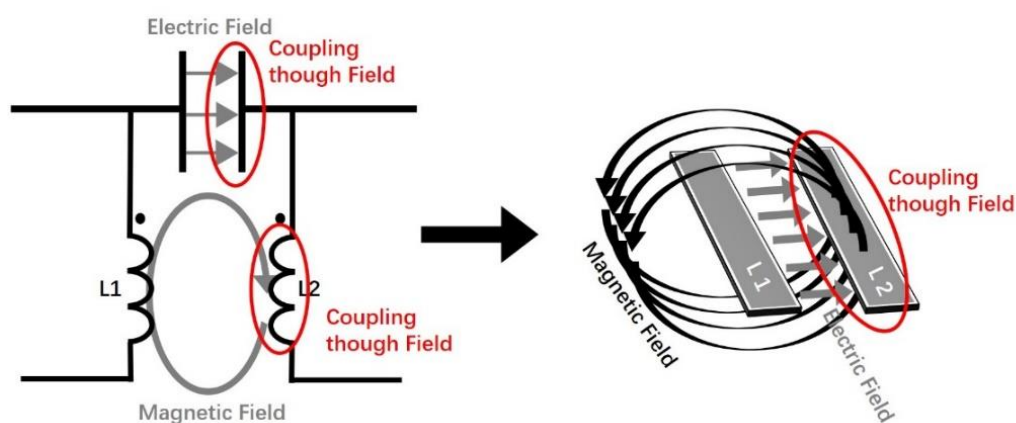


图 2-10 磁电混合耦合

电磁耦合路径分离（SEMCP, separate electric and magnetic coupling path）是另外一种在环境中电场和磁场均存在的耦合方式，但与磁电混合耦合不同的是，SEMCP 中磁耦合和电耦合并没有发生在空间中的同一个位置附近，而是以两条各自独立的路径在电路两个不同位置分别实现电耦合和磁耦合。一个典型的

SEMCP 结构如图 2-11 所示。SEMCP 在滤波器设计中具有产生额外传输零点的作用。

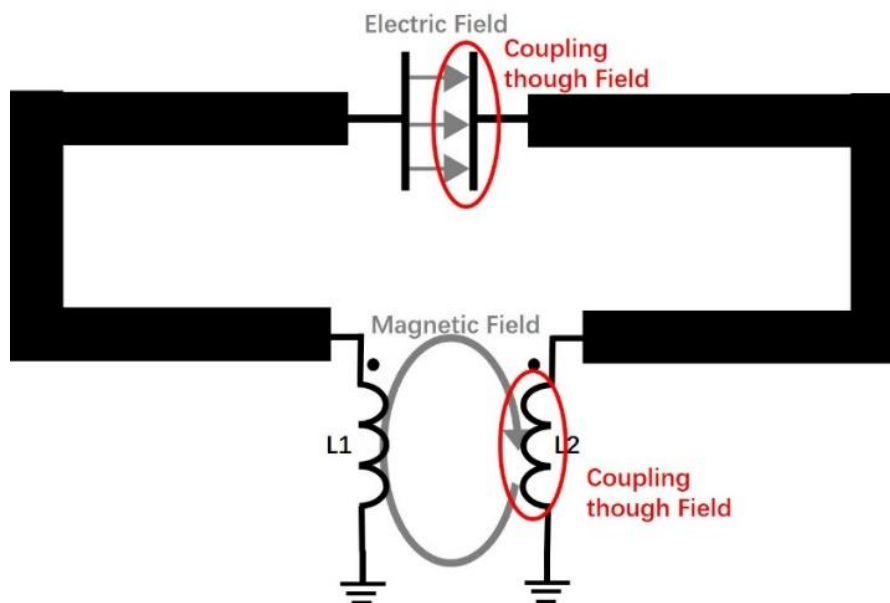


图 2-11 电磁耦合路径分离

以上介绍的两种耦合方式均为电耦合和磁耦合同时存在，区别在于混合耦合中，电磁耦合发生在同一个位置，而 SEMCP 中耦合发生在不同位置，而这也最终导致二者的响应存在较大的不同。具体关于混合耦合和 SEMCP 的量化问题将在后面的章节被讨论。

2.2.3. 耦合系数

耦合系数是用来评价耦合的强度的物理量，它描述了发生耦合的两个元件中，一个对另一个在电学性质上的影响。根据耦合方式的不同，耦合强度可以分为电耦合强度和磁耦合强度两种。而对于混合耦合和电磁耦合路径分离而言，其耦合强度可以表示为电耦合和磁耦合值的叠加。

以图 2-8 中的磁耦合为例，若将其作为一个双端口网络，其端口处的电压和电流将具有如下的关系：

$$\begin{cases} V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega L_m I_2 \\ V_2 = j\omega L_m I_1 + j\omega L_2 I_2 \end{cases} \quad (2-16)$$

其中的 L_m 即为耦合电感值，它表示了一条支路对另一条的影响。则磁耦合系数即可被定义为：

$$K_m = L_m / \sqrt{L_1 L_2} \quad (2-17)$$

此为一个定义在 $[0,1]$ 上的实数。同理，电耦合系数可被定义为：

$$K_e = C_m / \sqrt{C_1 C_2} \quad (2-18)$$

一般情况下，电耦合和磁耦合引入的相位是不同的，因此在电耦合和磁耦合同时存在的情况下，他们的符合通常相反，从而体现出一种相消的特性。混合耦合系数一般被定义为：

$$K = K_e - K_m \quad (2-19)$$

2.3. 滤波器介绍

2.3.1 滤波响应介绍

滤波器是一个二端口器件，通过在滤波器通频带内提供信号传输通路并在阻带提供衰减，实现控制微波系统中某处频率响应的效果。一般滤波器是利用若干谐振器通过耦合关系实现的，因此其响应可以写为复变多项分式的形式，如（2-20）所示。通常在滤波器中出现的谐振器数目 N 被称为滤波器的阶数，因此（2-20） S 参数的分子分母部分应该为一个最高阶数不大于 N 的多项式。

$$\begin{cases} S_{11}(s) = \frac{F_N(s)}{E_N(s)} \\ S_{21}(s) = \frac{P_N(s)}{\varepsilon E_N(s)} \end{cases} \quad (2-20)$$

根据（2-20），定义下式：

$$C_n(s) = \frac{F_N(s)}{P_N(s)} \quad (2-21)$$

需要注意这里的 s 为低通原型平面。对于不同的滤波响应情况， $C_n(s)$ 具有不同的表达式。常见的滤波响应情况展示在图 2-12 中，分别为巴特沃斯响应，切比雪夫响应和椭圆函数响应。

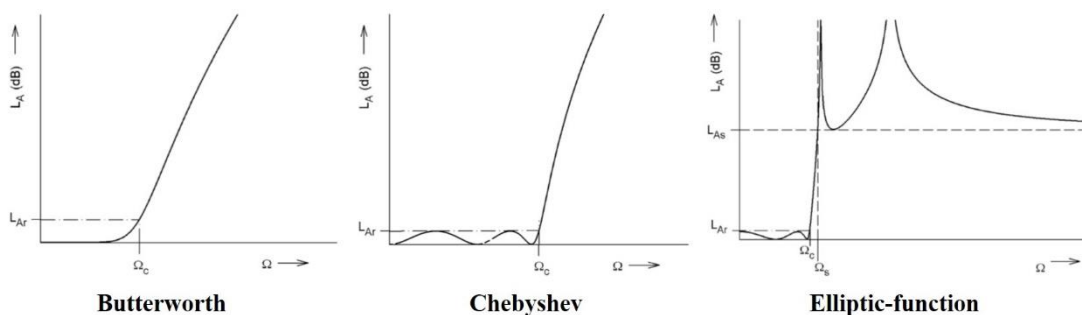


图 2-12 常见的滤波响应^[4]

2.3.2 滤波器耦合矩阵介绍

前面提到，滤波器的实现常利用若干谐振器的耦合关系。这也就意味着，必

须要仔细考察滤波器结构中谐振器之间的耦合系数，以描述该谐振器内部的耦合特性。由于结构中任意的滤波器之间都可能存在耦合，耦合系数可以用一个矩阵表示，被称为耦合矩阵（coupling matrix）。若不考虑源和负载的情况下，一个 N 阶滤波器的耦合矩阵被定义为：

$$[m] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \dots & m_{1N} \\ m_{21} & m_{22} & \dots & m_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_{N1} & m_{N2} & \dots & m_{NN} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

若考虑源和负载，耦合矩阵被定义为

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & m_{s1} & \dots & m_{sN} & m_{sL} \\ m_{1s} & m_{11} & \dots & m_{1N} & m_{1L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ m_{Ns} & m_{N1} & \dots & m_{NN} & m_{NL} \\ m_{Ls} & m_{L1} & \dots & m_{N1} & 0 \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

值得注意的是，一般源与负载只分别耦合到一个谐振器上。在认为每个谐振器都相同的情况下，通过耦合矩阵可以直接实现滤波器的综合。同时，耦合矩阵对于滤波器分析，以及一些新响应的探索将会有重要意义。这些都会在后面的章节中被介绍。

第三章 多重耦合谐振现象

设想一个体系中有若干谐振器，每两个谐振器之间均存在耦合，这种耦合方式被称为多重耦合。多重耦合谐振器（MCLCT, Multiple Coupled LC-Tanks）是一种基于多重耦合的谐振器结构，在这个结构中每个谐振器的参数可以相同也可以不同，同时每两个腔体都由电耦合，磁耦合或混合耦合中的一种方式实现。这种结构目前已经在一些地方被应用起来。本部分将介绍本人关于多重耦合谐振器方面的工作，以及讨论多重耦合谐振器现有以及未来可能的应用。为了简化分析过程，多重耦合谐振器的分析主要基于每两个腔体之间的耦合方式相同的假设，并根据每个腔体是否参数均相同将 MCLCT 分为同步和异步两种分别讨论。本部分所有电路分析层面的讨论将都以集总参数的方式呈现。

3.1. 同步多重耦合谐振现象

同步多重耦合现象是指体系中任意两个谐振器的参数均相同，任意两个谐振器之间的耦合方式相同，以及任何两个谐振器之间的耦合系数相同。基于此提出的多重耦合谐振器结构，利用新型的分析方法进行分析后得出，其在强耦合下具有提高电路 Q 值，同时保证谐振频率不变下减小面积的效果。本部分主要介绍本人针对电路分析方法层面的研究工作。图 3-1 展示了多重耦合电路的基本结构，其中图 3-1 (a) 所示为电耦合情况，图 3-1 (b) 所示的磁耦合情况，图 3-1 (c) 所示为混合耦合情况。

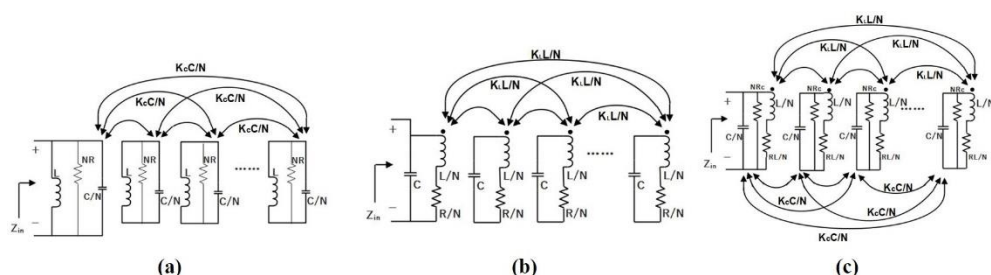


图 3-1 多重耦合谐振器

3.1.1. 推广的等效电路与奇偶模分析法

本节主要介绍本人提出的针对同步多重耦合电路的等效电路转换与奇偶模分析方法。

针对常见的双腔体同步调谐电路，通常情况下将其解耦为 Π 或 T 型网络。具

体来说,如图 3-2 (a) 所示,电耦合电路常被解耦为一个 Π 型的结构,其中 K_C 为电耦合系数。图 3-2 (b) 所示的磁耦合电路,常被解耦为一个 T 型的结构,其中 K_L 为磁耦合系数。图 3-2 (c) 所示的混合耦合电路,常被解耦为同时具有电耦合和磁耦合支路的结构,其中电耦合部分用 Π 型表示,磁耦合部分用 T 型表示,参数 K_C 和 K_L 与前具有相同的含义。注意混合电路的等效电路中,虽然电耦合和磁耦合具有两条不同的支路,但是它们都接在了一个端口上,中间不具有移相单元,因此仍然表示了电耦合和磁耦合发生在空间中同一个位置,并不代表具有分离路径,更与 SEMCP 没有关系。

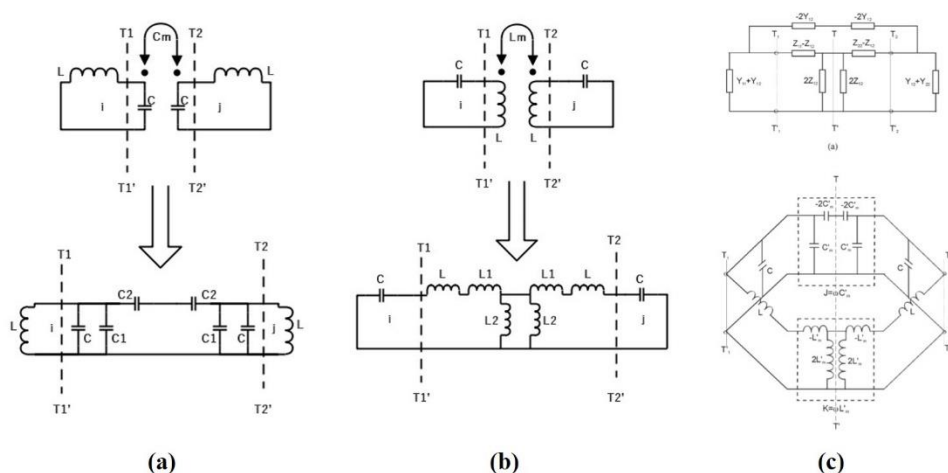


图 3-2 双腔体同步调谐耦合的解耦((c)图来源: [4])

选择 Π 或 T 型网络进行解耦时,解耦元件的参数值主要根据双端口的 Z 参数(或 Y 参数)决定。例如图 3-2 (b) 中,原电路与解耦后的等效电路均具有如下的 Z 矩阵:

$$[Z] = \begin{bmatrix} j\omega L & j\omega L_m \\ j\omega L_m & j\omega L \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

