

北京大学

博士学位论文

微机械分布式移相器及开关器件的研究

姓名： 缪旻

申请学位级别： 博士

专业： 微电子学与固体电子学

指导教师： 武国英;金玉丰

20041101

摘 要

在对国内外微机械移相器和开关器件研究情况及应用背景进行充分调研的基础上, 本文针对基于体硅工艺的微机械分布式移相器以及可以用于其他非分布式移相器的开关型器件进行了研究。

论文先从理论上系统地讨论了非线性延迟线(NDL)的工作原理和电路模型, 并指出 LC 网络电路模型在接近 Bragg 频率时出现的误差。在此基础上分析了微机械分布式移相器的工作原理以及影响其性能的诸因素, 提出了基于合成传输线概念的移相器模型。接下来简要讨论了平行板静电驱动的原理、串连和旁路开关的理论模型、CPW 的原理以及高频测试方法。

论文在对现有分布式移相器加载桥膜结构以及对加工方法进行分析与比较的基础上, 提出了两种基于体硅工艺的蝶形移相器复合桥膜设计(分别称为 PSEQV 和 PSVAR 型)及相应的总体工艺方案。利用基于合成传输线模型的解析方法、电路仿真工具和高频电磁仿真等方法 and 工具对相应的分布式移相器在模拟式驱动和数字式驱动条件下的射频性能进行了分析和仿真。分析和仿真结果表明: 模拟驱动时, 所提出的 PSEQV 和 PSVAR 设计的相移在 20GHz 下的最大相移量可达到 -28.137° 和 -31.017° , 而且插入损耗和回波损耗性能较好。在设计移相器时, 引入了渐变线和中心导体变截面的 CPW 等新的传输线结构, 这些新的结构可使相应的器件性能得到进一步提高。论文利用高频结构仿真工具(有限元方法)对分布式移相器的模拟和数字驱动进行了首次有限元全波分析, 并摸索出相应的建模方法。与数字驱动时的测量结果的比较证明了该分析、仿真方法的有效性。在完成电路设计和分析的基础上, 论文以解析方法与有限元方法相结合的方式对桥膜的机械特性和静态模拟驱动特性进行了分析与预测。

论文在移相器加载桥膜结构设计的基础上, 完成了串连、旁路微波开关的设计, 并利用解析方法和高频结构仿真工具分别对其机械和射频性能进行了分析、验证。这两种器件表现出较低的开关阈值电压和令人满意的射频性能。在开关器件的研制的基础上, 通过 CPW 的重新设计, 就可以实现加载线式、反射式和开关网络式等非分布式的移相器。

借鉴北京大学微米/纳米加工技术国家重点实验室已有的微机械开关体硅加工工艺, 提出了一整套用于所设计的微机械移相器和开关器件结构的体硅加工工艺流程。经过反复试验, 解决了工艺流片中出现的一系列问题, 包括 Au 上 SiN 生长质量差、玻璃浅槽刻蚀均匀性差、键合强度低、桥膜结构释放困难等, 成功开发出包括划片在内的较为完整的加工流程, 并成功制作出经过浓硼掺杂的和未经浓硼掺杂的移相器桥膜阵列及开关器件结构。利用光学测量手段, 对器件的应力状况和桥膜厚度进行了测量。

论文利用光学手段对桥膜在内应力作用下的变形情况进行了测量和分析, 指出应力梯度和各层薄膜间的应力差异是造成变形的主要原因。

利用 HP8510C 网络分析仪和 Cascade 片上测试系统对移相器的高频特性和静态驱动

特性进行了测试。模拟式工作时，浓硼掺杂的 PSEQV 移相器在 20GHz 上的移相范围达 -11.35° ，PSVAR 在模拟工作时的移相范围达 -7.30° ，回波损耗分别为 $<-8\text{dB}$ 和 $<-7\text{dB}$ 。未经浓硼掺杂的 PSEQV 移相器处于模拟工作时的移相范围与浓硼掺杂 PSEQV 移相器的移相范围相近，但回波损耗降低到 -10dB 以下。测试结果表明，所设计的 PSEQV 移相器已经初步具备了模拟式移相器的功能。相移量测量结果与设计值存在一定的差异，这主要是桥膜的变形而引起的。

对器件的数字式驱动时的高频特性进行了仿真和测试。测试结果表明，数字工作时，在 20GHz 所有移相器可以实现 180° 以上的相移；回波损耗 $<-8\text{dB}$ ，在可接受的范围之内；插入损耗偏大，与传统的移相器相当，这主要是 CPW 和桥膜金属层电阻率上升所致（其原因主要是 Cr/Au 互扩散）。器件的数字式工作利用了桥膜侧翼与 CPW GND 所形成的量值相对固定的 MAM（金属—空气—金属）电容，由于其形状取决于桥膜的应力状态，故重复性和可设计性较差。为了实现可实用化的数字式移相器，还应该在减小应力变形的基础上，对侧翼进行优化设计，或者设计专用的 MAM 电容结构。

关键词：微电子机械系统（MEMS），射频微电子机械系统（RF MEMS），移相器，非线性延迟线（NDL），开关，体硅加工工艺，微波。

ABSTRACT

Based on the exhaustive investigation and review of the research and applications of micromachined phase shifters and switching devices home and abroad, this dissertation focuses on the design, fabrication and test of bulk micromachined distributed phase shifters and switches for phase shifters other than distributed types.

The operation mechanism and circuit model of the nonlinear delay line (NDL) are theoretically and systematically discussed first, and it is pointed out that errors may occur in LC network circuit model, compared with lumped transmission line model when the frequency is approaching the Bragg frequency. On the basis of the discussion ever made, the operation mechanism of micromachined distributed phase shifter and factors that affect the performance are analysed, and a model based on the "synthetic transmission line" is brought forward for the approximate description of the behavior of the distributed phase shifter and the fast evaluation of the performance. Then the principles of electrostatic parallel plate drive, theoretical model of series & shunt switches, principles in coplanar waveguide (CPW) and the testing method of high frequency properties are briefly introduced and discussed.

Based on the comparison between ever reported microbridge structures and fabrication methods, the dissertation brings forward two novel butterfly-like laminated composite microbridges (called PSEQV and PSVAR respectively), as the loading elements of the distributed phase shifters, and corresponding process flow. The radio frequency (RF) performance of the distributed phase shifter under analog driving and digital driving are analysed and verified with analytical methods, circuit simulation and High Frequency Structural Simulation (HFSS) tools. The analysis results show that, under analog driving, the PSEQV and PSVAR device have a maximum phase shift of -28.137° and -31.017° , and the insertion loss and return loss performance are excellent. In the designing of the phase shifter, tapered transition section and central-conductor-width-variable CPW are introduced, and the analyses show that the performance of the devices can be further improved to some extent due to these new structures. The utilization of HFSS tool have helped to implement a Finite Element Method (FEM) full-wave simulation. The modeling method has been investigated, and the comparison between the simulation and test results (digital operation mode) confirms the effectiveness of this methods. However more work has to be done on the meshing and boundary setting, before the accuracy can be further lifted. The mechanical property and analog static driving performance are analysed with the combination of analytical and FEM methods.

Based on the loading microbridges ever designed for the phase shifters, the series and shunt switches are designed. Analytical and HFSS tools are utilized to analyze and verify the mechanical and RF performance respectively. These devices have shown satisfying RF performance. Through the re-designing of CPW configuration, phase shifter designs other than distributed ones can be obtained.

Based on the processing capabilities and micromachined switch process flow ever available in the laboratory, a completed set of process flow is designed. However, several problems emerged during the initial runs, including bad quality of the SiN film deposited on the Au surface, non-uniformity of the depth of shallow trenches on Pyrex substrate formed by dry etching, unsuccessful bonding results and difficulties in the releasing of the bridge structure, etc. After iterative experiments, new process condition or methods were found to successfully solve the problems ever met. A complete set of process flow (including the dicing), which has been largely modified, is formed based on these experiments. The new process flow has ensured the successful fabrication of the microbridge arrays of distributed phase shifters and the switches, doped or undoped by heavy B diffusion. Optical measuring tools are used to measure the stress pattern and microbridge thickness, and to measure the stress gradient and relevant deformation of the microbridge.

The RF property and quasi-static driving property are tested in a testbed consisting of HP 8510C network analyzer and Cascade on-wafer probing system. When working as analog devices, a maximum phase shifting range of -11.35° and -7.30° (20GHz) is achieved for heavily-Boron-doped PSEQV and PSVAR devices, and the upper limit of return loss are -8dB and -7dB respectively. The phase shifting range of non-heavily-B-doped PSEQV is similar, and yet the upper limit of the return loss is reduced to less than -10dB . The test results shows that the phase shifters ever implemented have the basic functions of an analog phase shifter. However the measurement phase shift range somewhat deviate from the designing and simulation result, due to the deformation of the microbridges induced by internal stress gradient.

The RF property of the devices digitally driven are simulated with HFSS tools and tested in the testbed. The test results show that, under digital operation mode, a phase shift of over 180° (20GHz) can be achieved by all the devices ever made, with a maximum. return loss $<-8\text{dB}$, which is acceptable at such large phase shift. The insertion losses test results are relatively large, which is comparable to traditional devices and is mainly due to the inter-diffusion between the Cr and Au layer. In the future, a new sidewing metal-air-metal structure should be designed, so that the device can function as a practical digital phase shifter.

Key Words: micro electromechanical system (MEMS), radio frequency micro electromechanical system, phase shifter, nonlinear delay line(NDL), switch, bulk-Si micromachining, microwave.

插图清单

第一章

图 1.1	MEMS 系统与外部世界的相互作用示意图。·····	1
图 1.2	NEXUS 对 2000~2005 期间 MEMS 市场发展的分析、预测。·····	4
图 1.3	典型的无线收发机前端（左下角是便携无线电话的主电路板）。·····	6
图 1.4	拟议中的一种基于 RF MEMS 器件的新型 RF 收发机架构。·····	6
图 1.5	微机械开关实例 ·····	8
图 1.6	可调电容实例 ·····	8
图 1.7	一种完全与 CMOS 电路集成的 LF、高 Q 值振荡器·····	9
图 1.8	微机械波导、滤波器和天线·····	10
图 1.9	RF MEMS 的潜在用途 ·····	11
图 1.10	WTC 公司对 RF MEMS 市场在 2002~2007 年间的总体发展情况的分析·····	11
图 1.11	相控阵天线波束的形成·····	12
图 1.12	智能天线原理 ·····	13
图 1.13	基于平面传输线结构的移相器最常用的电路结构·····	17
图 1.14	微机械移相器实例。·····	18
图 1.15	分布式移相器原理·····	19
图 1.16.	一种数字式微机械分布式移相器（1 位）·····	19

第二章

图 2.1	非线性传输线 (NLTL) 的基本结构原理 ·····	23
图 2.2	NDL 的电路模型：(a) LC 网络模型；(b) 分布式电路模型·····	24
图 2.3	在 Microwave Office 中建立的 NDL 的电路模型（仅示出了端口 1 和部分电路）：(a) LC 网络模型；(b) 基于集总传输线段的模型。·····	27
图 2.4	图 2.3 所示两种模型的分析结果：(a) LC 网络模型；(b) 基于集总参数传输线段的模型·····	28
图 2.5	分布式微机械移相器的电路模型。·····	29
图 2.6	将 NDL 视为“人工合成”传输线而获得的分布式移相器模型。·····	30
图 2.7	一种通过串连的分立电容和微机械桥膜实现分立的电容变化和“数字式”移相的加载结构（虚线框中电路）·····	34
图 2.8	一般化的 Pull-in 模型。·····	35
图 2.9	对应不同 Q 值的驱动系统总能与归一化的 X 间的关系[21]。(a) $Q < Q_{PI}$ ；(b) $Q = Q' < Q_{PI}$ ；(c) $Q = Q_{PI}$ ；(d) $Q > Q_{PI}$ 。·····	36
图 2.10	串连开关的结构及电路模型 ^[15] 。(a) 双接触式 DC 开关结构；(b) 线内 (inline) DC 或电容开关结构；(c) 对应于 (a) 的电路模型；(d) 对应于 (b) 的电路模型。·····	40
图 2.11	旁路开关的结构及电路模型。·····	41

图 2.12 (a) 共面波导 (CPW) 的结构; (b) 基本模态的横向电场和磁场线。·····	43
图 2.13 CPW 单位长度分布电容的共形映射求解 ·····	45
图 2.14 由待测器件、测量夹具、VNA、连接电缆构成的测试系统 ·····	47
图 2.15 CPW 片上探针·····	47

第三章

图 3.1 本论文提出的基于体硅工艺的加载桥膜 (加载单元) 结构·····	51
图 3.2 移相器的总体结构设计 (俯视图) ·····	54
图 3.3 采用有限宽度 GND 导体平面的 CPW ^[17] ·····	56
图 3.4 采用 EQV CPW 和 VAR CPW 时, 一个移相器单元的反射和插入损耗的比较。(频率 0~50GHz, 端口阻抗 76Ω) ·····	58
图 3.5 测试点与 NDL 间渐变段的设计·····	59
图 3.6 PSEQV 单元的设计版图 (尺寸单位 μm) ·····	60
图 3.7 模拟驱动时加载结构 (虚线框中电路) 的等效电路模型·····	61
图 3.8 利用基于“合成传输线”概念的电路模型和平行板电容近似求出的、桥膜模拟驱动时 UP 和 DOWN 态的 S 参数及相移。·····	62
图 3.9 Maxwell 3D 中所建立的 PSEQV 3D 实体模型 (空气部分未示出) ·····	63
图 3.10 在 Microwave Office 中建立的 PSEQV 移相器电路模型 (限于篇幅, 只示出端口 1 附近的电路) ·····	64
图 3.11 利用 Microwave Office 对 PSEQV 型移相器进行分析的结果 (模拟驱动)。图中的相移是绝对值。·····	65
图 3.12 PSVAR 单元的设计版图。左: VAR CPW。右: Au 层和 SiN 层的尺寸 (尺寸单位: μm)。·····	66
图 3.13 在 Microwave Office 中建立的 PSVAR 移相器电路模型 (限于篇幅, 只示出端口 1 附近的电路)。·····	66
图 3.14 以 Microwave Office 对 PSEQV 型移相器进行分析的结果 (模拟驱动)。图中的相移是绝对值。·····	67
图 3.15 加载电容相同, 分别采用 EQV 和 VAR CPW 时移相器特性的分析结果·····	68
图 3.16 采用 VAR 和 EQV CPW 时的 Bragg 频率分析结果。·····	69
图 3.17 误差较大的有限元模型。·····	69
图 3.18 最终采用的高频有限元仿真模型。其端口采用了集总的间隙源形式 (lumped gap source)。···	70
图 3.19 高频有限元仿真得到的 CPW 上的电流密度分布、空气与 Pyrex 玻璃衬底中的场分布。·····	71
图 3.20 PSEQV 的高频有限元仿真结果和电路模型分析结果。·····	72
图 3.21 PSVAR 的高频有限元仿真结果。·····	72
图 3.22 桥膜的数字驱动过程。·····	74

图 3.23	数字式驱动时的移相器高频有限元实体模型	75
图 3.24	PSEQV 数字驱动时的仿真结果与测试结果的对比	76
图 3.25	移相器桥膜及其挠性悬挂弹簧的尺寸	77
图 3.26	PSEQV 桥膜的 1~4 阶模态。PSVAR 的模式与之类似。	80
图 3.27	利用解析方法得到的 Pull-in 电压与桥膜初始高度 g_0 间的关系。	82
图 3.28	桥膜高度 g 随 V_{drive} 的变化情况 (PSEQV)	83
图 3.29	移相器相移量随 V_{drive} 的变化情况 (PSEQV, 20GHz)	84

第四章

图 4.1	串联开关和旁路开关的版图设计 (尺寸单位 μm)。左: 串联开关; 右: 旁路开关。	87
图 4.2	在 HFSS 中建立的高频结构电磁仿真模型	88
图 4.3	串联开关的高频有限元仿真结果。	89
图 4.4	旁路开关的高频有限元仿真结果。	90
图 4.5	旁路开关 DOWN 态的电流分布。	91

第五章

图 5.1	总的版图布置	94
图 5.2	工艺开发之初, 在 Au 上生长的 SiN 薄膜的粗糙度和开裂情况。其中, 亮场模式下观察到的黑点为材料的凸起或凹陷, 并对应于暗场模式下观察到的亮点。暗场模式下的亮线则代表薄膜上的裂纹。	99
图 5.3	在 Quanta 200F 扫描电子显微镜下观察到的表面质量较差的 SiN 薄膜。	100
图 5.4	在 Quanta 200F 扫描电子显微镜下观察到的表面质量较好的 SiN 薄膜。	101
图 5.5	新、旧制备方法获得的 SiN 薄膜的 I-V 特性比较	102
图 5.6	键合失效的原因推断	103
图 5.7	最终的桥膜结构释放方式	104
图 5.8	通过湿法释放获得的、经过浓硼掺杂的 PSEQV 型和 PSVAR 型移相器的 SEM (扫描电子显微镜) 照片	109
图 5.9	通过湿法释放得到的串联开关 (经浓硼掺杂)	110
图 5.10	干法释放得到的桥膜阵列 (经浓硼掺杂)	110
图 5.11	经过浓硼扩散的桥膜的表面。可以看到浓硼层特有的“布纹”现象。上图为悬空桥膜。下图中, 桥膜的四周粘附到衬底上, 中间因应力梯度的存在而鼓起。	111
图 5.12	未经浓硼掺杂的 PSVAR 移相器和旁路开关 (干法释放)	112
图 5.13	应力测试图形	113
图 5.14	测试图形的有限元模型 (左) 和内应力为 100MPa 时的仿真结果 (右)。	113
图 5.15	图 5.13 (a) 所示的应力测试图形中, l_1 尖部的偏移 ($1/2 D_{\text{off}}$) 与内应力的关系。	114

图 5.16 经过浓硼掺杂的多层复合悬臂梁和未经浓硼掺杂的多层复合悬臂梁及双端固支梁的变形。·····	115
---	-----

第六章

图 6.1 桥膜变形测量所用的扫描路径, 上下图为同一桥膜。·····	119
图 6.2 经过浓硼掺杂的 PSEQV 移相器桥膜的变形情况·····	120
图 6.3 经过浓硼掺杂的 PSVAR 移相器桥膜的变形情况·····	121
图 6.4 桥膜侧翼的变形 ·····	123
图 6.5 经过浓硼掺杂的复合桥膜的挠性弹簧发生的变形。·····	123
图 6.6 一个粘附在衬底上的 PSEQV 桥膜及其变形测量结果·····	125
图 6.7 经过浓硼掺杂的 PSEQV 和 PSVAR 移相器的相移随偏置电压的变化·····	126
图 6.8 未经过浓硼掺杂的 PSEQV 型移相器的相移随偏置电压的变化·····	126
图 6.9 高频特性测试系统照片 ·····	127
图 6.10 经过浓硼掺杂的 PSEQV 移相器模拟驱动时的高频特性 ·····	128
图 6.11 经过浓硼掺杂的 PSVAR 移相器模拟驱动时的高频特性·····	129
图 6.12 经过浓硼掺杂的 PSEQV 型移相器数字驱动时的相移特性和 S 参数幅值·····	130
图 6.13 经过浓硼掺杂的 PSVAR 型移相器数字驱动时的相移特性和 S 参数幅值·····	130
图 6.14 经过浓硼掺杂的 PSEQV 移相器以数字方式工作时相移特性的重复性。·····	131
图 6.15 未经浓硼掺杂的 PSEQV 移相器处于模拟工作时的相移特性和 S 参数幅值。·····	132
图 6.16 未经浓硼掺杂的 PSEQV 移相器在数字式工作时的射频特性。·····	133
图 6.17 未经浓硼掺杂的 PSEQV 移相器在数字工作时的相移特性·····	134
图 6.18 未经浓硼掺杂的 PSVAR 移相器在数字式工作时的射频特性·····	135
图 6.19 器件 CPW 表面的小丘和凹坑·····	136
图 6.20 除去全部桥膜后 CPW 的插入损耗特性·····	136
图 6.21 工作于数字方式的浓硼掺杂的 PSEQV DOWN 态的射频特性 ·····	137

表格清单

第一章

表 1.1	RF MEMS 静电开关与 FET 和 PIN 二极管性能的比较	7
表 1.2	国内外现有的微机械分布式移相器性能比较	20

第二章

表 2.1	考虑桥膜电感时的 Bragg 频率 (计算值), $\epsilon_{\text{eff}}=2.5$, $Z_{\text{TL}}=100\Omega$.	30
-------	--	----

第三章

表 3.1	EQV 型 CPW 的几何尺寸	57
表 3.2	计算出的 EQV 型 CPW 的特性参数	57
表 3.3	测试点处 CPW 的几何尺寸和计算出的特性参数	57
表 3.4	利用解析方法和平行板近似求出的 PSEQV 单元的等效电路参数	61
表 3.5	利用有限元方法求出的 PSEQV 单元的等效电路参数	64
表 3.6	利用有限元方法求出的 PSVAR 单元的等效电路参数	65
表 3.7	移相器桥膜的平面和厚度尺寸 (单位 μm)	75
表 3.8	弹簧常数的解析解与有限元仿真结果	79
表 3.9	利用有限元方法进行的桥膜模态分析结果	79

第五章

表 5.1	移相器和开关器件结构的加工工艺流程 (初步方案)	95
表 5.2	移相器和开关器件型结构的加工工艺流程 (最终方案)	105
表 5.3	测量到的应力测试图形尖部偏移 $1/2D_{\text{off}}$ 与对应的内应力	114
表 5.4	通过悬臂梁尖端部分测出的、经过浓硼掺杂的悬空桥膜厚度 (台阶仪测量)	116

第六章

表 6.1	经过浓硼掺杂和未经浓硼掺杂的桥膜的变形测量值 (μm)	122
-------	--	-----

缩略语索引

BHF	缓冲氢氟酸;
BST	钛酸锶钡;
CAD	计算机辅助设计;
CDMA	码分多址;
CPW	共面波导;
CVD	化学气相淀积;
DOWN	桥膜距离衬底较近(间隙较小)的状态;
DUT	待测器件;
EQV, PSEQV	分别指中心导体等宽度的 CPW 及其上制作的桥膜和移相器;
FDTD	时域有限差分方法;
FGCPW	有限宽度共面波导;
FET	场效应晶体管;
HFSS	高频结构仿真(有限元方法);
ICP	电感耦合等离子体(刻蚀);
IPA	异丙醇;
LIGA	光刻—电铸—模铸成型(高深宽比工艺);
MAM	金属—空气—金属(电容);
MEMS	微电子机械系统;
MIC	微波集成电路;
MMIC	单片式微波集成电路;
MIM	金属—绝缘体—金属(电容);
NLTL	非线性传输线;
NDL	非线性延迟线;
PECVD	等离子增强化学气相淀积;
PIN	P—本征—N 材料结构或二极管;
RF	射频;
RF MEMS	射频微电子机械系统;
TE	横电波;
TEM	横电磁波;
UP	桥膜距离衬底较远(间隙较大)时的状态;
VAR, PSVAR	分别指中心导体变宽度的 CPW 及其上制作的桥膜和移相器;
VNA	矢量网络分析仪;

版权声明

任何收存和保管本论文各种版本的单位和个人，未经本论文作者同意，不得将本论文转借他人，亦不得随意复制、抄录、拍照或以其他方式传播。否则，引起有碍作者著作权之问题，将可能承担法律责任。

北京大学学位论文原创性声明和使用授权说明

原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立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，本论文不含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品或成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本声明的法律结果由本人承担。

论文作者签名：繆曼 日期：2004年12月6日

学位论文使用授权说明

本人完全了解北京大学关于收集、保存、使用学位论文的规定，即：
按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版本；
学校有权保存学位论文的印刷本和电子版，并提供目录检索与阅览服务；
学校可以采用影印、缩印、数字化或其它复制手段保存论文；
在不以赢利为目的的前提下，学校可以公布论文的部分或全部内容。

（保密论文在解密后遵守此规定）

论文作者签名：繆曼 导师签名：武国英
日期：2004年12月6日

第一章 绪 论

1. 1 微电子机械系统 (MEMS) 技术

微型化是当代科技发展的重要方向。著名物理学家 Richard P. Feynman 很早便敏锐地洞察到微型化将给科技发展带来的巨大推动作用。他在 1959 年 12 月的演讲“*There’s plenty of room at the Bottom*”^[1]中预言, 微型化与低温、高压物理方面的研究一样, 具有广阔的发展空间和重要意义。从这一时期开始, 微电子技术得到了迅速的发展^[2], 并引发了一场微型化的革命^[3], 以微米/纳米结构和系统为研究对象的微米/纳米技术应运而生: 一方面, 人们运用各种物理、化学手段将原子和分子组装起来, 形成有特定功能的微米/纳米结构; 另一方面, 人们利用精细加工手段加工出微米/纳米结构。前者属于“*bottom up*”的方法, 催生了纳米生物学、纳米化学等边缘学科(纳米科技), 后者属于“*top down*”的方法, 在微制造领域引发了一场革命, 最终形成了 MEMS (Micro Electromechanical System, 微电子机械系统) 技术^[4]。

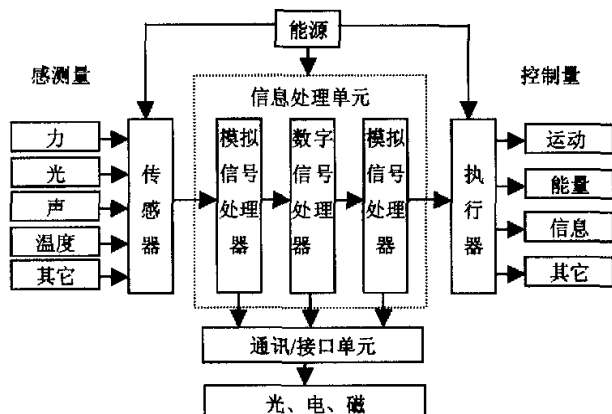


图 1.1 MEMS 系统与外部世界的相互作用示意图。

MEMS 将微电子线路与外部世界有机联系起来。图 1.1 示出了其典型的系统构成及其与外部世界的相互作用。它可感受自然界信号, 具有信息处理能力, 可通过执行器实施对外界的控制, 并实现相互间及与宏观系统间的通信。可以认为, MEMS 是集微型传感器、执行器以及信号处理和电路、通信/接口电路和能源于一体的微型机电系统^[5]。

MEMS 这一新概念在国际上尚未有统一的名称。美国这一方面的研究是在集成电路技术基础上延伸而来的, 故多称之为 MEMS。欧洲称之为 Microsystem, 即微系统, 这一称谓更强调了系统的观点^[6]。在精密机械加工方面有传统优势的日本多称之为 Micromachine, 即微机器^[7]。本论文则采用 MEMS 这一已为国内广泛接受的名词。

概括起来, MEMS 具有以下几个基本特点^[4-10]:

一. 微型化。微型化带来了如下一些优点: (a) 能在狭小的空间中完成作业, 适宜处理微小的对象和敏感微弱信号; (b) 定位和操作精度更高, 对控制信号的响应速度更快; (c) 致动功耗和物耗极少。

二. 多功能、智能化和高集成度。MEMS 最终可以将敏感、执行单元以及信息处理和电路集成到一起, 执行多种功能, 从而具有较高的“智能”和独立工作能力。

高集成度还意味着 MEMS 可以像集成电路那样包含多个重复单元,而通过对其有机组合来获得更高的总体性能,并提高可靠性。

三. 可大批量并行加工。MEMS 技术能采用与集成电路制造类似的生产方法,实现并行加工,从而大大减少单件制造成本和时间,并可以保证很好的重复性与一致性。

1. 1. 1 MEMS 技术的研究内容

MEMS 技术的研究目标是通过系统的微型化、集成化来探索并实现具有新原理、新功能的元件和系统^[5]。该技术是一个典型的多学科交叉的前沿性研究领域,几乎涉及到所有自然科学及工程技术。一般说来 MEMS 技术的研究内容可以归纳为以下三个基本方面。

一. 理论方面

基础理论的完善和发展,既可以为 MEMS 技术发展提供坚实的基础,又可以为之指明新的发展方向。在当前 MEMS 所能达到的尺度下,宏观世界基本的物理规律仍然适用^[7],但尺寸的缩小也意味着许多物理现象与宏观世界有很大区别(Scaling Effects),如力的尺寸效应、微结构表面效应、微观摩擦机理、微构件材料物理特性的变化、传热及流动特性的变化等^[11-16]。因此,很有必要对微小尺寸下的动力学、流体力学、热力学、摩擦学、光学、材料学和结构学等方面的规律进行有针对性的研究。这些研究方向现在已经成为各相关学科的研究前沿,但工作的开展往往需要多学科间合作,难度较大。除了微摩擦学等分支外,目前的研究工作大多结合具体材料和器件的研制进行,尚未形成完善的体系。

二. 技术方面

MEMS 的技术基础可以分为以下几个方面:

1) 材料技术。MEMS 使用的材料可大致分为结构材料和功能材料两类。硅是最常用的结构及衬底材料,它同时具备优良的电学和机械特性^[17],且加工工艺和材料特性研究较为充分^[4]。其它半导体材料、石英(晶态 SiO_2)、玻璃和陶瓷等也可以作为衬底材料,而 SiO_2 、 SiN 和金属等薄膜则可以构成微机械结构。功能材料则是指那些有能量变换能力、可以实现敏感和致动功能的材料,包括压电材料、光敏材料、形状记忆合金、磁致伸缩材料、电流变体、气敏和生物敏等几大类^[8, 18-21]。随着工艺技术的进步和 MEMS 应用领域的扩展, MEMS 的材料研究内容将日益丰富。

2) 微机械加工技术。目前 MEMS 的非电路部分的加工技术主要有三种:第一种是硅基加工技术,利用集成电路加工技术以及深刻蚀、键合等工艺对硅基材料进行加工,形成硅基器件,以美国为代表;第二种则是利用传统的精密机械加工手段进行加工,以日本为代表;第三种是基于电镀和微模铸方法的 LIGA 技术,以德国为代表。硅基 MEMS 技术属于准 3 维加工,采用与集成电路工艺相似的制造方法,可充分利用其在材料研究和加工方面的技术积累,而且硅材料集优良的电学、机械和传感特性于一身,容易实现机械结构及处理电路的集成;因此,该类加工技术成为 MEMS 加工技术研究与应用的主流^[20-24]。较传统的精密机械加工技术包括各种电火花、超声、能束和精密切削加工等手

段^[6],虽存在加工非并行化等缺点,但容易实现真正的3维加工,而且加工周期短,故也是一个不可忽视的发展方向。LIGA技术所得到的器件结构具有深宽比大、结构精细、侧壁陡峭等特点,缺点是需要昂贵的同步辐射X光源,掩膜制作工艺复杂,目前难以推广^[5],为克服这一缺点,人们开发了基于体硅工艺的准LIGA技术。

3) 微系统设计/仿真技术。MEMS的开发周期较长,投资较高,一旦制造出来,结构很难修改,故CAD/仿真具有十分重要的意义。它不但可优化MEMS结构和工艺,而且有助于理解微小范围内的力、热、电磁等能量间的相互作用。在版图设计方面,MEMS与IC有明显的差别^[25],因此有必要开发专用的MEMS版图设计软件和元件版图库。MEMS的建模与仿真可以分为工艺模拟、器件模拟和系统级模拟等层次。工艺模拟可采用IC工艺仿真工具和MEMS特有工艺专用模块相结合的方法,最终目标是实现工艺综合和优化。器件模拟则通过有限元、边界元和差分方程等手段对器件的性能进行评估,往往涉及静态和动态的、不同物理域的耦合分析,需要丰富的材料特性数据库和高效的算法作为支持。系统级模拟要求获得MEMS器件的宏模型,以快速完成器件或系统的整体架构设计和初步性能估计。MEMS设计/仿真技术的发展目标应是:实现功能的完善和增强(如加入封装问题的模拟等)、各设计/仿真层次间的集成和各层次间方便的数据交换和反馈^[26-28],以求在尽可能短的时间内得到性能满意的设计。

4) 测试和封装技术。微机械结构及整个MEMS系统各参数的获得,是保证加工质量、研究器件规律的基础。目前,加工在线测试缺乏专用和自动化测试设备,仍然是MEMS发展的一个瓶颈。加工过程中的测试技术研究内容有:(a)材料测试,包括功能材料专项性能测试、关键结构材料性能测试、评估方法与标准等;(b)产品加工中的相关电路测试、三维结构形貌与尺寸测试、微观机械特性测试、表面膜结构与性能测试技术等,下一步研发的重点应是关键工艺的在线测试与分析手段;(c)芯片基本功能测试,包括芯片级微机械动态特性、光学、力学特性测试、机械结构分析技术等专用测试技术。此外,传统的器件性能和可靠性测试等设备也应该针对MEMS的特点作出相应的改进。MEMS的封装有着不同于传统集成电路封装的特点,如内部有可动结构、需要保证真空或者保护性气氛、封装内外可能存在一定的物质交换(如气体传感器)等,因此封装结构和封装工艺中的操作也必然有其自身的特殊性。MEMS封装的研发往往需要针对具体器件进行,而且在器件的设计阶段就必须考虑到封装问题。封装的成本将占到MEMS产品总成本的50%以上,是一个值得高度重视的研究方向。