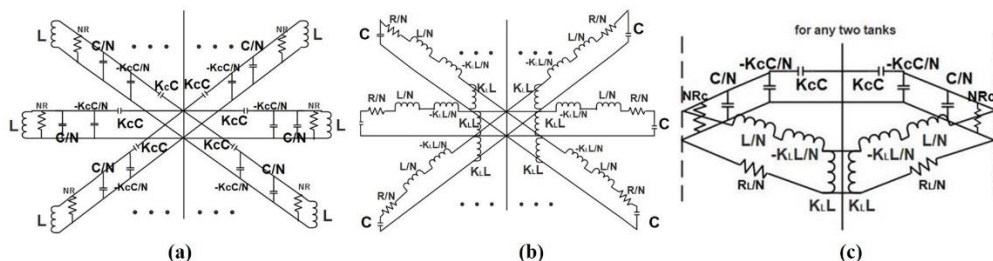


图 3-3 同步多重耦合谐振器等效电路

对于同步的多重耦合谐振器而言,由于每个单元谐振器参数相同,因此可以预见其解耦后的等效电路在对称位置的元件参数值也应该相同。根据多端口网络

Z 参数（或 Y 参数）相同的原理，本人提出了如图 3-3 所示的推广的 MCLCT 等效电路结构。

对于所得到的解耦电路，以图 3-3（b）所示的磁耦合为例，其在耦合区具有相同的阻抗矩阵如下：

$$[Z] = \begin{bmatrix} j\omega L/N & j\omega K_L L/N & \dots & j\omega K_L L/N \\ j\omega K_L L/N & j\omega L/N & \dots & j\omega K_L L/N \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ j\omega K_L L/N & j\omega K_L L/N & \dots & j\omega L/N \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

这说明对于原电路与解耦后的等效电路而言，他们具有相同的阻抗特性，因此在分析过程中完全可以等效。对于电耦合和混合耦合进行耦合区的阻抗分析情况，可以得到相同的结论。

同时，对于解耦后电路的等效性，以磁耦合为例的 ADS 验证的结果被展示在图 3-4 中。其中，图 3-4（a）为 N=2 情况，图 3-4（b）为 N=3 的情况。可以看出，解耦前后的电路 Z_{in} 的幅度和相位响应在电路仿真中完全一致，证明该推广方法具有可靠性。该仿真中电路参数为： $L=1\mu\text{H}$ ， $R=3\text{ohm}$ ， $C=100\text{nF}$ ， $K_L=0.6$ 。

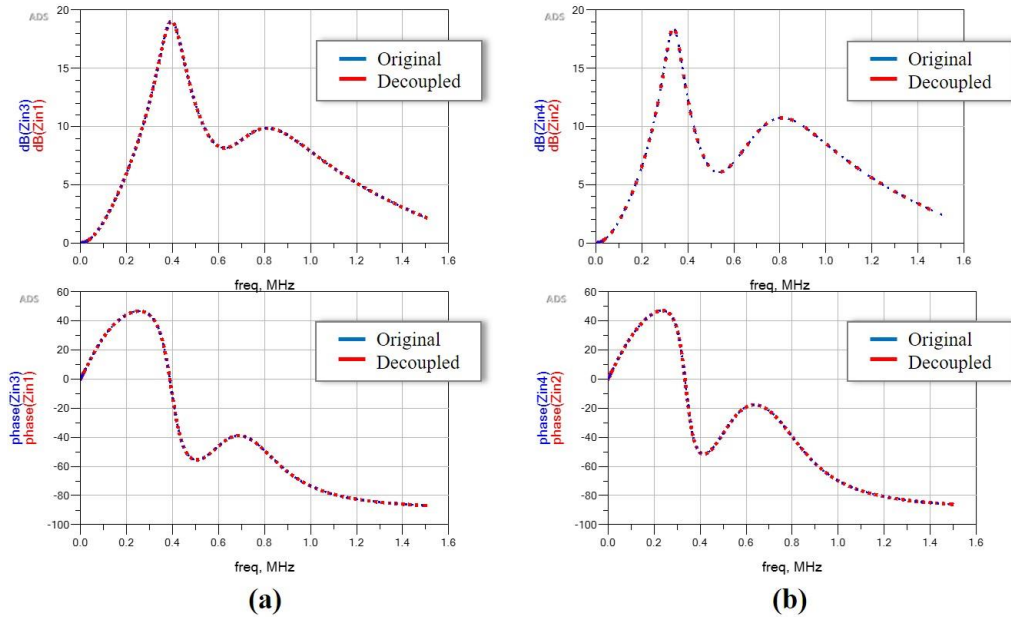


图 3-4 同步磁耦合多重耦合谐振器等效电路 ADS 验证

等效电路转换完成后，可以观察到对于电路而言存在一个对称轴，因此可以通过奇偶模分析的思想对电路进行谐振频率的提取。奇偶模分析^[29]是一种针对具有对称结构电路进行谐振频率提取或响应结果提取的重要方法，其基本原理（以耦合线为例）如图 3-5 所示，在奇模下耦合线的对称轴电位为 0，类似于一个虚地，被称为电壁；而在偶模下耦合线的对称轴两侧电位相同，类似于开路，被称

为磁壁。根据谐振器理论，出现这两种模式的频率即为整个体系的谐振频率。

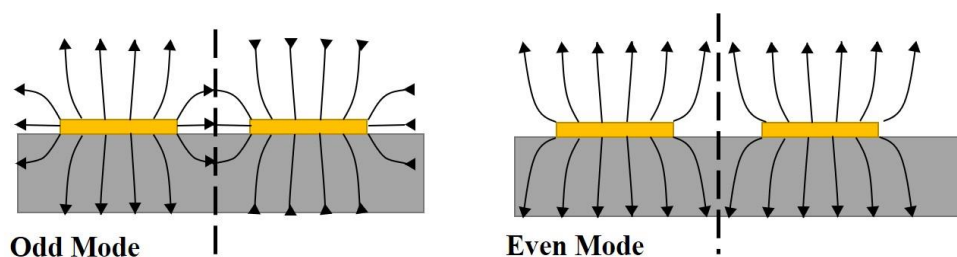


图 3-5 奇偶模分析法

奇偶模分析法的优点在于其避免了复杂的阻抗计算。一般谐振频率的获得需要通过计算对称轴看入的阻抗之和来确定（这将在 3.2 中被介绍），而奇偶模分析只需要计算半电路的响应即可得到结果。然而，奇偶模分析的缺点在于，其只能分析具有高度对称结构的电路，因此具有一定的使用局限性。

本工作提出，对于超过两个对称单元的结构，奇偶模分析法依旧适用。具体来说，对于三个及以上腔体而言其存在对称中心的情况下，依旧可以将对称中心等效为电对称轴（地）或磁对称轴（开路）两种情况，并通过奇偶模分析法获得谐振频率。根据此思想，可以获得图 3-3 三种等效电路在奇偶模形式下的奇偶模电路如图 3-6 所示。其中，图 3-6（a）为电耦合的情况，图 3-6（b）为磁耦合的情况，图 3-6（c）为混合耦合的情况。

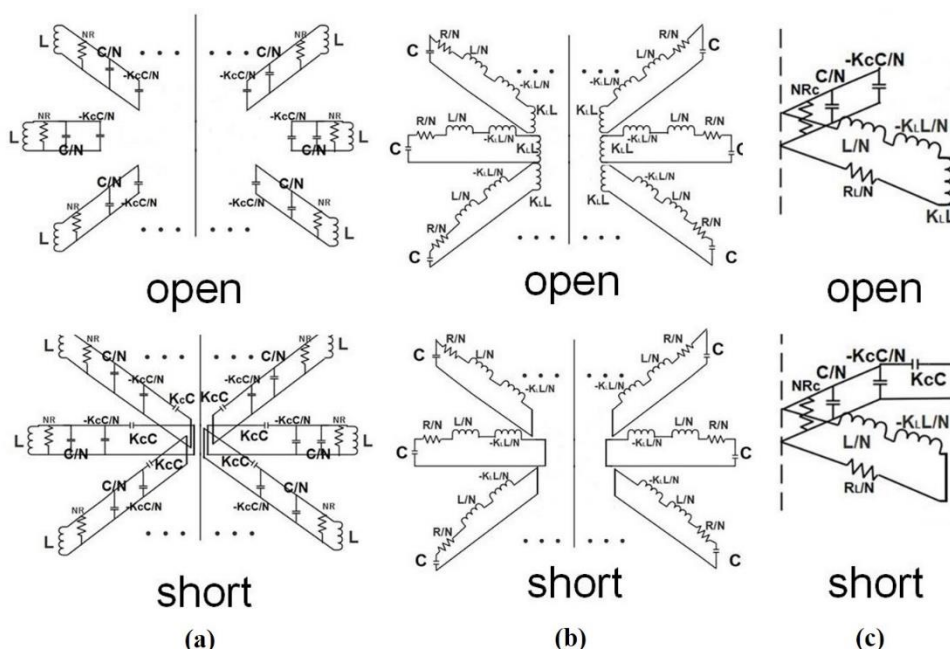


图 3-6 推广的奇偶模分析法

基于推广的奇偶模分析法，可以获得两方面的好处：第一，是谐振频率的计

算变得简便；第二，是便于提取电路的无载 Q 值。在传统方法中，谐振频率的计算要求从对称轴看入的阻抗或导纳和为 0，即：

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^N Z_i = 0 \\ or \\ \sum_{i=1}^N Y_i = 0 \end{cases} \quad (3-3)$$

这是一种比较复杂的计算方法，通常需要考虑增根等因素。对于 Q 的提取，一般会利用选取一个端口，计算看入的输入阻抗，然后利用式 (2-11) 所表示的方法进行计算。可以预见，这种计算方法的计算量非常大。因此，引入奇偶模后电路分析的方法具有非常重要的简化计算，理解谐振器工作物理内涵的作用。

利用奇偶模后的电路进行谐振频率计算和 Q 值提取的方法如下：计算谐振频率时，可以观察到对于奇偶模变换后 N 个电路单元每个都有相同的结构和参数，也就意味着具有相同的谐振频率。因此，整体的谐振频率与一个单元的谐振频率应该相同，则利用一个单元的频率即可计算出在奇模和偶模下的谐振频率。

对于 Q 值而言，也可以用同样的思路进行分析。对于每个单元腔体而言，其在一个周期内消耗和存储的能量均相同，因此总腔体在一个周期内存储和消耗的能量比值与单个腔体的相同，也即 Q 值相同。用公式表示如下：

$$Q = 2\pi \frac{N \times Q_s}{N \times Q_d} = 2\pi \frac{Q_s}{Q_d} \quad (3-4)$$

其中， Q_s 为一个单元腔体一个周期内存储的能量， Q_d 为一个周期内耗散的能量， N 为腔体数目。这样，即可通过计算单一腔体 Q 值，从而提取出整个谐振器的 Q 值。

总结本方法如下：**第一步，等效电路转换：**将多重耦合电路转换成基于 Π 或 T 型网络的多重耦合腔体等效电路；**第二步，奇偶模分析法：**将等效电路的对称轴看作电对称轴（虚地）或磁对称轴（虚开路），将多重耦合腔体的等效电路拆解为奇模等效电路和偶模等效电路；**第三步，谐振行为提取：**计算奇模等效电路与偶模等效电路的谐振频率，获得所分析电路的谐振频率；**第四步， Q 值提取：**在奇偶模分析后得到的等效电路的基础上，根据 Q 值的定义，计算单个等效电路单元在谐振时腔体的 Q 值，即可以得到整个多重耦合目标电路的总 Q 值，从而实现多腔体无载 Q 值的提取。

3.1.2. 基本谐振行为与 Q 值特性

本部分分别讨论电耦合，磁耦合和混合耦合情况下多重耦合谐振器基本谐振行为和 Q 值特性。在讨论前，首先给出电耦合，磁耦合和混合耦合的单端口 Z_{in} 公式如下，以便于体现本方法的便捷性和通用性。参考电路图 3-1 (a)，可以得到电耦合的输入阻抗公式为：

$$Z_{in}(s) = \frac{(NsL + N^2R + s^2CLNR)sLNR}{(sL + NR)(NsL + N^2R + s^2N^2LRC)} \quad (3-5)$$

参考电路图 3-1 (b)，可以得到磁耦合的输入阻抗公式为：

$$Z_{in}(s) = \frac{\frac{s^2L^2R + \frac{sL^2}{N}}{(N-1)s^2L^2 + \frac{NL}{C} + sLR}}{\frac{R}{N} + \frac{1}{sC}} \quad (3-6)$$

参考电路图 3-1 (c)，可以得到混合耦合的输入阻抗公式为：

$$Z_{in} = \frac{1}{\sum_{i,j=1}^N [Z]^{-1}_{ij}} \quad (3-7)$$

在此式中，

$$\left\{ \begin{array}{l} Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A}{C} & \frac{AD - BC}{C} \\ \frac{1}{C} & \frac{D}{C} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_L & B_L \\ C_L & D_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_M & B_M \\ C_M & D_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_R & B_R \\ C_R & D_R \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} A_L & B_L \\ C_L & D_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sNCm} \\ s(C - Cm) & \frac{C - Cm}{NCm} + 1 \end{bmatrix} \\ A_M = \frac{R + s(L - Lm)}{sNLm} + \frac{1 + s(C - Cm + NCm)(R + s(L - Lm + NLm))}{s^2N^2LmCm} \\ B_M = \frac{\left(R + s(L - Lm) + \frac{1 + s(C - Cm)(R + s(L - Lm))}{sNCm} \right)}{N - 1} \\ C_M = \frac{1 + s(C - Cm)(R + s(L - Lm + NLm))}{sNLm} (N - 1) \\ D_M = 1 + s(C - Cm)(R + s(L - Lm)) \\ \begin{bmatrix} A_R & B_R \\ C_R & D_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{R_L + s(L - Lm)}{sNLm} \\ \frac{1}{sNLm} & \frac{R_L + s(L - Lm)}{sNLm} + 1 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3-8)$$

由此不难看出直接利用输入阻抗公式进行计算过程之复杂。

而利用 3.1.1 中提出的方法，参考图 3-1 中的电路结构。可以直接获得如下所述的多重耦合谐振器的基本谐振行为与 Q 值情况。对于电耦合多重耦合谐振器而言，其奇偶模频率为：

$$f_{even} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-K_C)LC/N}} \quad (3-9)$$

$$f_{odd} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1+(N-1)K_C)LC/N}} \quad (3-10)$$