三. 器件与应用研究

人们不仅要开发各种制造MEMS的技术,更重要的是如何将MEMS技术与各应用领域相结合,制作出符合各领域要求的MEMS器件与系统。根据目前的研究情况,除了进行信号处理的IC部分外,MEMS所包含的单元主要有以下几大类^[5]:(a)微传感器,包括敏感和检测力学量、磁学量、热学量、化学量和生物量等的传感器;(b)微执行器,主要包括微马达、微齿轮、微泵、微阀;(c)微型构件:主要包括微梁、微探针、微腔、

微沟道等；(d) 微光学器件：目前已有微镜阵列、微光扫描器、微光斩波器、微光开关；(e) 微机械射频器件 (RF MEMS)：包括用微机械加工工艺制作的微型电感、可调电容、谐振器/滤波器、波导、传输线、天线阵列与移相等。它们是目前 MEMS 器件研究的一个热点，将对射频技术产生重要影响（参见 1.2 节）；(f) 微型真空电子器件；(g) 微能源和微动力源。

1. 1. 2 MEMS 技术的发展前景与面临的问题

MEMS 是一个充满活力和希望的研究领域，微加速度计、喷墨打印头等产品的成功以及广阔的应用前景，使这一技术得到了产业界和政府的高度重视。目前国际上各种机构对这一领域的发展都作出了乐观的预测，其中较有权威的是欧洲的 NEXUS (Network of Excellence in Multifunctional Microsystems) 和 System Planning Corporation 所作的预测。前者对 2000 年~2005 年间 MEMS 销售额的回顾与预测如图 1.2 所示 (2002 年 4 月发布) [29]。该机构认为，由于新产品的纷纷推出和新应用领域的出现，MEMS 的市场年增长率将达到 20%，其主要的应用方向是 IT 外设、生物、汽车、家电和通信，其中 RF (射频) MEMS 和光学 MEMS 将取得应用上的突破，从 2002 年开始占据较大的市场份额。

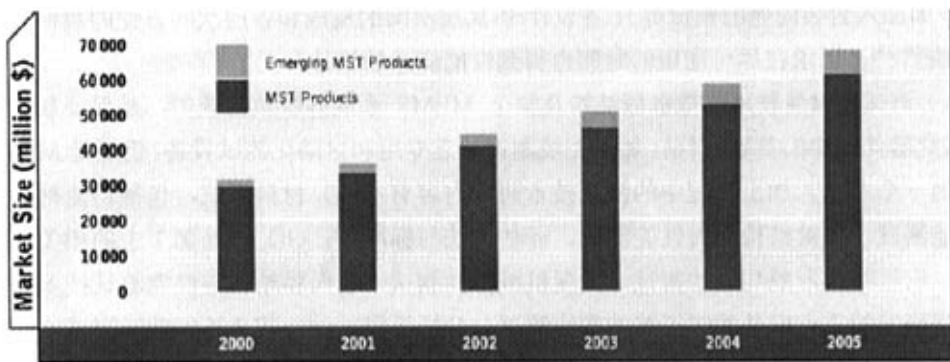


图 1.2 NEXUS 对 2000~2005 期间 MEMS 市场发展的分析、预测。

从目前各方面文献来看，MEMS 在技术方面的发展趋势是：(a) 研究方向多样化，从发布的论文和市场报告来看，MEMS 技术的研究和应用已经涉及力学传感器，数据存储，微型流体器件，微型光学器件等多种器件，其中各种 RF MEMS 器件和生物 MEMS 器件的研究正受到高度重视；(b) 加工工艺和材料的多样化，除了较为成熟的体硅、表面牺牲层工艺、LIGA 工艺和传统的精密机械加工外，能束加工（如激光加工等）以及电铸、电镀等工艺也受到了重视，它们的成熟和应用将使人们在设计 and 制造方面获得更大的自由；(c) 系统的进一步集成化和多功能化。具备这些特点的系统或器件在军事、医学和生物研究、核电等领域有着诱人的应用前景，将是人们孜孜以求的目标。

MEMS 的应用将对军用、民用的各个领域产生重大影响，这已经成为共识。但 MEMS 的发展依然任重道远，要使目前 MEMS 技术像集成电路那样成熟并能渗透到各个领域，除开发各种新加工工艺和完善现有工艺外，还要解决好如下三个方面的问题：

一. 在设计/仿真、封装与测试方面, 涉及多种能量和物质形式的传输和处理带来的复杂性。因此, MEMS 的研发将比 IC 领域的研发困难和复杂得多, 需要多领域科技人员的通力合作, 这将始终是 MEMS 技术发展的难点之一。

二. MEMS 可靠性、安全性和具体应用研究。可靠性是 MEMS 器件的使用者最关心的问题之一。IC 技术的成熟和广泛应用, 与对可靠性规律的充分掌握和测试手段的完善是分不开的。MEMS 的工艺和材料比 IC 丰富得多, 其失效规律必然有其特殊性和复杂性, 有必要进行深入细致的研究。另外, 掌握了失效规律后, 如何在器件的设计、制造和使用中避免失效或性能下降也将是 MEMS 可靠性研究者、设计/制造人员以及用户共同努力的一个重要的方面。针对 MEMS 的具体应用方式开展的研究也极有必要: MEMS 有其自身的特点, 它不是简单的将宏观机电系统微型化, 如果简单的用于置换宏观机电元件, 往往无法达到预期的目的。在应用时如何扬长避短, 让 MEMS 与现有系统很好地结合或者与之实现很好的对接, 推广并开拓 MEMS 的应用领域, 将是应用研究人员的任务。器件和工艺研发人员也应该吸收应用研究的成果, 减少研究的盲目性。

三. MEMS 的标准化问题。通过借鉴 IC 发展的标准化经验, MEMS 可以大大缩短开发周期, 降低成本, 同时也可以方便其应用。MEMS 的标准化可分为不同的层次: (a) 工艺和材料的标准化, 可参照 IC 工业建立针对 MEMS 的 Foundry; (b) 单元和信号处理电路的标准化, 以提高设计的复用率; (c) 系统接口的标准化, 方便器件或系统的应用, 并使之可以作为基本单元构成更大的系统。

1. 2 射频 MEMS (RF MEMS) 技术

1. 2. 1 RF MEMS 出现的背景

广义的射频 (Radio Frequency, RF) 涵盖了从长波波段低频端 (30kHz) 以上到远红外波段低频端 (400GHz) 以下的宽阔的电磁波谱^[30-32]。RF 技术可以实现对远程物体的位置、速度甚至性质、形状等多种参数的获取以及话音和数据等信息的无线传输, 因此在话音和数据传输服务^[33,34]、远程侦察与武器制导^[32,35]、遥感与天文^[36,37]等领域有着日益广泛而重要的应用。近年来, 各种便携式和小型化 (车载和星载) 的通信与传感装置成为 RF 技术发展的一个热点^[38-40], 它们为人们之间的沟通和对周围环境的感知提供了极大的便利。它们总的发展趋势是减小体积和重量, 降低功耗, 提高可靠性和多功能化^[41-45]; 另外, 它们需要采用频率选择性好的滤波器件和极为稳定的本机振荡器^[42, 46, 47], 并保证电路在有限的电源 (如化学和太阳能电池) 供电下长时间可靠工作。为此, RF 电路需要进一步集成化, 电容、电感和振荡器等应该保证高 Q 值 (品质因数), 传输线、开关和天线等在阻抗匹配、插入损耗和隔离度方面也应该满足较高的要求。

图 1.3 示出典型的无线收发机前端的体系架构, 其中的阴影部分包括天线、收/发开关、镜像抑制滤波器、带通滤波器、晶体振荡器、中频滤波器及电感、电容等, 这些无源元件目前绝大多数为分立形式, 只能在电路板上与有源元件接口, 占据了电路板上 80%

的面积。而芯片上相应的硅或者化合物半导体器件受材料特性及工作原理等因素的限制，在 Q 值、隔离度、插入损耗、控制功耗等方面的性能很难提高^[48]。这些因素已经成为 RF 系统进一步发展的障碍。

MEMS 技术的出现为上述难题的解决提供了新的途径。从 1990 年开始，美国 Hughes Research Labs、Michigan 大学和 Raytheon 公司等机构利用该技术制作出各种新型射频器件^[49]。这些器件表现出优于传统片上元件、甚至超出分立元件的性能，并具有单片集成性，不但可以替代原有的元件（图 1.3 中的阴影部分），而且可望从根本上改变传统的收发机体系架构（图 1.4^[43]）。它们的出现引起了各国政府（特别是军事部门）和产业界的高度重视^[44]。MEMS 技术与 RF 技术的结合产生了射频 MEMS (RF MEMS) 这一新概念，目前，它涵盖了用 MEMS 技术实现的、用于普通无线电波直到微波/毫米波频段的信号产生与处理的微型化、可集成的各种元器件。

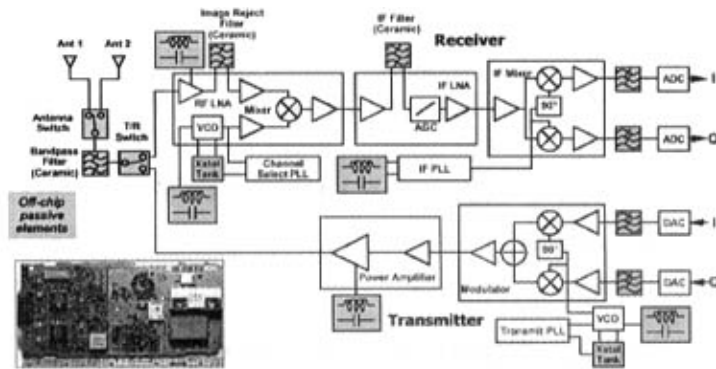


图 1.3 典型的无线收发机前端（左下角是便携无线电话的主电路板）^[10]。

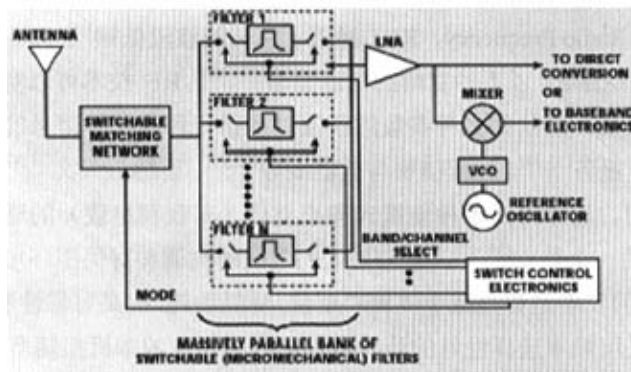


图 1.4 拟议中的一种基于 RF MEMS 器件的新型 RF 收发机架构^[43]。

1. 2. 2 器件分类

从文献调研来看，MEMS 技术可实现的 RF 器件类型及其特点可分析如下：

一、信号的通断与通道选择器件。这方面的器件主要是各种开关和继电器，它们目前在所有研发的 RF MEMS 器件中所占的比重最大，相应的原理和设计、制造技术较为

成熟^[49-51]。根据对射频信号的控制方式，可以将其分为旁路（shunt）和串连（series）两类。旁路开关适合于高频段（5~100GHz）的通断控制，有代表性的实例包括：Raytheon 公司的系列电容式开关^[52-54] [图 1.5(a)]、Michigan 大学的低驱动电压 [图 1.5(b)] 开关^[55, 56] 和 Illinois 大学研制的 DC 接触开关^[57]等。串连开关和 DC 继电器的原理与传统的低频开关很类似，适用于较低的频率范围（0.1~40GHz），其有代表性的实例包括：Rockwell Scientific^[58] [图 1.5(c)]、Northeastern University/Radant^[59]、Lincoln Laboratory^[60]以及 California 大学 Davis 分校^[61] [图 1.5(d)]等机构推出的开关。表 1.1 对微机械静电开关与固态控制器件 FET 和 PIN 二极管的性能进行了比较。可以看出，微机械开关的 RF 性能总体上优于 FET 和 PIN 器件，但在开关时间和承受的功率方面目前还难以超越这两种器件。

 表 1.1 RF MEMS 静电开关与 FET 和 PIN 二极管性能的比较^[49]

性能参数	RF MEMS	PIN (多为分立元件)	FET (多为片上元件)
驱动电压 (V)	20~80	±3~5	3~5
驱动电流 (mA)	0	3~20	0
(控制) 功耗 ^a (mW)	0.05~1	5~100	0.05~0.1
开关时间	1~300μs	1~100ns	1~100ns
C _{up} (串连) (fF)	1~6	40~80	70~140
R _s (串连) (Ω)	0.5~2	2~4	4~6
电容比 ^b	400~500 ^b	10	NA
截止 (cutoff) 频率 (THz)	20~80	1~4	0.5~2
隔离度 (1~10GHz)	极高	高	中等
隔离度 (10~40GHz)	极高	中等	低
隔离度 (60~100GHz)	高	中等	低
损耗 (1~100GHz) (dB)	0.05~0.2	0.3~1.2	0.4~2.5
功率承受能力 (W)	<1	<10	<10
3 阶截获点 (dBm)	+66~80	+27~45	+27~45

^a 包括了升压变换器或驱动电路的功耗。 ^b 仅对电容开关而言，采用高 ϵ 电介质后可获得 500 的比值

二、集总参数储能、选频元件。包括各种可调谐电容和电感。它们目前主要用于频率产生时的选频电路以及可调谐滤波电路，其Q值决定了电路的频率选择性、插损等性能。集总元件在大功率振荡、功放和宽带电路方面有着很高的应用价值，而且适合于需要尽量减少无源元件面积占用的微波单片集成电路^[62]。微机械可调电容在Q值（特别是毫米波频段）、信号损耗、RF电压承受能力和非线性特性（IIP3）等方面大大优于固态器件，而且可以在低成本的衬底上制造，相应的器件种类繁多，甚至出现了相应的可调谐滤波器和谐振器^[49]，但可调范围和电容值尚很难超越固态器件^[42]，离实用还有较大距离。目前的微机械可调电容的调节方式有：(a) 改变极板间距，如Young 的CMOS兼容静电驱动电容^[63]

和Columbia大学的三极板电容^[64][图1.6 (a)]；(b) 改变相对极板面积，如Rockwell的基于体硅工艺的梳齿式可调电容^[65][图1.6 (b)]；(c) 介电常数，如Michigan大学的器件^[66]；(d) 开关切换，如Raytheon Systems的4bit开关电容。

目前，片上电感的Q值过低是RF收发机发展的一个瓶颈^[36, 40]。微机械电感以量值固定的器件为主，MEMS技术可通过如下途径提高电感Q值：(a) 以腐（刻）蚀工艺除去电感下方的衬底，减少电容耦合及相应的涡流损耗（1~100GHz）；(b) 加工3D大量螺旋电感（针对0.2~6GHz）；(c) 通过自组装方法让平面电感离开衬底，减少到衬底

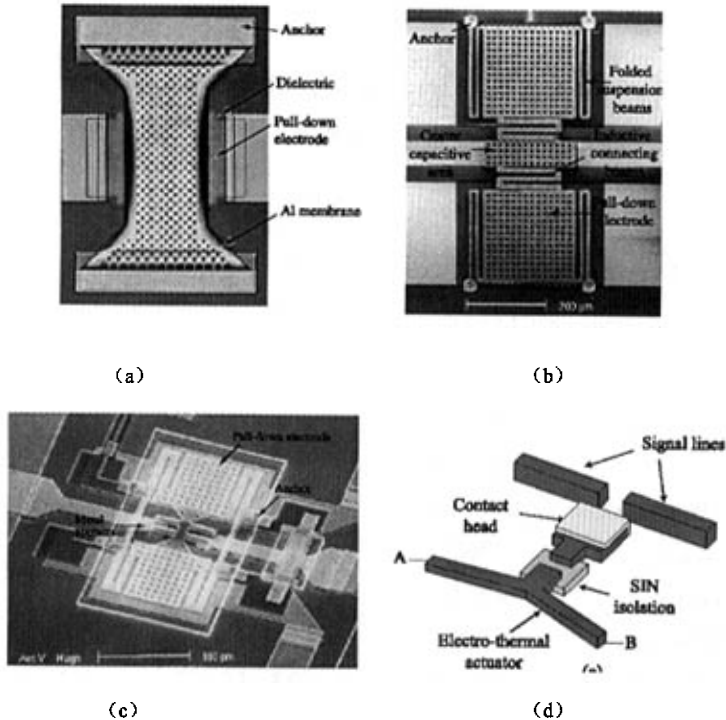


图1.5 微机械开关实例：(a)美国Raytheon公司的系列电容式旁路开关^[52~54]；(b) Michigan大学的低驱动电压开关^[55]；(c) Rockwell Scientific的串联开关，(d) California大学Davis分校的串联开关。

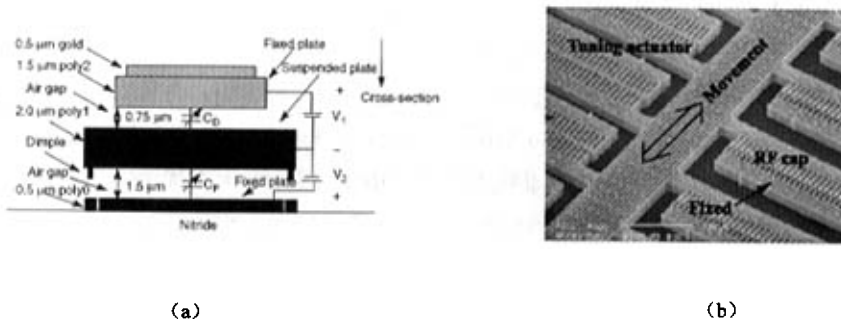


图 1.6 可调电容实例：(a) CMOS 兼容平行板可调电容^[63]；(b) Rockwell 的梳齿式可调电容^[65]。

的耦合；(d) 通过厚层电镀或化学镀方法改善线圈的导电性；(e) 采用高阻、低涡流和低介质损耗衬底（高阻硅、玻璃或石英）。文献[49]和[62]对其研究现状及原理作出了很好的总结。值得一提的是 H. Jiang^[68]提出的一种新颖的结构：以多晶硅为骨架的电感制作在深空腔之上，电感、空腔底面和侧壁上同时通过化学镀方法镀铜。该结构可以大大减少硅衬底和电感之间的寄生电容和电磁耦合，而且可望实现与硅 IC 的集成，其 Q 值和自谐振频率分别达到了 30 和 10GHz。

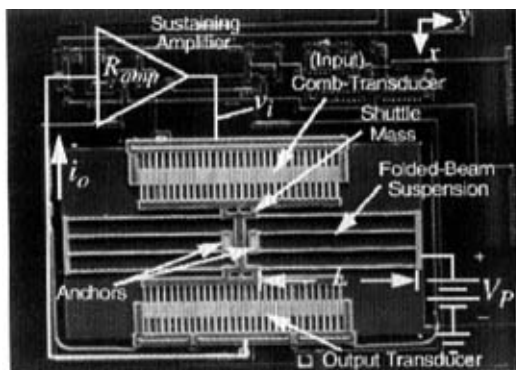


图 1.7 一种完全与 CMOS 电路集成的 LF、高 Q 值振荡器（频率为 16.5kHz，微谐振器所占尺寸为 $420 \times 230 \mu\text{m}$ ）^[70]。

多种器件问世^[42, 48]，工作频率从低频到 VHF。用表面微机械工艺制作的弯曲模多晶硅谐振器的 Q 值（真空中）达到了 80 000，单晶硅制作的器件在 70MHz（VHF）的 Q 值也达到了 20 000（真空中）。这种技术的频率目前已达到了 156MHz^[69]，最终有可能到 GHz。除了电性能优良之外，这种结构还可与有源电路实现片上集成，构成单片式频率基准（图 1.7）。将多个谐振器通过组合在一起，通过弹性机构实现能量耦合，可构成性能良好、能与目前一些最好的高 Q 值滤波器相比的滤波器^[42]。

四. 微机械传输线、波导、毫米波谐振器/滤波器电路及天线^[48]。这些器件传输或者发射/接收的频率都在微波及以上的频段，MEMS 技术的运用主要是形成性能更为优良的、静态的传输和信号处理结构，加工出的结构以静态为止，包括：(a) 平面传输线，MEMS 技术用于除去平面导体下方的高介电常数衬底，通过薄膜支撑让导波结构悬空，减小衬底带来的损耗、衬底/空气界面带来的色散和非 TEM 模，同时还可以通过屏蔽腔减少相互干扰和辐射损耗，这样可以在低阻衬底上制造出高性能的高频传输线[图 1.8(a)]；

(b) 工作频带为百 GHz 级的微型波导结构，此时平面传输线性能较差，而且传统波导工艺加工困难，微机械加工技术则可以类似 LIGA 的方法形成能在片上集成的微波导，目前在硅衬底上制作的方形波导的插入损耗达 0.04dB/波长（频率范围 75~110GHz），可与传统的商品化波导相比[图 1.8(b)]；(c) 毫米波谐振器/滤波器，此时需要采用精密的分布式结构，而微机械加工工艺可以在衬底上作出尺寸精度好的谐振腔或谐振传输线结构，

三. 机电谐振器/滤波器。在基准频率信号和信道选择方面，机械振动式谐振元件仍是无法取代的。传统的石英晶体振荡器和声表面波器件体积较大，难以集成化，MEMS 技术则可以加工出片上集成的薄膜体声波和表面谐振型谐振器/滤波器。前者主要基于压电薄膜，已经实现了高达 1.5~7.5GHz 的谐振频率，Q 值也在 1000 以上，适合于 UHF 和 S 波段等高频应用，但修调较为困难^[42]，影响了其实用化。后者出现于 80 年代后期，主要利用了硅材料良好的机械特性，目前已有多种

其 Q 值可与传统的微波谐振器和滤波器相比[图 1.8(c)]; (d) 天线, MEMS 技术在天线方面的应用有三个方面, 一是毫米波和更高的频段, 将平面天线制作在介电薄膜上, 减少衬底对辐射效率的影响, 二是通过微加工手段在天线附近制作微型的喇叭形反射体或者执行机构, 提高辐射的方向性或调节天线发射方向, 如图 1.8 (d), 三是通过在天线下的介电薄膜上开出按一定图案分布的孔等办法, 调节其介电常数, 提高天线效率, 从而实现天线在高介电常数的 RF 电路衬底上的单片集成。

五. 多个 RF MEMS 元件组合而成的无源电路功能单元。将数个开关、电容、电感等 RF MEMS 元件组合起来, 可以实现一些具有特定功能、相对独立的无源电路单元^[48-51], 如单刀多掷开关网络、可调滤波网络、无源混频器、移相器、可调匹配网络、可编程衰减器、高性能开关网络等。这些相对独立的功能单元的出现, 可提高整个电路的集成度, 简化其结构和系统设计, 降低损耗和噪声, 是值得注意的一个发展方面。

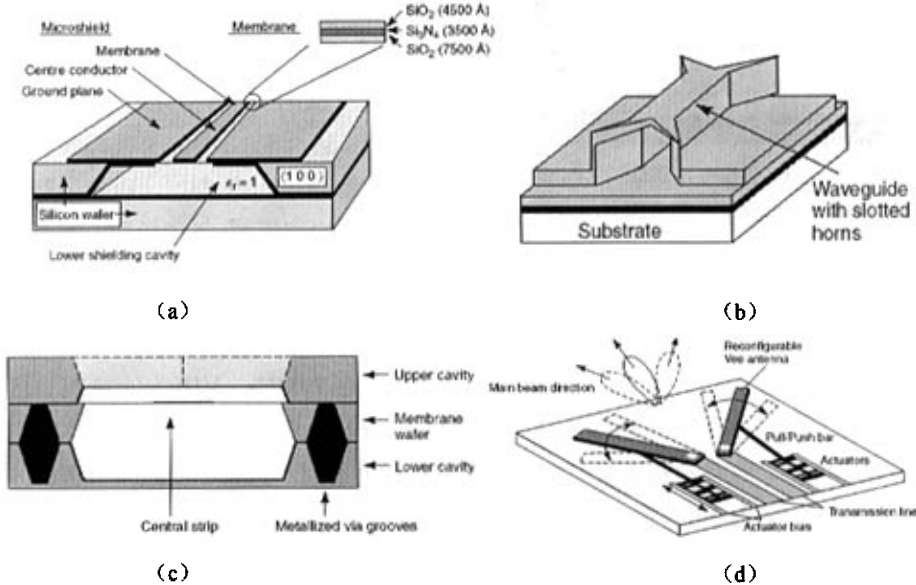


图 1.8 微机械波导、滤波器和天线: (a) 制作在悬空薄膜上的微机械共面波导 (CPW); (b) 微波波导; (c) 微机械谐振腔毫米波滤波器; (d) V 形可重定向的微机械天线。

1. 2. 3 技术优势、应用前景和下一步的工作

总的来看, 与传统 RF 技术相比, RF MEMS 具有以下一些突出的优势: (a) RF 性能优良, 如插入损耗小、隔离度和 Q 值高、非线性特性优良等, 其 RF 性能一般能达到或优于传统的分立 RF 器件水平, 而且大大超出片上固态元件的 RF 性能; (b) 驱动功耗低;

(c) 容易与有源电路实现单片集成; (d) 可采用成熟的集成电路工艺, 实现大批量、高精度生产。因此, RF MEMS 具有光明的应用前景, 它不但可以取代采用传统架构的 RF 电路中的现有无源元件和单元[如图 1.3], 实现性能极为优良的一体化接收机, 还很有可能催生新型的、更优化的 RF 接收机架构[如图 1.4]。不过目前 RF MEMS 器件也暴露出一些问题, 如动作速度较慢、可承受的功率有限、可动部分的可靠性难以超越现有 RF 器件等。

美国Darpa等政府管理机构和多家公司等对RF MEMS这一新生事物给予高度重视, 对其研发给予大量的资金支持。随着开关类器件技术的成熟, Radant MEMS等公司已经开始提供开关的样品供用户试用^[71~73]。从目前的文献来看, 它潜在的用途如图1.9所示。各MEMS市场分析机构对其在未来几年内的应用和市场前景作出了较为乐观的估计^[72, 74]。咨询公司WTC (Wicht Technologie Consulting) 对2002~2007年的RF MEMS技术发展作出了深入的分析, 该公司认为RF MEMS的市场在这一期间将保持强劲的增长势头, 到2007年其总额可达到10亿美元以上 (图1.10)。

从目前的研究状况和未来应用来看, RF MEMS技术研究下一步的工作将包括:

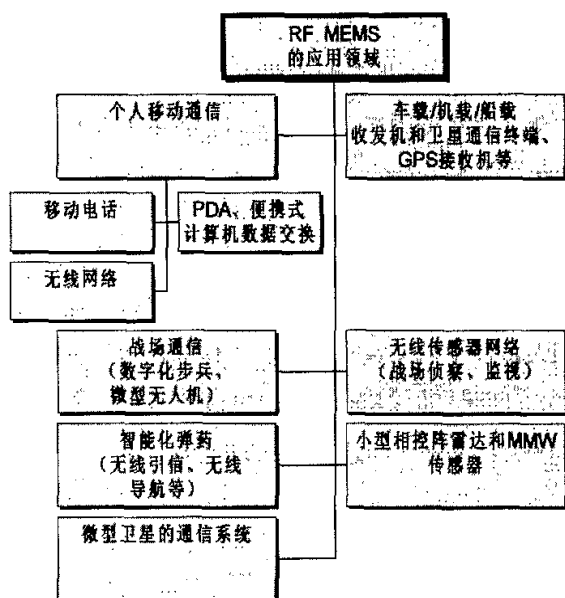


图 1.9 RF MEMS 的潜在用途

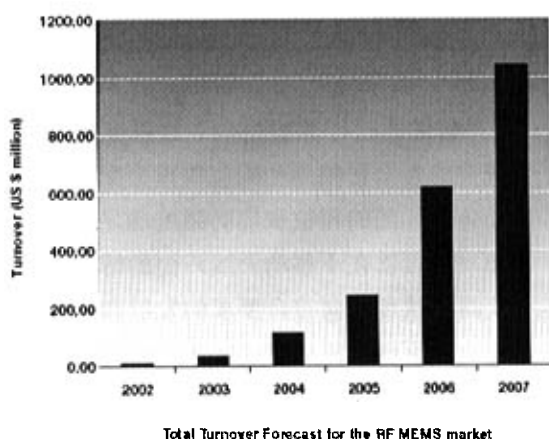


图 1.10 WTC 公司对 RF MEMS 市场在 2002~2007 年间的总体发展情况的分析^[74]。

一. 提高集成度。将已有的元件集成为有特定功能的无源电路单元或将无源元件与有源电路进行集成。例如, 将开关或可变电容器与传输线集成为微机械移相器, 或者制成单刀多掷开关网络、可调谐滤波网络等。这些功能单元的出现, 可提高整个电路的集成度, 简化电路结构, 降低损耗和噪声, 是值得高度重视的一个发展方向。

二. 深入地研究器件内部的电磁场分布, 加强结构—驱动力—高频电磁场耦合分析手段的研究。在此基础上建立并完善针对RF MEMS的建模/仿真与综合/设计软件平台。

三. 开发新的收发机体系架构, 以便充分利用RF MEMS损耗低和Q值高的特点和优化系统设计 (例如减少低噪声放大器的数量), 并提高系统性能, 增强其灵活性。

四. 通过仿真和工艺试验建立标准化器件库, 以提高设计的复用, 缩短设计的周期。

五. 封装问题。对 RF MEMS 而言, 封装要兼顾电磁性能 (抗干扰, 保证信号互联的低损耗和低失真、低噪声等) 和机械结构的动作特性 (阈值或者机械 Q 值) 与可靠性, 以及有

源和无源电路的封装内集成问题，是一个富有挑战性的研究方向。特别是对于那些需要真空或者保护气氛的器件来说，技术开发尤为困难。这方面的开发，除了借鉴传统的 RF 封装外，还应该积极研发芯片级封装。

六、尽可能提高开关的功率承受能力，努力从结构和材料方面突破现有设计所受到的限制，扩大 RF MEMS 在大功率和高温环境中的应用范围。

从以上的分析可以看出，随着研究的深入，RF MEMS 已从单个元件的研制向着将多个元件组合成有特定功能的电路单元这一方向发展，而且最终可望与有源电路集成为紧凑的收发机（或模块）。将微机械控制元件和传输线组合成 RF 移相器，正是顺应了 RF MEMS 技术发展的这一趋势。RF 移相器是相控阵雷达和智能通信天线系统中关键的波束形成与控制部件，用量很大，其性能和成本对于整个系统的性能和成本都有着重要影响，而利用微机械技术制作的移相器与传统半导体移相器相比，在性能和成本方面可望大大改善，因此受到雷达、无线通信及 RF MEMS 等领域的密切关注。

1. 2. 4 移相器的研究概况及发展方向

一 移相器的应用背景

移相器最主要的应用是相控阵雷达与智能通信天线。相控阵雷达天线是一种通过电子手段形成波束并控制其扫描方式的阵列天线技术，其基本结构和工作原理可以通过图 1.11 所示的线阵列简要说明^[40,75]。设第 i 个天线单元的激励电流 I_i 具有相位 $i\Delta\phi$ ，则该阵元在远区观察点 r_i （目标）处产生的电场强度可表示为

$$E_i = K_i I_i f_i(\theta, \phi) \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} r_i}}{r_i} \quad (1.1)$$

式中， K_i 为比例常数， $f_i(\theta, \phi)$ 是阵元的方向性函数（一般认为各阵元相同），对于线性媒质（如空气），电磁量可以叠加，所以观察点（ r ）处的总场强是线阵中 N 个单元在该点辐射场强的和，

$$E = K f(\theta, \phi) \sum_{i=0}^{N-1} I_i e^{-ji\Delta\phi} \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} r_i}}{r_i} \quad (1.2)$$

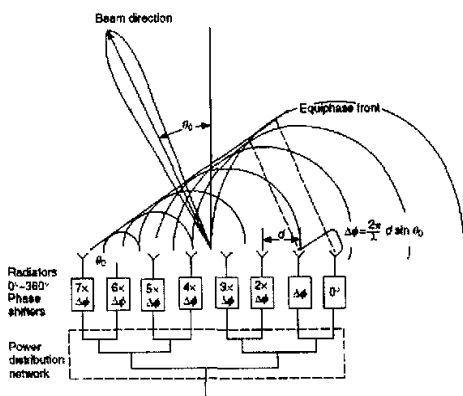


图 1.11 相控阵天线波束的形成

如果通过计算机控制天线阵元馈电系统中的每个移相器和幅值权重分配单元，让各阵元间的相位和辐射强度满足一定分布，就可以在不移动天线阵面的情况下，获得形状和指向符合要求的发射和接收波束。由于计算机运算速度和处理能力的提高、现代控制理论和信号处理理论的进步，人们可以方便地获得形状和指向符合要求、可以灵活快速变化的波束。

雷达采用相控阵技术后，由于波束扫

描是电子控制的,没有机械惯性,故可以摆脱传统天线机械扫描机构的束缚,扫描速度将大大快于机械扫描天线,而且波束的形状和扫描方式灵活多样,可以根据针对的目标和用途进行优化。目前,各种雷达需要观测的目标种类多,数量大,有的大型陆基三坐标雷达的目标容量要达到 300 批次,而小型的歼击机机载雷达也要能同时跟踪十多个目标^[75];所要获得的目标参数将不仅是目标的方位、仰角和距离三个坐标,还包括其速度、加速度、回波起伏特性和极化特性等,甚至还需要实现微波成像;针对雷达的对抗手段也层出不穷,工作环境十分恶劣(包括强杂波背景、有源电子干扰,反辐射导弹、隐身技术等)。相控阵雷达具有如下的特点:如有边扫描边跟踪的能力,可用时间分割技术实时跟踪多个目标,数据率高,探测距离远、空域覆盖广、抗干扰性好、天线阵面形状灵活(实现共形天线^[40])等。这些特点满足了现代战争对雷达性能提出的极高的要求,从总体上来看,系统的经济性和可靠性也有相当程度的改善,因此相控阵雷达已成为当代军用雷达发展的主要方向^[76-78],其应用还将扩展到民用领域。

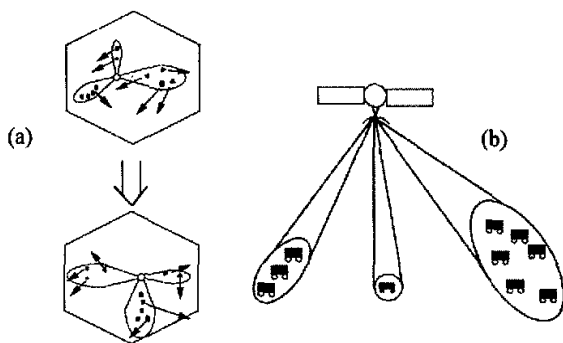


图 1.12 智能天线原理: (a)地面移动通信
(b)卫星通信。

移动通信中的智能天线是移相器的另一大应用对象。

工作于 2GHz 频段的 CDMA(码分多址)第三代移动通信技术具有频谱利用率高、电磁辐射低、服务质量好、全球无缝漫游、传输速率高、服务种类多样等优势^[79, 80],是很有希望的新一代无线移动通信技术,目前已开始投入运营。另外,移动卫星通信

(主要是延迟较小的低轨道卫星

网)、无线局域网和个人通信服务等多种新的通信服务和标准近年来也日趋成熟,开始进入人们的工作和生活之中,为人们提供便捷、灵活的交流手段。上述的先进移动通信技术普遍采用固定塔架或低轨道卫星作为基站,所服务的对象则持有小型终端(手提电话、笔记本电脑或卫星接收机)^[38-40]。如果沿用较早期的无方向性天线,这些通信系统在信道容量、设备功耗与工作时间、带宽、服务质量等方面所取得的进步将受到较大的限制。

智能天线技术是近年来引起这些新技术的开发者高度重视的一项重要技术,其基本原理与相控阵雷达类似,即利用天线阵列产生形状、指向可变的多个窄通信波束,搜索、覆盖并跟踪某一时段接受服务的特定用户(组),每个波束对应一个信道,如图 1.12 所示。与原有的天线方向分布固定的基站(包括卫星)相比,这种方法可以提高发射和接收信号的空间选择性,避免其他用户(组)对信道的干扰,实现了空分复用(Space Division Multiple Access)和空间滤波,从而提高了信道容量和频谱效率,扩大了覆盖范围,增强了通信的保密性,保证了通信质量^[38],而且减少了平均发射功率。在车(船、机)载卫星收发机中采用与智能天线类似的技术,天线阵面无需随载体运动进行调整以对准卫星所

在方向,可以省去复杂的伺服机构和相应的功耗,同时由于波束的调整更为灵活,接收机与卫星间的通信链路的可靠性、保密性将大大增强,天线的形状也可与载体的外形相一致(共形天线),改善载体的隐蔽性或气动性能。作为基地的低轨道卫星相互间也可以利用这一技术进行可靠的通信,从而发挥星座的威力,并实现对地面的多波束覆盖能力。智能天线随应用对象的不同,其复杂程度也相差甚远,但都离不开大量的移相器的使用。

二. 移相器的基本原理与分类

目前相控阵雷达技术总的发展趋势是小型化、多功能化、低成本化、有源化(即各阵元自带有源放大模块)^[78]。在军事方面,其应用更多的面向各种飞机、舰船、车辆及卫星平台,针对各种战术运用(搜索、火控及引导)而设计;在民用方面则面向着陆雷达和气象雷达等系统。随着移动通信服务和军用卫星通信系统的迅速发展,智能天线技术将日益普及。

相控阵雷达与智能通信天线的收发波束的形成和扫描,要通过改变各阵元的相对相位差和幅值分布来实现。用于在阵元间产生相位差或者时延的移相器正是相控阵天线系统的关键部件之一,而且用量很大,一套系统中往往需要几千到数十万个移相器^[78],其插入损耗、反射(回波)损耗、移相能力等射频性能及驱动功耗和成本在很大程度上决定了整个系统的总体性能和应用范围^[40]。除了相控阵雷达和无线通信系统外,移相器在微波测量和 MMIC(单片式微波集成电路)收发机的信号调制与处理中也有应用,这是一种既有重要的军事意义,又有广阔市场的电子器件。

随着相控阵天线和智能通信天线向着小型化、集成化和有源化方面发展,传统的、具有优异射频性能的铁氧体式移相器暴露出难以小型化和集成化的不足,而容易集成化的半导体移相器由于原理方面的限制在射频损耗方面又很难令人满意,而且这些传统器件驱动功耗和成本较高的特点也会限制相控阵的应用。基于 MEMS 技术的移相器则具备易于集成、驱动功耗低、损耗小等特点^[78],而且加工成本低,必将成为未来相控阵的一个理想的选择。

移相器是一种二端口器件,其基本功能是改变射频信号的相位,同时只产生很小的衰减(理想情况下为零)。理想的无损耗互易移相器的散射矩阵可由式(1.3)表示^[81],

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\phi} \\ e^{-j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

ϕ 是 S_{21} 参数的相位角,称为插入相移(Insertion Phase),表示二端口器件的固有相移,它在控制信号施加前后的变化量 $\Delta\phi$ 即为差分相移量,简称相移量。移相器最早的出现可以追溯到 20 世纪 40 年代^[1]。微波领域的权威刊物 IEEE 的“IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques”近年来仍有相当数量关于移相器的论文刊出,说明这一方面研究仍有着重要的意义和较大的创新空间。移相器的主要指标包括工作频段、带宽、相移量、相移精度、插入损耗、回波损耗、响应时间、控制(驱动)功耗等。

移相器可以通过改变频率、电磁波传播速度(改变传输媒质的 ϵ 和 μ)和传输路径长

度 l 来改变相移。其电路结构包括各种 RC、LC 和微波传输线网络，前者主要针对较低的频段，后者可以用到毫米波频带。如果将这些单元的固定相移组合起来，或者离散的改变电路的传输特性或加载的元件值，就可以实现相移量离散的变化，从而制成数字式移相器。模拟式移相器则是用连续可调元件来产生连续的相移。

波束电子扫描控制的实现有相位控制和时间延迟控制两种方法^[81]，两者的区别可以通过侧向（broadside）扫描的直线相控阵[例如图（1.11）所示的情形]来说明。波束的指向垂直于等相面（波前）。对于相位扫描方式来说，波前的控制是通过移相器对每个发射单元孔径处发射的电磁波的相位进行调节来实现的，其扫描角 θ_0 与各阵元间的相位差 $\Delta\Psi$ 的关系可以由下式给出

$$\Delta\Psi = (\omega/v_0) d \sin\theta_0 \quad (1.4)$$

式中， ω 是角频率， v_0 是自由空间的波速， d 是阵元间距。 $\Delta\Psi$ 是否连续则取决于移相器是模拟式还是数字式。从上式可以看出，若移相器的相移量与频率无关，则扫描角会随信号频率不同而变化，以保证 $\omega \sin\theta_0$ 保持不变。此时若通过的信号带宽较大，则波束会出现“相位偏斜（Phase Squinting）”，另外，窄脉冲（宽带）信号在扫描角很大时还会出现失真。如果要想波束的扫描不受频率变化的影响，就必须让阵元间的相位延迟（相位差）变为频率的线性函数，让每个相邻阵元间的时延满足

$$\Delta T = (d/v_0) \sin\theta_0 \quad (1.5)$$

这样，扫描角取决于时延而非频率，天线可以发射大带宽通信信号和脉冲雷达波，更容易满足未来通信和军用雷达系统的需要。能产生真时延（true time delay）类移相特性的器件目前受到了人们更多的重视。

移相器有多种分类方法。根据控制元件对相位的控制作用是否连续，可以将其分为模拟式移相器和数字式移相器^[81]。模拟式移相器由于具有无量化误差、便于校准和调整、所需元件少等优点，目前仍在相控阵、测量、信号处理等方面有较为广泛的应用，缺点是长期的重复性较差^[81, 82]。数字式移相器有精度和重复性较好以及方便计算机控制等优点，缺点是要保证精度就必须采用较多的位数，传输线结构及控制线占用芯片面积较多，插入损耗相应增大，控制复杂，功耗较高。由于数字式移相器产生的相移量是离散的，因此天线波束的位置也是离散的，即出现波束跳跃，这会造成信噪比的损失和搜索、跟踪精度的下降。一般为了保证探测精度，总是要求波束跃度足够小（一般为波束宽度的 1/10）。由于损耗和成本等原因，要做到 8 位以上的移相器是很困难的，由于在目前相控阵雷达中采用了“虚位”技术，一般只需采用 3、4 位数字式移相器，对精度要求很高的雷达才采用 5~8 位的移相器^[75]。

根据所采用的传输结构，移相器可分为波导型、鳍线型、介质波导、平面传输线型等类型。基于前三种结构的移相器可以传输较大的功率，也是较早得到研究的类型。近年来，采用平面传输线结构，以 MIC（微波集成电路）或 MMIC（单片式微波集成电路）形式出现的移相器以其体积小、重量轻、成本低等优点受到了广泛重视。

根据相位调节器件或装置的动作原理, 移相器可分为机械式和电控式两大类。机械调节型移相器在 1947 年就已经出现, 是通过机械结构改变射频信号在传输线中的传播长度或传输线的等效相速来产生相移的。机械式移相器的机械结构复杂, 难以用 MEMS 技术实现, 本质上是模拟式的, 而且相位调节速度慢。它们在精密相位调节、微波测量等场合还有一定用途, 但在雷达、通信收发机中已基本不用, 下面不作介绍。电控式移相器采用各种电控制方法来获得相移, 相移变化没有机械惯性, 速度大大提高, 控制也更为方便。因此这类移相器在绝大多数应用中很快取代了机械式移相器。

电控式移相器是随着 1957 年第一只铁氧体移相器的出现 (Reggia and Spencer^[81]) 而问世的, 到现在已经出现了原理、结构多种多样的设计。而且其研究仍然在继续和深入。根据所采用的控制介质或器件, 电控式移相器可以分为铁氧体 (Ferrite) 式、半导体式移相器、微机械移相器以及采用声表面波延迟线、静磁波延迟线和慢波管结构的移相器^[81]。近年来出现的基于铁电材料可变电容的移相器^[83]也引起了人们的关注。

铁氧体器件的工作都离不开磁化 (通过偏置电流) 的铁氧体材料中的自旋电子与传输的电磁波之间的相互作用, 即自旋电子的磁偶极矩在外加磁场影响下的进动所造成的材料磁导率的变化^[83]。移相器利用了磁导率的变化会带来电磁波传播常数的变化这一原理。铁氧体一般由 Fe_2O_3 与金属氧化物混合后经烧结而成, 机械性能很象陶瓷, 在电磁方面则同时具备介电性和磁性, 电阻率高, 是一种损耗极小的、优良的微波材料。以体型材料构成的移相器采用波导作为传输结构, 其微波损耗小, 工作方式和结构灵活, 现在已经获得大量应用, 特别是需要承受大功率的场合, 如无源阵列。铁氧体式移相器的缺点是体积较大, 材料成型困难, 磁化偏置电路的设计复杂、加工困难, 总体成本高。基于薄膜形式的铁氧体材料虽可构成平面化的移相器, 但损耗大大增加, 而且制备和偏置困难, 现在并未实用化。因此铁氧体器件很难用于小型化的相控阵天线系统或者民用、消费类装置。

基于半导体技术的移相器的控制器件为 PIN (P-Intrinsic-N)、FET 及肖特基变容管等, 分别相当于电流、电压控制的可变电阻器和电流控制的可变电容器, 其特点可参考表 1.1。这些移相器中的半导体材料及 PN 结会引入较大的微波损耗, 而且在承受功率、损耗等方面逊于铁氧体, 但往往体积小, 可以采用平面传输线作为互联, 能利用集成电路工艺制造。其中, FET 及肖特基器件可方便地与有源器件构成 MMIC (单片微波集成电路), 形成有源收发模块, 目前是该领域开发的重点。当前微机械移相器多借用半导体移相器的电路结构。下面将对半导体移相器最常用的电路结构作较为详细的讨论, 并对半导体移相器和微机械移相器的特点进行比较。

三 半导体移相器与微机械移相器

图 1.13 (a) ~ (d) 分别示出基于平面传输线结构的半导体移相器最常用的电路结构^[49]: 反射型 (Reflection Type)、开关型 (Switched-line)、加载线 (loaded line) 型和开关网络 (Switched Networks) 型。

反射型 N bit 数字移相器的主要部分是一段包括了一系列开关（串连或旁路）的传输线，这些开关的通断控制着入射微波在传输线上反射的位置，入射与反射信号间的相差随着开关的动作而发生变化，从而实现相移；两种信号通过各类耦合器实现相互的分离。如果传输线不接开关，而在其终端处接变容管或者微机械可变电容，则可以构成模拟式的反射型移相器。

开关线型移相电路是以开关为控制器件来切换 RF 信号的传输路径，使之出现不同的相移。它实际上利用的是两条路径的传输时间差（真时延），故相移量为 $\Delta\phi = \omega\Delta t$ ，与频率成正比关系。这种移相器的结构比较简单、设计方便，但由于占用两条传输线，电路尺寸较大，使用的开关较多。不同相移量的移相器组合使用可以得到相移变化范围大而步进量小的相位变化。为了保证隔离度，在 T 型结等位置需要采用谐振结构，这限制了其可用带宽。

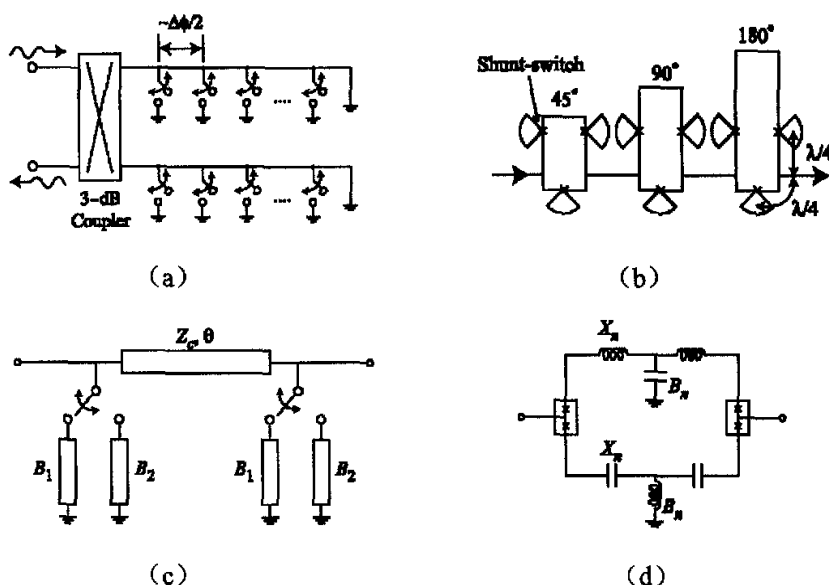


图 1.13 基于平面传输线结构的移相器最常用的电路结构

(a) 反射型； (b) 开关线型； (c) 加载线型； (d) 开关网络型

加载线型结构则是在传输线上按一定间隔添加一对可变阻抗负载 jB 。根据微波级联网络理论，改变这些阻抗的值就可以改变加载传输线的相位延迟。为了保证损耗不至于过大，这些阻抗的量值必须满足一定的关系，相互间也要采用中段匹配，适用于产生较小的相移（ $11.25^\circ / 22.5^\circ / 45^\circ$ ）。

开关网络型移相器则是利用开关让 RF 信号分别通过高通和低通网络，从而获得不同的相移。网络由集总参数元件构成时，器件的结构将极为紧凑。设计者可以让两个网络的相位随频率的变化实现相互跟随，从而获得很宽频率范围上的恒定相移。

上述几种移相器电路结构都可以利用多个移相单元串连的办法来获得位数更多或者相移更大的器件。这些移相器电路都需要在各加载阻抗或者开关之间保证一定的匹配或

者需要利用谐振来提高隔离和接地的性能，所以总体上工作带宽受到较大的限制。

在上述结构中的开关和可调电容在传统上采用 PIN 管、化合物半导体 FET 和肖特基变容管，其插入损耗为 $-4 \sim -10\text{dB}$ ，而且电路的工作频率受到器件截止频率的限制。微机械器件有望替代这些元件，构成微机械移相器。MEMS 技术的引入可带来如下的优点：微机械器件本身的微波损耗较低（插损、Q 值性能优良），从总体上保证了微机械移相器的低损耗（优于 -4dB ），有时甚至可以省去收发模块中的一级放大电路（对于毫米波电路来说损耗改善的程度更大）；微机械器件在很宽的频带上具有较高的隔离度，故可以免去谐振或者匹配结构，简化电路结构，且保证较大的带宽。微机械器件可以直接与天线一起制作在陶瓷、石英或者 Teflon 衬底上，从而构成低成本的相控阵。微机械器件的不足在于开关速度较半导体器件要慢，约为 $1 \sim 30\mu\text{s}$ ，当前只能用于扫描速度较慢的阵列。

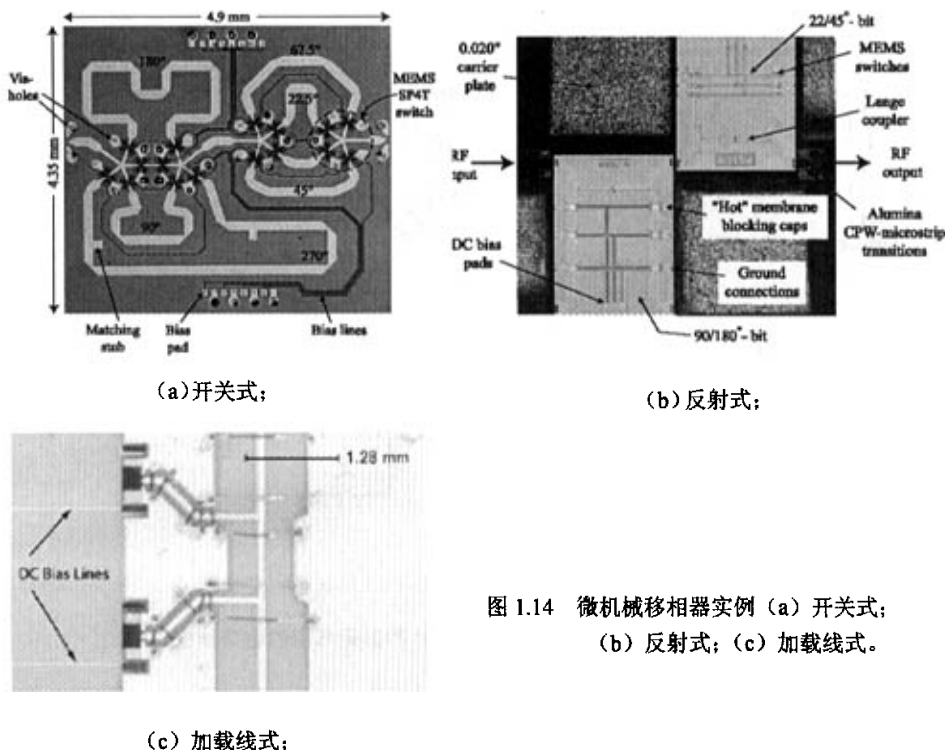


图 1.14 微机械移相器实例 (a) 开关式;
(b) 反射式; (c) 加载线式。

近年来已经涌现出数种基于开关技术的微机械移相器。开关线型器件是最早出现的微机械移相器 (Raytheon System Company^[84,85])，现在 Rockwell 与 Michigan 大学合作利用 1:N 开关网络制作出性能优异的开关线型器件，其带宽为 $\text{DC} \sim 18\text{GHz}$ ，平均损耗为 $-0.5 \sim -0.6\text{dB}$ ，尺寸仅为 $12\text{mm}^{2[86]}$ ，图 1.14 (a) 示出了一种类似的设计^[87]。Rockwell 还推出了一种宽带的 $0.1 \sim 40\text{GHz}$ 的开关线式移相器。反射式移相器的一个有代表性的实例是 Raytheon^[88] 的器件，如图 1.14(b)所示，其平均损耗在 $8 \sim 10\text{GHz}$ 频段为 -1.5dB ，最大精度达到了 4bit。加载线移相器方面的实例是 Zhang Huantong 等人^[82]利用可连续步进调节（调节比为 3.7:1）的电容实现的设计，如图 1.14 (c) 所示，其插损为 $-1.1 \sim -1.8\text{dB}$ 。

(26.5GHz)。相移量达到了 40° 。开关网络型目前未有器件报道。文献[49]对 2003 年初以前上述移相器的研究现状进行了较好的综述。在国内，信息产业部电子 55 所的朱健等人已经制作出了 4bit 的开关式移相器^[89]。

分布式移相器

分布式电路的基本结构是分布有等间距加载元件的传输线或波导，这些加载元件可以是晶体管、真空电子管、肖特基二极管或者电容、短线等无源元件。其最突出的优点是：各器件的寄生效应，如栅-源电容（行波放大器中的 FET）、或者肖特基二极管的电容（如非线性脉冲成形电路），都成为传输线的分布式模型的一部分，因此可以构成宽带电路^[90]。基于该技术可以实现分布式放大器、振荡器、移相器、混频器、ps 级脉冲发生器等，其最高频率可以到 500 ~ 600GHz，带宽则达到了 1THz。

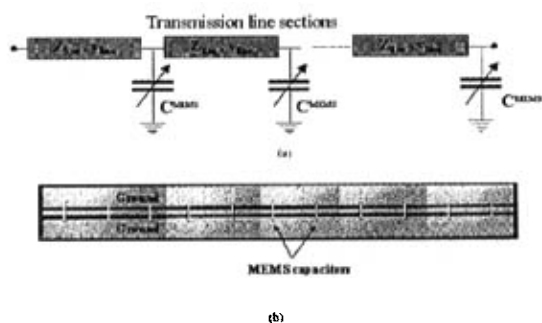


图 1.15 分布式移相器原理：(a) 分布式移相器的电路原理图；(b) 样品的照片，总长度 8.58cm

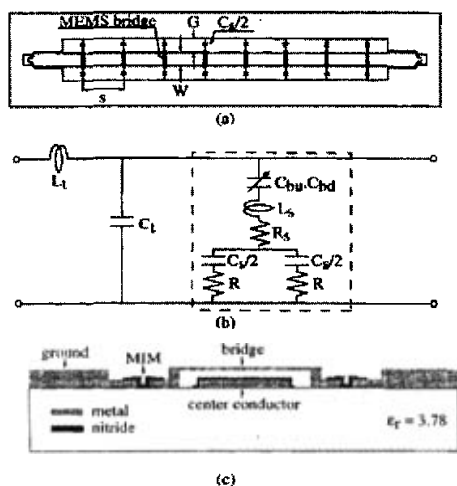


图 1.16. 一种数字式微机械分布式移相器（1 位）^[97]：
(a) 由 MEMS 桥式电容和固定电容构成的共面波导（CPW）；(b) 分布的集总元件模型；(c) 截面图。

这些加载电容的直流偏置，使其等效电容发生变化，就可以改变传输线的相移常数和阻抗，从而实现对所传输的电磁波的时延及相移的调节。单位长度的相移量为

$$\Delta\Phi = \frac{\omega Z_0 \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{c} \left(\frac{1}{Z_{lu}} - \frac{1}{Z_{ld}} \right) \text{ rad/m} \quad (1.6)$$

式中 Z_{0u} 、 Z_{0d} 分别是电容桥式极板结构在吸合与未吸合位置时传输线的特性阻抗值, Z_0 是未加载(无桥膜电容)时传输线的阻抗, $c/\sqrt{\epsilon_{r,eff}}$ 是未加载时传输线上导行电磁波的速度。可以看出, 电容的变化范围越大, 移相作用就越强。但电容变化范围越大, 插损、反射损耗和 Bragg 频率等指标会变差, 故这一范围受到一定的限制。

加载电容可以采用变容二极管^[93,94]或微机械电容(桥膜)^[95], 后者的微波损耗很小, 可望实现较大的调节范围, 而且截止频率很高, 在毫米波频段可以实现射频性能极为优良的分相移相器^[96]。微机械模拟式移相器的电容可以采用连续驱动的平行板桥膜, 它们的变化比往往只能达到 1.5:1 (超出这一范围, 桥膜将被吸合到衬底上, 移相器变为一个开关)。这方面的实例是文献[95]。这样的传输线在 Ka 波段以下只能产生较小的相移, 要获得更大变化, 应该将多条线级联起来。

图 1.16 示出文献[97]报道的一种数字式微机械分布式移相器(1 位)。图中, 加载用的电容由桥电容 C_b 与集总参数的 MIM(金属—绝缘体—金属)电容 C_s 串联而成, 当电容上极板(桥)在静电激励下吸附到传输线的中央导体上时(两者由 SiN 膜隔开), 电容值 C_b 比原来未吸合时增加数十倍, 整条传输线的加载电容值将近似等于 C_s , 两者的量值选择得当的话就可以实现 1:2 以上的电容变比。该移相器的工作频率是 10GHz, 上面分布有 18 个微机械桥式电容, 间距 884 μ m。电容的桥式电极与衬底间的距离为 4 μ m, 该电极与传输线中央导体间有 2000Å 的氮化硅作为绝缘层。激励电压为 40V。这种移相器在桥式电容极板吸合与未吸合时的返回损耗小于 -15dB(4—10GHz)。在 8-10GHz 范围内测量到的相移为 95~123°, 插入损耗是 0.6~0.7dB, 相当于 180°/dB。一般来说一条这样的传输线只能产生 1 位的变化, 要获得多位的变化, 应该将多条线级联起来。级联时应考虑相互间的耦合与匹配问题。最近, Yu Liu 等人^[98]报道了一种 3 位分布式数字移相器, 插入损耗平均为 1.7 dB (26 GHz), 返回损耗低于 -7 dB。所有状态的相位误差小于 8.5°。另外, MIM 电容可以为 Q 值更高的 MAM 电容所取代, 如文献[99~101]所报道的设计。在国内, 华东师大已有相关论文发表^[103]。

表 1.2 对国内外现有的部分分布式移相器进行了比较。

表 1.2 国内外现有的微机械分布式移相器性能比较

文献	传输线 类 型	衬底	位 数	频率 (GHz)	平均损耗 (dB)	回波损耗 (dB)	精度 (°)
98	CPW	玻璃	3	26.0	-1.7	-7.0	±8.5
100	CPW	石英	2	13.6	-1.2	-12.5	±4
101	CPW	石英	2	60.0	-2.2	-10.0	±7.5
96	CPW	石英	模拟式	94	-2.5	-11.0	N/A
104	微带线	硅	4	16	-3.0	-9.5	±6
103	CPW	石英	模拟式	35	-7	-5	N/A

从各方面的文献来看,微机械移相器值得注意的一些发展动向是:1)采用新的微机械桥膜材料、结构和工艺;2)改用损耗更小或低成本的衬底;3)采用新的控制器件与传输线的组合方式,如反射式结构和分布式结构。

1.3 论文的选题与任务

从对 RF MEMS 的发展趋势的分析来看,将已有的 MEMS 无源元件组合成为有一定功能的电路单元是一个重要的发展方向,其中有代表性的工作是移相器的研制。这是一种既有重要的军事意义,又有广阔市场的电子器件。

调研结果显示,由于微机械开关和变容器件的损耗小、隔离度好,而且非线性失真极小,故相应的微机械移相器表现出大大优于传统半导体器件的射频性能(如低损耗、高隔离度和大带宽、低控制功耗等),为移相器的发展带来了新的机遇。MEMS 技术的采用将有助于减少相控阵和智能天线系统所需的放大器(模块),简化阵列单元结构,减小控制功耗,降低系统制造、调试方面的成本^[105],为制作小型化、集成化和低成本的收发单元提供了条件。微机械移相器的应用前景将十分广阔,可望对相控阵与智能天线技术(特别是低成本系统)的发展起到极大的推动作用。这方面的研究已经引起了国内外许多研究人员的关注,成为 RF MEMS 研究的一个重要方向。微机械移相器在未来几年中有望成为最早实用化的 RF MEMS 器件之一。在已出现的微机械移相器中,采用分布式原理的移相器由于具有带宽大、可产生真时延、可扩展性好等特点,正受到越来越多的重视。

总的来看,目前的微机械移相器及其控制器件(主要是各种开关和可变电容)的研究尚处于原理样机阶段,器件离实用化还有很大的距离,所采用的工艺均为表面工艺,电路结构主要沿用半导体移相器的结构,在控制单元结构、工艺等方面有待进一步的完善和提高,有着较大的创新空间。

有鉴于此,作者在对国内外微机械移相器研究状况进行充分调研的基础上,结合北京大学微米/纳米加工技术国家重点实验室的工艺条件,对基于新工艺和新型加载器件结构的分布式微机械移相器以及可用于开关线式、反射式和开关网络式移相器的微机械开关器件(作为这些移相器的控制器件)开展了研究。论文的工作可分为如下几个章节的内容:

第二章讨论微机械分布式移相器的理论基础。本章介绍了非线性延迟线的概念和基本原理,分析了分布式移相器的电路模型、加载模型,以及平行板静电驱动结构的特性。另外,还介绍了微机械开关元件的高频电磁模型、CPW(共面波导)传输线的原理和高频测试原理。

第三章主要讨论基于体硅工艺的微机械分布式移相器的结构设计。本章提出了新型的蝶形加载桥膜结构,对其在模拟和数字式驱动下的工作特性进行了分析和预测。对于高频特性,主要利用解析方法、电路分析软件和高频有限元仿真手段进行分析与仿真;

对于桥膜的机械特性和静态驱动特性，则采取解析方法与有限元法相结合的方法进行分析。

第四章讨论在第三章提出的蝶形加载结构基础上完成的开关器件设计，对其进行了机械特性分析和高频特性仿真。在这些开关结构设计的基础上，通过改变衬底上 CPW 的电路结构，就可获得反射式、加载线式和开关网络式移相等非分布式移相器。

第五章介绍了微机械分布式移相器及开关器件的成套加工工艺的开发、关键性工艺问题及其解决方法等。本章还介绍了器件流片的结果，并介绍了应力、悬空薄膜厚度的测试方法与结果。

第六章介绍了制作出的微机械移相器的高频和静态驱动特性测试结果，以及复合膜应力和应力梯度带来的器件桥膜变形情况的测量结果，并对测量结果进行了分析。

第七章对论文的工作进行了总结，并对未来的工作进行了展望。

第二章 微机械分布式移相器及开关器件的理论基础

2.1 非线性延迟线 (NDL) 原理

分布式电路由传输线或波导及等间距分布于其上的加载元件共同构成。这些加载元件可以是晶体管、真空电子管、肖特基二极管或者电容、短线等无源元件。其最突出的优点是各器件的寄生效应都成为传输线的分布式模型的一部分, 因此可以构成匹配方便的宽带电路^[1]。基于该技术可以实现分布式放大器、振荡器、移相器、混频器、ps 级脉冲发生器、宽带开关等器件和电路^[1~4], 最高频率可以到 500~600GHz, 带宽则达到了 1THz。

利用分布式(加载)原理可以实现非线性传输线(NLTL, non-linear transmission line), 它由一段高阻抗(平面)传输线及其上等间距分布的非线性加载元件组成, 基本结构如图 2.1 所示。这些加载元件一般为变容二极管、肖特基二极管, 或者采用了特殊能带结构和量子效应、性能得以提高的固态器件, 如多量子势垒变容管(MQBV)和肖特基量子势垒变容管等^[2, 3, 5, 6]。这些加载器件均匀分布在传输线上, 处于反向偏置状态, 其耗尽层受到传输线的直流偏压和高频信号电压的控制, 从而引入非线性。

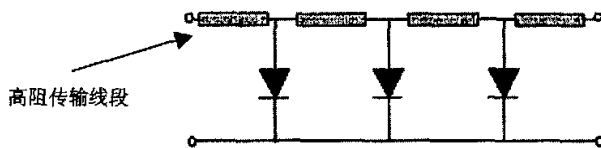


图 2.1 非线性传输线 (NLTL) 的基本结构原理

NLTL 处于大信号传输工作状态时, 由于导波的传输速度取决于器件两端的电压(包括直流和交流分量), 其波前将变得陡峭(wavefront steepening), 当导波频率接近整条 NLTL 的 Bragg 频率(由等效的分布电感和电容决定)时, 波形将被压缩为极窄的脉冲(基于现在的固态器件技术, 脉冲宽度已经窄到 ps 以下)。作为一种超短脉冲发生器, NLTL 可以用于采样选通、超短脉冲等离子反射计、短脉冲雷达等应用。此外, 它还可以用作宽带倍频器和谐波发生器。自 20 世纪 60 年代提出 NLTL 概念以来^[1], 人们已经对它的这种非线性工作模式进行了较为深入的研究。

上世纪 90 年代中期, W. M. Zhang 等人提出, 当 NLTL 传输小信号时, 整条传输线工作于线性区, 处于反向偏压状态下的加载器件的特性仅受直流偏压控制, 构成一条导波群速和相移受偏压控制的宽带真时延传输线, 并将其称为非线性延迟线 NDL (Nonlinear Delay Line), 以区别于此前已经得到较为深入的研究的、具有非线性工作特性的 NLTL^[5, 6]。这一新原理催生了多种基于固态和微机械加载器件结构的分布式移相器^[5~7, 9~12]。NDL 通常工作远低于 Bragg 截止频率的频段上(所谓 Bragg 频率, 是指分布式传输结构的导波波长接近