其中， K_C 为电耦合系数。可以看到，在电耦合系数较弱的情况下，电耦合多

重耦合谐振器具有两个谐振频率。而随着耦合系数的增加，其中的偶模频率将降低，而奇模频率将被推向无穷远。当耦合系数为 1 时，仅存在一个谐振频率。因此，可以认为在每两个腔体都具有强耦合的情况下，由于只存在一个谐振频率，电耦合多重耦合谐振器表现出的行为与一个单谐振器行为相似。

对于磁耦合多重耦合谐振器而言，其奇偶模频率为：

$$f_{even} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1+(N-1)K_L)CL/N}} \quad (3-11)$$

$$f_{odd} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-K_L)CL/N}} \quad (3-12)$$

其中， K_L 为磁耦合系数。可以看到，在磁耦合系数较弱的情况下，磁耦合多重耦合谐振器具有两个谐振频率。而随着耦合系数的增加，与电耦合的情况相反，奇模频率将降低而偶模频率将被推向无穷远。当耦合系数为 1 时，仅存在一个谐振频率。因此，可以认为在每两个腔体都具有强耦合的情况下，由于只存在一个谐振频率，磁耦合多重耦合谐振器表现出的行为也与一个单谐振器行为相似。

考察耦合系数与两个谐振频率的关系，可以得到图 3-7。其中图 3-7 (a) 为电耦合的情况，图 3-7 (b) 为磁耦合的情况。 N 为腔体数目。

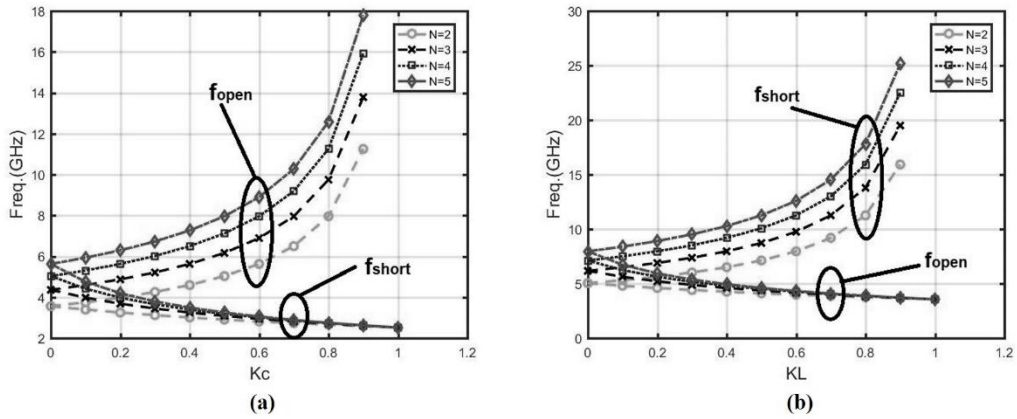


图 3-7 耦合系数与谐振频率关系

对于混合耦合而言，需要注意的是，由于电耦合和磁耦合引入的相位相反，因此电耦合和磁耦合系数如果被同时讨论，需要令二者有相反的符号。

$$f_{even} = \frac{N}{2\pi\sqrt{LC((N-1)k_L+1)(1-k_C)}} \quad (3-13)$$

$$f_{odd} = \frac{N}{2\pi\sqrt{LC(1-k_L)((N-1)k_C+1)}} \quad (3-14)$$

下面计算多重耦合谐振器对于 Q 值的影响。根据之前的分析，需在耦合最强的情况下才能得到谐振器的最大 Q 值，因为此时只有一个频率，并不会存在高次模式吸收能量。对于电耦合和磁耦合而言，其耦合系数达到最强时，图 3-1 (a)、

(b) 中的电路将会获得单一的谐振频率：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-15)$$

在这种情况下，由 3.1.1 中提出的 Q 值提取方法，可以得到多重电耦合谐振器的 Q 值为原来的 N 倍：

$$Q = NR/\omega_{odd}L \quad (3-16)$$

而多重磁耦合谐振器的 Q 值也会被提高为原来的 N 倍：

$$Q = \omega_{even}L/(R/N) = N\omega_{even}L/R \quad (3-17)$$

混合耦合中存在电耦合和磁耦合起主要引导频率（即该耦合系数为正）的情况。虽然无论哪种耦合主导频率，在均达到强耦合的情况下均具有谐振频率：

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{N}{2LC}} \quad (3-18)$$

但是在电耦合主导频率的情况下，这个频率是奇模频率，而在磁耦合主导频率的情况下，这个频率是偶模频率。在这两种不同情况下，结合图 3-1 (c) 中的电路，可以获得电路的 Q 值为：

$$Q_{even} = \sqrt{\frac{N}{2LC}} \frac{NL}{R_L} \quad (3-19)$$

$$Q_{odd} = \sqrt{\frac{N}{2LC}} \frac{2L}{R_L} \quad (3-20)$$

其中， Q_{even} 为磁耦合主导下的 Q 值，而 Q_{odd} 为电耦合主导下的 Q 值。相较于无多重耦合的单腔体情况，二者都一定程度上提高了电路 Q 值。

关于多重耦合谐振器提高 Q 值的实验结果如图 3-8 所示。其中图 3-8 (a) 为电耦合，图 3-8 (b) 为磁耦合，图 3-8 (c) 为混合耦合。

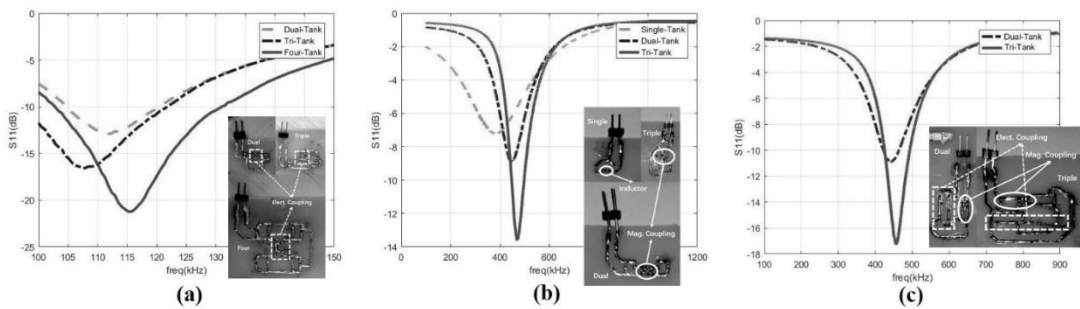


图 3-8 Q 值提升测试结果

电路的具体参数和测量 Q 值如表 3-1 所示，其中表 3-1 (a) 为电耦合，表 3-1 (b) 为磁耦合，表 3-1 (c) 为混合耦合。

表 3-1 电路测量结果
(a)

Tank Num.	Freq. (Simu.)	Q ₀ (Simu.)	Freq. (Test)	Q _L (Test)
2	131.0 kHz	7.24	111.8kHz	6.94
3	131.3 kHz	11.13	107.9kHz	8.92
4	138.4 kHz	13.84	115.2kHz	14.97
(b)				
Tank Num.	Freq. (Simu.)	Q ₀ (Simu.)	Freq. (Test)	Q _L (Test)
1	481.4 kHz	3.33	430.8 kHz	3.07
2	505.7 kHz	6.36	460.0 kHz	5.39
3	505.8 kHz	9.54	475.2 kHz	5.73
(c)				
Tank Num.	Freq. (Simu.)	Q ₀ (Simu.)	Freq. (Test)	Q _L (Test)
2	503.0 kHz	5.29	455.0 kHz	4.29
3	503.0 kHz	10.48	463.0 kHz	9.55

3.2. 异步多重耦合谐振现象

与同步耦合相似，异步多重耦合现象也主要关注多重耦合谐振器的谐振行为。与同步不同的是，异步关注的体系中，任意两个腔体可能均存在区别，或每两个腔体直接的耦合方式有异，或每两个腔体之间的耦合强度不同。由于这些方面的区别，异步多重耦合的分析和结论与同步会有很大不同。由于存在的情况过分复杂，此处仅讨论一种具体异步耦合结构的特性。其他结构的特性可以由此得到类推。

本节关注的异步耦合结构具有这样的特点：从耦合方式上，每两个腔体都由磁耦合方式耦合在一起，耦合系数相同；从每个腔体的配置上，要求各腔体的 Q 值都相同，且电感值都相同；从每个腔体的频率分布上，要求其按照从低到高的频率排列，同时某腔体的上边频（即 f_H ）要与下一个腔体的下边频（即 f_L ）相同。根据此系列要求，可以获得下列公式：

$$\frac{f_{i+1}}{\Delta f_{i+1}} = \frac{f_i}{\Delta f_i} = 2Q \quad (3-21)$$

$$f_{i+1} - \Delta f_{i+1} = f_i + \Delta f_i \quad (3-22)$$

因此有：

$$\frac{f_{i+1}}{f_i} = \frac{2Q+1}{2Q-1} \quad (3-23)$$

基于电路 L 不变，Q 不变的要求，则对于 RLC 电路而言，参数有如下限制：

$$C_N = C_1 \left(\frac{2Q-1}{2Q+1} \right)^{2(N-1)} \quad (3-24)$$

$$R_N = R_1 \left(\frac{2Q-1}{2Q+1} \right)^{N-1} \quad (3-25)$$

这两式可以用于之后定义每个腔体具体参数。此异步多重耦合谐振器具有如图 3-9 所示的结构：

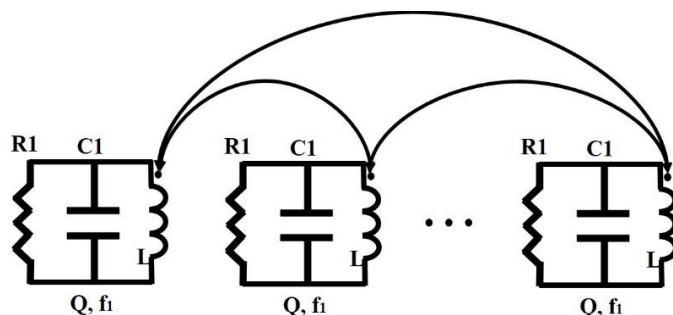


图 3-9 一种异步多重耦合谐振器结构

根据前述的计算谐振频率的方法，谐振频率的计算要求从对称轴看入的阻抗或导纳和为 0。任意一个腔体从耦合区看入的输入导纳为：

$$Y_i = \frac{1}{NsL_m} + \frac{sC_i}{1+s^2C_i(L-L_m)} \quad (3-26)$$

对 N 个导纳求和并令值为 0，可以得到：

$$\sum_{i=1}^N Y_i = \frac{1}{sL_m} + \sum_{i=1}^N \frac{sC_i}{1+s^2C_i(L-L_m)} = 0 \quad (3-27)$$

通过变换，并令 $s = j\omega$ 可以得到：

$$N + \frac{L-L_m}{L_m} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{1-\omega^2C_i(L-L_m)} \quad (3-28)$$

若任意两个腔体之间都以强耦合方式实现，则有：

$$\sum_{i=1}^N Y_i = \frac{1}{sL} + \sum_{i=1}^N sC_i = 0 \quad (3-29)$$

可以推出：

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \sum_{i=1}^N C_i}} \quad (3-30)$$

这说明在强耦合的情况下，异步多重耦合谐振器仅有一个谐振频率。而当异步多重耦合谐振器耦合系数并不能达到强耦合要求时，则必须利用式(3-28)进行数值计算。表 3-2 展示了对于三个，四个和五个腔体中，数值计算得到的谐振频率和仿真得到的谐振频率值对比。图 3-10 为表 3-1 中响应的图像。此例中的电路参数为：C1=1pF，L=1nH，Q=3.94，K=0.5。

表 3-2 数值计算与仿真结果对比

Tank Num.	5 Tanks		4 Tanks		3 Tanks	
Freq. Num.	Cal.	Simu.	Cal.	Simu.	Cal.	Simu.
1	4.1GHz	4.1GHz	4.16GHz	4.17GHz	4.29GHz	4.29GHz
2	8.16GHz	8.15GHz	8.18GHz	8.18GHz	8.23GHz	8.23GHz
3	10.82GHz	10.82GHz	10.87GHz	10.87GHz	10.99GHz	10.99GHz
4	14.23GHz	14.22GHz	14.35GHz	14.35GHz		
5	18.67GHz	18.67GHz				

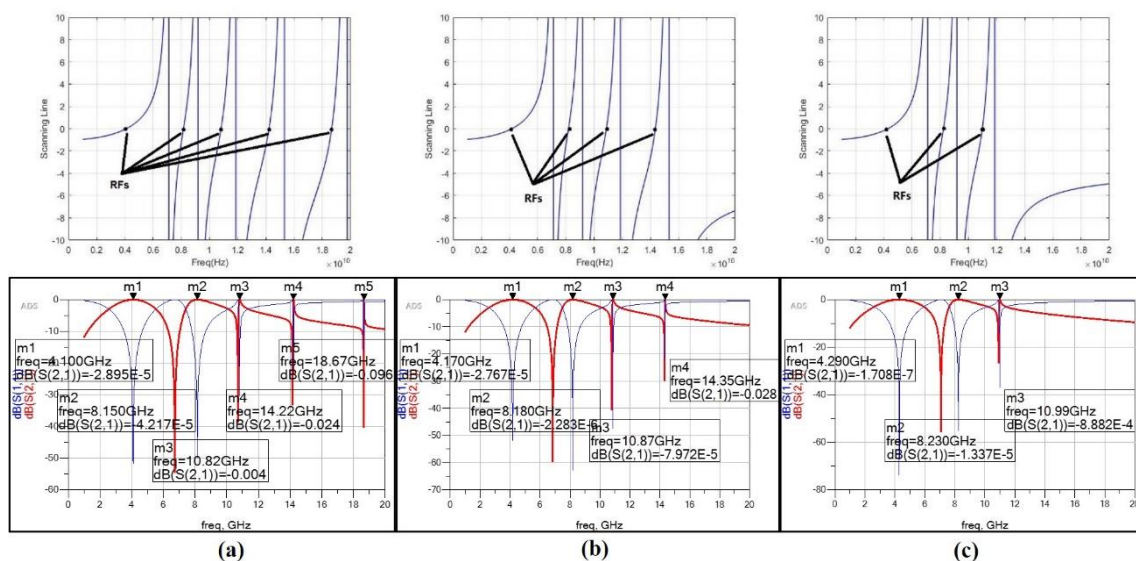


图 3-10 数值计算与仿真结果对比

理论上讲,一个含有 N 个异步腔体的多重耦合谐振器应该有 N 个谐振频率,但是在很多情况下,随着耦合系数和电路 Q 的变化,并不是所有谐振频率都可以被很好地激发出来。为了进一步研究如何将所有模式全部激发出来,需要讨论若干参数对于激励情况的影响。其中最重要的两个参数即为品质系数 Q 和耦合系数 K 。讨论 Q 和 K 对模式激励的影响,需要首先考察 K , Q 二参数对于模式的频率和幅度的影响。这些影响可以从图 3-11 中看出。

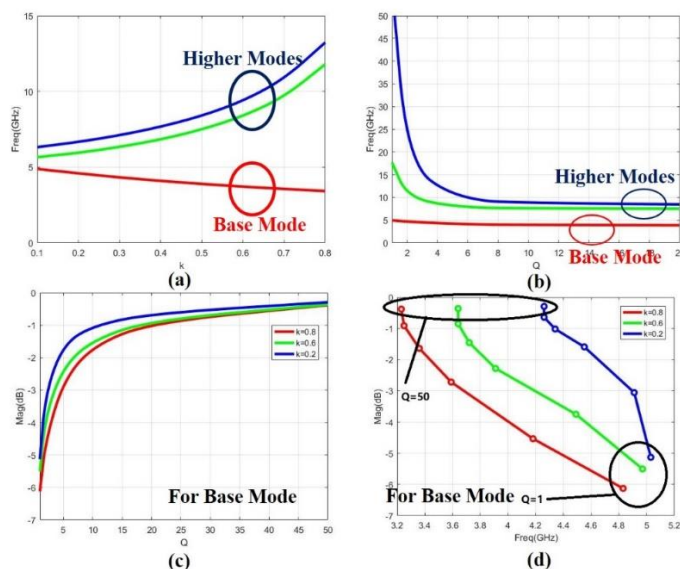

 图 3-11 Q , k 的各种影响

图 3-11 (a) 为 K 与频率关系,图 3-11 (b) 为 Q 与频率关系,图 3-11 (c) 为 Q 与基模 S_{11} 的关系,图 3-11 (d) 为基模 Q , 频率, S_{11} 和 K 的综合关系。所有图中只展示了最低三个模式的情况,再高次模式遵循相同的规律。可以看出,

在 Q 一定时，增大 K ，基模会降频，其余两模式频率上移，且高次模之间的频差几乎不变； K 一定时，增大 Q ，基模与高次模均降频，最终基模收敛于一个频率，其余模收敛为另一个不同的频率。基模 S_{11} 的幅值具有如下特性： Q 增大时， S_{11} 幅值会上升，且最终收敛； Q, K ，频率综合关系，整体呈现两侧变化陡峭，中间平坦的趋势。在高低段收敛的频差， k 大时变化会更大。

对于图 3-11 (d) 而言，我们量化讨论两个特例。假设端口阻抗为 50Ω ，在 $K=0$ 时，可以得到 S_{11} 的结果为：

$$S_{11} = \frac{2}{2+Y \times 50} = \frac{2}{2+50 \times \left(\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \right)} \quad (3-31)$$

由于 $\omega^2 = 1/LC$ ，容易得到：

$$S_{11} = \frac{2}{2+\frac{50}{R}} = \frac{2R}{2R+50} \quad (3-32)$$

这表明 S_{11} 在此条件下为一个定值，不随 Q 变化。

在 $K=0$ 时，假设端口阻抗为 50Ω ，可以得到 S_{11} 的结果为：

$$S_{11} = \frac{2}{2+Y \times 50} = \frac{2}{2+50 \times \left(\sum \frac{1}{R_i} + j\omega \sum C_i + \frac{1}{j\omega \sum L_i} \right)} \quad (3-32)$$

将式 (3-30) 带入 (3-32)，则可以得到：

$$S_{11} = \frac{2}{2+\frac{50}{\sum R_i}} = \frac{2 \sum R_i}{2 \sum R_i + 50} \quad (3-33)$$

该式由于涉及到各个腔体的电阻，由 (3-25) 知其为一个与 Q 有关的结果，在这种情况下， Q 与 S_{11} 的关系即呈现图 3-11 (d) 中的曲线形式，而且该曲线在 $K=0 \sim 1$ 曲线簇中位于最左边。

经过如上分析，可以提出针对激励异步多重耦合谐振器多模式的设计指导方法，该方法被总结为图 3-12。

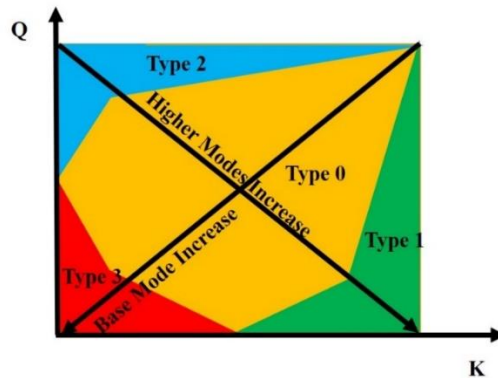


图 3-12 Q, k 对各模式的影响

图 3-12 中，可以看到 $Q-K$ 平面第一象限被分为了四个类型。其中，Type 0

为 N 个模式均可以被激励出来的区域，剩下三个区域都会有若干模式无法被激发。具体来说，Type 1 表示高阶模式被推向无穷远；Type 2 表示多个模式坍塌成为一个，Type 3 表示高阶模式单纯的因为能量过低没有被激励。而从频率上讲，沿着 K 减小 Q 增大的方向，基模频率会上升；沿着 K 增大 Q 减小的方向，高次模的频率会上升，这与图 3-11 中反映出的结论一致。

因此，为了激励 N 个模式，可以给出下面的设计指导：

1. Q 和 K 均不可过大或过小
2. 在调谐过程中，应从低次模式开始，一次一次往高调。其原因为第 N 次模式只有在第 $N-1$ 次模式被较强地激励时才会产生。

3.3. 基于多重耦合结构的应用介绍

3.3.1 VCO

压控振荡器（VCO, Voltage Controlled Oscillator）是一种通过输入电压控制输出频率的器件。其常见的拓扑结构可以大致分为单侧电路结构（图 3-13（a））和交叉耦合结构（图 3-13（b））。通常对于单侧电路而言，会用负反馈方式对其起振等特点进行分析，对于交叉耦合结构而言则常从负阻的角度进行分析。但是无论用什么方法分析，只能采用两种方法中的一种。

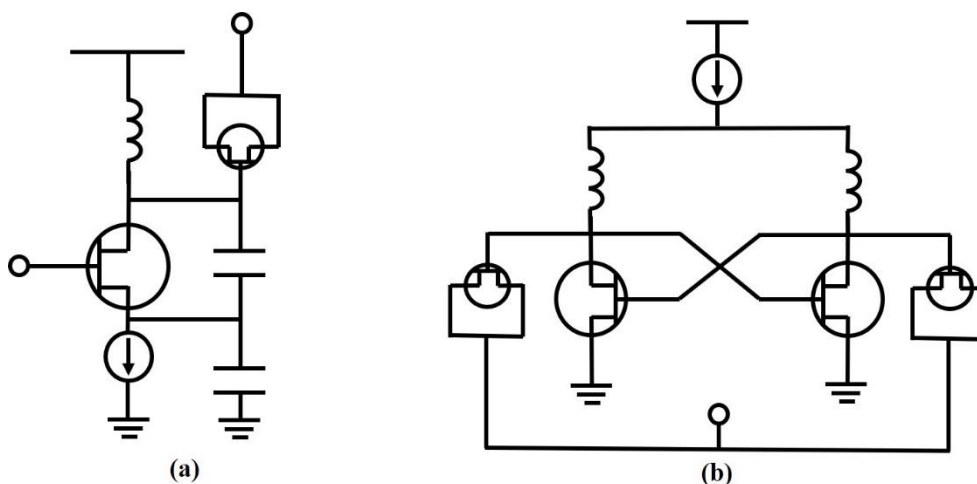


图 3-13 VCO 结构

压控振荡器具体的拓扑结构非常多，例如单侧电路就有包括 Colpitts, Clapp, Seiler 等结构。然而无论何种 VCO，结构中都必须有谐振器存在，这是保证 VCO 能够起振的必须前提。对于一个起振的 VCO 而言，在固定偏置的情况下，需要考察其频率稳定性，这通常用相位噪声（phase noise）这一参数来衡量。相位噪

声是指系统在各种噪声的作用下引起的系统输出信号相位的随机变化,这种随机变化在 VCO 上即表现为振荡频点并步固定而是展开了一个带宽,如图 3-14 所示。

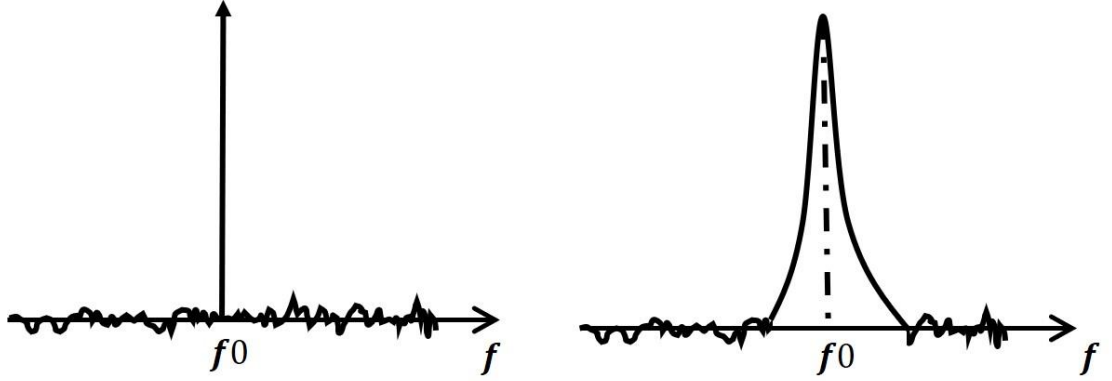


图 3-14 理想与存在相噪的 VCO 响应

相噪的出现往往是非常有害的,由于频率的不稳定,在收发系统中可能会导致一系列的问题。例如在接收端将频率向下搬移的过程中,由于 LO (local oscillator, 通常用 VCO 实现) 频率的不稳定,会在低频出现所需信号与噪声信号的交叠,从而无法滤波(即使 RF 信号中所需信号与噪声信号的频率稳定性非常好);在发射端将信号载到调制频率上时,LO 频率的不稳定会导致其频谱与本身稳定的信号交叠,从而将不需要的信号也一齐调制并发射出去,这就造成了 transceiver 发射中的互相干扰。以上两点都是射频,尤其是当前 5G 应用下所不能忍受的问题。

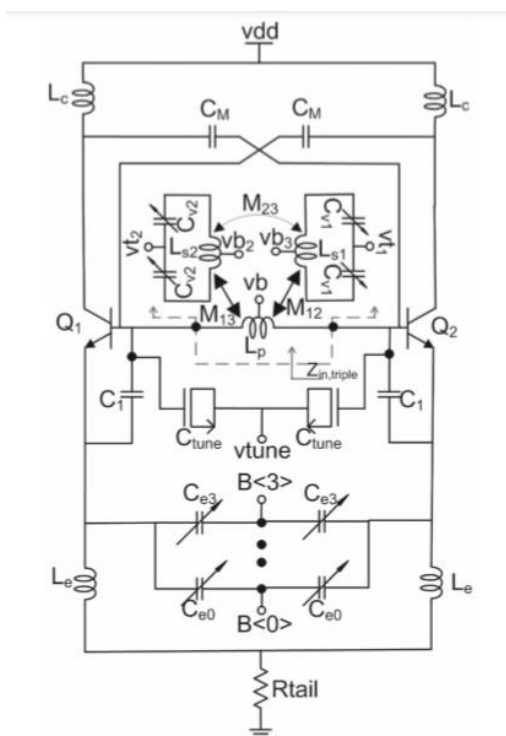
为了消除相位噪声,需要了解其影响因素。目前解释相噪的指导公式为 Leeson 公式^[30],其表述如下:

$$L(\Delta\omega) = 10\log \left[\frac{2FkT}{P_s} \left(1 + \frac{\omega_{osc}}{2Q_{tank}\Delta\omega} \right)^2 \right] \quad (3-34)$$

可以看到,影响相噪的因素中,人为可调的为谐振器的 Q 值与直流电压。但是要注意的是,低功耗也是目前 RF 设计追求的重要要求,DC bias 增加虽然改进了相噪,但也意味着更高的功耗。同时 DC bias 的变化也会引入频率的偏移。因此,为了改善相噪特性,人们通常使用提高谐振器 Q 值的方法来进行。

对于多重耦合谐振器,尤其是同步调谐多重耦合谐振器而言,提升 Q 值正是其最重要的特性之一。因此,该结构已经在较为广泛的程度上应用于了 VCO 的设计之中。2002 年, Matt Straayer 等人在 ISSCC 上首次提出了基于变压器 (transformer-based) LC 腔的 VCO^[3]。2003 年,英特尔公司的 A. Ravi 等人提出了一种基于磁耦合的 VCO 设计方案^[8],具体为将两个 VCO 核的电感耦合起来,从而获得了出色的性能。同年, Sander L. J. Gierkink 等人提出了“二次耦合”的概

念, 设计出一款在 1MHz 偏置下相噪可以降低到-124dBc/Hz 的 VCO^[9]。同样在 2003 年, Donghyun Baek 等人设计出栅漏之间通过变压器耦合的 VCO, 进一步提高了 VCO 性能^[10]。2005 年, Nam-Jin Oh 和 Sang-Gug Lee 又实现了基于背栅的变压器耦合 VCO^[11]。对于更高阶数的腔体, 2012 年, Zou Qiong 等人提出了基于三个 LC 腔体(其中一个腔体只提供耦合)的 Ku 波段 VCO, 极大地提高了振荡器的性能^[31], 并在 2015 年提出了毫米波双模压控振荡器(VCO)拓扑结构, 可实现宽频率调谐范围和低相位噪声应用^[32]。图 3-14 即为 Zou Qiong 提出的一种 VCO 结构方案, 可以看出其中存在三个互耦的 LC 谐振器, 构成了多重耦合的结构, 从而有效地减小了系统的相噪。

图 3-15 一种多重耦合谐振器在 VCO 上的配置方案^[32]

3.3.2 濾波器

多重耦合谐振结构也可被用于产生滤波响应，因此可以作为滤波器使用。具体来说，滤波响应可以通过在多重耦合中选定两个谐振器的端口作为输入和输出端口，通过调整谐振器之间的耦合系数来实现。值得注意的是，在调整耦合系数的过程中，允许出现耦合系数为 0 的情况，即两个谐振器之间不存在耦合。这是因为实现任意两个腔体之间都存在耦合在结构上往往是难以实现的。