于加载元件间距时信号的频率,在该频率以上,信号的衰减很大,无法传输^[13])。它的信号传输速度与频率近似无关。而且由于加载器件工作于小信号状态,它的特性可以认为仅受加载器件的直流偏置(控制信号)的调控,而不受传输线传输的信号电压和电流的影响。

NDL 的固态加载器件工作在反向偏置状态,故损耗很低,如果采用微机械加载器件,损耗将更低。与声表面波和静磁波延迟线技术^[8]相比,NDL 不但损耗低,而且带宽大,材料也与半导体工艺兼容。与基于 PIN 和 FET (或光开关)的半导体(或光纤)开关线技术相比,它无需多段路径长度不同的传输线,可以实现数字或模拟式移相功能。与基于 BST、液晶等压电材料的传输延迟线相比,其驱动速度快,无需很高的电压。NDL 的不足之处是只能工作在小信号和远低于整条传输线 Bragg 频率的频段上。。

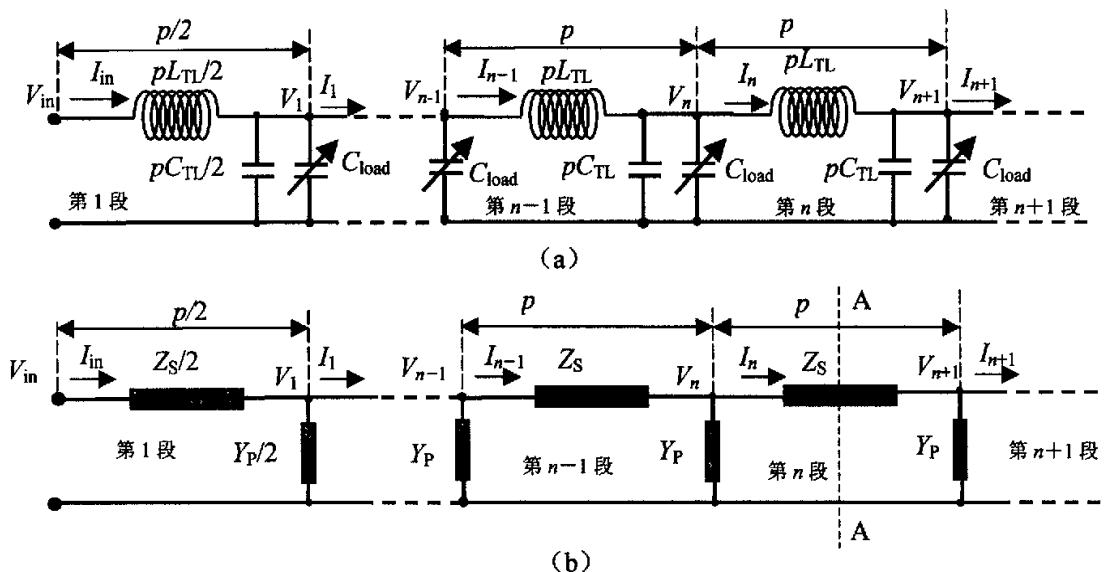


图 2.2 NDL 的电路模型: (a) LC 网络模型; (b) 分布式电路模型。

图中, C_{TL} 、 L_{TL} ——传输线单位长度的等效分布电容和电感, C_{load} ——沿传输线分布的加载电容, p ——加载电容的间距, V_n 、 I_n ——节点 n 处的电压、电流, Z_S ——串连阻抗, Y_P ——旁路导纳, V_{in} 、 I_{in} ——输入端口处的电压、电流。

NDL 可以被视为一种低损耗的“人工合成”传输线,因此可以根据其低损耗的特点,对其传输特性的分析进行简化^[4, 14],即利用无损时的传输模型来研究 NDL 的色散和时延特性。

NDL 的互联传输线通常采用高阻抗线,其特性阻抗大于常用的 50Ω 。如果以级联的 LC 网络来表示高阻抗线的分布感抗效应,并用集总的可变电容代表沿传输线分布的、间距为 p 的加载电容(变容二极管或者微机械可变电容),则可以获得如图 2.2 (a) 所示的 LC 网络电路模型,该模型已被广泛用于分析工作于小信号和大信号条件下的 NLTL;而图 2.2 (b) 则是一般化的分布式电路的模型^[3]。

下面从图 2.2 (b) 示出的一般化的分布电路模型着手,利用分布式电路的基本原理进

行分析。在该电路模型中，假设其结构为半无限长，则前向传输的电压波可以表示为^[4]

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma p} \quad (2.1)$$

式中 $\gamma = \alpha + j\beta$ ，是传播常数， α 表示传输线单位长度上电磁波幅值的衰减量，称为衰减常数，单位是 Np/m； β 表示传输线单位长度上电磁波相位的变化量，称为相移常数，单位是 rad/m^[4]。根据电路网络分析的基本理论，可以得出如下的节点电压和支路电流的关系式，

$$\begin{aligned} V_n &= \frac{I_{n-1} - I_n}{Y_p} \\ I_{n-1} &= \frac{V_{n-1} - V_n}{Z_s} \\ I_n &= \frac{V_n - V_{n+1}}{Z_s} \end{aligned} \quad (2.2).$$

将电流 I_{n-1} 和 I_n 的表达式带入电压 V_n 的表达式，经过运算，考虑到式 (2.1)，可得到如下关于电路模型节点电压间的关系^[3]，

$$1 + \frac{Z_s Y_p}{2} = \frac{V_{n-1} + V_{n+1}}{2V_n} = \frac{e^{\gamma p} + e^{-\gamma p}}{2} \equiv \text{ch}(\gamma p) \quad (2.3).$$

该电路的特性阻抗 $Z = V_{in}/I_{in}$ 。它也可以利用传输线中的某一截面处的输入电压、电流关系求出，此时，根据微波理论，应该保证截面两侧电路结构对正向和反向传输电压波而言均相同，并保证截面右方电路结构与输入端的拓扑相一致。于是，可选取 AA 作为截面，其位置位于节点 n 和 $n+1$ 之间的中点处，此处的电压为

$$V_{n+1/2} = V_n - I_n \frac{Z_s}{2} \quad (2.4)$$

特性阻抗可以表示为

$$Z = \frac{V_{n+1/2}}{I_n} = \frac{V_n}{I_n} - \frac{Z_s}{2} \quad (2.5)$$

将式 (2.1) 和 (2.2) 代入，可得

$$Z = \frac{V_{n-1} - 2V_n + V_{n+1}}{V_n - V_{n+1}} \frac{1}{Y_p} - \frac{Z_s}{2} = \frac{Y_p Z_s}{1 - e^{-\gamma}} \frac{1}{Y_p} - \frac{Z_s}{2} \quad (2.6)$$

考虑到关于双曲函数的恒等式 $e^{-\gamma} = \text{ch}(\gamma) - \text{sh}(\gamma)$ ，可以最终得到 Z 关于 Z_s 和 Y_p 的表达式^[3]

$$Z = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} \sqrt{1 + \frac{Z_s Y_p}{4}} \quad (2.7)$$

现在考虑图 2.2 (a) 所示的基于 LC 网络的电路模型。先不考虑加载器件的影响，假设未加载的传输线（即 NDL 中的互联传输线部分）的特性阻抗为 Z_{TL} ，等效的介电常数为

ϵ_{eff} , 自由空间中的光速为 $c (=3 \times 10^8 \text{m/s})$, 则单位长度的等效电容和电感分别是 $C_{\text{TL}} = \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} / (cZ_{\text{TL}})$, $L_{\text{TL}} = C_{\text{TL}}Z_{\text{TL}}^2$ 。此时, 如果令 ω 为对应于频率 f 的角频率而且下面将 ω 也简称为频率, 则 $Z_S = j\omega pL_{\text{TL}}$, $Y_P = j\omega pC_{\text{TL}}$, 将这些表达式带入式 (2.7), 可得

$$Z = \sqrt{\frac{L_{\text{TL}}}{C_{\text{TL}}}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2 p^2 L_{\text{TL}} C_{\text{TL}}}{4}} = \sqrt{\frac{L_{\text{TL}}}{C_{\text{TL}}}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2} \quad (2.8)$$

式中, $\omega_B = 2/(p\sqrt{L_{\text{TL}}C_{\text{TL}}})$ 是 Bragg 频率, 该频率对应的特性阻抗为 0, 意味着无法传输功率。对于未加载的平面传输线来说, $p \rightarrow 0$ 时, $\omega_B \rightarrow \infty$, $Z \rightarrow Z_{\text{TL}}$ 。

对于分布有变容管或者微机械桥膜的 NDL 而言, 可以将这些加载元件用按一定间距 (周期) 分布的集总电容 C_{load} 来表示, 此时串连阻抗和旁路导纳分别表示为 $j\omega pL_{\text{TL}}$ 和 $j\omega(pC_{\text{TL}} + C_{\text{load}})$, 则 NDL 的特性阻抗可以表示为

$$Z = \sqrt{\frac{pL_{\text{TL}}}{pC_{\text{TL}} + C_{\text{load}}}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2 pL_{\text{TL}}(pC_{\text{TL}} + C_{\text{load}})}{4}} = \sqrt{\frac{pL_{\text{TL}}}{pC_{\text{TL}} + C_{\text{load}}}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2} \quad (2.9)$$

令 NDL 的特性阻抗为 0 (对应于无法传输信号的状态), 可以求出 Bragg 频率

$$\omega_B = \frac{2}{\sqrt{pL_{\text{TL}}(pC_{\text{TL}} + C_{\text{load}})}} \quad (2.10)$$

从式 (2.9) 可以看出, 在远低于 Bragg 频率的频率点上, NDL 的阻抗 Z 可认为与频率无关, 并可以由下式表示

$$Z = \sqrt{\frac{pL_{\text{TL}}}{pC_{\text{TL}} + C_{\text{load}}}} \quad (2.11)$$

NDL 的每一段产生的时间延迟特性由下式给出^[15],

$$\tau = \frac{p}{v_p} = \sqrt{pL_{\text{TL}}(pC_{\text{TL}} + C_{\text{load}})} \left(1 + \frac{\omega^2}{6\omega_B^2} + \dots\right) \quad (2.12)$$

式中, v_p 为加载的 NDL 上信号的相速度, c 为自由空间光速。对于 NDL 的工作频率远低于 Bragg 频率的情况, 有

$$\tau = \sqrt{pL_{\text{TL}}(pC_{\text{TL}} + C_{\text{load}})} = \frac{2}{\omega_B} \quad (2.13)$$

上式表明此时的时间延迟仅受 C_{load} 控制, 故可以通过改变加载变容管的直流偏置电压或者微机械桥膜的直流驱动电压来改变 C_{load} 的量值, 从而改变 NDL 上射频信号的传播相速度和时延, 形成可获得真正时延 (true-time delay, TTD) 的宽带移相器。

从上面的分析中, 我们也看出, NDL 的时延特性和特性阻抗实际上与频率有关, 即具有色散性。为了进一步研究其色散性及 Bragg 频率, 作者用微波设计及仿真软件 Microwave

Office™ 对图 2.2 (a) 所示的 LC 网络模型、以及用集总传输线模型取代 L_{TL} 和 C_{TL} 后获得的电路模型 (参见图 2.1 所示模型) 进行了分析。相应的电路原理图和分析结果分别如图 2.3 和 2.4 所示。图中电路参数根据文献调研所得到的取值范围选取, 分别为: CPW (Coplanar Waveguide, 共面波导) 阻抗 $Z_{TL}=80\Omega$, $p=400\mu\text{m}$, $C_{CPW}=pC_{TL}=28.5\text{fF}$, $L_{CPW}=pL_{TL}=0.1824\text{nH}$; C_{load} 则取为 26.5fF ; 端口阻抗 $Z_0=50\Omega$ 。另外, 由于在电路设计中, 与两个端口到 NDL 的两个最外侧的 C_{load} 之间通常各有两段长度为 $p/2$ 的延伸段, 故在图 2.3 (b) 所示的电路模型中集总阻抗的传输线被划分为 2 条长度均为 $p/2$ 的、串连的传输线段来表示。由于 NDL 是对称的, 因此图 2.4 中的分析结果只包括了 $|S_{11}|$ (回波损耗, return loss)、 $|S_{21}|$ (插入损耗, insertion loss) 和 S_{21} 的相角 (插入相移, insertion phase)。

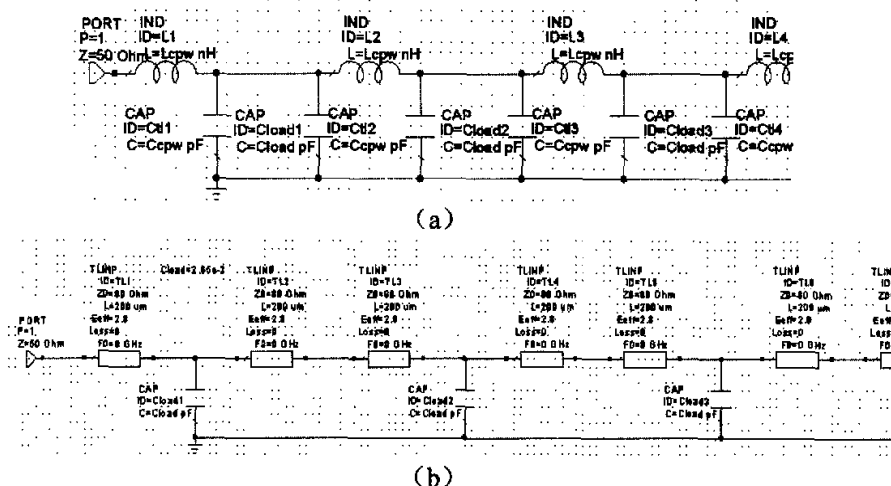


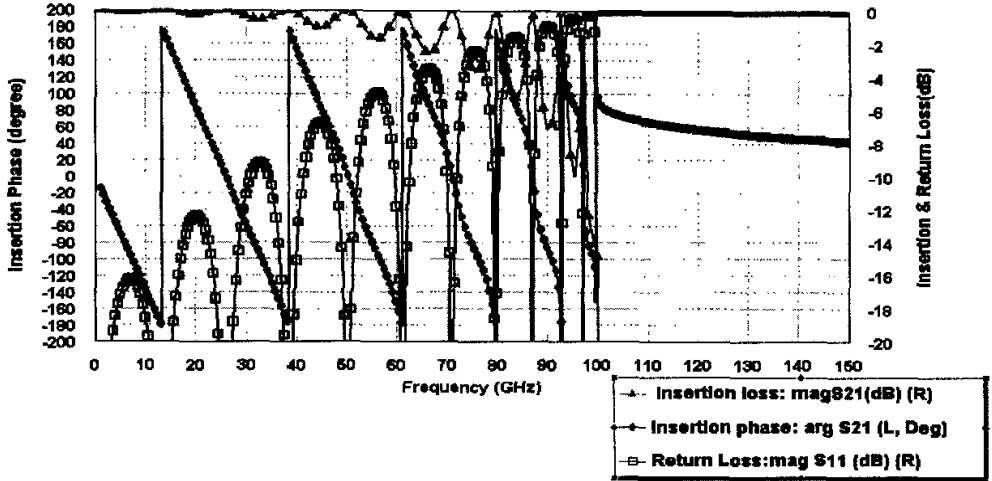
图 2.3 在 Microwave Office 中建立的 NDL 的电路模型 (仅示出了端口 1 和部分电路)。

(a) LC 网络模型; (b) 基于集总传输线段的模型。

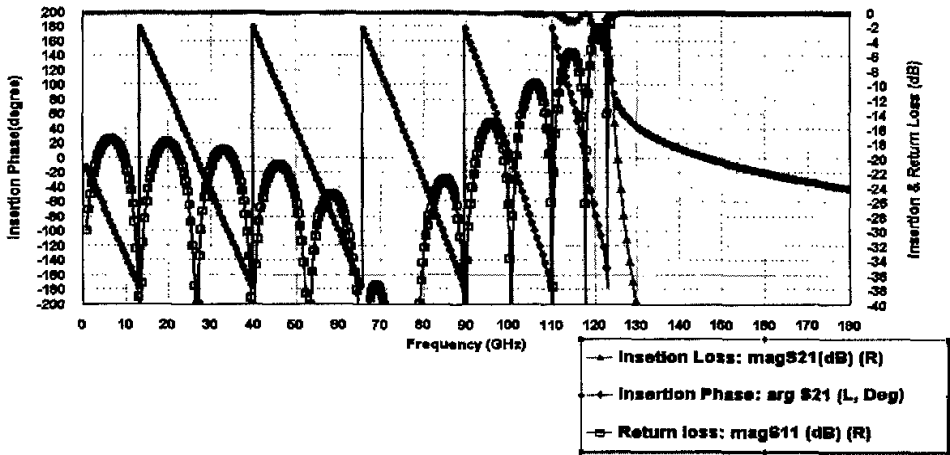
从图 2.4 的分析结果可以看出, 在远低于 Bragg 频率的频段上 ($0\sim40\text{GHz}$), 两种模型的插入相移、插入损耗、回波损耗等参数都很接近, 所代表的 NDL 表现出真时延 (相移随频率线性增加) 和低损耗的特点。在接近 Bragg 频率处, 两种模型都表现出很大的衰减, 此时器件实际上已经变成 NLTTL。另外, 在 40GHz 以上, LC 模型表现出很强的色散特性, 其回波损耗和插入损耗的大小随着频率增加上升, 上升速度超过了集总传输线模型; 通过 LC 模型所求出的 Bragg 频率为 100GHz , 也大大低于集总传输线电路模型的 120GHz 。从微波原理上来说, 一段传输线应该被视为无限多段分布的 LC 元件构成的网络, 如果用有限多个 LC 代替传输线, 必将引入一定的误差。但对于 NDL 来说, 只要工作频率在 $0\sim40\%$ Bragg 频率的范围内, 用 LC 模型就可以获得较高的分析精度。

从图 2.4 还可以看出, 随着频率的增加, NDL 的插入相移线性增加, 而回波损耗 $|S_{11}|$ 会出现较大的起伏。在插入相移为 $\pm 180^\circ$ 和 0° 的频率点上, 整条 NDL 的长度等于 $\lambda_g/2$ (λ_g 是相应频率下的导波波长) 的整数倍, 在端口 1 处看到的输入阻抗与端口 2 处的端口阻抗相等, 此时 1 端口的反射最小 (一般情况下, 两个端口的端口阻抗均为 50Ω), 因此在这些

频率点上出现回波损耗 $|S_{11}|$ 的谷和插入损耗 $|S_{21}|$ 的峰。 $|S_{11}|$ 的峰点在NDL的长度等于 $\lambda_g/4$ 的频率上, 并对应 $\pm 90^\circ$ 的插入相移和插入损耗 $|S_{21}|$ 的谷点。NDL 可以被视为合成传输线, 因此当其传输特性随偏置改变而发生变化时, $|S_{11}|$ 、 $|S_{21}|$ 的峰/谷点和插入相移随频率的变化关系将发生改变, 但相互间的对应关系将保持不变。要注意的是, 当存在渐变线时, 这一对应关系会发生一定的偏移。



(a)



(b)

图 2.4 图 2.3 所示两种模型的分析结果:
(a) LC 网络模型; (b) 基于集总参数传输线段的模型。

2.2 分布式微机械移相器的电路模型、损耗和移相方式

本节将讨论在NDL基础上, 利用微机械桥膜对高阻传输线进行加载控制而得到的分布式微机械移相器, 主要研究其电路模型、损耗和相位调节(移相)方式。下面, 将微机械

桥膜距衬底较远时（高度较大，而且偏置电压为 0V 时）的状态以“UP”来表示，而将其距衬底较近（高度较低，施加连续变化的偏置电压或者超过桥膜 Pull-in 电压的偏置电压时）的状态用“DOWN”来表示。

2.2.1 电路模型

分布式微机械移相器采用了 2.1 节所述的 NDL 原理，以微机械桥膜及其下方传输线的导体面构成的可变电容来作为加载和移相元件。在实践中，微机械桥膜可以等效为电容、电感和电阻串联而成的网络，据此，可以得到如图 2.5 所示的 LC 网络电路模型。

一般来说微机械桥膜的电阻对相位的影响很小，仅影响器件的损耗，电感的存在则会改变 Bragg 频率的量值。考虑桥膜电感后， Y_p 的表达式应该变为 $Y_p = j\omega p C_{TL} + \frac{j\omega C_b}{1 - \omega^2 L_b C_b}$ ，

将其带入式 (2.9)，并令 $Z=0$ ，就可以求出考虑电感影响后的 Bragg 频率^[15]

$$\omega_B = \sqrt{\frac{b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}} \quad (2.14)$$

式中， $a = p^2 L_{TL} C_{TL} L_b C_b$ ， $b = p^2 L_{TL} C_{TL} + p L_{TL} C_b + 4 L_b C_b$ ， $c = 4$ 。

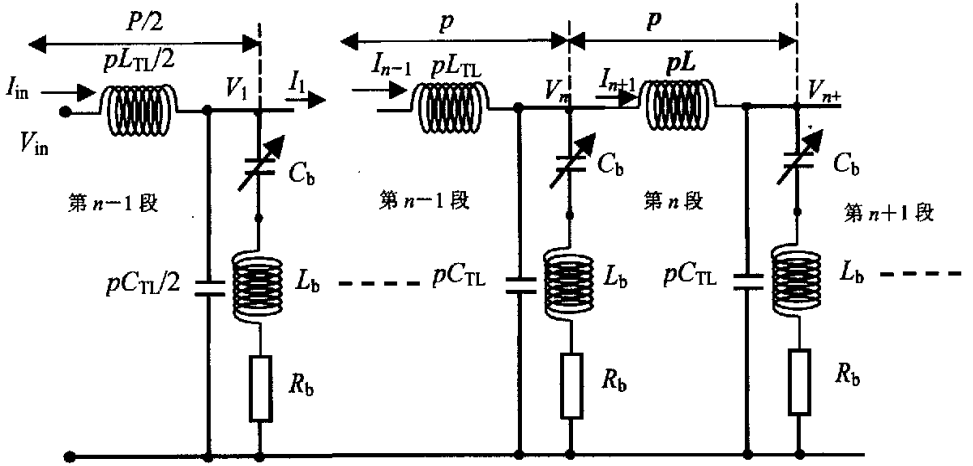


图 2.5 分布式微机械移相器的电路模型。

图中， C_{TL} 、 L_{TL} ——传输线单位长度的等效分布电容和电感， C_b ——沿传输线分布的微机械桥膜的加载电容， L_b ——微机械桥膜等效电感， R_p ——微机械桥膜等效电阻， p ——加载电容（单元）的间距， V_n 、 I_n ——节点 n 处的电压、电流， V_{in} 、 I_{in} ——输入端处的电压、电流。

对于典型的微机械桥膜来说，等效电感值为 5~20pH。文献[15]对 $Z_{TL}=100\Omega$ ，传输线等效介电常数为 2.5（石英衬底）、周期性间距 p 分别为 600 μm 和 200 μm ，桥膜等效电容分别为 120fF 和 40fF 的情形进行了分析，这两组分析分别对应于 X 波段和 V 波段移相器，其结果如表 2.1 所示。在设计中应该重视电感的影响，尽量减小这一量值，在器件结构中尽可能避免引入电感效应的不连续性。

另外，当平面传输线上加载可变电容器件后，其等效的阻抗 Z 将不同于未加载时，而

且这一阻抗还可随着桥膜的偏压（静电驱动电压）变化而变化。如果不像上面那样将 NDL 视为 LC 构成的集总网络，而视为连接两段理想的 50Ω 传输线（也可以为其他阻抗值，用来代表 2 个微波端口）的一段等阻抗的低损耗“人工合成”（synthetic）传输线（其特性阻抗仅受直流偏压控制，而与频率无关）的话，可以直接得到 NDL 的 S 参数（散射参数）和相移、衰减特性。其模型如图 2.6 所示。

表 2.1 考虑桥膜电感时的 Bragg 频率（计算值）， $\epsilon_{\text{eff}}=2.5$, $Z_{\text{TL}}=100\Omega$ 。

L_b (pH)	f_B (X-band)	f_B (V-band)
0	46.0	137.9
10	44.2	123.3
20	42.6	111.9
30	41.1	102.9

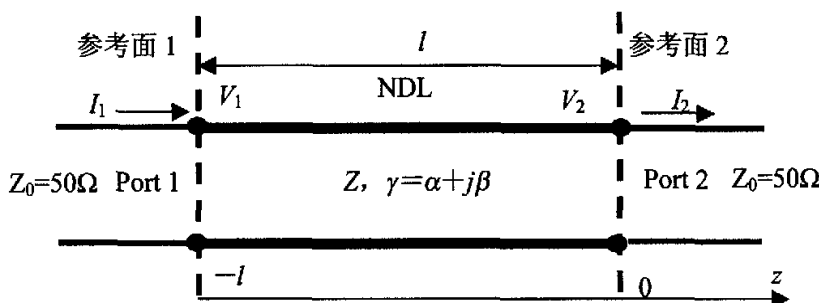


图 2.6 将 NDL 视为“人工合成”传输线而获得的分布式移相器模型。

在微波工程中，一般认为传输线都是低损耗的^[4]，因此 NDL 的特性阻抗可认为是实数，且可用式 (2.11) 表示。下面先求解模型中 NDL 的传输矩阵（ABCD 矩阵）。依照微波工程中常见的、零点在右端参考面 2 处的 z 座标来表示 NDL 上各点位置，则参考面 1 对应 $z=-l$ ，而参考面 2 对应 $z=0$ 。 V_1 、 I_1 、 V_2 、 I_2 分别是参考面 1、2 处的 NDL 总电压和总电流。终端接有负载的低损耗传输线上的总电压和电流分布可用如下公式表示^[4]

$$\begin{aligned} V(z) &= V_0^+ [e^{-\gamma z} + \Gamma e^{\gamma z}], \\ I(z) &= \frac{V_0^+}{Z} [e^{-\gamma z} - \Gamma e^{\gamma z}], \end{aligned} \quad (2.15)$$

式中， Γ 是负载端（即参考面 2 处）的反射系数，与 NDL 在参考面 2 所接的负载情况有关，如果此处短路，则 $\Gamma=-1$ ，如果开路，则 $\Gamma=1$ 。 V_0^+ 为参考面 2 处右向行波的幅值。

ABCD 矩阵的形式为 $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ ，其分量可以根据该矩阵的定义^[4]求出

$$A = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} = \frac{V_0^+ [e^{-\gamma(-l)} + 1 \cdot e^{\gamma(-l)}]}{V_0^+ [e^{-\gamma(0)} + 1 \cdot e^{\gamma(0)}]} = \frac{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}}{2} \quad (2.16)$$

类似的，可以求出余下的 B、C、D 分量

$$B = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{V_2=0} = Z \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2} \quad (2.17)$$

$$C = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} = \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2Z} \quad (2.18)$$

$$D = \frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_2=0} = \frac{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}}{2} = A \quad (2.19)$$

按端口阻抗 Z_0 （一般 = 50Ω ）将 ABCD 矩阵归一化为 abcd 矩阵

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}}{2} & \frac{Z}{Z_0} \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2} \\ \frac{Z_0}{Z} \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2} & \frac{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

而 S 矩阵就可以从上式经过矩阵变换得出：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} &= \frac{1}{a+b+c+d} \begin{bmatrix} a+b-c-d & 2(ad-bc) \\ 2 & -a+b-c+d \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l} + (\frac{Z_0}{Z} + \frac{Z}{Z_0})(\frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2})} \begin{bmatrix} (\frac{Z}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z})(\frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2}) & 2 \\ 2 & (\frac{Z}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z})(\frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.21)$$

该矩阵是对称的，说明基于 NDL 的移相器将是互易的。

如果不考虑 NDL 的衰减，则 $\gamma = j\beta l$ ，此时 S 参数可以简单地表示为

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{2\cos\beta l + j\sin\beta l(\frac{Z}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z})} \begin{bmatrix} j\sin\beta l(\frac{Z}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z}) & 2 \\ 2 & j\sin\beta l(\frac{Z}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z}) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

上式的矩阵仍为对称矩阵，说明移相器是互易的。要注意的是，基于“合成线”概念的模式只适用于远低于 Bragg 频率的频段，此时阻抗与频率近似无关，只受直流偏置控制。

在求出分布电路的各参数以后，利用本节提出的上述基于“人工合成”传输线概念的移相器电路模型，根据 2.1 节中 Z 的表达式[式 (2.11)]以及 γ 和 β 的表达式[式 (2.3)]，通过 MatlabTM 或者 MathcadTM 等软件就可以较为方便地对移相器散射参数进行解析求解，从而快速实现对移相器的高频特性的估算。

式 (2.21) 适用于一位或者单段的移相器。如果要获得多位（数字）移相器或者将多

段 NDL 级联以获得较大的模拟调相范围，先求解 ABCD 矩阵再转换为 S 矩阵的分析方法将带来很大的方便，原因是多段传输线的 ABCD 矩阵等于各段 ABCD 矩阵的乘积，这样设计者只需完成一位或者部分传输线的高频电路分析或有限元仿真，就可以方便、快捷的获得整个移相器的 ABCD 矩阵，而后通过 ABCD—S 矩阵的变换得到器件最终的散射参数。

2.2.2 损耗

平面传输线（如微带线和 CPW）受到分布加载时，其阻抗将发生改变，如果令传输的功率不变，则传输的电流将发生改变。在图 2.2 所示的模型中，如果添加表示传输线介质损耗的、单位长度上的并联导纳 G_{TL} ，以及表示导体损耗的、单位长度的串联电阻 R_{TL} ，则衰减常数 α 可以表示为^[4]

$$\alpha = \frac{R_{TL}}{2Z} + \frac{G_{TL}Z}{2} \quad (2.23)$$

微带线和 CPW 的导体损耗将是造成信号衰减的主要因素，因此式 (2.23) 的后一项一般可以略去，此时损耗将与阻抗成反比。当 NDL 中的平面传输线受到分布的电容的加载、总阻抗 Z 降低时，损耗将相应上升，其变化将正比于加载前后特性阻抗之比。

图 2.5 中所所示的微机械桥膜的串联电阻也会带来损耗。根据文献[15]，NDL 的每一段的总的损耗是

$$\alpha = \frac{R_{TL}}{2Z} + \frac{R_b \omega^2 Z C_b^2}{2} \quad (2.24)$$

未加载的、在厚衬底上制作的 CPW 线将存在轻微的辐射损耗，因为在这种共面结构的传输线中，传输线的导行波速将大于介质中的波速。不过，对于制造在低介电常数衬底上的、带有负载的 NDL，传输线的波速反而会慢于介质中的波速，故不会出现辐射效应。不过需要注意输入、输出端口处以及 CPW 的横向尺寸的选择，避免因出现 1/2 波长的结构而形成辐射天线。

2.5 节还将对未加载的微波平面传输线、特别是 CPW 的损耗特性进行进一步讨论。

2.2.3 相移的产生

单位长度 NDL 的相移可以由对应加载电容不同状态（1 和 2）的相移常数的差来表示：

$$\Delta\phi = \beta_1 - \beta_2 = \omega \left(\frac{1}{v_1} - \frac{1}{v_2} \right) \quad (2.25)$$

利用式 (2.13) 可以得到关于相速度的表达式，将该表达式带入上式，可得

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \omega \sqrt{L_{TL} C_{TL}} \left(\sqrt{1 + \frac{C_{bu}}{p C_{TL}}} - \sqrt{1 + \frac{C_{bd}}{p C_{TL}}} \right) \\ &= \omega \sqrt{L_{TL} C_{TL}} \left(\sqrt{1 + \frac{C_{bu}}{p C_{TL}}} - \sqrt{1 + \frac{C_r \cdot C_{bu}}{p C_{TL}}} \right) \end{aligned} \quad (2.26)$$

利用 NDL 阻抗的表达式，可以将上式右端进一步变换为

$$\frac{\omega Z_{TL} \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \left(\frac{1}{Z_{bu}} - \frac{1}{Z_{bd}} \right)$$

式中, Z_{bu} 和 Z_{bd} 分别是对应桥膜距衬底较远 (UP) 和较近 (DOWN) 两种状态 NDL 的阻抗, $C_r = C_{bd}/C_{bu}$ 。

一般说来, Z_{bd} 总小于 Z_{bu} , 故微机械分布式移相器的相移都是负值。上式表明, 提高 Z_{TL} 、 ϵ_{eff} 以及 C_r 可望提高单位长度的相移量, 从而有助于缩小移相器的长度, 减少桥膜加载单元个数并减小工艺的难度。然而, 过大的 C_r 将会造成移相器的反射过大, 影响其使用。文献[15]指出, 当系统的基准阻抗为 50Ω 时, 要使反射损耗在 -10dB 以下, 则 Z_{bu} 和 Z_{bd} 的量值不应该超过 $70/36\Omega$ 的范围。另外, 如果采用高介电常数的衬底, 如 Si, 其单位长度相移量较大, 但相应的损耗也将大大增加。因此采用介电常数较低的衬底, 如石英或 Pyrex 玻璃, 一般可以获得最佳的效果^[15]。上述是设计时要考虑的限制性因素。