多重耦合谐振结构形成的滤波器，单纯从结构上说，表示了一类被称为“交叉耦合型（cross coupling）”滤波器的结构。这类滤波器结构中，往往存在一条从源到负载可以将所有谐振器遍历的通路（被称为直接耦合通路），但同时，这条

通路上不相邻位置上的谐振器之间也会存在耦合。交叉耦合即指代这种不相邻位置上的耦合。一般的交叉耦合谐振器，囿于空间排布，很难在每两个谐振单元之间均存在耦合，因此实际的结构和多重耦合相比，可以认为是其中某些耦合为 0 的特例。然而，对于低阶的腔体而言，依旧可以在滤波器实体中实现完整的多重耦合。其中，三阶的结构被称为 Trisection，四阶的结构被称为 Quadruplet。本节将介绍这两种结构的拓扑。

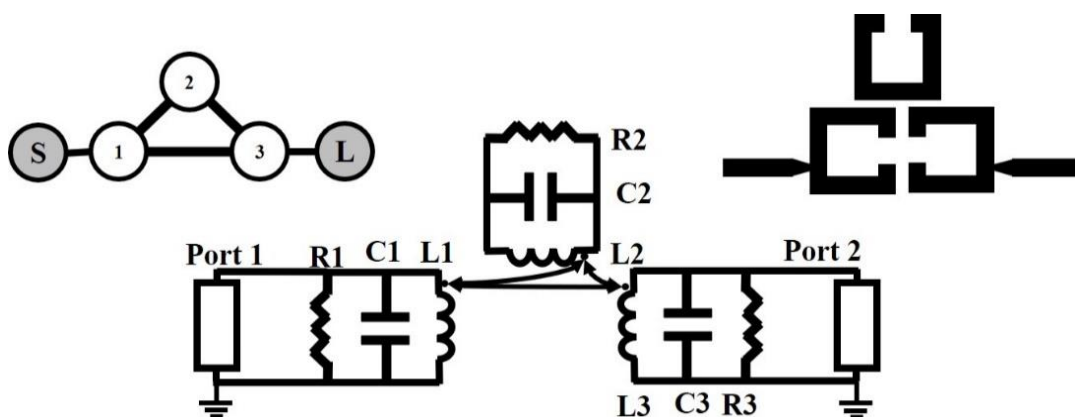


图 3-16 Trisection 结构

图 3-16 为 Trisection 结构的滤波器拓扑，等效电路模型以及一种利用微带线实现的方法。可以看到，Trisection 结构中存在三个谐振器构成的多重耦合结构，每两个之间存在耦合，一共有三个耦合存在。一个理想的 Trisection 结构可以产生一个带外零点，同时通带内存在三个极点。

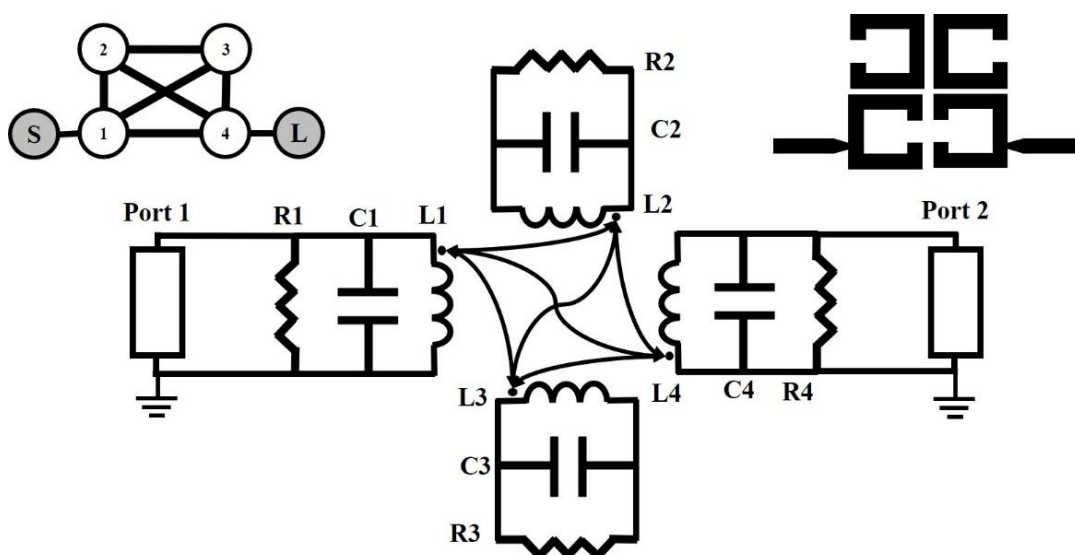


图 3-17 Quadruplet 结构

图 3-17 为 Quadruplet 结构的滤波器拓扑，等效电路模型以及一种利用微带线实现的方法。可以看到，Quadruplet 结构中存在四个谐振器构成的多重耦合结

构，每两个之间存在耦合，一共有四个耦合存在。一个理想的 Quadruplet 结构可以产生两个带外零点，同时通带内存在四个极点。值得注意的是，图中的微带线实现结构可以使得两个零点落在通带的两侧，获得上下边带均良好的滚降系数，从而实现高的频率选择性。

第四章 基于多重耦合的新型滤波器设计

第三章提到，多重耦合结构目前被广泛地应用于滤波器设计中。具体来说，滤波响应可以通过在多重耦合中选定两个谐振器的端口作为输入和输出端口，通过调整谐振器之间的耦合系数来实现。值得注意的是，在调整耦合系数的过程中，允许出现耦合系数为 0 的情况，即两个谐振器之间不存在耦合。这是因为实现任意两个腔体之间都存在耦合在结构上往往是难以实现的。

确定滤波器结构，并提出此滤波器结构参数选定方法的过程称为滤波器综合。目前主流的滤波器综合方法有基于耦合矩阵直接综合的综合方法，基于低通原型的综合方法以及 CAD（computer aided design）辅助综合方法等。本章主要介绍基于低通原型的综合方法和基于耦合矩阵直接综合的方法，并通过对一种基于五个谐振器交叉耦合的五腔谐振单元滤波器的特性进行讨论。

4.1. 交叉耦合型滤波器综合方法

第三章中介绍了交叉耦合滤波器的基本结构，本部分将首先讨论利用交叉耦合滤波器可以实现的效果，之后介绍一种基于低通原型的交叉耦合型滤波器综合方法。

最早出现的滤波器结构并不是以交叉耦合的方式实现的，二是以直接多个滤波器级联直接构成的。图 4-1 比较了直接级联滤波器和交叉耦合滤波器在拓扑上的区别，可以明显体会到，早期出现的滤波器为级联结构的很大一部分原因在于其结构简单，易于实现。

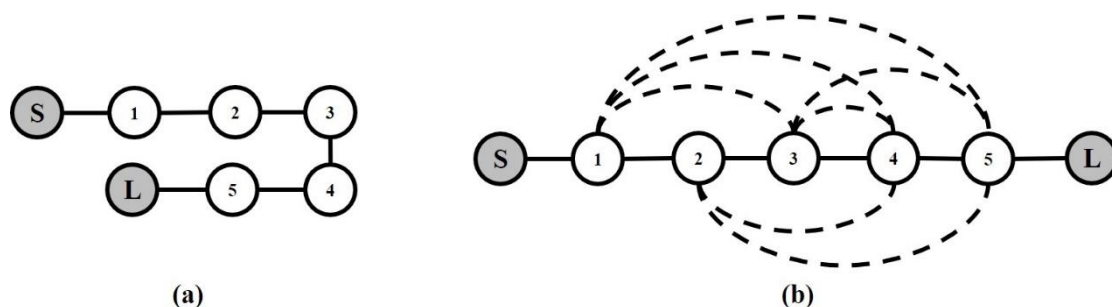


图 4-1 滤波器拓扑 (a) 级联结构 (b) 交叉耦合

然而，级联结构滤波器有其难以弥补的问题，即带外抑制效果较差。这在早期 RF 应用频率较低，频带不拥挤的情况下并不会有什么问题。但是随着频率资源占用率的提高，频率本身的上移，较差的带外抑制会导致不少无用的信号没有被有效滤波，从而影响信号保真度。因此，对于边带滚降要求的严格化越来越变

成一种趋势。

直接级联结构边带特性差的主要原因是缺乏传输零点。图 4-2 展示了带外有传输零点和没有传输零点滤波器的 S_{21} 和 S_{11} 响应。其中较粗的线为带外零点存在时的响应（利用交叉耦合实现），较细的线为无零点时的响应（利用直接级联实现）。可以明显看到带外存在零点时，响应的边带更加陡峭。

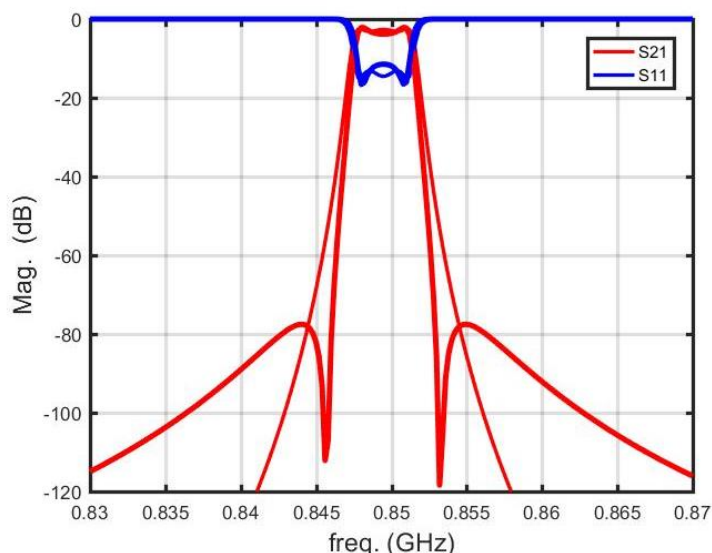


图 4-2 滤波器带外零点对于响应的影响（四阶）

直接级联方式不能产生带外零点的原因可以利用零点产生的机理进行描述。当前认为的零点产生机理是，若干条从源到负载的传输路径可以引入各自不同的相位，响应的相位在满足相消的条件，即相位和为 0 时，在某些频点下各路幅度接近，从而使得响应在这一点相消产生零点。但是对于直接级联的方法而言，信号在其中只有一条传输路径，这就导致在通带附近不会有相位相消的情况出现。同时对于一条路径的基模而言，相位和幅度也不会同时为零，因此也不会是一条路径上自身产生零点。所以，直接级联的方法在窄带内的选择性会比较不理想。

交叉耦合结构的优点在于，由于存在不相邻谐振器之间的耦合，导致至少在结构中会存在两条传输路径，这就为相位相消产生零点提供了可能。只要耦合系数和方式等设置合理，即可产生所需要的零点。值得注意的是，如果一个交叉耦合滤波器中存在 N 个谐振器，那么它只能最多产生 $N-2$ 个零点，甚至更少。具体的确认方法将在 4.2 中被介绍。

下面将以 Trisection 型滤波器为例，介绍一种基于电路低通原型的交叉耦合型滤波器的分析与设计方法。首先定性考察 trisection 滤波器的传输特性。对于 trisection 结构而言，预计可以产生的传输零点为一个，可能会落在通带的上方或下方。根据上述提到相位分析的方法，图 4-3 展示了在不同耦合情况对传输零点位置的确定。图 4-3 (a) 是以 1-3 谐振器电耦合主导，1-2 谐振器磁耦合主导，

2-3 谐振器磁耦合主导下的相位分析，可以看到在通带（一般认为在谐振点附近偏下位置）以下存在相位相消的情况，因此零点会产生在下边带；图 4-3（b）是以 1-3 谐振器磁耦合主导，1-2 谐振器磁耦合主导，2-3 谐振器磁耦合主导下的相位分析，可以看到在通带以上存在相位相消的情况，因此零点会产生在上边带。

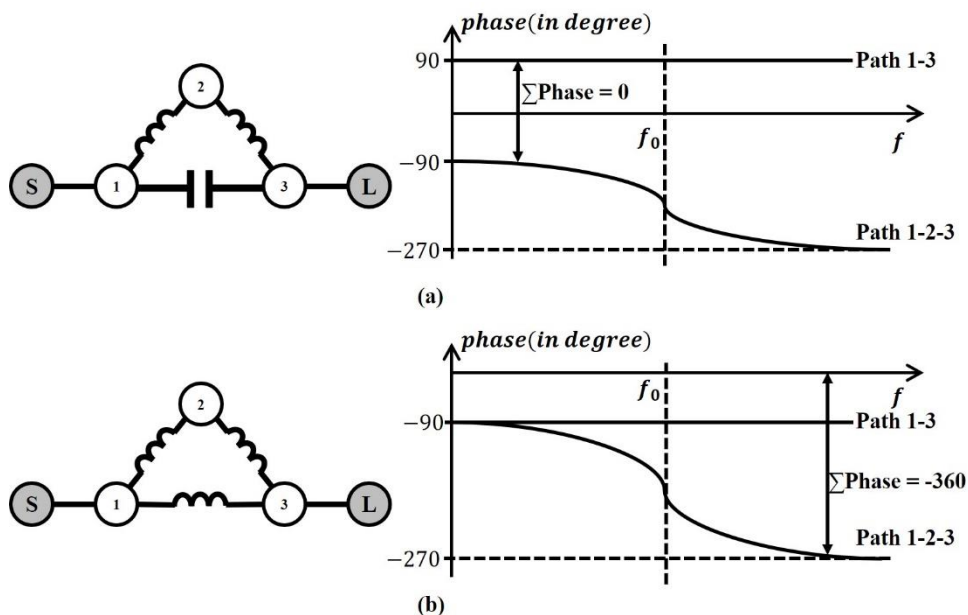


图 4-3 针对 trisection 的相位分析

对此，可以通过设计合理的耦合方式和耦合系数，对传输零点的位置进行调整。在此处将给出两个例子对该情况进行佐证。

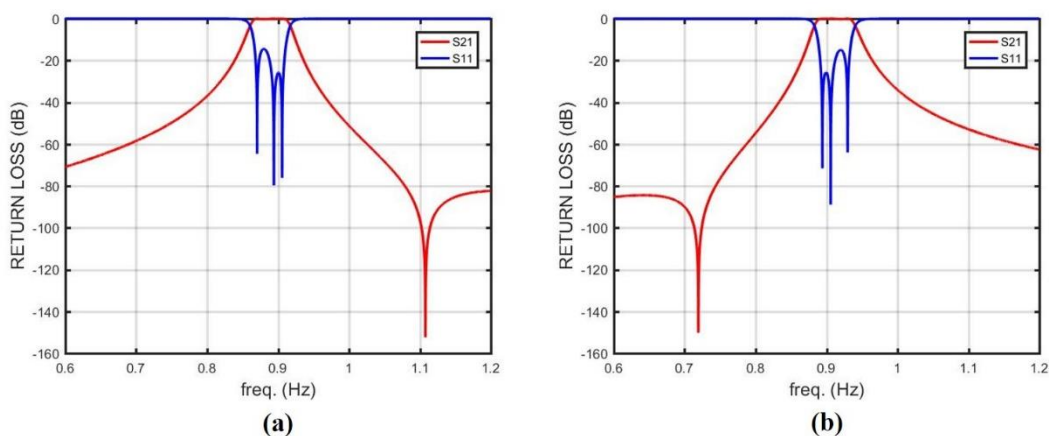


图 4-4 trisection 响应

针对图 4-3（a），基于耦合矩阵设计出的带通响应如图 4-4（a）所示，其耦合矩阵参数为（未考虑源到第一个谐振器和负载到第三个谐振器的耦合）：

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & 0.960 & 0.092 \\ 0.960 & 0 & 0.960 \\ 0.092 & 0.960 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

针对图 4-3 (b)，基于耦合矩阵设计出的带通响应如图 4-4 (b) 所示，其耦合矩阵参数为（未考虑源到第一个谐振器和负载到第三个谐振器的耦合）：

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & 0.952 & -0.084 \\ 0.952 & 0 & 0.952 \\ -0.084 & 0.952 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

对于 trisection 结构的综合，由于其具有一定的对称性，可以利用低通原型电路加奇偶模分析的方法来进行^[4]。具体来说其流程如下。首先获得电路的低通原型如图 4-5 所示。

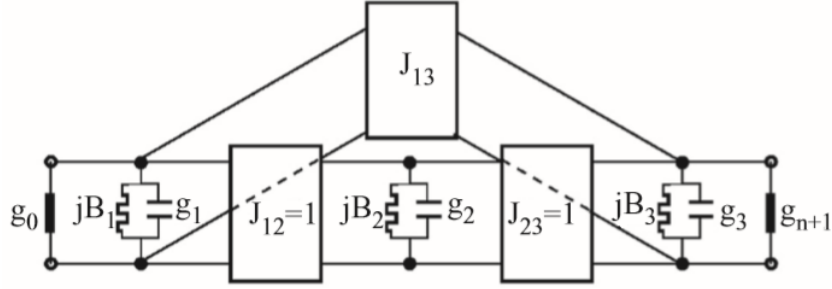


图 4-5 Trisection 低通原型 (来源: [4])

在此基础上，根据奇偶模分析获得该结构的奇模 S_{11o} 和偶模 S_{11e} 如下：

$$S_{11e} = \frac{1 - (g_1 p + jB_1 - jJ_{13} + \frac{2J_{12}}{g_2 p + jB_2})}{1 + (g_1 p + jB_1 - jJ_{13} + \frac{2J_{12}}{g_2 p + jB_2})} \quad (4-3)$$

$$S_{11o} = \frac{1 - (g_1 p + jB_1 + jJ_{13})}{1 + (g_1 p + jB_1 + jJ_{13})} \quad (4-4)$$

其中 $p = j\Omega$ 。为了确定传输零点，由传输特性可知，当 S_{11o} 和 S_{11e} 相等时解得的频率为传输零点。则由 (4-3)，(4-4) 可知：

$$\Omega = -\frac{1}{g_2} \left(\frac{J_{12}}{J_{13}} + B_2 \right) \quad (4-5)$$

进一步，根据关系：

$$\frac{1}{FBW} \left(\frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{j\omega} \right) g_i + jB_i = j\omega C_i + \frac{1}{j\omega L_i} \quad (4-6)$$

可以获得综合公式如下：

$$Q_{e1} = \frac{\omega_{01}}{\omega_0 g_0} \left(\frac{g_1}{FBW} + B_1/2 \right) \quad (4-7)$$

$$Q_{en} = \frac{\omega_{0n}}{\omega_0 g_{n+1}} \left(\frac{g_n}{FBW} + B_n/2 \right) \quad (4-8)$$

$$M_{ij} = \frac{\omega_{0n}}{\sqrt{\omega_{0i}\omega_{0j}}} FBW \cdot \frac{J_{ij}}{\sqrt{g_i + \frac{FBW \cdot B_i}{2}} \left(g_j + \frac{FBW \cdot B_j}{2} \right)} \quad (4-9)$$

4.2. 五腔谐振单元滤波特性分析

五腔谐振单元滤波器是一种基于五个谐振器的对称型交叉耦合滤波器，其滤

波器拓扑如图 4-6 所示。从理论上讲，该方法最多可以产生三个传输零点。

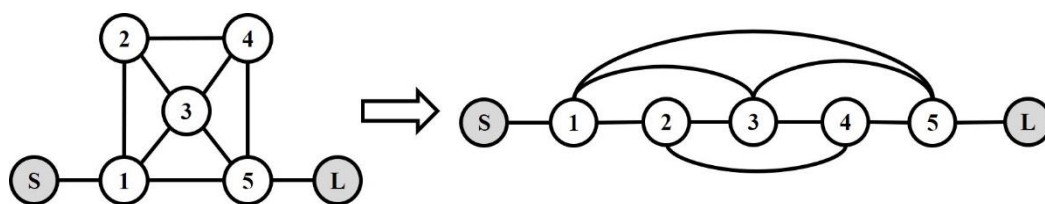


图 4-6 五腔谐振单元滤波器拓扑

4.2.1. 传输零点分析

关于传输零点数目的确定，对于交叉耦合结构而言可以利用如下的方法进行确定^[33]。假设 $[p]$ 为交叉耦合滤波器的拓扑矩阵（即存在耦合，包括自耦合的位置值为 1），对 $[p]$ 进行求幂操作 K 次后，若 $[p^K]_{n,1}$ 首次不为 0，则最大零点个数 $N_{zm} = N - 1 - K$ 个。注意我们所有讨论的零点均为有限零点，对于一个交叉耦合滤波器而言，必定有 $1 + K$ 个零点被推到了无穷远处。图 4-6 中给出滤波器的拓扑矩阵为：

$$[p] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

因此 $K = 1$ ，总的传输零点个数为 3 个。

下面我们考察该结构滤波器可以理论上获得的理想响应和零点分布情况，这一部分的原理主要参考了Cameron对于耦合矩阵方面的研究^[18]，不费力专门赘述。假设我们的第一个设计目标为将三个传输零点全部配置到通带以上，通带为 3.3GHz到3.7GHz，配置三个传输零点位置为3.9GHz，4GHz和4.2GHz，则三个零点在低通原型复平面上的位置为 $j1.9231$ ， $j2.3688$ 和 $j3.2321$ 。根据描述滤波器S参数的多项式分式，有：

$$\begin{cases} S_{11}(s) = \frac{F_N(s)}{E_N(s)} \\ S_{21}(s) = \frac{P_N(s)}{\varepsilon E_N(s)} \end{cases} \quad (4-11)$$

$$\varepsilon = \frac{P_N(s)}{F_N(s)\sqrt{10^{RL/10}-1}} \mid (s = j) \quad (4-12)$$

则根据获得的复平面上传输零点，可以构建出 $P_5(s)$ 的表达式。再利用文献[18]中提出的方法，可以获得 S_{11} 零点的位置（通常与传输极点距离很接近）为 $-j.9216$ ， $-j0.3978$ ， $j0.2631$ ， $j0.7441$ 和 $j0.9726$ 。可以注意到完全激励的 S_{11} 零点个数一定为滤波器阶数。这样，根据 S_{21} 零点和 S_{11} 零点的位置，即可以确定 $P_5(s)$ 和 $F_5(s)$ 的表达式，从而确定出滤波器的真实响应函数。构造出的 $P_5(s)$ 和 $F_5(s)$ 系数列在下表中：

表 4-1 多项式系数

S^n	$F(s)$	$P(s)$
5	$1.0000 + 0.0000i$	0

4	0.0000 - 0.6605i	0
3	1.0701 + 0.0000i	1.0000 + 0.0000i
2	0.0000 - 0.6346i	0.0000 - 7.5240i
1	0.1796 + 0.0000i	-18.4271 + 0.0000i
0	0.0000 - 0.0698i	0.0000 + 14.7233i

从而由 S_{11} 和 S_{21} 平方和为 1 的关系可以构建出如图 4-7 中所示的响应曲线（切比雪夫响应）。注意图 4-7（b）为将响应从低通原型搬移回频率上的响应。在图 4-7 中，选定参数 RL（通带回波损耗水平）为 20dB。

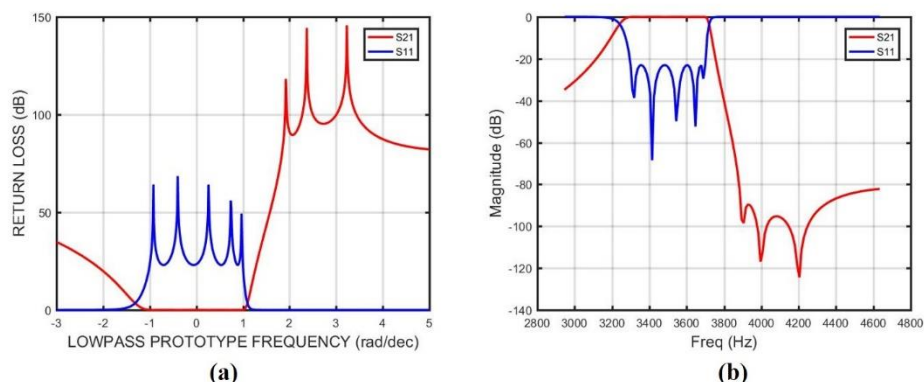


图 4-7 多项式构造出的响应

利用该过程，也可以配置将一个传输零点移动到通带一下，使得双边带外均有传输零点，从而获得在上下边带均有较好的频率选择性的效果。例如设置通带为 3.3GHz 到 3.7GHz，配置三个传输零点位置为 3.1GHz，3.9GHz 和 4.05GHz，获得的响应如图 4-8 所示。同样选定参数 RL（回波损耗水平）为 20dB。

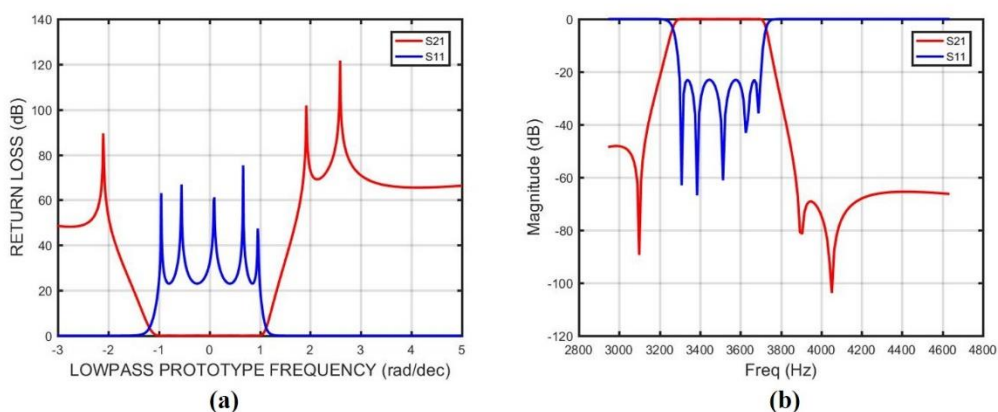


图 4-8 重新配置零点构造出的响应

4.2.2. 耦合矩阵分析

耦合矩阵分析方法，主要是直接通过交叉耦合谐振器电路中耦合矩阵综合出滤波器的响应。其具体过程如下。首先获得含源和负载耦合的耦合矩阵 $[m]$ ，之后构建矩阵 $[A]$ 使得：

$$[A] = [m] + \Omega[U] - j[q] \quad (4-13)$$

其中 $[U]$ 为单位矩阵，但 SS 和 LL 处为 0， $[q]$ 为全零矩阵，但 SS 和 LL 处为 1， Ω 为低通原型频率。则 S 参数可以由如下两个式子获得：

$$S_{21} = -2j[A]_{n+2,1}^{-1} \quad (4-14)$$

$$S_{11} = 1 + 2j[A]_{11}^{-1} \quad (4-15)$$

另外，两个端口处的 Q 值可以用如下两个式子进行提取：

$$Q_{e,Si} = 1/(m_{Si}^2 \cdot FBW) \quad (4-16)$$

$$Q_{e,Li} = 1/(m_{Li}^2 \cdot FBW) \quad (4-17)$$

验证该方法的可行性可以利用 ADS 仿真与 Matlab 计算结果对比进行验证。对于五腔谐振单元滤波器而言，图 4-9 (a) 为其在 ADS 中的模型，图 4-9 (b) 为 ADS 仿真结果，图 4-9 (c) 为 Matlab 计算结果。可以看出该方法对于滤波器响应的确定是比较准确的。

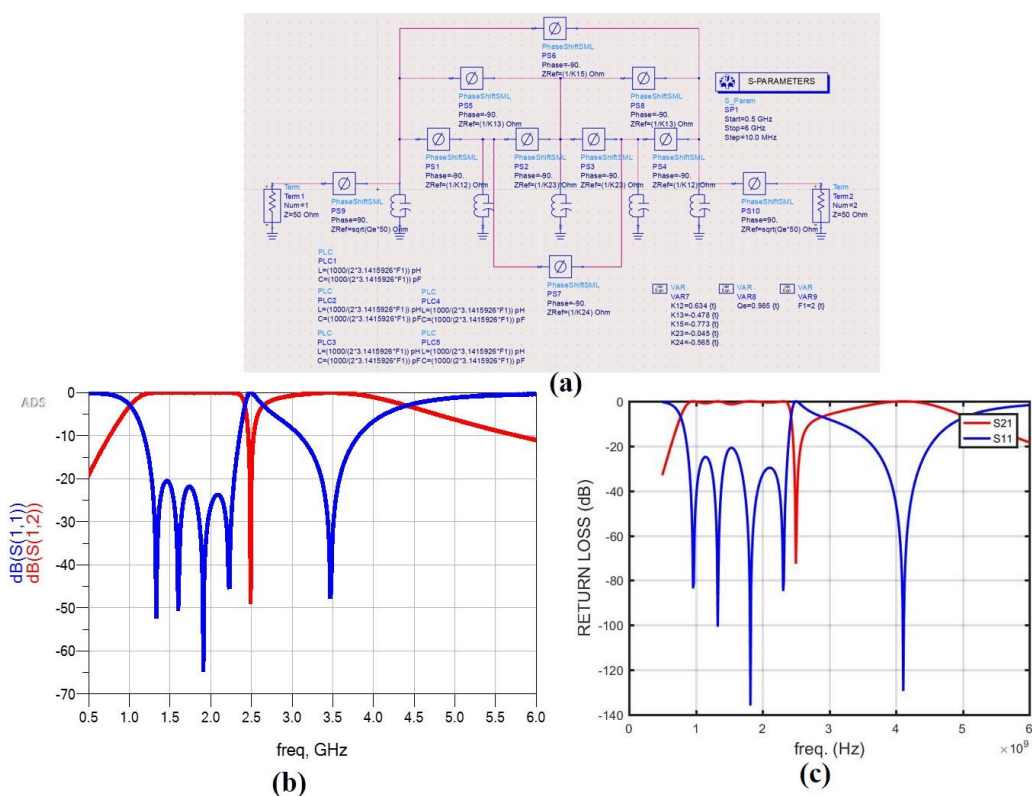


图 4-9 耦合矩阵分析可靠性验证

该例中的参数为： $Q_e = 0.985$; $Q_o = 0.985$; $M_{12} = 0.634$; $M_{13} = -0.478$; $M_{15} = -0.773$; $M_{23} = -0.045$; $M_{24} = -0.565$; $M_{34} = M_{23}$; $M_{35} = M_{13}$; $M_{45} = M_{12}$ 。