在已报道的微机械分布式移相器中, 一般都采用桥膜与衬底上制作的平面传输线导体间存在的等效平行板电容 C_b 来作为加载电容, 这是因为这种结构简单, 可以保证较高的成品率; 其电感小于其他的电容结构 (如 Rockwell 的梳齿状侧壁电容^[17]), 容易保证较高的 Bragg 频率 f_B 。为了保证驱动速度, 这些微桥膜都采用平行板静电驱动来改变微机械桥膜到衬底的间距 (或者说高度)。

通过模拟变化的偏置电压连续地改变微机械桥膜的高度, 就可以获得连续的电容变化和相移, 实现模拟式的移相。模拟式移相的优点是: 无量化误差, 分辨率高, 只需一路控制 (偏置电压)。但是, 由于 pull-in 效应, 电容的模拟变化不会超出 1.5:1 的范围, 而考虑到边缘电场的存在, 这一变化范围将缩小到 1.2~1.3:1^[15]。因此, 模拟式移相器的移相范围受到较大的限制, 而且其相移容易受到机械振动和 Brownian 噪声的影响。

通过微机械桥膜的开关动作, 可以实现数字式移相。数字式移相器的优点是: 重复性好, 方便计算机控制; 缺点在于: 要保证精度就必须采用较多的位数, 占用芯片面积较多, 插入损耗相应增大, 控制变得复杂。

目前常见的一种能扩大电容变化范围、同时获得分立的电容变化以实现“数字式”移相的方法, 是让一个分立的、量值固定的电容与一个微机械桥膜 (开关) 串连。对于采用 CPW 结构的移相器来说, 分立的电容往往由两个量值相同的、并联的电容构成, 如图 2.7 所示。传输线所“看到”的负载电容应该表示为

$$C_{load} = \frac{2C_s C_b}{2C_s + C_b} \quad (2.27)$$

当微桥膜不受静电力驱动处于 UP 状态时, 桥膜的等效电容 C_{bu} 将远小于 C_s (由结构设计保证), 此时, 传输线上的等效加载电容 $C_{load} \approx C_{bu}$ 。当微机械桥膜受到静电力驱动吸合到衬底上时, 等效电容 C_{bd} 将增大为 C_{bu} 的 40~80 倍, 并远远大于 C_s , 于是, $C_{load} \approx 2C_s$ 。

这样，设计者可以分别根据所期望的相移量来选择 C_s 和 C_{bu} ，从而获得所需的相移。 C_s 可以采用微波电路中标准的 MIM（金属—绝缘体—金属）电容、MAM（金属—空气—金属）电容等固定值集总电容元件；另外，也可以采用能产生电容效应的短线（stub）。如果 NDL

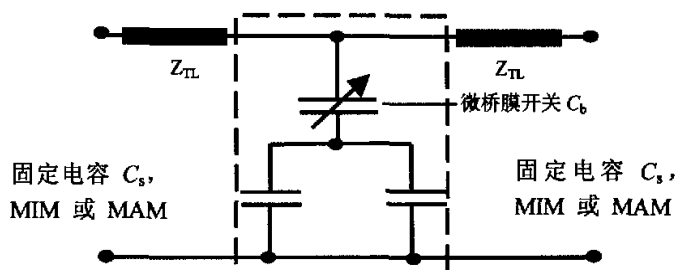


图 2.7 一种通过串连的分立电容和微机械桥膜实现分立的电容变化和“数字式”移相的加载结构（虚线框中电路）。

的互联传输线采用微带线的话，则需要通过过孔（Via）来实现射频信号的接地，但过孔的电长度通常不可忽略，故其电感值的影响在设计时应予以考虑。如果采用 $1/4$ 波长短线来实现“虚地”的话，其可用的带宽又受到限制。

数字式移相方式还可以通过工艺上的努力来实现^[15]，如采用厚电介质、低介电常数材料（如 Polyimide 材料或者通过在电介质层上开孔的方法），从而将 C_r 控制在合理的范围之内（多数设计中选取 1: 4），但此时又会出现应力问题（特别当电介质生长在桥膜上时）和介质耐击穿强度下降的问题，而且 Polyimide 等材料往往不能耐受高温。

2.3 平行板静电驱动原理

从目前的文献来看，MEMS 的驱动主要可以分为以下 4 类：热、磁、压电和静电驱动。利用材料的热膨胀或相变（形状记忆效应）可以制成热驱动机构，它能产生较大的力和位移，但是微结构存在的热耗散使其能量效率难以提高，而且响应速度也较慢。磁驱动存在电流高、电阻损耗大、磁性材料制作和磁化困难等不足。压电驱动的效率较高，能产生较大的力输出，但行程较小，所采用的材料和相应的加工工艺尚很难与主流的硅微机械和电路加工工艺相兼容。与大尺寸结构相比，小尺寸结构中表面力的影响要明显得多。随着机械结构的缩小，静电力的作用将明显增强，另外，静电吸引结构无需特殊材料制作，可以方便的实现与控制电路的集成，故基于静电吸引的驱动方式也就成为 MEMS 中最主要的驱动方式^[18]。静电驱动还具有能量效率、力密度高的特点^[19]。

静电驱动的主要的结构形式为平行板式、梳齿式两种，这两种驱动结构的形式简单，但有多种变形方式，如各种射频和光开关、谐振器、陀螺、夹钳等器件中的驱动结构^[15, 18, 20]。其他的结构形式还有步进式电机驱动（旋转）^[20]和刮蹭式（scratch drive）^[21]等。

器件的驱动结构应该根据器件的最终性能和用途来选择。平行板驱动的移动方向平行于主要的电力线方向，故力输出大，且总的外形尺寸可以做得很小，但行程受到平行板间

初始间隙（开关式驱动）以及 pull-in（连续式驱动）效应的限制；梳齿式驱动的移动方向垂直于主要的电力线方向，行程受到的限制小，但力输出较小，要得到足够的驱动力，需要多对梳齿，占用较大的芯片面积。目前在 RF MEMS 领域中，器件的最终应用都是面向 MMIC 或者射频子模块，要求器件的外形尺寸小，便于单片集成；在很多情况下，还需要尽可能减小电感和寄生传输模态，因此希望驱动结构简单，另外，作为 RF MEMS 的主要组成部分的开关类控制器件需要的是“二值化”的驱动，仅需 2 个稳定状态，pull-in 效应正好可以用来实现这类驱动。于是，平行板驱动形式便成为目前该领域驱动方式的首选。

2.3.1 Pull-in（吸合）效应

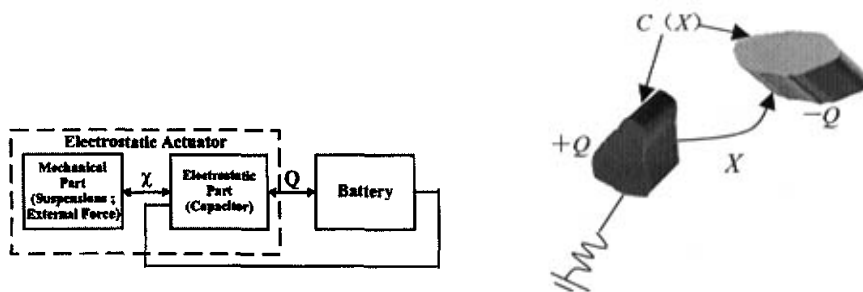


图 2.8 一般化的 Pull-in 模型。

静电力随着电极间距的缩小而呈非线性增长，这种正反馈机制对于开环工作的平行板或者其他形式的静电驱动而言，意味着潜在的不稳定性，即 Pull-in（吸合）效应的存在。Pull-in 效应可以参考文献[22]给出的一个一般化的数学模型来说明（图 2.8）。无论驱动系统的输入是电压还是电荷，该数学模型都适用。

图 2.8 所示的驱动系统主要由两个导电表面构成，其中一个固定，另一个受到悬挂结构（弹簧）的恢复力和外力作用；两个导电表面（电极）分别与 DC 电源的正负极相连，各自所带的电荷量为 $+Q$ 和 $-Q$ ，相互间的距离 X 通过广义坐标来衡量，对于平行板驱动，该距离是两个极板的间距，对于扭转系统，该距离是角位移。广义坐标还可以是任意曲线坐标。整个系统可分为静电部分[导电表面间的电容 $C(X)$]和机械部分（悬挂结构的恢复力以及结构承受的重力等外力），其输入可以是电荷 Q （通过电荷泵电路调节）或者电压 V （通过直流电源调节）。

该模型仅考虑静态特性，电源的电能为机械能和静电能，分别由 U_M 和 U_E 表示。模型代表的驱动结构有一定的电荷或电压输入时，两个导电表面间将产生相互吸引的静电力，由于悬挂弹簧的恢复力作用，系统处于稳定状态。典型的静电驱动系统都会有两个可能的平衡位置，一个对应稳定平衡（局部极小值），另一个则对应不稳定平衡（局部的极大值）。图 2.9 示出了一个以电荷为输入量的驱动系统的能量与电极间距之间的关系，图中，横轴为归一化的 X ，纵轴为总能量 $U_T = U_M + Q^2/2C$ 。曲线 $a \sim d$ 曲线的变化表明，随着输入 Q 增加为 Q' ($Q = Q' < Q_{PI}$)，总能量增加，稳定平衡点和不稳定平衡点（对应整个系统总能

量的局部极小和极大值)之间的距离减小(曲线 b)；当 Q 达到临界值 Q_{PI} 时(曲线 c)，两个稳定点重合为能量曲线的拐点 X_{PI} ，此时系统处于临界稳定状态，一旦有扰动，静电引力将超出机械恢复力，而系统就会出现结构失稳(collapse)，即 pull-in(曲线 d 所示的情形)。 Q_{PI} 和 X_{PI} 就是系统对应于 pull-in 的临界参数。

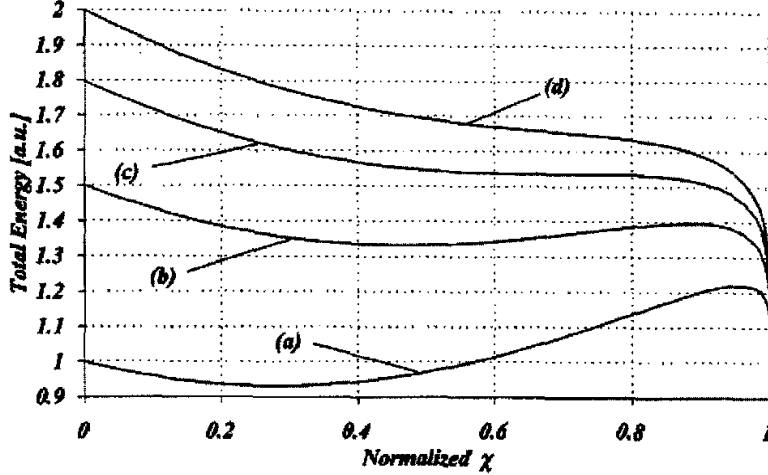


图 2.9 对应不同 Q 值的驱动系统总能与归一化的 X 间的关系^[22]。(a) $Q < Q_{PI}$ ；(b) $Q = Q' < Q_{PI}$ ；(c) $Q = Q_{PI}$ ；(d) $Q > Q_{PI}$ 。

当系统的控制输入为电荷时，从上面的讨论可知，令系统总能量的一阶导数和二阶导数为零，并消去 Q ，就可以求出对应于电荷控制的驱动结构的 Pull-in 方程：

$$\frac{\partial U_M(X)}{\partial X} \frac{\partial^2}{\partial X^2} \left[\frac{1}{C(X)} \right] - \frac{\partial^2 U_M(X)}{\partial X^2} \frac{\partial}{\partial X} \left[\frac{1}{C(X)} \right] = 0 \quad (2.28)$$

从中可以求出 X_{PI} 。对应的 Q_{PI} 则为

$$Q_{PI} = \sqrt{-2 \frac{\partial U_M(X)}{\partial X} / \frac{\partial}{\partial X} \left[\frac{1}{C(X)} \right]} \Big|_{X=X_{PI}} \quad (2.29)$$

当驱动结构基于电压控制时，系统应该改用总的余能(coenergy)来描述，其定义为 $U_T^* = QV - U_T$ 。此时的余能可以表示为

$$U_T^*(X, Q) = \frac{1}{2} C(X) V^2 - U_M(X) \quad (2.30)$$

第一项即为驱动结构中的静电场的余能或者自由能^[24]。与上面的讨论类似，令 U_T^* 相对于广义间距 X 的一阶和二阶导数为零，并消去 V ，就可以求出此时的 Pull-in 方程

$$\frac{\partial U_M(X)}{\partial X} \frac{\partial^2 C(X)}{\partial X^2} - \frac{\partial^2 U_M(X)}{\partial X^2} \frac{\partial C(X)}{\partial X} = 0 \quad (2.31)$$

从中可以求出 X_{PI} 。对应的 V_{PI} 为

$$V_{PI} = \sqrt{2 \frac{\partial U_M(X)}{\partial X} / \frac{\partial C(X)}{\partial X}} \Big|_{X=X_{PI}} \quad (2.32)$$

以上的讨论未涉及 U_M 和 C 的具体表达形式, 因此适用于各种采用线性和非线性元件的系统。于是, 通过理论分析或者试验测试数据的提取, 得到关于静电场分布和机械元件的解析模型, 就可以通过上述与系统 Pull-in 效应有关的方程的求解来得到系统的特性。对于典型的采用线性弹簧悬挂的平行板驱动, 如果设弹簧常数为 k , 初始间隙为 g_0 , 电介质为空气 (介电常数为 ϵ_0) 极板面积为 S , 且两个极板的间距 $g=X$, 带入式 (2.31), 可得

$$g_{PI} = \frac{2}{3} g_0$$

$$V_{PI} = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27S\epsilon_0}}, \quad (2.33)$$

这也是目前许多文献, 如[15, 18, 23], 所给出的结果。

一般来说, 在 RF MEMS 领域, 扩大驱动系统的结构稳定区, 对于提高器件的作用和调节范围是有利的。研究者们已通过采用曲面电极^[15, 25]、采用弹性随位移增加而增强的非线性弹簧^[26]、串连固定电容^[27, 28]以及添加反馈 (闭环工作) 等手段, 实现了可动极板行程的扩大。采用前三种手段时, 驱动系统属于开环工作。这些手段本身的不足之处分别是:

(a) 曲面电极给工艺带来了很大的难度; (b) 非线性弹簧机构的设计和实现较为困难; (c) 串连固定电容时, 系统的设计和实现虽较为简单, 但驱动电压大大增加, 而且串连的固定电容和驱动结构的等效电容间的连接节点会积累电荷, 因此行程的提高较为有限, 一般达到总初始间距的 60~80%。测量平行极板间距, 将其作为反馈来控制所施加的电压或电荷, 可以较为精确的控制行程和力输出, 但是由于静电力与极板间距间的关系呈现高度的非线性, 相应的闭环系统和电路的设计十分复杂。

2.3.2 动态特性

在 RF MEMS 中, 平行板驱动往往也与器件的微波信号处理部分直接连接在一起或融为一体, 如各种开关和可变电容等。如果将一个可动的 RF MEMS 平行极板结构 (如开关的桥膜) 连同其上的微波控制部分视为一个受到集总的阻尼 (系数为 b) 和弹簧 (弹簧常数为 k) 作用的质量块 m , 则根据 d'Alembert 原理, 其动态响应的支配方程可以写为:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = F_e \quad (2.34)$$

式中 x 是极板移动的位移, F_e 是外力。通常 m 、 b 和 k 是 x 的非线性函数, 而且取决于可动极板的几何构形与材料, 可以通过解析方法获得或者利用有限元等方法来确定。但如果认为这些参数都是 x 的线性函数 (小信号驱动), 则可以通过 Laplace 变换求出极板的频率响应特性,

$$\frac{\bar{X}(j\omega)}{\bar{F}(j\omega)} = \frac{1}{k} \left(\frac{1}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega/(QF \cdot \omega_0)} \right) \quad (2.35)$$

式中, $\omega_0 = \sqrt{k/m}$, 是可动极板结构的谐振频率; $QF = k/(\omega_0 b)$, 是可动极板结构振动时的品质因数。这是一个典型集总参数二阶系统的传递函数, 对其频率特性的分析和描述在多种文献中可以找到。但是对于具体的器件机械结构来说, 要将特性提取成为集总模型参数, 其具体的解析表达式将较为复杂。

RF MEMS 器件采用的微机械平行板驱动中, 可动极板的驱动速度、品质因数, 主要由可动极板与固定极板间存在的压膜阻尼 (squeeze-film damping) 决定^[18]。压膜阻尼与气体的粘滞性、压力和极板间隙有关。其中粘滞性在流体力学中可以由 Knudsen 数描述^[30]。

刚性的矩形与圆形可动极板受到的阻尼作用, 可以通过线性化的可压缩 Reynolds 气体膜方程导出

$$b = \frac{3}{2\pi} \frac{\mu S^2}{g_0^3} \quad (2.36)$$

式中, μ 是气体的粘滞系数, S 是可动极板结构的总面积, g_0 是极板初始间隙。可以看出 b 与 g_0 间存在强烈的非线性关系。

要减少压膜阻尼, 可以在可动极板结构上开出孔洞, 但带来的一个问题是极板间的等效电容将降低, 此时的阻尼系数 b 可以表示为^[31]

$$b = \frac{12}{N\pi} \frac{\mu S^2}{g_0^3} \left(\frac{Hr}{2} - \frac{Hr^2}{8} - \frac{\ln Hr}{4} - \frac{3}{8} \right) \quad (2.37)$$

式中, N 是孔洞的总数, Hr 是开口面积占极板面积的比重。

当阻尼系数很小时, 系统的动态特性由惯性决定, 将静电力的表达式 $-\frac{1}{2}\epsilon_0 S V^2 / g_0^2$ 代入式 (2.34) 右端 (认为静电力不变), 并令 $b=0$, 则平行极板的开关速度可以表示为

$$t_s = 3.67 \frac{V_{PI}}{V\omega_0} \quad (2.38)$$

式中, V 是平行极板间施加的驱动电压。通过模态分析可以解出连续介质构成的机械系统的 ω_0 , 即一阶模态, 从而可以估算出开关速度性能。该公式对于 $V > 1.3V_{PI}$ 、 $QF > 2$ 的情形与数值仿真结果符合得很好, 并且得到了试验结果的验证^[15]。从该式中可以看出, 适当提高电压, 可以提高开关的速度, 但也要注意不让极板吸合时的撞击能量过大而影响器件寿命。对于阻尼影响很强的系统, 式 (2.34) 中与惯性有关的项可以略去, 开关时间可近似表示为

$$t_s = \frac{2bg_0^3}{3\epsilon_0 S V^2} \quad (2.39)$$

极板的释放时间也可以通过类似的方法求出,但此时由于无静电力的作用,随极板运动而不断变化的阻尼系数将有着重要的影响。最优化的释放响应特性应该是“临界阻尼型的”($QF=1$),因为,如果 QF 值过高,则极板在初始位置附近会出现振荡,对下方传输的信号产生调制作用,从而影响信号的传输质量。

2.4 微机械串联 (Series) 与旁路 (Shunt) 开关的高频电磁模型

微机械开关是目前品种最为多样、研发也最趋于成熟的一类 RF MEMS 器件,可被视为一种阻抗可在偏压控制下发生很大变化的器件。其作用是控制射频信号的通/断以及传输路径的选择。它们可以分为串联型和旁路型两种,依靠微机械结构的致动来控制微波的传输,工作机理与传统的 FET 和 PIN 管截然不同,因此有导通损耗小,隔离度高等优点(参见第一章 1.2.2 节)。它们的进一步组合可以实现宽带的、射频性能优异的开关器件^[15]。它们不但可以作为电路中信号的通路控制,而且还可以与传输线构成具有特定功能的器件,如开关线式、反射式和加载线式微波移相器以及开关式调谐滤波器等。下面对这两大类开关的高频电磁模型(集总参数模型)进行简要的讨论。

2.4.1 串联开关的高频电磁模型

图 2.10 示出了最常见的串连开关的物理结构形式和相应的集总参数电路模型,其原理与低频信号开关或继电器类似。串联开关在无偏压作用时(UP 态)处于断开状态,其可动极板悬空,制作在衬底上的传输线在开关处中断,两段线的间距为 $40\sim 100\mu\text{m}$,此时开关的 $|S_{21}|$ 参数称为隔离度(isolation),可以小到 -50dB 以下(1GHz)。受到大于 V_{PI} 的偏压作用时,开关极板被吸合到传输线上(DOWN 状态),射频信号的传输路径闭合,此时开关的 $|S_{21}|$ 称为插入损耗(insertion loss)。单个开关的插入损耗一般在 -0.2dB 以下。这种开关公认的最佳工作范围是 $0.1\sim 40\text{GHz}$ ^[15]。桥膜与传输线的接触既可以是 DC 的[如图 2.10(a)],也可以是电容式的[如图 2.10(b)]。前者结构简单,接通时损耗小。后者的优点是可以消除在大功率应用中的微焊接效应,而且驱动电极与开关触点间无需制作隔离结构。

图 2.10 的电路模型实际上采用了准静态的近似。UP 态的开关可以由桥膜与下方的两段传输线间的等效电容 C_{UP} 来代表。对于图 2.10(c)和(d)所示的电路模型, C_{UP} 可以分别表示为

$$C_{\text{UP}} = \frac{C_s}{2} + C_p$$

$$C_{\text{UP}} = C_s + C_p \quad (2.40)$$

由于寄生电场 C_p 的影响较大, C_{UP} 的量值最好通过电磁仿真软件,如 IE3D^[32]、Sonnet^[33] 或者 ANSYS^[34] 来求出。

开关断开时,将 Z_0 视为无反射的负载电阻,通过电压分配关系和电路网络理论,可以求出相应的 S_{21} 参数,

$$S_{21} = \frac{2j\omega C_{UP} Z_0}{1 + 2j\omega C_{UP} Z_0} \quad (2.41)$$

对于 $S_{21} < -10\text{dB}$ 的情形, $2\omega C_{UP} Z_0 \ll 1$, 于是可以求出

$$|S_{21}|^2 \approx 4\omega^4 C_{UP}^2 Z_0^2 \quad (2.42)$$

从式 (2.41) 和 (2.42) 可以看出, 开关的隔离度主要由 UP 态电容决定, 一般的微机械桥膜可以保证 $2\sim 5\text{fF}$ 的 UP 电容, 故在 1GHz 时可以保证 -57dB 的隔离度。随着频率的升高, 隔离度不断下降, 一般到 90GHz 处将降低到 -18dB [15]。

串联开关吸合 (接通) 时, C_S 应该为接触电阻 R_C 所取代, 此时的电路简化为 LR 模型, 如果令 L 为 DOWN 态等效的电感, 则此时有 $\omega L \ll R_C$, 插入损耗

$$S_{21} = \left[1 - \left(\frac{R_C}{2Z_0} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.43)$$

$R_C = 1\sim 2\Omega$ 时, 插入损耗约为 $-0.1\sim -0.2\text{dB}$ 。

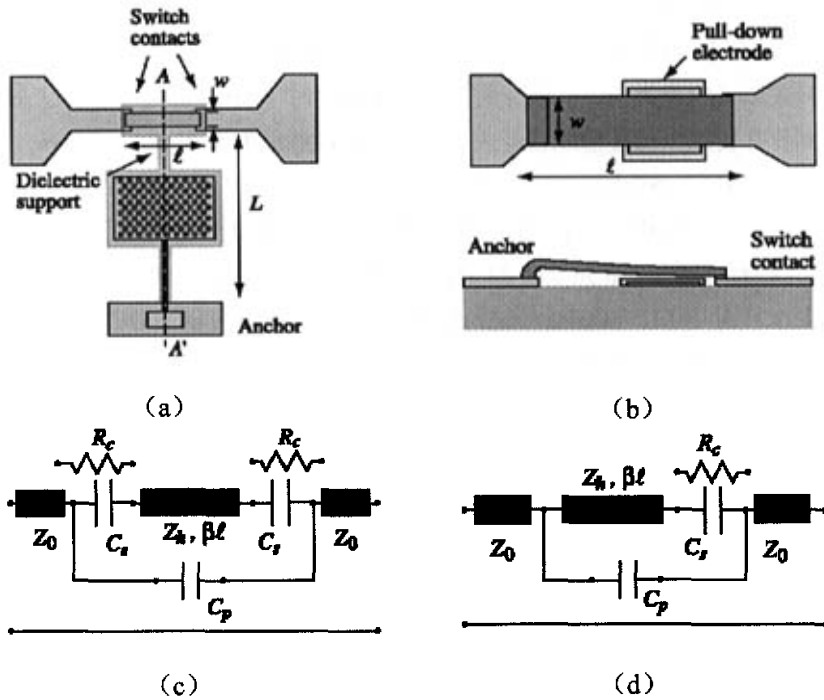


图 2.10 串联开关的结构及电路模型 [15]。(a) 双接触式 DC 开关结构; (b) 线内 (inline) DC 或电容开关结构; (c) 对应于 (a) 的电路模型, $C_{UP} = C_s/2 + C_p$; (d) 对应于 (b) 的电路模型, $C_{UP} = C_s + C_p$ 。

对于电容式的串联开关, 其隔离度的表达式与式 (2.40) 相同, 但此时由于电介质层的存在, 其隔离度要大大低于 DC 接触式开关。另外其导通时需要通过与电感的谐振来减

小插入损耗，给设计带来一定的不便。

如果将串联开关用固体模型表示，将模型赋予相应的材料参数，利用自编的或者商业有限元软件求解相应的电磁场方程，可以得到考虑各种寄生效应和与频率有关的效应（如趋肤效应和电流的 3D 分布）、较为精确的解。这类分析属于全波分析，精度虽高，但耗时长，而且对计算工具的性能有较高要求。如果将集总参数模型与全波分析工具结合起来，可以较好的实现设计的速度和精度的统一。对于旁路开关而言，情况类似。

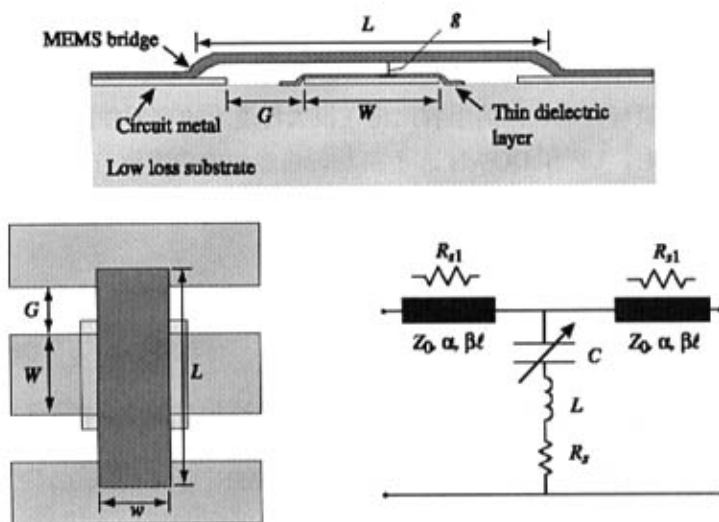


图 2.11 旁路开关的结构及电路模型^[15]

2.4.2 旁路开关的高频电磁模型

旁路开关在传输线的信号线和地线间形成旁路通路。没有偏置作用时，旁路通路的阻抗很大，不会影响信号的传输，有偏置作用时，其阻抗大大降低，在信号线和地线间形成很强的反射，从而切断射频信号的传输。图 2.11 示出了相应的结构和集总 CLR 电路模型。旁路开关可以用于 CPW 型电路和微带线电路。在 CPW 电路中，旁路开关的两个锚点一般与 CPW 的地平面相连。在微带型电路中，往往让一个锚点与一个 1/4 波长的开路短线(stub)相连，该短线将在桥膜处形成接地；而另一个锚点则固定到衬底上或者与偏置线相连。

MEMS 电容式旁路开关桥膜形成的旁路阻抗为

$$Z_s = R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (2.44)$$

式中 C 在桥膜处于 UP 和 DOWN 状态时分别为 C_{UP} 和 C_{DOWN} 。此时桥膜的 LC 串联谐振频率可表示为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.45)$$

当频率 $f=f_0$ 时, $Z_S=R_S$; 频率 $f \gg f_0$ 时, $Z_S=j\omega L$; 频率 $f \ll f_0$ 时, $Z_S=1/j\omega C$ 。在常见的微机械桥膜尺寸下, 开关处于 UP 态的谐振频率将远远高于它处于 DOWN 时的。例如 $C_{UP}=35\text{fF}$ 、 $C_{DOWN}=2.8\text{pF}$ 、 $L=7\text{pH}$ 时, UP 和 DOWN 状态的谐振频率分别为 322GHz 和 36GHz^[15]。由于开关一般工作在 100GHz 下, 故处于 UP 态的开关可以被视为一个平行板电容。与串联开关类似, UP 态桥膜与衬底上传输线间的边缘场的影响不可忽视, 电容 C_{UP} 的精确值也应该通过数值方法来得到。

CLR 模型中的 R 和 L 项与电流的分布有很大关系, 而其量值与频率和模型的几何结构密切相关, 较为精确的预测方法是利用高频电磁场仿真软件进行求解。

UP 和 DOWN 态桥膜与传输线间的电容比将在很大程度上决定器件的隔离度。考虑到边缘电场带来的电容 C_f 时, UP 和 DOWN 态桥膜与传输线间的电容比可以表示为

$$\frac{C_{DOWN}}{C_{UP}} = \frac{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{t_d}}{\frac{\varepsilon_0 S}{g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} + C_f} \quad (2.46)$$

式中, g 是桥膜处于 UP 态时极板间的间距, S 是桥膜与传输线构成的电容的面积, ε_0 和 ε_r 分别是真空和电介质的介电常数, t_d 是电介质的厚度。一般说来, $g \gg \frac{t_d}{\varepsilon_r}$, C_f 约为上式分母

第一项 (表示 UP 态平行板电容) 的 30%~40%。提高电介质的介电常数、减小电介质厚度可以提高电容比, 但是随着厚度的减小, 介质膜的针孔将增加, 而且抗击穿强度也会降低, 因此一般该厚度为 1000~2000Å。另外, 还可以通过采用高介电常数的介质膜 (如 TaO 和 BST 等) 来提高电容比。电介质膜的粗糙度将影响电容比, 是一个不容忽视的问题^[15]。

桥膜的存在将影响开关的特性阻抗。桥膜 UP 态时开关反射系数 (忽略 L/R) 为

$$S_{11} = \frac{-j\omega C_{UP} Z_0}{2 + j\omega C_{UP} Z_0} \quad (2.47)$$

当反射较小时, $S_{11} < -10\text{dB}$, $\omega C_{UP} Z_0 \ll 2$, 可以得到

$$|S_{11}|^2 \approx \frac{\omega^2 C_{UP}^2 Z_0^2}{4} \quad (2.48)$$

开关导通时 (UP 态) 的插入损耗与参考面有关, 在 1~50GHz 范围内可以小于 -0.1dB。在 X 波段工作时, 如果谐振频率在 25GHz 以上, 在 LCR 模型中的电感和电阻可略去。若桥膜的等效电感很小, 则 DOWN 态时的 S_{21} 参数 (隔离度) 为^[15]

$$S_{21} = 1 + S_{11} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega C_{DOWN} Z_0}{2}} \quad (2.49)$$

当 $S_{21} < -10\text{dB}$ 时（隔离度），其与 S_{11} 参数的关系可以表示为

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{|S_{11}|^2} \left(\frac{C_{\text{UP}}}{C_{\text{DOWN}}} \right)^2 \quad (2.50)$$

该式也说明了提高电容比对提高开关隔离度的意义。

在毫米波频段，开关的反射较强，为保证低反射，需要减少相应的 C_{UP} 和电容比。此时桥膜电感的影响明显增强，可以利用电感与电容间的谐振来提高电路的隔离度，相应的隔离度可表示为

$$|S_{21}|^2 = \left(\frac{2R_s}{Z_0 + R_s} \right)^2 \approx \left(\frac{2R_s}{Z_0} \right)^2 \quad (2.51)$$

在毫米波、特别是较高的 W 等频段，还可以利用高阻抗传输线段来进一步改善器件的工作性能。

2.5 共面波导（CPW）的基本原理

共面波导（coplanar waveguide，简称 CPW）的物理结构和基本传输模的横向电磁场分布如图 2.12 所示。它是一种所有导体都在同一平面上的平面传输线，最早由 C.P. Wen 博士提出^[33]。进入 90 年代以来，随着单片微波集成电路（MMIC）的发展，其共面的特点受到了欢迎，现在已成为 MMIC 中主要的传输线形式之一。

CPW 传输的截止频率为 0Hz，能传输准 TEM（横电磁）波（纵向存在磁场分量）。在

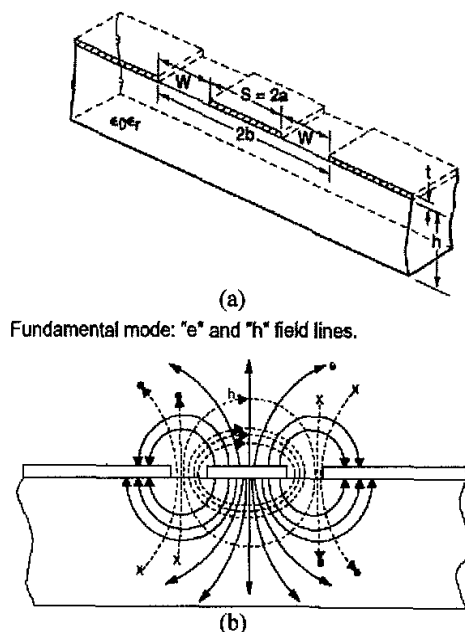


图 2.12 (a) 共面波导（CPW）的结构；(b) 基本模态的横向电场和磁场线。其中 x 和 · 代表了纵向分量。

数十 GHz 以下其传输模均可以作为纯 TEM 来看待, 超过这一范围, 色散将显著增强, 传输的模式趋向于 TE (横电) 波。

与传统的微带线相比, 这种传输线有如下优点^[37]: (a) 无需背面金属化和过孔的制造, 工艺大大简化; (b) 元件的旁路连接和表面安装十分方便; (c) 辐射损耗低; (d) 等效的介电常数小, 容易实现高阻抗线; (e) 相邻传输线间是地线, 有助于减少线间的串扰, 从而可以提高封装密度; (d) 在片测试 (on-wafer test) 方便。因此, 它是 MIC (微波集成电路) 和 MMIC 中互联线的理想选择。本论文也以这种传输线来作为微波信号的互联线。

由于 CPW 支持准 TEM 模的传输, 故可以利用准静态方法来求解其特性。更准确的、能计及色散的方法则是全波求解, 但这一方法需要大量的计算资源。

常用的准静态方法是通过共形映射将 CPW 变换为平行板电容, 求出单位长度上的等效分布电容值, 然后利用传输线理论求出其余的参数。映射方法一般基于 Schwarz-Christoffel 变换, 其所映射的两个平面 “W” ($w=u+jv$) 和 “Z” ($z=x+jy$) 如图 2.13 所示。此时如果不考虑导体厚度 t , 认为衬底厚度 h 无限大, 且两个地导体分别向左右延展到无限远处, 则通过下式可以求出 $v<0$ (下半平面) 的具体的变换公式^[36]

$$\frac{dz}{dw} = \frac{A}{(w^2 - u_4^2)^{1/2} (w^2 - u_5^2)^{1/2}} \quad (2.52)$$

式中 A 是待定常数。经过变换后可以求出下半平面单位长度的电容

$$C_{\text{CPW,DOWN}} = \frac{2}{\epsilon a_s} \quad (2.53)$$

式中, $\frac{a_s}{d} = \frac{K(p)}{K(p')}$, $K(p)$ 和 $K(p')$ 分别指第一类完全椭圆积分, $p = u_4/u_5$, $p' = (1-p^2)^{1/2}$ 。

类似的, 可以求出 $v>0$ 的上半平面的变换。总的单位长度电容为

$$C_{\text{CPW}} = 2\epsilon_0(1 + \epsilon_r) \frac{K(p)}{K(p')} \quad (2.54)$$

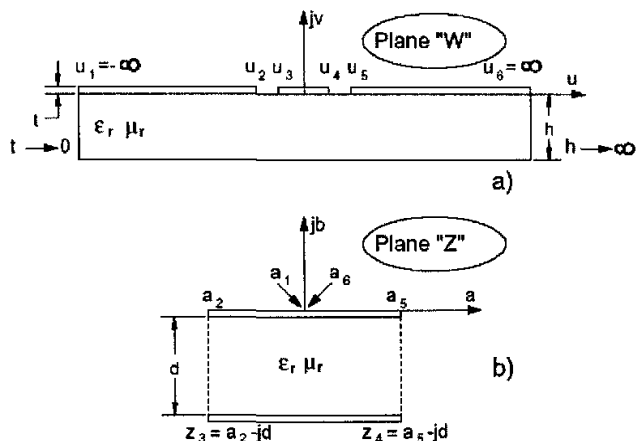
等效的介电常数为

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{(1 + \epsilon_r)}{2} \quad (2.55)$$

根据传输线理论可以求出电磁波传输的相速度 (令 c 为自由空间光速)

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2.56)$$

和传输线特性阻抗


 图 2.13 CPW 单位长度分布电容的共形映射求解^[36]。

$$Z_{\text{CPW}} = \frac{1}{C_{\text{CPW}} v_p} = \frac{30\pi}{\sqrt{(\epsilon_r + 1)}} \frac{K(p')}{K(p)} \quad (2.57)$$

利用特性阻抗的定义式 ($\sqrt{L/C}$) 就可以求出等效的分布电感。在实践中, CPW 传输线的分析往往需要计及 t 和 h , 有时还要考虑到封装盒的端盖对传输模的影响。在这些情况下, 仍然可以通过共形映射的方法求出相应的特性阻抗及等效分布电容、电感等。

CPW 的损耗包括如下几方面: (a) 导体损耗; (b) 衬底的介质损耗; (c) 辐射损耗。其中辐射损耗通常较小, 在微波和较低的毫米波频段一般不予考虑, 但是当衬底介电常数小, 频率又很高 ($>>30\text{GHz}$) 时, 辐射损耗将显著增大, 此时因予以注意。

在高频情况下, 电磁场透入导体的深度是有限的, 这一深度通常称为趋肤深度, 其量值由下式决定,

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2.58)$$

式中, μ 和 σ 分别是导体材料的磁导率和电导率。从导体表面到这一深度, 电磁场的强度从表面时的量值下降为表面量值的 $1/e$ 。相应于趋肤深度可以定义一个表面电阻 (sheet resistance)

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad (2.59)$$

对于导体的厚度和图形宽度都远远大于 5δ 的情形来说, 可以用 H. A. Wheeler 的增量电感 (incremental inductance) 和增量电阻 (incremental resistance) 的概念^[36]来推导关

于 CPW 的损耗的解析表达式。该方法认为电磁波的透入带来了附加的电阻和电感。CPW 的所有导体总的附加的电阻可以表示为

$$R_a = \frac{1}{\mu_0} \sum_{j=1}^T (R_s)_j \frac{\partial L_{CPW}}{\partial n_j} \quad (2.60)$$

式中, T 是截面上导体边的总数, n_j 是各边的法线, 方向指向导体内部。总的附加电感则可以表示为

$$L_a = \frac{1}{2\mu_0} \sum_{j=1}^T \delta_j \mu_{c_j} \frac{\partial L_{CPW}}{\partial n_j} \quad (2.61)$$

导体损耗对应的衰减常数为

$$\alpha_c = W_c / 2W_t \quad (2.62)$$

式中, $W_c = R_a |i|^2$, $W_t = Z_{CPW} |i|^2$, 分别为导体上消耗的功率和 CPW 接收到的功率。

CPW 的介质损耗带来的衰减作用可以由下式表示^[37]

$$\alpha_d = \frac{\pi}{\lambda_0} \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} q \tan \delta \quad (2.63)$$

式中, λ_0 是自由空间波长, q 是填充因子, $\tan \delta$ 是介质损耗正切。

在 MMIC 中, 金属的淀积厚度受到工艺和材料成本的限制。导体厚度往往与 δ 的大小接近、甚至小于 δ , 因此损耗将明显上升。一般都认为, 此时准 TEM 的假设仍然成立, 上面示出的准静态的求解方法也仍然适用^[38], CPW 的损耗则可以采用文献[39]介绍的一种解析公式进行估算, 该公式的有效性已得到文献[40]的证明, 目前已为微波电路设计软件 Microwave Office^[41]所采用。

由于 CPW 的损耗与电磁场和电流分布以及频率有关, 故较为准确的预测方法是利用有限元或者矩量法、模式匹配法等全波数值仿真手段进行计算, 但这些工具需要占用较多的计算机资源及时间, 一般适合于对初步设计结果的校验。

2.6 微机械移相器和开关高频特性的测试方法

微机械移相器与开关的高频特性参数可由矢量网络分析仪 (Vector Network Analyzer, VNA) 来获得。这种自动化的仪器能同时测出多端口器件的线性或者小信号特性参数, 它由高精度的信号源、切换开关和测量接收机以及信号处理、显示等部分组成。测量时 VNA 对其中一个端口发出激励信号, 用测量接收机测量与待测器件 (DUT) 各端口连接的定向耦合器分离出来的入射、反射信号, 从而在信号处理部分得到 DUT 的网络散射参数 (S 参数)。端口间的切换通过切换开关实现。一般来说, S 参数应该在 DUT 两个端口接有特性阻抗等于参考阻抗、无回波的传输线的情况下测出, VNA 正好能满足这样的条件。典型的测试系统框图如图 2.14 所示。

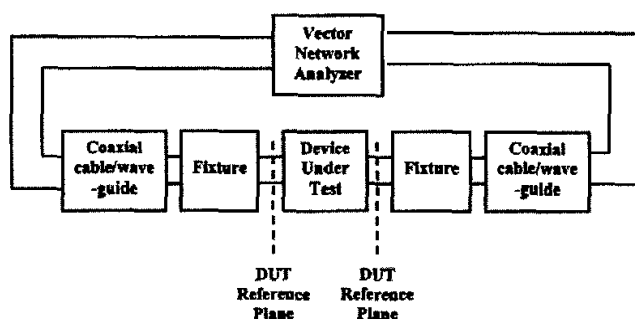


图 2.14 由待测器件 (DUT)、测量夹具、VNA、连接电缆构成的测试系统。

得到 S 参数后, 如果器件的两端口都接有特性阻抗等于参考值 (一般为 50Ω) 的传输线, 就可以直接从 S 参数中获取 DUT 各端口间信号的相位差和幅值的相对关系, 从而推断出移相器及开关的相移、损耗及隔离度等方面的性能。对二端口的移相器来说, S_{21} 参数的相位反映了两个端口间入射信号和输出信号间的相位差, 即插入相移 (insertion phase), 不同偏置下端口间相位差的变化反映了相移量; $|S_{21}|$ 为插入损耗, 反映移相器的控制器件和传输线引入的衰减, $|S_{11}|$ 称为反射损耗或者回波损耗, 反映器件产生的反射波的相对强度。对

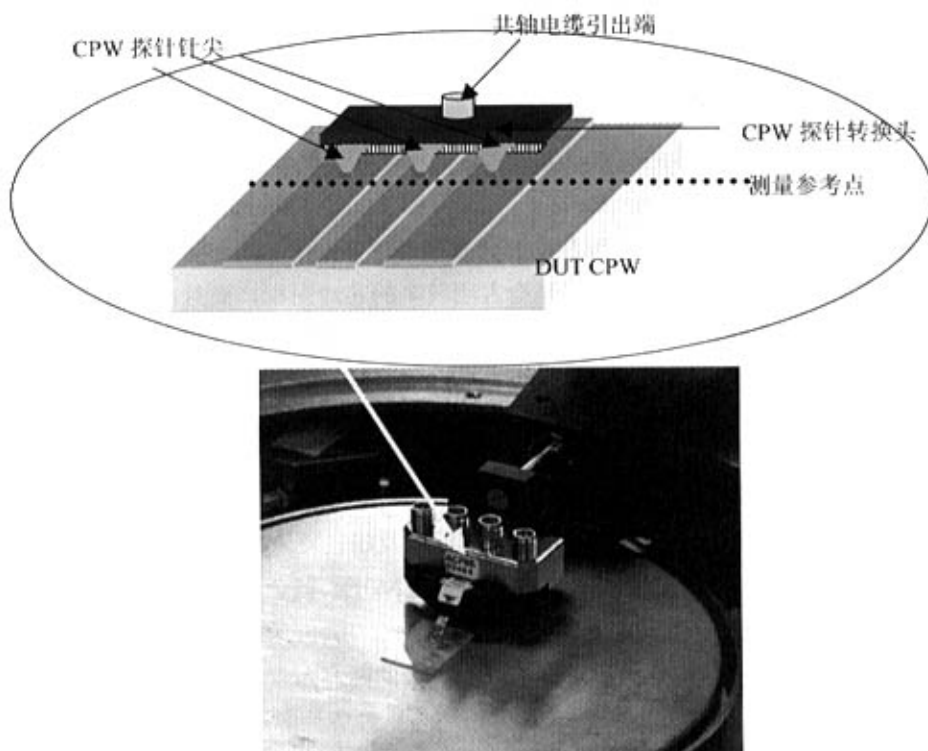


图 2.15 CPW 片上探针

开关来说, $|S_{21}|$ 反映桥膜结构与传输线造成的电磁波的衰减, $|S_{11}|$ 称为反射损耗或者回波损耗, 反映器件引入的反射波的相对强度; $|S_{21}|$ 在开关导通时称为插入损耗, 关断时则称为隔离度。

逐步改变移相器或开关类器件的直流偏置, 同时测量相应的 S 参数变化的情况, 就可以得出器件的静态驱动特性。如果对器件施加方波或脉冲型偏置信号, 并实时测量器件射频输入与输出信号的变化, 可以得出器件的动态特性, 如开关速度、释放速度等; 由于 VNA 的测量响应速度较慢, 在测量动态特性时, 往往要改用频率固定的射频源和响应快速的检波器。

本论文中, 待侧的移相器和开关类器件都采用 CPW 传输线, 而 VNA 采用共轴线连接。测量时需要通过 CPW 片上探针 (on-wafer probe, 见图 2.15) 实现 VNA 共轴线与 DUT 上 CPW 之间的转换, 完成 VNA 到 DUT 的连接。此时, CPW 探针与 DUT 上 CPW 的接触点就成为 DUT 的测量参考面。

DUT 的网络参数与测量参考面的选择有着密切关系。在各种不同连接形式之间存在不匹配和传输模式转换, 传输线有各种损耗和色散, VNA 和测量夹具会存在一定的系统误差, 这些因素都将给测试结果带来误差, 因此需要通过校准过程提取从 VNA 到 DUT 测量参考面间的各种误差因素以及 VNA 内部的系统误差, 并予以消除, 从而得到反映 DUT 真实性能的测量结果。校准的精度与采用的误差模型有关, 其误差提取和补偿所涉及的数学表达式较为复杂, 而且与采用的标样类型有关, 具体形式可参见文献[4]和[43]。一般 VNA 都具备了根据这些模型自动进行测量和校准的能力。

校准一般需要用到各种标准的微波反射、直通、加载等“理想负载”, 即标样。现在最常用的两种校准方法是 TRL (Thru-Reflect-Line) 和 SOLT (Short-Open-Load-Thru) 两种^[44]。TRL 校准采用不同长度的传输线和反射负载作为标样, 无需知道各标样的确切反射系数, 是目前精度最高的校准方法, 缺点是会占用较多的芯片面积, 而且由于各传输线长度不同, 探针的间距也需要随之改变。SOLT 技术则采用结构紧凑的、基于集总元件的标样, 其精度亦较高, 但略低于 TRL 的。

2.7 小 结

本章对微机械分布式移相器和开关元件的基本原理及相关理论问题进行了讨论。本章首先引入作为分布式移相器理论基础的非线性延迟线 (NDL) 概念, 在此基础上对微机械分布式移相器的原理进行了介绍与讨论, 同时对特性阻抗、Bragg 频率、相移量、损耗等移相器的特性参数的表达式进行了推导, 对影响这些参数的诸多因素进行了分析。本章接下来对平行板静电驱动的原理、微机械开关元件的结构与高频集总参数电磁模型、CPW 的原理以及移相器和开关元件的高频特性测试方法进行了介绍和讨论。

本章有创新性的工作包括:

根据 NDL 可被视为“合成传输线”这一特点, 提出了一种基于“合成传输线”的、描

述分布式移相器行为的模型, 据此推导出了有损耗 NDL 的 S 参数表达式及其在无损耗时的近似, 并指出了适用范围。这一模型可以用来对分布式移相器的高频特性进行快速的估算。

第三章 微机械分布式移相器的结构设计及仿真

第 3~5 章主要讨论微机械分布式移相器和开关型器件的结构设计、仿真以及相关工艺的开发与流程的确定。这些器件将采用新型的加载单元结构,并利用体硅工艺进行加工,其加工没有现成的、标准化的工艺可以利用,因此结构的设计、仿真与工艺的探索和改进交织在一起。为了讨论的方便,本论文将结构设计(仿真)与工艺的设计划分为不同的章节进行讨论。

本章的讨论将包括微机械分布式移相器的总体方案、互联传输线与微机械加载单元的具体设计以及相应的射频和力学特性仿真。下一章主要讨论与微机械开关有关的设计过程。第五章则集中讨论基于体硅工艺的单项工艺开发及流程的确定。

3.1 总体方案

从 2.2.3 节的式 (2.25) 和 (2.26) 可以看出,通过增减加载单元的个数(即采用总长度不同的 NDL),就可以让分布式移相器获得不同的最大移相范围,而且通过调整加载单元及其间距以及传输线的参数,可以获得不同频率下所需的移相量,因此这种移相器有较好的可扩展性。由于制版等工艺方面的限制,目前我们可制作的 NDL 的长度有限(7mm 以内),另外由于加工技术的原因,制作大量桥膜构成的分布阵列有很大的难度,故总的设计目标为:在 NDL 长度一定的情况下实现尽可能大的相移,并将损耗保持在较低的水平上。随着工艺的发展和成熟,可以将移相器扩展到任意频率下,并获得 $0\sim 360^\circ$ 范围内的任意相移值。

3.1.1 单元的基本结构形式

微机械移相器由微机械微波传输控制结构与互联传输线构成。对于分布式移相器而言,加载控制单元即为微机械桥膜。下面则将桥膜连同其下方长度等于桥膜间距 p 的一段 CPW(以桥膜为中心,沿信号传输方向和相反方向各延伸 $p/2$),一并称为一个移相器单元,简称单元。

从目前发表的关于微机械移相器的文献来看,互联传输线一般为微带线或 CPW,微机械控制或者加载结构均采用-以表面工艺制造的纯金属膜^[1];在微机械开关型器件中,表面工艺也是主要加工手段,桥膜材料多为纯金属或者纯金属+介质膜。采用表面工艺的优点在于:可借鉴已有的 MMIC 空气桥(air bridge)工艺^[2];其加工方法与 MMIC 的工艺兼容性好,便于 MEMS 结构与有源 IC 部分的单片集成,从而减少射频损耗和干扰;几乎可以在任何一种绝缘/半绝缘的射频电路衬底上制作所需的加载结构。采用表面工艺的不足也很明显:桥膜的厚度受到薄膜工艺的限制,相应的,强度和微波功率的承受能力也受到限制,而要提高桥膜的厚度和强度必需实现较厚的贵金属材料电镀,工艺难度和成本大大增加^[3];由于多晶硅的淀积和退火温度高,桥膜很难采用这种机械性能较好的薄膜材料;

纯金属桥膜结构的机械长期稳定性以及热稳定性较差。

近年来,研究者试图通过其他的途径来突破纯金属桥膜结构的不足和所受的限制。第一条途径以 Y. Wang, Z. Li 等人(University of California, Davis)所开发的方法为代表:采用热驱动的横向开关结构,先完成多晶硅及氮化硅薄膜层的高温生长,然后完成衬底的金属化,并利用溅射的办法实现横向运动触点的金属化。第二条途径以 Milanovic (University of California, Berkeley) 和 Zhang Huantong (University of Colorado at Boulder) 等人的办法为代表,其特点是衬底的转移,即先在普通的 CMOS 硅片上依次完成多晶硅微机械结构的加工和金属化,并在微波电路衬底上制作相应的焊点,作为固定的锚点和与微机械结构上的金属层的互联,然后以类似倒装焊(Flip-Chip)的工艺将 CMOS 硅片上的结构转移到微波电路衬底上。其优点是加工可以与 Flip-Chip 组装一起完成,由于器件最终使用的衬底不必经受高温,故可以实现无源结构与有源 IC 的集成,而且衬底的选择余地很大。第三条途径是以机械性能好的单晶材料来作为桥膜的骨架,提高桥膜的机械性能,并保证其具有足够的功率承受能力和温度稳定性。这种方法最早由 Omron 的研究人员提出^[6],开关结构在 SOI 的单晶硅薄层上制作,然后转移到玻璃衬底上;北京大学微米/纳米加工技术国家重点实验室的金玉丰、张锦文等人则提出了利用阳极键合将单晶硅薄层(通过浓硼扩散形成)、金属、电介质组成的微机械桥膜固定到衬底上的方法^[7,8],其结构和驱动方式与传统电容式旁路开关类似;而河北半导体研究所的吕苗等人也提出了利用单晶硅为桥膜基体、基于多层薄膜的开关结构^[9]。

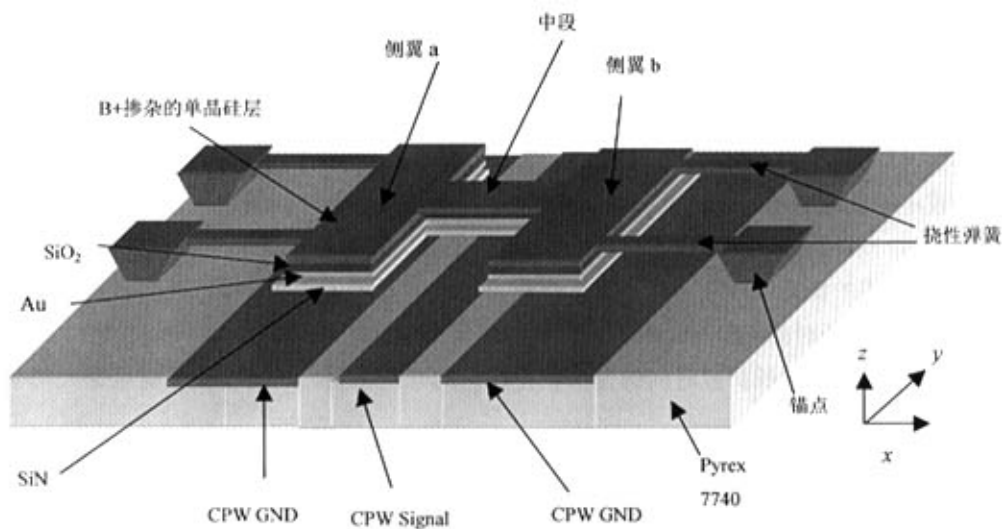


图 3.1 本论文提出的基于体硅工艺的加载桥膜（加载单元）结构

作者受到金玉丰等人所提出的开关体硅加工工艺和相应桥膜结构的启发,提出了一种用于分布式移相器的“蝶形”微机械加载桥膜结构,并开发出相应的、基于体硅工艺的桥膜阵列加工流程。其加载桥膜单元的结构如图 3.1 所示。这种结构的桥膜包括宽度较小的中段和大面积的矩形两翼,其悬挂由 4 根低刚度的挠性弹簧梁(flexure spring)构成。

整个桥膜可以分为 4 层，每一层均为相似的蝶形结构，从上到下分别为经过浓硼掺杂的或者未经浓硼掺杂的单晶硅层、LPCVD SiO_2 层、金属层（Cr/Au）和 SiN。单晶硅层构成整个桥膜结构的骨架和挠性弹簧部分，并将起到静电驱动上电极的作用（下电极为 CPW 的 3 条导体）。 SiO_2 用于将硅和其上的 Au 层隔离开，防止键合过程中因高温而发生 Au/Si 共熔现象。SiN 则用于防止桥膜吸下时出现粘附现象，并提高桥膜的 UP 态与 DOWN 的等效电容比。该结构和相应的移相器单元具有以下一些特点：

（a）可以利用单晶硅材料优异的机械特性。单晶硅材料有弹性模量和屈服强度高、无滞后和内耗小等优点，是优良的微结构材料；而且硅材料与 Pyrex 玻璃衬底在热膨胀系数方面有良好的匹配性，硅结构不会因温度上升而出现较大的变形。相比之下，金属薄膜的弹性较差、在较低的温度下（50~100℃）即会蠕变^[10~12]，而且与半绝缘的衬底在热膨胀系数方面存在着不匹配，因此机械结构的温度稳定性受到一定的影响，这些问题影响了纯金属桥膜的长期稳定性和动作的可靠性。

（b）整个工艺流程相对简单，不涉及牺牲层的腐蚀，桥膜的形状和 CPW 的厚度不受牺牲层的影响。

（c）单元的上下驱动电极分别为桥膜上的硅层和 CPW 的 GND（地）导体和中心 S（Signal，信号）导体。偏置电压的高电位施加在单晶硅层上，CPW 的 3 条导体可以保持为直流地电位。当需要将对应不同相移量的移相器串联起来构成相移量更大的移相器时（如将 45°、90° 和 180° 的移相器段串联成 3bit 移相器），各段间无需添加隔直电容（因为 CPW 的直流电位均相同），而且偏置电阻线无需穿过 CPW 的 GND 导体与 S 导体连通，因此可以减少相应的损耗和工艺难度；而目前已报道的移相器由于要在 CPW S 导体上施加变化的偏置电压，故各位间必需采用隔直电容，而且必须在 GND 导体和偏置线间实现 DC 隔离，这增加了插入损耗和工艺难度。另外，在本设计中，CPW 中心的导体也可以用于传输较小的直流电压，方便了在同一 CPW 上分布的有源器件的偏置（传统的微机械开关的 S 导体一般用作吸引电极，其直流电位是变化的，无法为有源器件供电）；

（d）桥膜的侧翼的尺寸可以很大，以提高静电引力，从而降低模拟调相时的模拟驱动电压和数字驱动时的 Pull-in 电压。

（e）能够通过延长扩散时间的方法获得较厚的硅结构层，从而制作出能承受大功率的器件。

（f）以重掺杂的单晶硅层作为偏置电阻，在对单晶硅层的刻蚀过程中同时实现偏置电阻线的加工，避免了采用合金电阻线时所需的工艺。

另外，如果通过溅射的方法，以 Pyrex 为靶，在非 Pyrex 玻璃的衬底表面上淀积一薄层 Pyrex，就可以将硅基结构通过键合的方法制作在其他的射频和微波电路衬底上（参见文献[13]）。

该结构可能存在的问题是：结构的单晶硅层的厚度通过硅片表面的浓硼扩散来保证，这种工艺引入的较大的残余应力和应力梯度会造成结构的形变，从而会影响射频性能。

根据提出的蝶形新结构, 制定出了相应的全套工艺流程, 该流程与文献[7]、[8]不同之处在于: (a) 用 SiN 取代了 Ta_2O_5 ; (b) CPW 制作在 Pyrex 玻璃衬底上用 HF 腐蚀出的浅槽中, 其上表面高出衬底表面约 $500\sim 800\text{\AA}$; (c) 桥膜上的金属层并不与 CPW 接触, 相应的, 取消了一步以 KOH 对硅片正表面进行的浅槽刻蚀, 在文献[8]中, 该浅槽用于定义桥膜上的金属层与 CPW 接触的部位, 该浅槽的深度为总金属层高度; (d) 由于剥离工艺很难实现所要求的金属图形, 衬底和桥膜导体层的图形通过湿法腐蚀工艺实现, 导体金属材料改为射频技术中常用的 Cr/Au。在实际工艺加工中, 根据暴露出来的问题, 又对整套流程进行了较大的改进, 最终形成了一套较为完整的加工流程, 保证了所设计器件的加工, 详细情况见第五章。

3. 1. 2 总体结构与参数的确定

由于在分布式移相器的具体设计过程中需要确定多个参数, 而且这些参数相互耦合, 关系较为错综复杂, 因此必须根据工艺和电学方面的限制, 首先从总体上确定其中的一些参数或者结构, 然后再对其他参数和结构进行设计。

一. 设计所针对的频段 这是一个重要而敏感的指标。对于军用系统而言, 从该指标可以了解到系统的多方面信息。目前本论文只能主要根据公开报道的各种文献来确定这一指标。从 2.2 节可知, 分布式移相器的相移量将与其工作频率 f_0 成正比 ($f_0 \ll f_{\text{Bragg}}$)。根据雷达和通信系统频段分布的调研结果以及国内的微波测试条件, 在移相器设计时, 将主要关注以下频段的性能: (a) X 波段 ($8\sim 12\text{GHz}$, 中心频率为 10GHz), 工作在该频段的射频装置主要是军用飞机的搜索/火控雷达, 随着相控阵雷达的小型化和机载雷达向这一体制的转移, 下一步 X 波段的相控阵雷达研发将成为热点^[14]; (b) 20GHz (K 波段), 这是未来一个重要的通信频段, 美国的下一代军用卫星通信系统 MILSTAR 就工作在这一频段^[15]; (c) 35GHz , 这是毫米波传输的一个重要的大气窗口, 工作在这一频段的射频装置将包括各种短距通信设备和战术导弹的寻的器^[16](在器件测试阶段由于条件所限, 只能对 $0\sim 22\text{GHz}$ 频段的性能进行测试, 而未能覆盖 $23\sim 40\text{GHz}$ 的范围)。从第二章的讨论可知相应的 Bragg 频率应该大于或等于 $2.5 f_{0\text{max}}$, 即高于 87.5GHz 。

二. 传输线形式及其阻抗的选择 整个器件将以 50Ω 为端口参考 (基准) 阻抗, 这也是目前各种射频仪器 (包括片上测试探针) 和电路中最常见的参考阻抗。鉴于 CPW (共面波导) 有种种优点 (参见 2.5 节), 而目前 Pyrex 7740 玻璃的厚度较大 (标称值为 $525\mu\text{m}$), 减薄和减薄后的键合等工艺难以实现, 不适宜微带线的制作 (如果用于制作微带线, 阻抗和色散将过大), 故所设计的器件均以 CPW 为传输线。另外, 考虑到芯片面积有限, 而且桥膜的锚点间的跨度受到一定限制, 其 GND 导体的宽度将为有限值。此时, CPW 应被称为 FGCPW (Finite Ground CPW)。分布式移相器的回波损耗应该保持在 -10dB 以下, 以保证较好的传输性能。在出现最大的回波损耗的频率处, NDL 将对应于 $1/4$ 波长线, 其在端口处的输入阻抗与端口阻抗的差异达到最大。可以让整条 NDL 的 UP 态和 DOWN 态阻抗 Z_{bu} 和 Z_{bd} 分别大于和小于 50Ω , 此时其最大的变化范围是

$$Z_{bu} = 50 \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right)^{1/2}$$

和

$$Z_{bd} = 50 \left(\frac{1-S_{11}}{1+S_{11}} \right)^{1/2} \quad (3.1)$$

如果要求回波损耗在-10dB 以下,则 Z_{bu} 的最大值和 Z_{bd} 的最小值分别应该为 70Ω 和 36Ω 。

相应的桥膜加载电容的最大和最小值 (UP 和 DOWN 态) 可以从 CPW 参数和具体的几何结构尺寸中求出, 其比值为^[1]

$$C_r = \frac{C_{bd}}{C_{bu}} = \left(\frac{Z_{bu}}{Z_{bd}} \right)^2 \frac{Z_{CPW}^2 - Z_{bd}^2}{Z_{CPW}^2 - Z_{bu}^2} \quad (3.2)$$

当 $Z_{CPW}=75\Omega$ 时, 可以求出所容许的最大的电容比为 19.727。

从第二章的分析可知, Z_{CPW} 越大, 单位长度 NDL 所获得的相移就越大。但考虑到所采用的加载桥膜结构存在较大的应力, 而且应力梯度将使桥膜产生向上方弯曲, 加载电容会小于无应力时的量值, 因此不宜让未加载时的 CPW 的特性阻抗过大。另外, 过大的特性阻抗势必要求缩小中心导体宽度, 这会带来损耗的上升。本论文选择 $75\sim 80\Omega$ 。

三. 移相器总体结构参数的确定 当 Bragg 频率远高于工作频率, 单位长度的相移量与 Bragg 频率无关, 这意味着桥膜间距可以在一定范围内自由选取。考虑到 3.1.1 节提出的微机械加载单元中硅层的侧翼尺寸在 CPW 信号传输方向上的尺寸较大, 因此该指标定为 $400\mu\text{m}$ 。在选取移相器的总长度和加载单元的个数时, 还必须考虑到 NDL 两端的两个渐变段 (tapered section) 的长度, 这两个渐变段用于完成移相器两端阻抗为 50Ω 的测试点 (其中心 S 导体与 GND 导体的间距小于 NDL 部分的) 与 NDL 之间的过渡。综合考

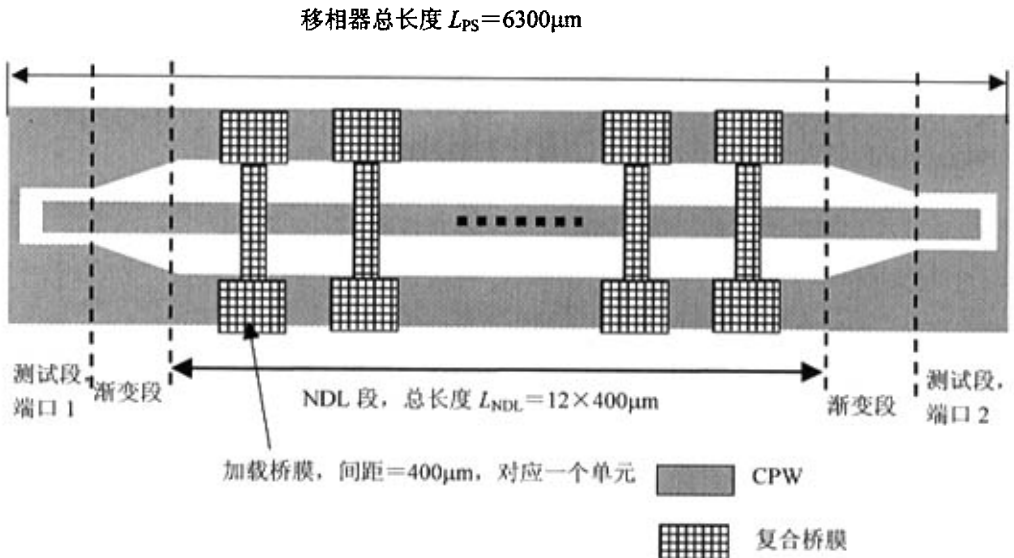


图 3.2 移相器的总体结构设计 (俯视图)