下面通过耦合矩阵的方法，构造两种不同的响应。首先确定待分析的结构如图 4-10 所示。

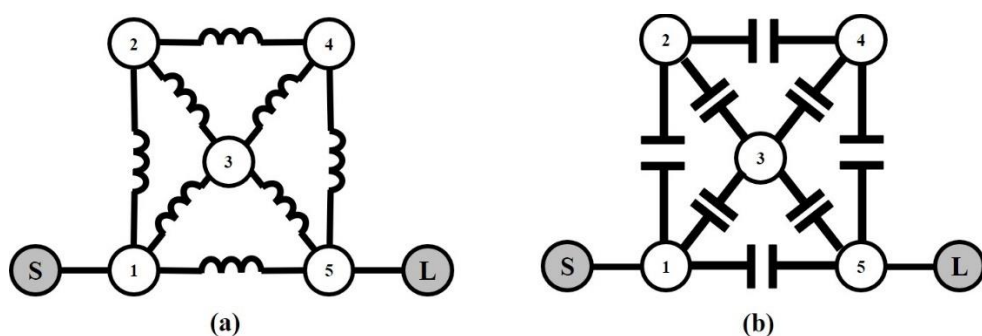


图 4-10 两种不同响应的结构

图 4-10 中两图的相位分析的结果分别显示在表 4-2 和 4-3 中。

表 4-2 图 4-10 (a) 的相位分析

Path	Lower Band (in degree)	Upper Band (in degree)
1-5	-90	-90
1-3-5	-90	-270
1-2-4-5	-90	-450
1-2-3-5	-90	-450
1-3-4-5	-90	-450
1-2-3-4-5	-90	-630
1-2-4-3-5	-90	-630
1-3-2-4-5	-90	-630

表 4-2 图 4-10 (b) 的相位分析

Path	Lower Band (in degree)	Upper Band (in degree)
1-5	90	90
1-3-5	270	90
1-2-4-5	450	90
1-2-3-5	450	90
1-3-4-5	450	90
1-2-3-4-5	630	90
1-2-4-3-5	630	90
1-3-2-4-5	630	90

根据表 4-2 可以看出，对于图 4-10 (a) 的结构进行相位分析，所有零点都会出现在通带上方；同理根据表 4-3 对于图 4-10 (a) 的结构进行相位分析，发现所有零点都会出现在通带下方。基于此，通过上面提到的耦合矩阵方法，利用 Matlab 可以优化出如图 4-11 的响应结果。

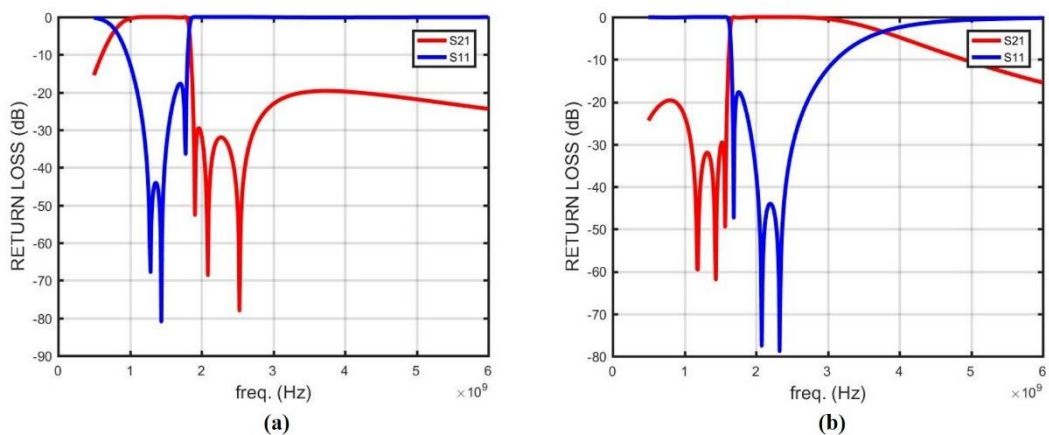


图 4-11 两种结构产生的响应

由于在耦合矩阵模型中认为电感支路引入 -90° 度相移，电容支路引入 90° 度相移，因此图 4-11 (a) 所示响应的耦合矩阵为：

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & 0.581 & 0.671 & 0 & 0.386 \\ 0.581 & 0 & 0.161 & 0.158 & 0 \\ 0.671 & 0.161 & 0 & 0.161 & 0.671 \\ 0 & 0.158 & 0.161 & 0 & 0.581 \\ 0.386 & 0 & 0.671 & 0.581 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-18)$$

图 4-11 (b) 所示响应的耦合矩阵为：

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & -0.581 & -0.671 & 0 & -0.386 \\ -0.581 & 0 & -0.161 & -0.158 & 0 \\ -0.671 & -0.161 & 0 & -0.161 & -0.671 \\ 0 & -0.158 & -0.161 & 0 & -0.581 \\ -0.386 & 0 & -0.671 & -0.581 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-19)$$

二者的端口 Q 值均为 0.585，即：

$$Q_{e,Si} = 0.585 \quad (4-20)$$

$$Q_{e,Li} = 0.585 \quad (4-21)$$

参考文献

- [1] B. Razavi, RF Microelectronics[M], 2nd ed. New York: Pearson, 2012
- [2] D. Pozar. 微波工程[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015.
- [3] M. Stmayer, J. Cabanillas, G. M. Rebeiz. A low-noise transformer-based 1.7GHz CMOS VCO [C]. 2002 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers, San Francisco, CA, USA, 2002, pp. 224-484.
- [4] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications[M]. New York: Wiley, 2001.
- [5] J.-S. Hong, M. J. Lancaster. Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters [J]. IEEE Trans. MTT-44, 1996, 2099–2109.
- [6] J.-S. Hong, M. J. Lancaster. Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters [J], IEEE Trans. MTT-45, 1997, 2358–2665.
- [7] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters [J], IEEE Trans. MTT-46, 1998, 118–122.
- [8] A. Ravi, K. Soumyanath, R. E. Bishop, B. A. Bloechel, L. R. Carley. An optimally transformer coupled, 5 GHz quadrature VCO in a 0.18 μm digital CMOS process [C]. 2003 Symposium on VLSI Circuits. Digest of Technical Papers, Kyoto, Japan, 2003, pp. 141-144.
- [9] S. L. J. Gierkink, S. Levantino, R. C. Frye, C. Samori, V. Boccuzzi. A low-phase-noise 5-GHz CMOS quadrature VCO using superharmonic coupling [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 7, pp. 1148-1154, July 2003.
- [10] D. Baek, T. Song, E. Yoon, S. Hong. 8-GHz CMOS quadrature VCO using transformer-based LC tank [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 13, no. 10, pp. 446-448, Oct. 2003.
- [11] N.-J. Oh, S.-G. Lee. 11-GHz CMOS differential VCO with back-gate transformer feedback [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 11, pp. 733-735, Nov. 2005.
- [12] Hao Li, Carlos E. Saavedra. Method to improve the conversion gain flatness of transformer-coupled mixers [C]. Radio and Wireless Symposium (RWS) 2016 IEEE, pp. 172-175, 2016.
- [13] Pin-Cheng Huang, Zuo-Min Tsai, Kun-You Lin, Huei Wang. A 17–35 GHz Broadband High Efficiency PHEMT Power Amplifier Using Synthesized Transformer Matching Technique [J]. Microwave Theory and Techniques IEEE Transactions on, vol. 60, no. 1, pp. 112-119, 2012.
- [14] A. E. Atia, A. E. Williams. New types of bandpass filters for satellite transponders [J]. COMSAT Tech. Rev., vol. 1, pp. 21–43, 1971.

- [15] A. E. Atia, A. E. Williams. Narrow-bandpass waveguide filters [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-20, pp. 258–265, Apr. 1972.
- [16] A. E. Atia, A. E. Williams, R. W. Newcomb. Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis [J]. IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-21, pp. 649–655, Sept. 1974.
- [17] R. J. Cameron. A novel realization for microwave bandpass filters [J]. ESA J., vol. 3, pp. 281–287, 1979.
- [18] R. J. Cameron. General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 433–442, Apr. 1999.
- [19] R. J. Cameron. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 1, pp. 1-10, Jan. 2003.
- [20]. K. Ma, M. Nagarajan, S. Mou, K. S. Yeo. A Wideband Tuning Range and Low Phase Noise VCO with Strongly Coupled LC Tanks. Patent Grant No. F09/N/033_a [P], Oct. 2010.
- [21]. K. Ma, M. Nagarajan, S. Mou, K. S. Yeo, “Integrated Circuit Architecture with strongly coupled LC tanks,” PCT/SG2010/000398' 13/879,885[P].
- [22] Qiong. Zou. Design of Voltage-Controlled Oscillators and Frequency Dividers For 60 GHz Wireless Communication Applications [D]. Ph.D. dissertation, School of EEE, NTU, Singapore, 2015.
- [23] F. Chen, Z. Tu, Q. Chu, J. Yang. A Novel Microstrip Open-loop Resonator Filter For High Selectivity Application [C]. 2007 Asia-Pacific Microwave Conference, Bangkok, 2007, pp. 1-3.
- [24] J. Chen, F. Chen, R. Li, Z. Xie and Q. Chu. High Selectivity Cascaded Quadruplet Bandpass Filter with Three Pairs of Transmission Zeros [J]. Chinese Journal of Electronics, vol. 26, no. 5, pp. 1101-1104, 9 2017.
- [25] Kaixue Ma, Jian-Guo Ma, Kiat Seng Yeo, Manh Anh Do. A compact size coupling controllable filter with separate electric and magnetic coupling paths [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 3, pp. 1113-1119, March 2006.
- [26] J. Xiao, M. Zhu, Y. Li and J. Ma. Coplanar waveguide bandpass filters with separated electric and magnetic couplings [J]. Electronics Letters, vol. 52, no. 2, pp. 122-124, 21 1 2016.
- [27] Chi-Feng Chen, Sheng-Fa Chang, Bo-Hao Tseng, Jun-Hong Weng. Compact dual-band stepped-impedance resonator filter with separate coupling paths [J]. Electronics Letters, vol. 50, no. 21, pp. 1551-1552, 9 October 2014.
- [28] D. Pozar. Microwave Engineering[M], 3nd ed. New York: John Wiley & Sons, 2005.
- [29] S. B. Cohn. Shielded Coupled-Strip Transmission Line [J]. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 3, no. 5, pp. 29-38, October 1955.

- [30] D. B. Leeson. A simple model of feedback oscillator noise spectrum [J]. Proceedings of the IEEE, vol. 54, no. 2, pp. 329-330, Feb. 1966.
- [31] Q. Zou, K. Ma, K. S. Yeo, W. M. Lim. Design of a Ku-band Low-Phase-Noise VCO Using the Dual LC Tanks [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 59, no. 5, pp. 262-266, May 2012.
- [32] Q. Zou, K. Ma, K. S. Yeo. A Low Phase Noise and Wide Tuning Range Millimeter-Wave VCO Using Switchable Coupled VCO-Cores [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 62, no. 2, pp. 554-563, Feb. 2015.
- [33] S. Amari. On the maximum number of finite transmission zeros of coupled resonator filters with a given topology [J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, no. 9, pp. 354-356, Sept. 1999.