考虑这些因素后，加载桥膜的总数确定为 12 个，总的移相器的长度定为 6300 μm 。移相器的总体结构如图 3.2 所示。这些结构参数值与文献[1]给出的、在石英衬底上制作的器件的最优参数值相接近。

四. 偏置方式 射频电路的偏置一般是指为有源器件提供直流电源或者直流驱动信号的方式。对于移相器和开关来说，偏置既需要实现射频信号与直流信号间的隔离，又应该能保证器件的动作速度。PIN 二极管的偏置电路较为复杂，需要两种电压和附加数个无源器件^[1]，这妨碍了它的集成。FET 的开关虽然偏置简单，但导通时的插入损耗很大，而且互调积较低，应用也受到较大的限制。

MEMS 开关类器件和移相器的偏置方式则简单得多，器件一般通过数十 k Ω 左右的高电阻的细线连接到偏置电源上。高阻线可以保证射频与直流部分的隔离，由于微机械开关器件动作时伴随的电流很小，高阻线两端的压降很低，不会影响开关的驱动电压的量值。偏置的简化将大大方便微机械器件的集成。这些高阻线通常由合金材料溅射而成，通过刻蚀或剥离形成平面图形。在本论文中，高阻的偏置电阻线将由构成桥膜的浓硼掺杂层来制作。由于桥膜采用了如图 3.1 所示的设计，偏置电阻线无需象以往报道的设计那样穿越 CPW 的 GND^[1]。这样，它可以与桥膜区域一起完成平面图形的刻蚀，从而简化了工艺流程。事实上，对所设计的桥膜而言，偏置可以一起施加，也可以逐个或者按组来施加。为了测试方便起见，在本设计中，各桥膜的偏置电阻线连接到同一个 DC 焊点上。

3.2 CPW（共面波导）的设计与分析

3.2.1 GND 导体宽度有限时的 CPW 特性分析

CPW 的特性阻抗、相速度等特性参数与 CPW 的几何尺寸、衬底特性等参数有着复杂的关系。2.5 节中已经给出了传统的、制作在无限厚度衬底上的 CPW 的特性参数表达式。在实际使用中，CPW 衬底的厚度有限，而且背面往往要紧贴着一块导体平面，该平面可以是封装的底座，也可能是测试夹具；另外，CPW 的 GND 平面不可能真正象传统的 CPW 模型那样延展到无限远处，而是具有有限的宽度。因此有必要引入更为精确的公式。文献[17]给出了基于多层有限厚度电介质、有限宽度 GND 导体的 CPW（衬底背面无导体平面）的特性分析公式，这些公式与 2.5 节给出的公式一样，均是利用准静态的共形映射法进行求解的结果。这些公式的形式较为复杂，因此往往需要根据实际情况进行简化。图 3.3 示出了 GND 导体宽度有限的 CPW 的各结构尺寸。如果令

$$k_s = \frac{\sinh(\pi c / 2h_s)}{\sinh(\pi b / 2h_s)} \sqrt{\frac{\sinh^2(\pi b / 2h_s) - \sinh^2(\pi a / 2h_s)}{\sinh^2(\pi c / 2h_s) - \sinh^2(\pi a / 2h_s)}} \quad (3.3)$$

$$k_s' = \sqrt{1 - k_s^2}$$

则 CPW 的等效介电常数可以表示为

$$\varepsilon_{\text{eff}} = 1 + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k) K(k_s')}{K(k') K(k_s)} \quad (3.4)$$

式中, K 为第一类的完全椭圆积分, $k = \frac{c}{b} \sqrt{\frac{b^2 - a^2}{c^2 - a^2}}$, $k' = \sqrt{1 - k^2}$ 。获得 ε_{eff} 后, 可求出不考虑衬底背面的导体平面时在 CPW 上传导的电磁波的相速度 v_p 、CPW 的特性阻抗 Z_{CPW} 及其 (单位长度的) 分布电容 C_{CPW} 和电感 L_{CPW} (令真空光速为 c_{light}):

$$v_p = \frac{c_{\text{light}}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.5)$$

$$Z_{\text{CPW}} = \frac{1}{C_{\text{CPW}} v_p} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad (3.6)$$

$$C_{\text{CPW}} = \sqrt{\frac{\varepsilon_{\text{eff}}}{c_{\text{light}} Z_{\text{CPW}}}} \quad (3.7)$$

$$L_{\text{CPW}} = C_{\text{CPW}} Z_{\text{CPW}}^2 \quad (3.8)$$

根据上述公式可以获得描述各特性参数与几何尺寸间关系的曲线^[17], 只要根据工艺和片上测试条件 (CPW 探针的中心距离) 确定其中的一个或两个参数, 就可以得到其他的参数。

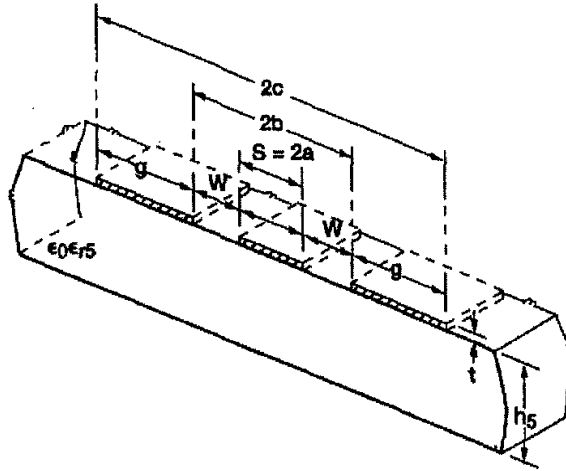


图 3.3 采用有限宽度 GND 导体平面的 CPW^[17]

3. 2. 2 EQV 与 VAR 型 CPW 的设计与特性分析

较宽的导体有助于减少传输损耗, 而且 w 较大, 便于加工。但是, CPW 的总宽度、桥膜锚点间的跨度以及应力对桥膜的影响势必随之增大, 而且会占用较多芯片面积。于是, 我们首先选择了如表 3.1 所示的几何尺寸, 这种 CPW 的 S 导体 (中心导体) 的宽度在 CPW 传输方向上始终不变。下面将这种 CPW 称为 EQV (即等截面 S 导体的意思) 型, 并将相应的单元和移相器称为 PSEQV 型。相应的特性参数的计算值列于表 3.2 中。

表 3.1 EQV 型 CPW 的几何尺寸

S (μm)	100
w (μm)	60
g (μm)	190
衬底 ϵ_r [18]	4.6
h_s	510~520

表 3.2 计算出的 EQV 型 CPW 的特性参数

Z_{CPW} (Ω)	78
ϵ_{eff}	2.798
C_{CPW} (F/m)	7.125×10^{-11}
L_{CPW} (H/m)	4.369×10^{-7}

在测试点处, CPW 的特性阻抗应该为 50Ω , 根据这一要求选定了如表 3.3 所示的尺寸参数。

如果要进一步考虑衬底背面的金属平面对有限地平面 CPW 的特性阻抗的影响, 可以利用全波仿真的方法。我们利用 Ansoft 的有限元软件 HFSS 对其特性阻抗进行了分析, 在 $0 \sim 40\text{GHz}$ 的范围内其特性阻抗在 75.3 到 76.9Ω 之间变化, 略小于上述解析公式计算出的量值。其原因是衬底背面金属平面的存在增加了分布电容的量值, 从而使得特性阻抗有所下降, 但由于衬底厚度较大, 金属面的影响小, 故特性阻抗的下降幅度很小。如果认为衬底厚度为无限大, 则可以利用下式^[17]

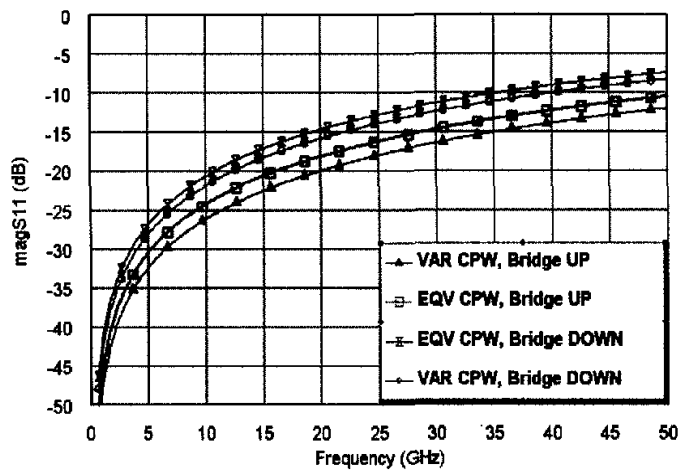
$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \quad (3.9)$$

求出 $\epsilon_{\text{eff}} = 2.8$ 。该数值与根据式 (3.4) 求出的结果很接近。因此在衬底厚度较大时, 式 (3.9) 可以很好的估算出 CPW 的等效介电常数。

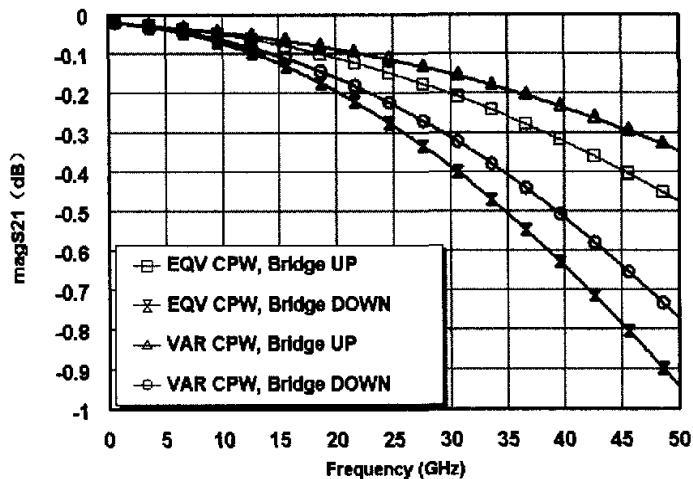
表 3.3 测试点处 CPW 的几何尺寸和计算出的特性参数

S (μm)	100
w (μm)	20
g (μm)	230
衬底 ϵ_r [18]	4.6
h_s	510~520
Z_{CPW} (Ω)	52
ϵ_{eff}	2.797

在第二章分析 NDL 时，总是将桥膜的等效集总电容除以桥膜的间距 p ，即 C_b/p ，来作为等效的分布的桥膜电容值。但是，由于桥膜实际上总是按一定间距、离散地分布在 CPW 之上，因此在 CPW 上有桥膜的部位，其阻抗势必低于 CPW 无桥膜部分的阻抗，这会带来一定的反射（回波）损耗。从整条 NDL 来看，某些频段的反射（回波）损耗和插入损耗必将增加。如果减小有桥膜部位 CPW 的 S 导体的宽度（即提高此处的等效电感），增加此处的阻抗 Z ，就可以减小有桥膜处的反射损耗。有鉴于此，除了设计出 S 导体等宽度的 CPW 外，本论文还提出一种 S 导体变宽度的 CPW，下面将其称为 VAR（即变截面 S 导体的意思），相应的单元和移相器称为 PSVAR。VAR 和 PSVAR 在 0~50GHz 频率范围内的特性将在 3.3 节进行分析。S 导体的宽度不能无限制的减小，否则 CPW 的电阻损耗将有较大的上升。另外，如果缩小 S 导体的宽度，电容的加载效应会减弱，要保证相移量不至于



(a) 回波损耗



(b) 插入损耗

图 3.4 采用 EQV CPW 和 VAR CPW 时，一个移相器单元的回波和插入损耗的比较。（频率 0~50GHz，端口阻抗 76Ω）

下降, 应该将桥膜沿 CPW 纵向 (信号传输方向) 的尺寸加大, 以保证足够的加载电容。

根据所设计的 PSVAR 桥膜尺寸, 在仅考虑桥膜平行板加载电容 (不考虑边缘电场) 的情况下, 对桥膜处于 UP 态和 DOWN 态 (桥膜下降到发生 Pull-in 的高度) 时一个移相器单元分别采用 EQV CPW 和 VAR CPW 时的反射损耗和插入损耗进行了分析。此时 EQV CPW 的参数与表 3.1 给出的相同。VAR CPW 单元的总长 p 仍为 $400\mu\text{m}$, 加载桥膜的等效加载电容为 26.5fF , 单元两端 CPW 中心 S 导体宽度为 $100\mu\text{m}$, 在桥膜下方的宽度缩小为 $70\mu\text{m}$ (参见图 3.12)。两种单元的端口阻抗均为 76Ω 。相应的分析结果如图 3.4 所示, 从中可以看出, VAR 型 CPW 与 EQV 型 CPW 相比, 可以减小每个单元的回波和插入损耗。

提出这种 CPW 的另外一个原因, 主要是考虑在实际工艺中, 有可能将桥膜下表面淀积的电介质改为淀积到衬底上, 而不是象图 3.1 那样淀积在桥膜上。如果将电介质淀积到衬上, 不但可望改善桥膜的应力分布, 减小其变形, 而且可减小桥膜的质量, 并在桥膜上开孔以减小压膜阻尼, 提高其动作的速度。考虑到干法刻蚀对 SiN 材料和玻璃衬底的选择性较差, 在刻蚀 SiN 图形时会让玻璃衬底的表面变得较为粗糙, 影响键合, 玻璃表面生长的电介质必须改用其他材料和工艺。最终选择的材料是溅射而成的 Ta_2O_5 薄膜, 它可以通过剥离工艺得到平面图形 (参见文献[8])。此时 EQV CPW 覆盖介质膜的部分 (对应桥膜的部分), 相应的特性阻抗将大大低于未覆盖部分的 (可参考文献[17]给出的 CPW 由多层电介质覆盖时的相应公式), 因此, 在设计版图时应该采用 VAR 型 CPW。

3. 2. 3 渐变线的设计

分布式移相器的 NDL 部分, 其 CPW 为高阻线; 而实践中, 射频系统和测试仪器的基准阻抗值一般为 50Ω , 因此测试点 (测量参考面) 处 CPW 的阻抗也应该为 50Ω 。目前报道的移相器在 NDL 与 CPW 测试点之间没有过渡^[19-23]。本论文则在两者间添加了渐变线作为过渡。PSEQV 和 PSVAR 的两端都采用相同的渐变线。

渐变线是不同阻抗和结构的传输线间的一种过渡形式, 它的作用主要是阻抗匹配, 属于带通滤波器。对于平面传输线而言, 这种过渡线的精确形状应该根据传输线的结构和两端阻抗的分布通过分析法或者综合法来确定, 具体的形状有指数型等数种^[24]。由于形状特

殊的曲线在平面光刻中难以实现, 本论文采取了分段式的、斜线型的渐变段, 如图 3.5 所示。其中, 渐变段的长度为 $500\mu\text{m}$ 。这一设计方便了光刻掩膜版的加工, 而频率响应特性将与指数曲线型渐变线的响应特性基本相同^[24]。渐变线的长度越长、段数越多, 反射损耗降低的幅度就越大, 但由于传输线被延长, 其损耗也会相应加大, 同时占用较多的芯片面积。

渐变线特性的解析公式的形式较为复杂,

下面在 Microwave Office 软件中将其与其他电

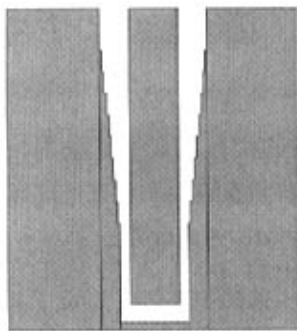


图 3.5 测试点与 NDL 间渐变段的设计

路元件一起建模、进行分析。

3.3 模拟驱动时移相器的电路设计、性能分析及高频电磁仿真

本论文提出了两种分布式移相器的设计，即 PSEQV 和 PSVAR 型。本节和 3.4 节将分别研究当桥膜采用模拟和数字驱动时移相器的电路特性，3.5 节则讨论两种移相器的机械特性。

与目前已成为主流的数字式调相比，模拟式调相仍然具有分辨率不受限制、需要的控制线数量少等优点^[25,26]，因此模拟式移相器可望用于仪器测量、信号调制^[27]、小型的相控阵天线以及数字移相器的修调中。

3.3.1 PSEQV 型移相器的电路设计与分析

所设计的 PSEQV 结构单元的平面尺寸如图 3.6 所示。单元相应的电路模型如图 3.7 所示。

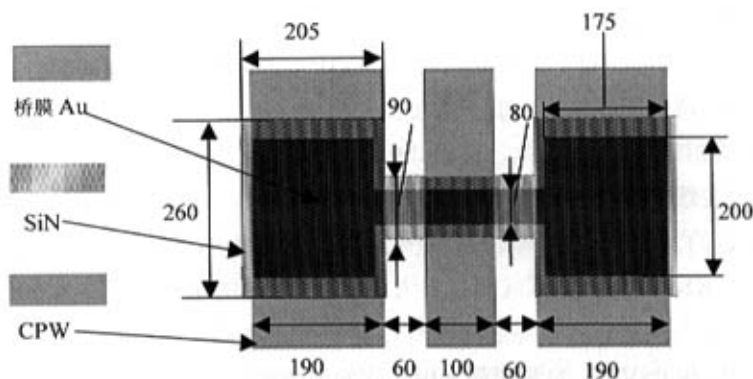


图 3.6 PSEQV 单元的设计版图 (尺寸单位 μm)

从图 3.7 可以看出，NDL 上每个单元（桥膜）的总的等效加载电容为

$$C_b = \frac{2C_c C_s}{C_c + 2C_s} \quad (3.10)$$

下面对桥膜处于 UP 态和 DOWN 态时移相器的电路性能进行分析，以确定其最大移相范围。这里 UP 态对应移相器桥膜未施加驱动电压时的状态，DOWN 态对应桥膜发生 Pull-in 时的状态。模拟驱动时，桥膜加载电容值和相移量在这两个状态间连续变化。对应 UP 和 DOWN 态的电容值分别在下标上添加“u”和“d”作为区别。

根据上述参数，利用平行板电容公式可以近似求出相关的各参数，如表 3.4 所示。桥膜 Au 层与 CPW 间平行板电容的计算公式为

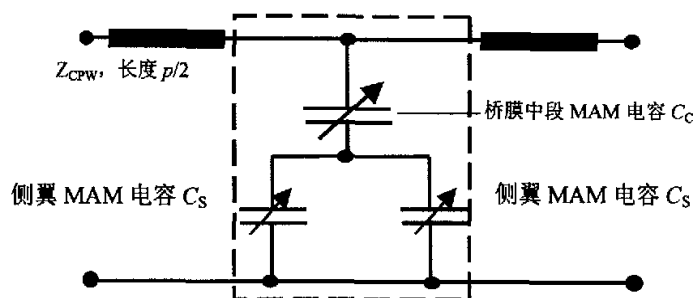


图 3.7 模拟驱动时加载结构（虚线框中电路）的等效电路模型。 C_c 代表桥膜中段 Au 层与 CPW S 导体间的金属—空气—金属（MAM）电容， C_s 代表一个侧翼的 Au 层与其下方 CPW GND 间的金属—空气—金属（MAM）电容。

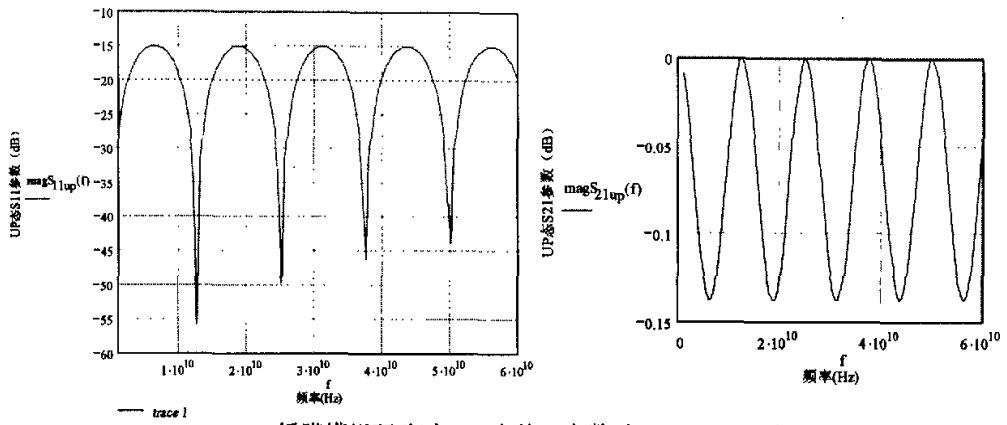
$$C_{\text{Parallel}} = \frac{\epsilon_0 S}{g + \frac{t_{\text{SiN}}}{\epsilon_{r\text{SiN}}}} \quad (3.11)$$

式中， g 是 SiN 下表面与 CPW 间的间距，即桥膜高度， t_{SiN} 和 $\epsilon_{r\text{SiN}}$ 分别是 SiN 的厚度以及介电常数， S 是桥膜 Au 层的侧翼或中段与 CPW 的相对面积。由于在模拟驱动时， $t_{\text{SiN}}/\epsilon_{r\text{SiN}}$ 一般远小于 g ，因此它们对 UP 和 DOWN 态电容比的影响很小。

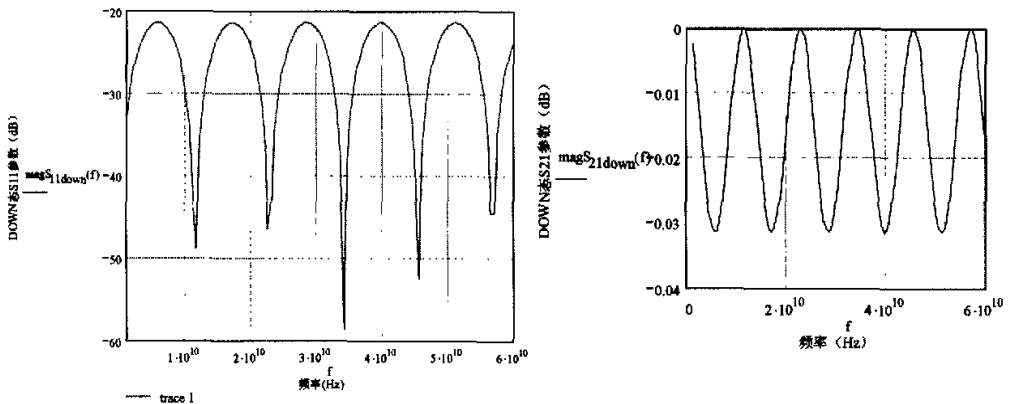
由于侧翼电容 $C_s \gg$ 中段电容 C_c ，从式 (3.10) 可知，总的加载电容 C_b 将近似等

表 3.4 利用解析方法和平行板近似求出的 PSEQV 单元的等效电路参数

UP 状态	UP (初始) 桥膜高度 $g_0(\mu\text{m})$	2
	C_{cu} (fF)	20.4
	C_{su} (fF)	152.9
	C_{bu} (fF)	20.31
	NDL 阻抗 $Z_{bu}(\Omega)$	59.79
	Bragg 频率 $f_{\text{Braggu}}(\text{GHz})$	108.9
DOWN 状态	DOWN (Pull-in) 桥膜高度 $g_{\text{PI}}(\mu\text{m})$	1.33
	C_{cd} (fF)	32.6
	C_{sd} (fF)	229.4
	C_{bd} (fF)	30.45
	NDL 阻抗 $Z_{bd}(\Omega)$	54.45
	Bragg 频率 $f_{\text{Braggd}}(\text{GHz})$	99.17
C_{bd}/C_{bu}	1.499	



(a) 桥膜模拟驱动时 UP 态的 S 参数(左: magS_{11} , 右: magS_{21})



(b) 桥膜模拟驱动时 DOWN 态的 S 参数(左: magS_{11} , 右: magS_{21})

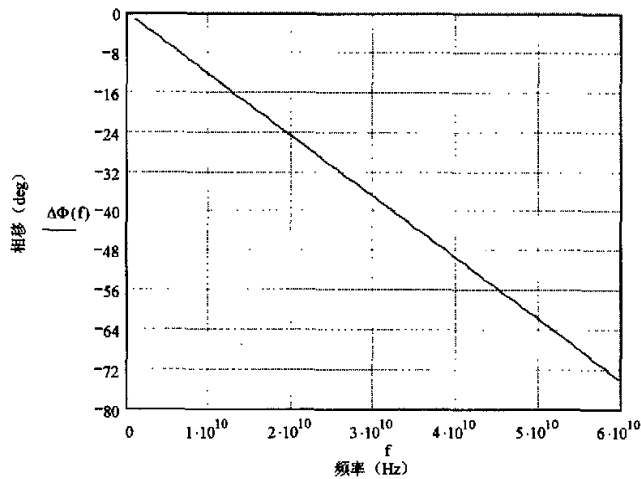


图 3.8 利用基于“合成传输线”概念的电路模型和平行板电容近似求出的、桥膜模拟驱动时 UP 和 DOWN 态的 S 参数及相移。

于中段到 S 导体的电容。由于桥膜中有较大的内应力存在，桥膜很难象图 3.1 中那样保持平坦的状态，其侧翼会有一定的变形。不过由于蝶形结构的对称性，中段将保持水平而且弯曲的幅度很小（工艺流片的结果证实了这一点）。因此，只要能测量出桥膜中段的高度，就可以大致预测出器件此时时的性能。

根据 2.2.1 节给出的、将移相器视为“合成传输线”而得到的电路模型（参见图 2.6），可以求出归一化的 $abcd$ 矩阵和 S 参数矩阵。利用 MathcadTM，则可计算出具体的数值，其 S 参数的计算值如图 3.8 所示。利用该模型进行分析的结果显示，NDL 的相移与频率成正比，在 10、20GHz、35GHz 和 40GHz 时的相移分别为 12.5° 、 26° 、 43.4° 和 49° 。其回波损耗在 UP 和 DOWN 态均小于 -15dB 。该模型的不足之处在于：只能分析远低于 Bragg 频率下的工作特性；不能很好地反映器件的导体损耗；没有考虑渐变段的影响。如果要考虑渐变段的影响，其形式将较为复杂^[24]。

为了更精确的预测移相器的特性，下面以 Microwave Office^{TM[28]} 软件为分析手段对其相移特性进行分析。首先利用有限元软件 Maxwell 3D^{TM[29]} 对中段与侧翼电容进行 3D 静电场分析，以计及整个中段对 CPW S 导体的电容以及边缘电场的影响。分析所用的 3D 模型如图 3.9 所示，分析结果列于表 3.5 中。由于边缘电场的存在，DOWN 态与 UP 态桥膜加载电容之比有所减小（参见表 3.4）。

在 Microwave Office 中建立的电路模型如 3.10 所示。在该模型中将表 3.5 中的数据代入，即可进行分析。分析的结果示于图 3.11 中。由于软件功能上的限制，显示的相移是绝对值。从图中的分析结果可以看出，移相器在低频段（0~10GHz）的 UP 和 DOWN 回波损耗（ $<-20\text{dB}$ ）均低于图 3.8 所给出的结果，说明渐变线可以起到降低回波损耗的作用。从 20GHz 开始，最大的回波损耗大于图 3.8 给出的结果，这说明，由于渐变线只具有带

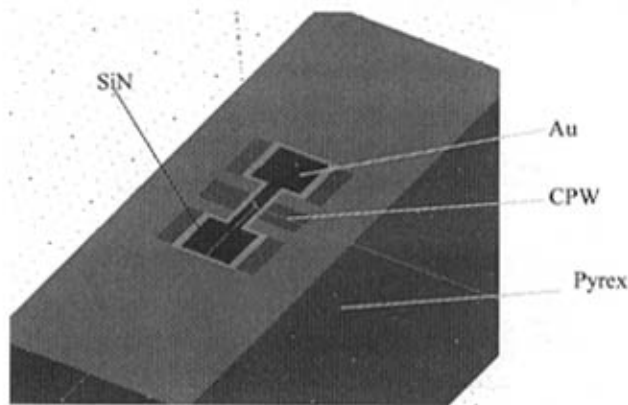


图 3.9 Maxwell 3D 中所建立的 PSEQV 3D 实体模型（空气部分未示出）

表 3.5 利用有限元方法求出的 PSEQV 单元的等效电路参数

UP 状态	UP (初始) 桥膜高度 $g_0(\mu\text{m})$	2
	C_{cu} (fF)	31.84
	C_{su} (fF)	166.3
	C_{bu} (fF)	29.01
	NDL 阻抗 $Z_{bu}(\Omega)$	55.101
	Bragg 频率 $f_{\text{Bragg}}(\text{GHz})$	100.4
DOWN 状态	DOWN (Pull-in) 桥膜高度 $g_{\text{PI}}(\mu\text{m})$	1.33
	C_{cd} (fF)	44.14
	C_{sd} (fF)	243.95
	C_{bd} (fF)	40.48
	NDL 阻抗 $Z_{bd}(\Omega)$	50.334
	Bragg 频率 $f_{\text{Bragg}}(\text{GHz})$	91.68
C_{bd}/C_{bu}		1.395

通特性^[24]，其对射频性能的改善作用不能覆盖所有的频带。移相器在 UP 和 DOWN 态的插入损耗在 0~30GHz 范围内均小于 -1dB，在 30~50GHz 范围内出现波动，最大插损为 -1.95dB。相移范围在 10GHz、20GHz、35GHz 时分别为 13.91°、28.137°、45.747°。将该结果与前面的利用“合成传输线”模型和平行板解析公式预测的结果进行对比，发现“合成传输线”模型的误差在 10%以内，因此可以利用“合成传输线”模型和平行板电容近似对相移量及其他高频参数进行快速估算。

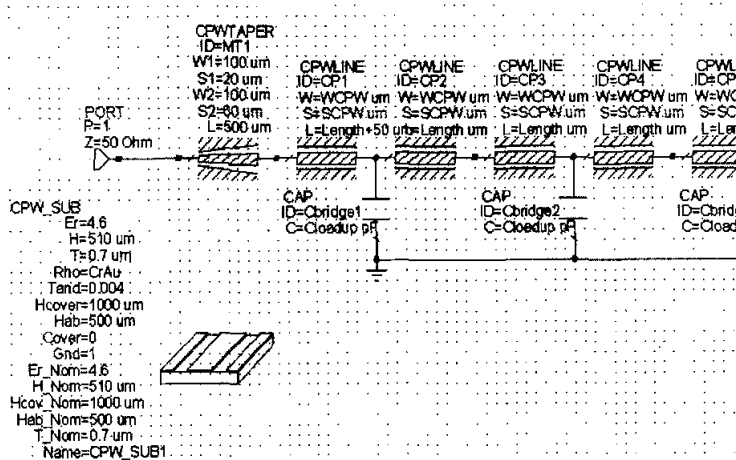


图 3.10 在 Microwave Office 中建立的 PSEQV 移相器电路模型（限于篇幅，只示出端口 1 附近的电路）。

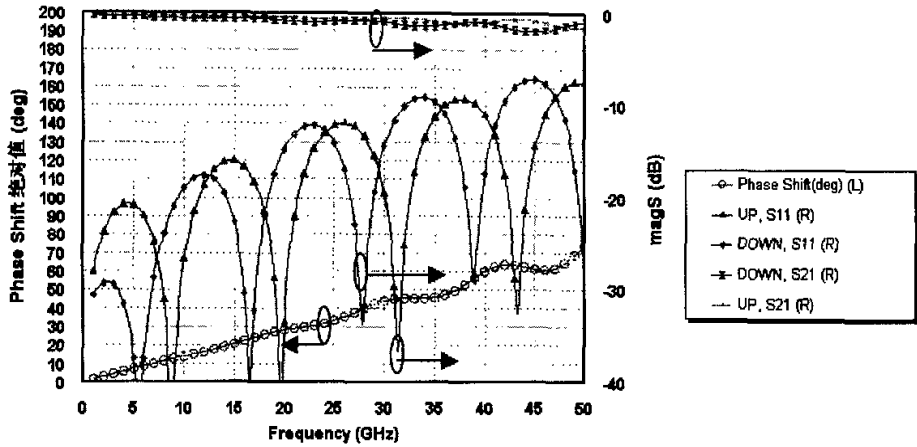


图 3.11 利用 Microwave Office 对 PSEQV 型移相器设计进行分析的结果（模拟驱动）。图中的相移是绝对值。

3.3.2 PSVAR 型移相器的电路设计与分析

PSVAR 移相器单元及其 CPW 的尺寸设计如图 3.12 所示，其桥膜纵向（CPW 信号传输方向）的尺寸要大于 PSEQV 的，而横向尺寸则与 PSEQV 基本一致。由于一个单元内部的 CPW S 导体的宽度会发生变化，在解析求解时应该按不同宽度划分为多段来求解，整个推导过程将十分复杂。这里通过 Microwave Office 来进行分析。相应的模型和分析结果示于图 3.13 和图 3.14 中。模型中的加载电容值利用 Maxwell 3D 求出，并列于表 3.6 中。

表 3.6 利用有限元方法求出的 PSVAR 单元的等效电路参数

UP 状态	UP (初始) 桥膜高度 $g_0(\mu\text{m})$	2
	C_{cu} (fF)	37.113
	C_{su} (fF)	230.4
	C_{bu} (fF)	34.35
DOWN 状态	DOWN (Pull-in) 桥膜高度 $g_{pi}(\mu\text{m})$	1.33
	C_{cd} (fF)	51.02
	C_{sd} (fF)	338.75
	C_{bd} (fF)	47.45
C_{bd}/C_{bu}	1.381	

从图 3.14 可以看出，PSVAR 移相器在 UP 和 DOWN 态的插入损耗和回波损耗均随频率的增加而上升。插入损耗在 0~30GHz 范围内小于 -1dB，在 30~50GHz 范围内出现波动，最大插损为 -1.70dB。UP 和 DOWN 态的回波损耗在 0~10GHz 范围内小于 -17dB，在 10~20GHz 范围内小于 -14dB，在 20~30GHz 范围内的最大回波损耗为 -10dB，在