附 录

A. Matlab 程序:

1.1 级联结构与交叉耦合滤波器响应对比

```
% filename: C4_With_Without_TZ.m
% writer: Zve. Li
% time: 3/15/2020
% log: With Source and Load coupling

% Design Proposal

fL=820e6; fH=880e6; f0=sqrt(fL*fH);
FBW=(fH-fL)/f0;

% Build up matrix (trisection)
MS1 = 0.318; M4L = 0.318;
MS12 = 0.28; M4L2 = 0.28;
M12 = 0.05707; M14 = -0.00711;
M23 = 0.04601; M34 = 0.03732;

M1=[ 0, MS1, 0, 0, 0, 0;
     MS1, 0, M12, 0, M14, 0;
     0, M12, 0, M23, 0, 0;
     0, 0, M23, 0, M34, 0;
     0, M14, 0, M34, 0, M4L;
     0, 0, 0, 0, M4L, 0 ];

M2=[ 0, MS12, 0, 0, 0, 0;
     MS12, 0, M12, 0, 0, 0;
     0, M12, 0, M23, 0, 0;
     0, 0, M23, 0, M34, 0;
```

```

0,    0,    0,    M34, 0,    M4L2;
0,    0,    0,    0,    M4L2, 0    ];

% Build up matrix A
U = eye(6);
U(1,1) = 0; U(6,6) = 0;
q = zeros(6);
q(1,1) = 1; q(6,6) = 1;

% Main Loop to form response
count = 1;
for f=830e6:0.2e6:870e6
    w=(f/f0-f0/f)/FBW;
    A1 = M1 + w*U - 1i*q;
    A_i = inv(A1);
    S21(count) = 20*log(abs(-2*1i*A_i(6,1)));
    S11(count) = 20*log(abs(1+2*1i*A_i(1,1)));

    A2 = M2 + w*U - 1i*q;
    A_i2 = inv(A2);
    S212(count) = 20*log(abs(-2*1i*A_i2(6,1)));
    S112(count) = 20*log(abs(1+2*1i*A_i2(1,1)));
    count = count+1;
end
fo=(830e6:0.2e6:870e6);

f1=(1e9:1e7:20e9-1e7);

plot(fo/1e9,S212,'r','linewidth',2),axis([0.83
0.87 -120 0]);hold on;
plot(fo/1e9,S112,'b','linewidth',2);hold on;
plot(fo/1e9,S21,'r','linewidth',3),axis([0.83
0.87 -120 0]);hold on;

```



```
plot(fo/1e9,S11,'b','linewidth',3);hold off;
grid on;
set(gca,'linewidth',2)
xlabel('freq. (GHz)','fontsize',14)
ylabel('Mag. (dB)','fontsize',14)
legend('S21','S11');
```

1.2 基于耦合矩阵的 Trisection 响应

```
% filename: Matrix_to_S_Tri_Pure.m
% writer: Zve. Li
% time: 4/21/2020
% log: Without Source and Load coupling

% Design Proposal
fL=0.89e9; fH=0.93e9; f0=sqrt(fL*fH);
FBW=(fH-fL)/f0;
MS1 = 1;
M3L = 1;
% Build up matrix (trisection)
M12 = 0.952;
M13 = -0.084;
M23 = M12;

M=[ 0,      MS1,    0,      0,      0;
    MS1,    0,      M12,    M13,    0;
    0,      M12,    0,      M23,    0;
    0,      M13,    M23,    0,      M3L;
    0,      0,      0,      M3L,    0];

% Build up matrix A
U = eye(5);
U(1,1) = 0; U(5,5) = 0;
q = zeros(5);
```

```

q(1,1) = 1; q(5,5) = 1;
% Main Loop to form response
count = 1;
Y0 = 1/50; % standard 50 ohm Imp.
for f=0.6e9:1e5:1.2e9
    w=(f/f0-f0/f)/FBW;
    A = M + w*U - 1i*q;
    A_i = inv(A);
    S21(count) = 10*log(abs(-2*1i*A_i(5,1)));
    S11(count) = 10*log(abs(1+2*1i*A_i(1,1)));
    count = count+1;
end

fo=(0.6e9:1e5:1.2e9);
plot(fo/1e9,S21,'r','linewidth',2);hold on;
plot(fo/1e9,S11,'b','linewidth',2);
%hold off;
grid on;
set(gca,'linewidth',2)
xlabel('freq. (Hz)','fontsize',14)
ylabel('RETURN LOSS (dB)','fontsize',14)
legend('S21','S11');

```

1.3 基于多项式的 5 单元滤波器响应

首先运行此程序：

```

% filename: Cross_5_Proposed_Poles.m
% author: Zve.L
% date: 3/11/2020
clear all;
syms u1 v1 u2 v2 u3 v3 u4 v4 u5 v5 w w0
%Parameters
fL=3300; fH=3700; f0=sqrt(fL*fH);

```

```

FBW=(fH-fL)/f0;
Pol1=3100; Pol2=3900; Pol3=4050;
w1=(Pol1/f0-f0/Pol1)/FBW;
w2=(Pol2/f0-f0/Pol2)/FBW;
w3=(Pol3/f0-f0/Pol3)/FBW;
w0=sqrt(w^2-1);
% Degree 1
u1=-1/w1+w;
v1=w0*sqrt(1-1/(w1^2));
% Degree 2
u2=w*u1-u1/w2+w0*v1*sqrt(1-1/(w2^2));
v2=w*v1-v1/w2+w0*u1*sqrt(1-1/(w2^2));
% Degree 3
u3=w*u2-u2/w3+w0*v2*sqrt(1-1/(w3^2));
v3=w*v2-v2/w3+w0*u2*sqrt(1-1/(w3^2));
% Degree 4
u4=w*u3+w0*v3;
v4=w*v3+w0*u3;
% Degree 5
u5=w*u4+w0*v4;
v5=w*v4+w0*u4;

u5c=sym2poly(u5);
S11_Zeros=double(solve(u5));
%u5=u5/u5c(1);
%u5c=sym2poly(u5);
接下来, 如果想获得低通原型响应, 运行此程序:
% filename: Cross_5_Proposed_Poles_Fig.m
% author:   Zve.L
% date:     3/11/2020
%Please Run After Cross_5_Proposed_Poles.m
RL = 20; x=1i;

```

```

P=(1-x/(1i*w1))*(1-x/(1i*w2))*(1-x/(1i*w3));
F=(1-x/(1i*S11_Zeros(1)))*(1-
x/(1i*S11_Zeros(2)))*(1-x/(1i*S11_Zeros(3)))*(1-
x/(1i*S11_Zeros(4)))*(1-x/(1i*S11_Zeros(5)));
F=F*(-
(1i)^5*S11_Zeros(1)*S11_Zeros(2)*S11_Zeros(3)*S11_Zer
os(4)*S11_Zeros(5));
P=P*(-(1i)^3*w1*w2*w3); %%%
Unity the coefficient
e=P/(F*sqrt(10^(RL/10)-1));
count=1;
for x0=-3:0.01:5
    x=x0*1i;
    P=(1-x/(1i*w1))*(1-x/(1i*w2))*(1-x/(1i*w3));
    F=(1-x/(1i*S11_Zeros(1)))*(1-
x/(1i*S11_Zeros(2)))*(1-x/(1i*S11_Zeros(3)))*(1-
x/(1i*S11_Zeros(4)))*(1-x/(1i*S11_Zeros(5)));
    F=F*(-
(1i)^5*S11_Zeros(1)*S11_Zeros(2)*S11_Zeros(3)*S11_Zer
os(4)*S11_Zeros(5));
    P=P*(-(1i)^3*w1*w2*w3); %%%
Unity the coefficient
C=F/P;
buf=1/(1+(e^2)*(C^2));
S21(count)=-10*log((sqrt(buf)));
S11(count)=-10*log((sqrt(1-buf)));
count=count+1;
end

xx=-3:0.01:5;
plot(xx,S21,'r','linewidth',2);hold on;
plot(xx,S11,'b','linewidth',2);
%hold off;
grid on;

```

```

set(gca,'linewidth',2)
xlabel('LOWPASS PROTOTYPE FREQUENCY
(rad/dec)','fontsize',14)
ylabel('RETURN LOSS (dB)','fontsize',14)
legend('S21','S11');
如果想获得幅频响应，运行此程序：
% filename: Cross_5_Proposed_Poles_BP_Fig.m
% author:   Zve.L
% date:     3/11/2020
%Please Run After Cross_5_Proposed_Poles.m, and
clean S21, S11
RL = 20; x = 1i;
P=(1-x/(1i*w1))*(1-x/(1i*w2))*(1-x/(1i*w3));
F=(1-x/(1i*S11_Zeros(1)))*(1-
x/(1i*S11_Zeros(2)))*(1-x/(1i*S11_Zeros(3)))*(1-
x/(1i*S11_Zeros(4)))*(1-x/(1i*S11_Zeros(5)));
F=F*(-
(1i)^5*S11_Zeros(1)*S11_Zeros(2)*S11_Zeros(3)*S11_Zer
os(4)*S11_Zeros(5));
P=P*(-(1i)^3*w1*w2*w3);           %%%
Unity the coefficient
e=P/(F*sqrt(10^(RL/10)-1));
count=1; syms z;
for x0=-3:0.05:5
%
F=u5c(6)+u5c(5)*x+u5c(4)*x^2+u5c(3)*x^3+u5c(2)*x^4+u5
c(1)*x^5;
%      P=(1-x/w1)*(1-x/w2)*(1-x/w3);
x=x0*1i;
P=(1-x/(1i*w1))*(1-x/(1i*w2))*(1-x/(1i*w3));
F=(1-x/(1i*S11_Zeros(1)))*(1-
x/(1i*S11_Zeros(2)))*(1-x/(1i*S11_Zeros(3)))*(1-
x/(1i*S11_Zeros(4)))*(1-x/(1i*S11_Zeros(5)));
F=F*(-

```

```
(1i)^5*S11_Zeros(1)*S11_Zeros(2)*S11_Zeros(3)*S11_Zeros(4)*S11_Zeros(5));
    P=P*(-(1i)^3*w1*w2*w3); %%%
Unity the coefficient
    C=F/P;
    buf=1/(1+(e^2)*(C^2));
    S21(count)=10*log(real(sqrt(buf)));
    S11(count)=10*log(real(sqrt(1-buf)));
    sol=solve(z^2-FBW*x0*z*f0-f0^2);
    xx(count)= sol(2);
    count=count+1;
    disp(x);
end

plot(xx,S21,'r','linewidth',2);hold on;
plot(xx,S11,'b','linewidth',2);
%hold off;
grid on
set(gca,'linewidth',2)
xlabel('Freq (Hz)','fontsize',14)
ylabel('Magnitude (dB)','fontsize',14)
legend('S21','S11');
注意每次重新综合前清变量。
```

1.4 基于耦合矩阵的 5 单元滤波器响应

```
% filename: Matrix_to_S_5_Cross.m
% writer: Zve. Li
% time: 3/16/2020
% log: With Source and Load coupling

% Design Proposal
fL=1e9; fH=3.5e9; f0=sqrt(fL*fH);
FBW=(fH-fL)/f0;
%w1=(Pol1/f0-f0/Pol1)/FBW;
```

```

% Build up matrix (trisection)
Qe = 0.985; Qo = 0.985;
MS1 = sqrt(1/(Qe*FBW));
M5L = sqrt(1/(Qo*FBW));

M12 = 0.634; M13 = -0.478; M15 = -0.773;
M23 = -0.045; M24 = -0.565;
M34 = M23; M35 = M13;
M45 = M12;

M=[ 0,    MS1, 0,    0,    0,    0,    0;
    MS1, 0,    M12, M13, 0,    M15, 0;
    0,    M12, 0,    M23, M24, 0,    0;
    0,    M13, M23, 0,    M34, M35, 0;
    0,    0,    M24, M34, 0,    M45, 0;
    0,    M15, 0,    M35, M45, 0,    M5L;
    0,    0,    0,    0,    0,    M5L, 0 ];

% Build up matrix A
U = eye(7);
U(1,1) = 0; U(7,7) = 0;
q = zeros(7);
q(1,1) = 1; q(7,7) = 1;

% Main Loop to form response
count = 1;
for f=0.5e9:1e7:6e9
    w=(f/f0-f0/f)/FBW;
    A = M + w*U - 1i*q;
    A_i = inv(A);
    S21(count) = 20*log(abs(-2*1i*A_i(7,1)));
    S11(count) = 20*log(abs(1+2*1i*A_i(1,1)));
end

```

```
w0(count) = w;  
count = count+1;  
end  
  
fo=(0.5e9:1e7:6e9);  
%w0=(fo/f0-f0/fo)/FBW;  
plot(fo,S21,'r','linewidth',2);hold on;  
plot(fo,S11,'b','linewidth',2);  
%hold off;  
grid on;  
set(gca,'linewidth',2)  
xlabel('freq. (Hz)','fontsize',14)  
ylabel('RETURN LOSS (dB)','fontsize',14)  
legend('S21','S11');  
hold off
```


可持续发展与环境保护

硅工艺，成就电子之红海世界，每年浪费水资源数亿吨，就离谱。

也许有人不认为这是浪费：“这点水费，一块芯片量产，从此就付得起”，然后把水管接到蒸镀机，光刻机，氧化室上，拧开水龙头。

我也不是田园环保主义，看到这些就要扛起旗帜一通批判。只不过有时候我会想，也许技术带来的红利让我们这代人受用一生，但是我们确实自私，百年后怎么样与我无关：我遂称之为技术诅咒。

可是，能怎么办？我们都活在其中。

其实不必那样无奈。不知诸位是否有意关注 RoHS，《关于限制在电子电气设备中使用某些有害成分的指令》(Restriction of Hazardous Substances)。看来此事没有那么不堪，原因就在于事实上它被重点关注着。

事实上晶圆厂每年也有环保指标，污水处理到一定水平才会排放；事实上芯片设计公司也有环保指标，在设计伊始就要不光考虑性能成本，也要考虑有毒有害物质会不会弥散；事实上还有一堆行业的规范限制着这个邻域，只不过我们离业界有点远，甚至进入业界也离这些规则诞生的思考有点远。所以我们会有一种幻觉：为什么行业不觉醒。

其实行业早就觉醒了，只不过我作为一个个人才刚刚明白。这么想，心里有点好受了。

阿 Q 一下，想到化学系费尽心思合成一个量子点，发现几百年以后可能才有利用空间——技术不能即刻转换为生产力，就觉得自己做电子了不得。其实从环保上来说，谁更又当又立一点呢？创造生产力就会带来一定的环境问题，这是某种规律。

只不过看问题时候可持续地看一看，就会发现中间可以优化的环节依旧存在。既然这样，也许一个“改”字后面就有更丰富的内核了。

说了这多，其实自己也很虚伪：刚刚买了台新电脑，又想换个手机。“思想境界还是就那样”“慢慢改吧”。

致 谢

在那之前，我尝试做过各种能摸到的东西，用直觉做某种“民科”性质的探索。但事实上，虽然做了很多，我依然不喜欢代码，也不喜欢拧螺丝。摸着烧掉的单片机，我说“长铗归来兮，食无鱼”。

所以我来到互联感知实验室，开始做微波电路理论。

感谢马凯学教授一年多来的指导，让我从对谐振和微波理论一无所知，到现在有自己的理解和理论。做电路理论一年多，现在看电路都是公式，看公式能看出电路，也算是功夫入门，这都离不开马老师的影响和帮助。您永远是我的导师。

感谢实验室傅海鹏，陈雄，闫宁宁等老师，杨剑腾，郑玉学，李双旭，孟世强等师兄，以及许巍，韩静文等师姐一直以来的帮助。我在这个实验室中收获太多。

感谢冯礼群，刘影，刘正岩，李铭涛，程逸航，杨蕴哲，安富邦，李剑，常昊等诸位，或愿意听我神侃，或同我共做项目。我并不因我为我，而因所有人。

感谢我的父亲教会了我如何进行批判，以及我的母亲教会了我弱者无怨天尤人之权利，这让我在完成自己的工作中受益无穷。

耿皓宇，白宇飞，周钟琪三位，如此这般，不言而喻。

以及刘嘉煜。未来每个寒冷的雪夜里，壁炉边总有一只手脚冰凉的小狐狸。

至少有趣的事情是，毕业设计里这个七拼八凑的故事竟然有了一个光明的结局。这倒是很像国产片的套路。

未来永劫。