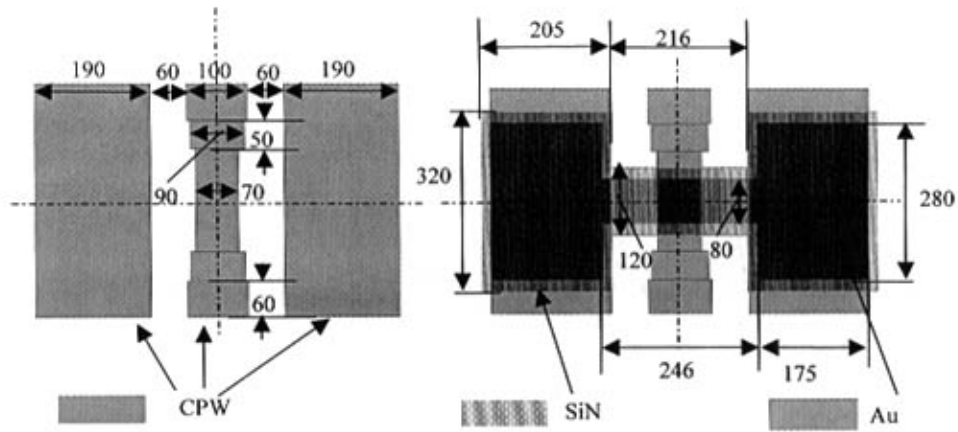


图 3.12 PSVAR 单元的设计版图。左：VAR CPW。右：Au 层和 SiN 层的尺寸
(尺寸单位： μm)

35GHz 以上,最大的回波损耗上升到 -7dB 。相移在 10GHz、20GHz、35GHz 时分别为 15.507° 、 31.017° 、 59.942° 。

图 3.15 示出了移相器的加载电容采用表 3.6 中数据,CPW 分别采用 EQV 和 VAR CPW 时 UP 和 DOWN 状态的特性分析结果。从图中可以看出采用在 $0\sim 20\text{GHz}$ 范围内,PSVAR 的回波损耗的最大值大于 PSEQV 的。但是从 20GHz 开始,PSVAR 的最大回波损耗均小于 PSEQV 的。在 20GHz 以下。两者的插入损耗和相移相差很小;在 20GHz 以上,PSVAR 的相移大于 PSEQV 的,而最大插损略小于 PSEQV 的。虽然 PSVAR 与 PSEQV 相比,在较高的频段的性能得以提高,但是 Bragg 频率会有所下降(见图 3.16),而且其设计时涉及的参数较多,这些是它的不足。在下一步工作中,还应该对其参数的取值范围进行探索,摸清各参数对性能的影响以及该结构的适用范围。

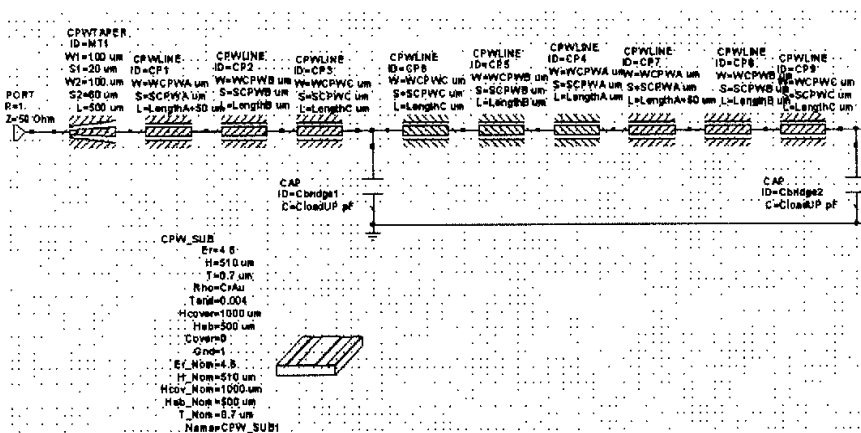


图 3.13 在 Microwave Office 中建立的 PSVAR 移相器电路模型(限于篇幅,只示出端口 1 附近的电路)。

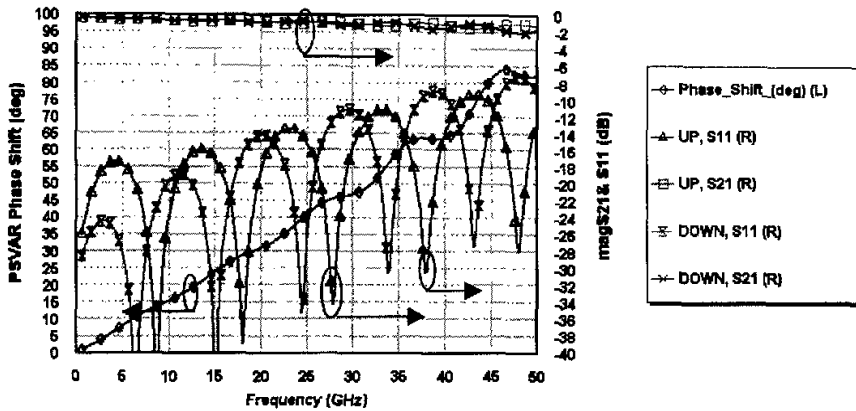


图 3.14 以 Microwave Office 对 PSVAR 型移相器进行分析的结果 (模拟驱动)。图中的相移是绝对值。

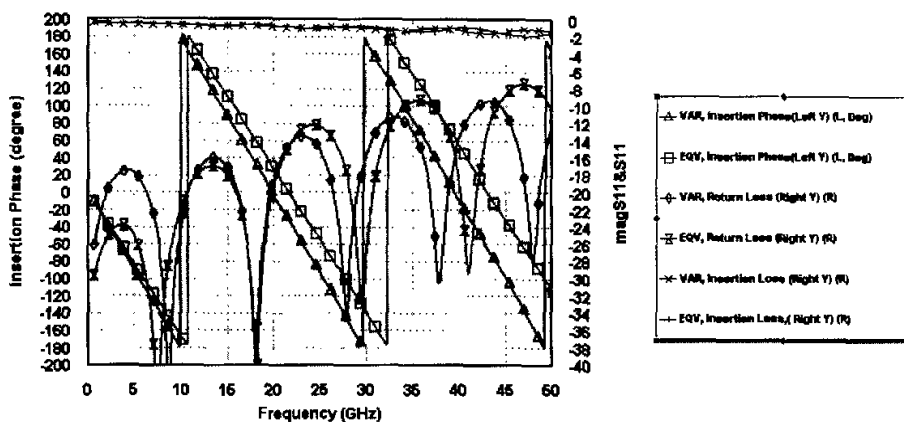
3.3.3 移相器的高频结构电磁仿真

前面的分析中采用的方法属于基于集总参数网络的电路模型分析方法, 射频电路的电磁场用集总的元件或者网络代表, 并通过电路网络理论进行分析, 集总元件的参数是通过准静态方法获得的。但在实际电路中, 电磁场是分布于整个电路及其周围空间的。电路单元间的耦合、导线、封装的 3D 结构形式对电路的性能都有着重要的影响^[30]。

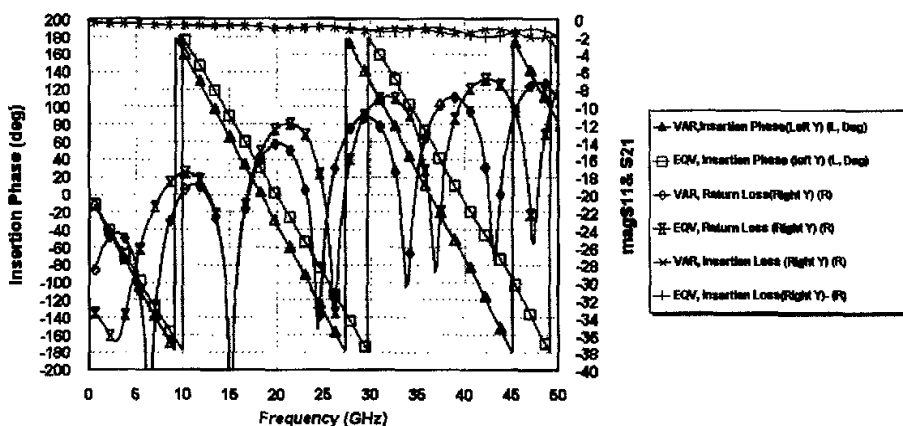
在高频电磁场中, 器件几何结构、频率和电流分布对电容、电感和电阻损耗有着重要的影响, 用准静态的方法往往无法计及这些影响。另外, RF MEMS 器件的 3D 结构较为复杂, 其中的开关、可变电容等绝大多数器件采用可动的机械结构, 其内部的电磁场的边界也会随结构的运动而发生改变。因此, 要准确反映 RF MEMS 器件的性能, 就应该对其电磁场分布进行全 3D 的分析。可用于这类求解的方法和相应的工具软件实例包括^[30]: (a) 有限元 (3D 任意形状电磁场): Ansys、Ansoft HFSS、Agilent HFSS 5.6; (b) 矩量法 (2.5D): Applied Wave Research 的 EMSight, Agilent ADS 中的 Momentum 模块、Ansoft 的 Ensemble 等; (c) 时域有限差分方法 (FDTD): Computer Simulation Technology 的 Microwave Studio;

(d) 传输线矩阵方法: Faustus Scientific 的 MEFiSTo-3D Pro。在调研中我们发现, 到目前为止, 尚未有关于利用高频结构电磁仿真 (High Frequency Structure Simulation) 方法对微机械分布式移相器进行分析的报道。本论文对此进行了探索。所用的工具是 Ansoft HFSS, 之所以采用这种 3D 有限元仿真工具而没有采用 Microwave Office 中的 Emsight 或者 Ansoft Ensemble 等矩量法软件, 是因为桥膜有较为复杂的 3D 形状, 而矩量法主要是一种 2.5 维的分析手段, 很难对 3D 模型进行精确的分析。不过, 采用 3D 有限元分析时, 计算时间较长, 占用的计算资源也很多。下面对相应的仿真情况进行讨论。

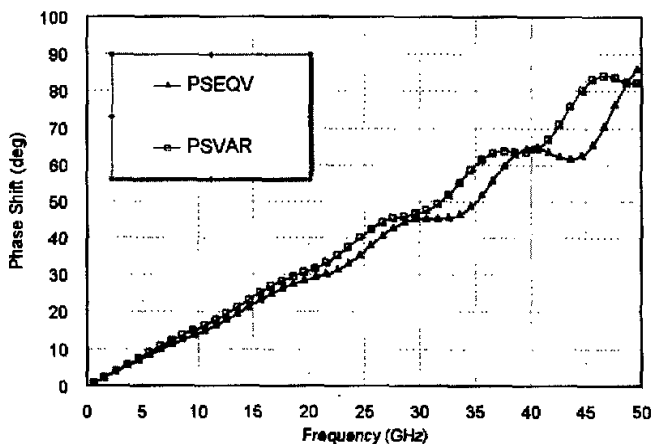
在探索的初期, 曾建立了如图 3.17 所示的两种模型。在仿真中, 这些模型出现了较大的误差。模型 (a) 的问题在于 CPW 的 GND 导体与边界是分离的, 无法利用边界的导电性 (在电磁场有限元分析中边界通常被设为完美的金属面) 来保证 CPW GND 的等电位,



(a) 单元桥膜 UP 态的分析结果



(b) 单元桥膜 DOWN 态的分析结果



(c) 相移特性的比较

图 3.15 加载电容相同, 分别采用 EQV 和 VAR CPW 时移相器特性的分析结果。

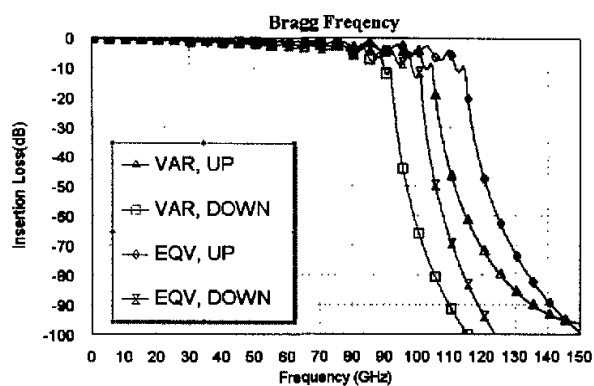


图 3.16 采用 VAR 和 EQV CPW 时的 Bragg 频率分析结果。

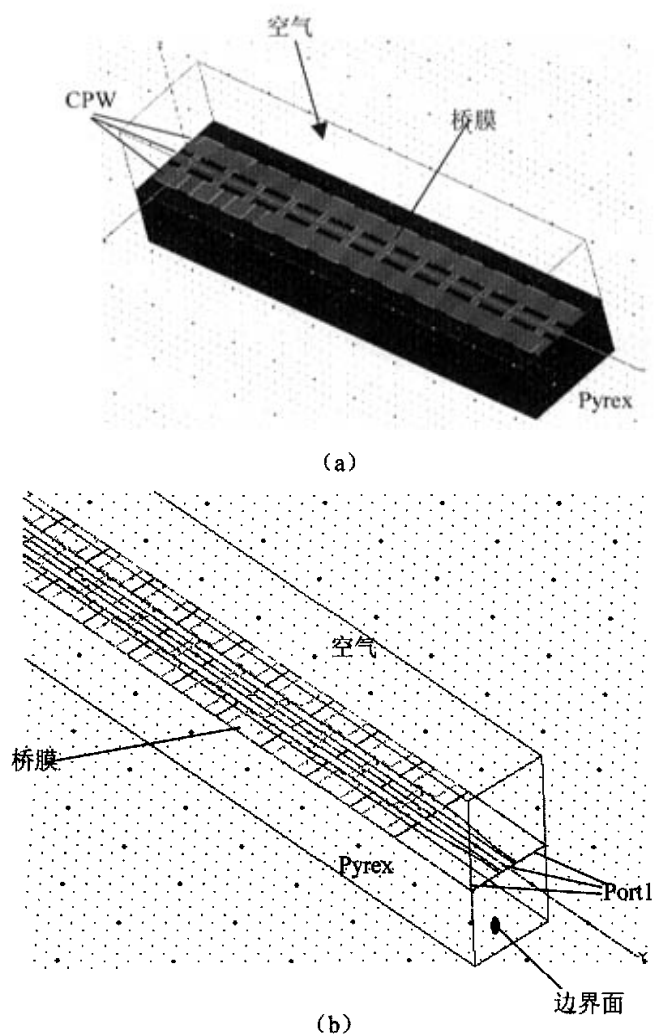


图 3.17 误差较大的有限元模型

其边缘端口的阻抗计算值为 64Ω ，前面通过 2D 静态法求出的阻抗为 76Ω ；CPW 的 3 个导体除了传输 CPW 模态外，还会传输微带模态。模型 (b) 与微机械开关分析中常见的模型类似，在该模型中，CPW 的 GND 导体延伸到边界处，而且采用边缘端口 (edge port)。但这一做法虽然能保证两个 GND 在边界处为等电位，但是由于边界为金属面，其 CPW 上传输的电磁场的相位和幅值势必受到边界的影响。利用该模型求解时，相位的计算值在 20GHz 以下的变化明显快于 Microwave Office 的计算值，与测试值也有较大偏差。

经过探索，提出了如图 3.18 所示的模型。该模型的端口采用了集总的间隙源 (lumped gap source) 端口，并添加了校准线 (calibration line)。该模型可以将渐变段包括在内，而且保证了端口阻抗为标准的 50Ω ，与测试时的实际条件保持一致。模型四周和上边界可以采用辐射边界条件，下表面为金属边界，从而能更好的反映器件的实际情况。

图 3.19 示出所建模型的场分布，可以看出，场的分布是对称的，对称面为通过 CPW S 导体轴线的、垂直于衬底的平面。这说明模型中的传输模是 CPW 模。

图 3.20 示出了 PSEQV 移相器模拟驱动时的高频有限元仿真结果以及利用电路模型进行仿真的结果。有限元的仿真频率为 3~21GHz (这个频率范围是目前测试时的频率范围)，步进为 1GHz，计算耗费的 CPU 时间为 4:15:31。从图中可以看出，两者的 S 参数的仿真结果比较接近。电路模型得到的相移在 10GHz、15GHz、20GHz 时分别为 -13.91° 、 -20.605° 、 -28.137° ，有限元模型得到的相移则分别为 -19.5° 、 -21.88° 和 -25.78° 。两种分析方法所得结果存在少量差异的原因很可能是：在较高频率下桥膜电感效应增强，有限元模型能考虑到桥膜电感影响而电路模型不能计及这一影响。

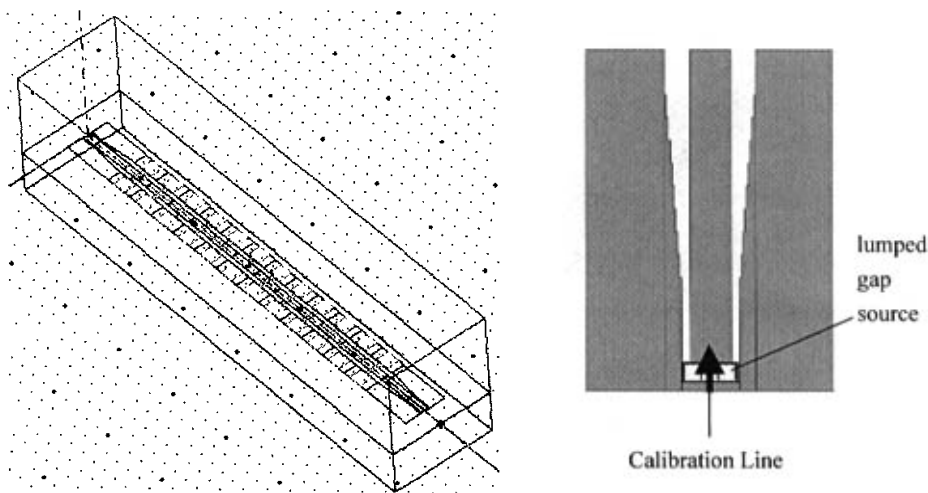
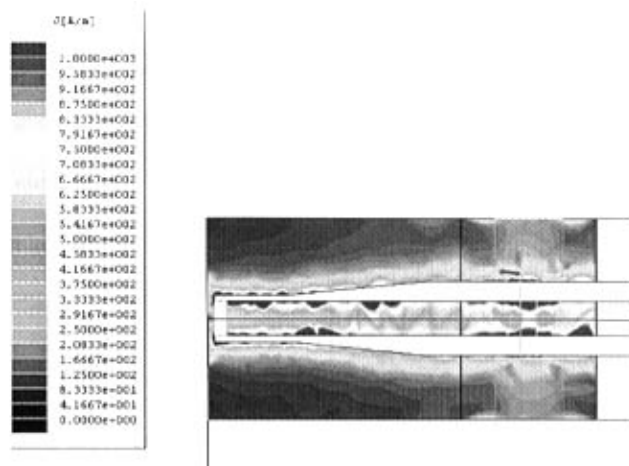
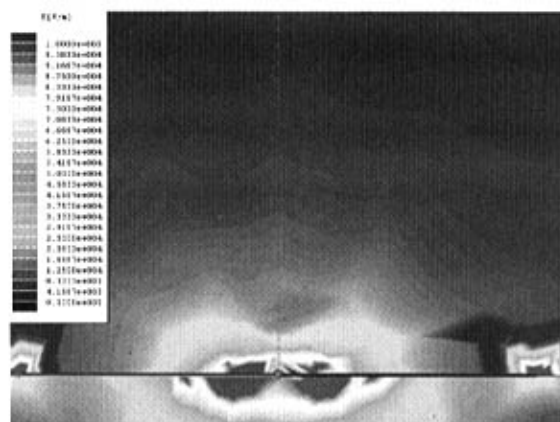


图 3.18 最终采用的高频有限元仿真模型。其端口采用了集总的间隙源形式 (lumped gap source)。



(a) CPW 及端口处的电流密度分布

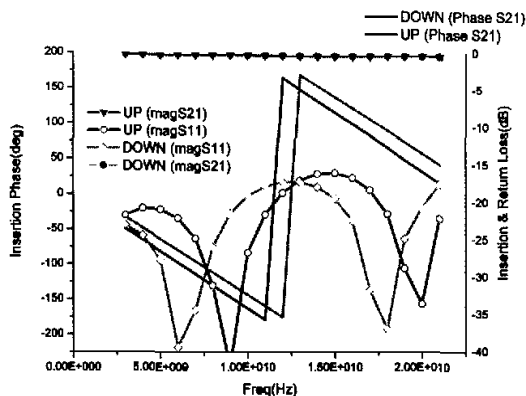


(b) 空气和 Pyrex 中的电场强度分布 (垂直于 CPW 轴线的截面)

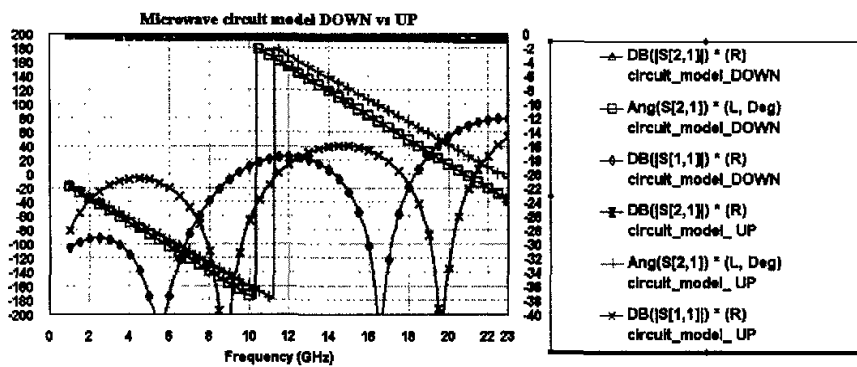
图 3.19 高频有限元仿真得到的 CPW 上的电流密度分布、空气与 Pyrex 玻璃衬底中的电场分布。

图 3.21 示出了 PSVAR 模拟驱动时的高频有限元仿真结果。在 $0 \sim 10\text{GHz}$ 内其结果与电路模型分析得到的结果 (参见图 3.15) 很接近。在 15GHz 以上, 两种结果间开始出现较小的差异。高频有限元仿真在 10GHz 、 15GHz 和 20GHz 频率点计算出的相移为 -14.613° 、 -20.97° 、 -27.25° , 而电路模型分析得到的结果为 -15.507° 、 -24.012° 、 -31.017° 。两种结果存在少量差异的原因很可能是: 在较高频率下桥膜的电感效应增强, 有限元实体模型能考虑到桥膜电感影响而电路模型不能计及这一因素的影响。

电路模型只涉及集总元件的计算, 速度较快, 但是不能考虑电感、趋肤效应等与频率和电流分布密切相关的效应以及结构间的相互耦合。在 RF MEMS 的研究中, 新器件结构的电感往往难以在器件设计之初通过集总模型准确的估计出, 一般是通过测试结果的拟合得到。但利用 3D 仿真软件可以对开关桥膜的电感进行估计^[1]。高频结构仿真虽然可以计



(a) 利用 HFSS 进行高频有限元仿真的结果



(b) 电路模型分析的结果

图 3.20 PSEQV 的高频有限元仿真结果和电路模型分析结果

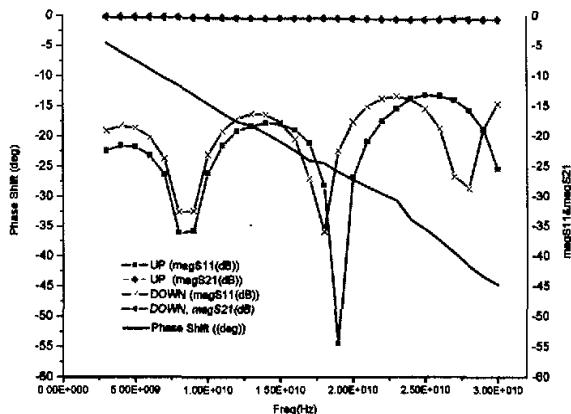


图 3.21 PSVAR 的高频有限元仿真结果

及高频时的电感、趋肤效应以及各结构间的耦合，但耗时长，一般主要用于设计的校核。在进行多位分布式移相器的分析时，为了减小每个模型的规模以及计算量，可以将其分为若干段，先求解各段的 ABCD 矩阵，然后将各段的 ABCD 矩阵相乘，得到移相器总的 ABCD

并转换为 S 矩阵, 这样既保证了分析精度, 又可以节约计算时间。

3.4 移相器的数字驱动及其高频电磁仿真

在器件的流水过程中, 发现释放悬空后的 PSEQV 和 PSVAR 桥膜出现了较大的变形。利用 Olympus STM6 光学测量显微镜进行的测量表明, 变形后的形状如图 3.22 (a) 所示 (示意图, SolidWorks™ 绘制), 数据见第六章。

造成这种变形的最主要原因是桥膜中厚度最大的 P+ 硅层存在较大的应力梯度; 而应力梯度的根源是该层中 B 掺杂浓度随着扩散的深度的增加而下降^[31]。另外, 多层复合薄膜间的内应力的不同, 也形成了一定的弯矩, 使得桥膜隆起。桥膜的侧翼在应力梯度作用下变成了近似的扁柱壳面, 其轴线与衬底平面成一个很小的角度。桥膜与挠性弹簧梁相接处距衬底的高度在 $1.5\mu\text{m}\sim 2.5\mu\text{m}$ 之间; 桥膜中段整体距衬底的高度可达 $10\mu\text{m}$, 但较为平坦, 其距衬底表面的高度差基本在 $1\mu\text{m}$ 以内。此时桥膜的等效加载电容远远小于桥膜平坦、下表面初始高度为 $2\mu\text{m}$ 时的情形。

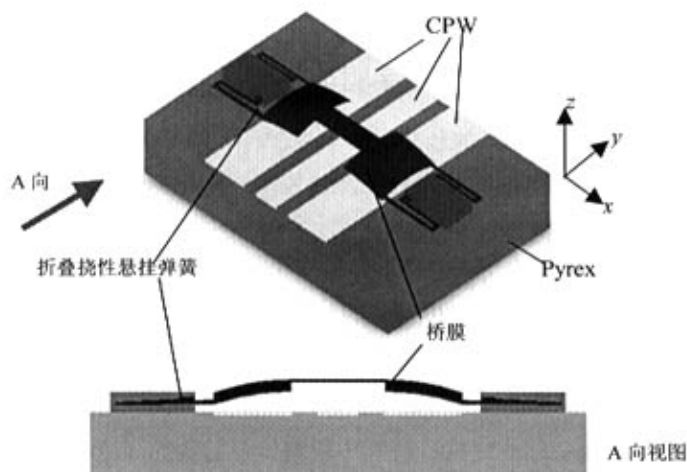
在施加驱动电压 V_{drive} 后, 桥膜与 CPW 的 3 个导体 (固定为 DC GND) 间形成静电场。桥膜在静电力吸引下向下运动; 同时, 在弹簧的横向拉伸下, 整个桥膜在 x 方向的弯曲变形变小。当驱动电压 $V_{\text{drive}} > V_{\text{th1}}$ 时, 桥膜侧翼的外边缘与衬底接触, 这时可以认为发生了第一次 Pull-in [见图 3.22 (b)]。当驱动电压进一步增加、而大于某一电压值 V_{th2} 时, 桥膜的中段被吸下, 与 CPW 的 S 导体接触, 这可以被认为是第二次 Pull-in [参见图 3.22(c)]; 同时, 由于侧翼呈刚度较大的扁壳, 其所受的最大静电力分布在其边缘与 CPW GND 接触的部位, 因此其形状随驱动电压的增加只发生很小的变形, 其 Au 层与 CPW 的 GND 间的电容可被视为一个量值随驱动电压增加而基本不变的 MAM (金属—空气—金属) 电容。

桥膜的等效电路仍可以用图 3.7 来表示。未施加偏置电压时, 桥膜中段与 CPW S 导体间的电容 C_{cu} 远小于侧翼与 GND 导体间的电容 C_{su} (由平面几何尺寸保证)。因此桥膜的等效加载电容 C_{bu} 由 C_{cu} 决定。发生第一次 Pull-in 后, 桥膜侧翼与 GND 间的 MAM 电容达到其最大值 C_{sd} (此后该电容值由于侧翼变形很小而几乎不变)。当桥膜中段接触 CPW 中心导体时 (第二次 Pull-in), 中段与 S 导体的电容 C_{cd} 与第二次 pull-in 前相比大大增加, 变比的大小可以利用电容开关的 DOWN/UP 电容比公式求出, 采用 SiN 时, 这一变比一般在 40:1 以上; 此时, 由于 $C_{\text{cd}} \gg 2C_{\text{sd}}$, 因此桥膜的等效加载电容 $C_{\text{bd}} \approx 2C_{\text{sd}}$ 。

从上述分析可以看出, 移相器可以利用第一次 Pull-in 后桥膜侧翼与 CPW GND 间的 MAM 电容来实现数字式移相, 此时桥膜的 UP 态和 DOWN 态分别对应未加偏置电压和桥膜中段吸合 (第二次 Pull-in) 的状态。这种移相方式与 2.2.3 节讨论过的数字式移相类似。

由于桥膜的变形较大, 桥膜中段与侧翼部分的静电场间有较强的相互影响, 用静态有限元仿真得到的集总参数电容不能很好的反映桥膜加载电容的变化情况。因此, 下面对这种移相方式的分析将采用高频有限元仿真手段来完成。

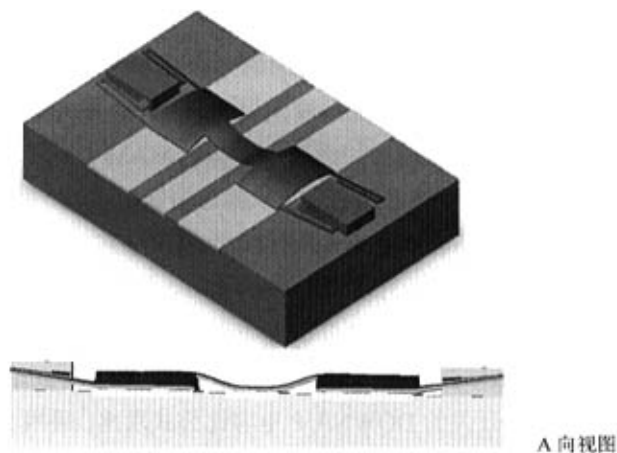
根据桥膜变形建立的仿真模型如图 3.23 所示。PSEQV 移相器加偏置电压前后的 S 参数仿真值和测量值如图 3.24 所示。从中可以看出, 仿真结果的插入相位 (insertion phase, 即



(a) 未加偏压时的桥膜形变



(b) 施加偏压后桥膜的第一次 Pull-in



(c) 桥膜中段的 Pull-in (桥膜的第二次 Pull-in)

图 3.22 桥膜的数字驱动过程

“Phase S21”)与测试结果符合得较好。在 S_{11} 参数的变化趋势方面,仿真结果与测试结果也符合得较好,但测试值要高于仿真的结果,这主要是测试时 SOLT 校准会引入一定的误差,另外模型所用的材料和几何参数与器件的实际参数存在一定的偏差。 $|S_{21}|$ 参数的仿真值偏小,这主要是因为: (a) 在仿真中将 Au 层的电阻率取为理想条件下的量值,而没有计及工艺中 Au 层电阻率的升高; (b) 软件的缺省设置为不对金属层内部求解,因此仿

真过程没有很好地考虑到金属层内部电流分布以及相应的电阻损耗。如果考虑到 Cr/Au 互扩散引起的电阻率的升高而且强制软件对金属层内部求解,则可以较好的反映出插入损耗的实际情况(见第六章图 6.21)。

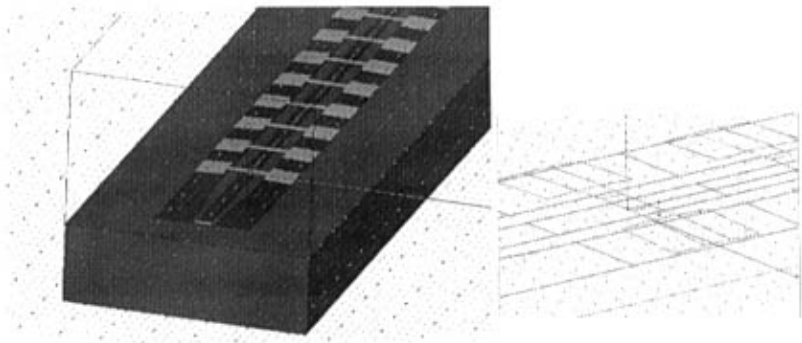


图 3.23 数字式驱动时的移相器高频有限元实体模型

3. 5 微机械桥膜结构的机械特性与驱动特性分析

在射频设计的基础上,提出了如图 3.25 所示的桥膜平面结构,其具体尺寸如表 3.7 所示,其面积略大于 Au 层的。

表 3.7 移相器桥膜的平面和厚度尺寸(单位 μm)

PSEQV	L_c	90
	W_c	216
	L_s	260
	W_s	205
PSVAR	L_c	120
	W_c	216
	L_s	320
	W_s	205
挠性折叠梁	L_a	260
	L_b	180
	t_{CD}	5
	t_y	15
	t_z (z 向厚度)	2
桥膜迭层结构厚度	t_{Si}	2
	t_{SiO_2}	0.2
	t_{Au}	0.6
	t_{SiN}	0.2

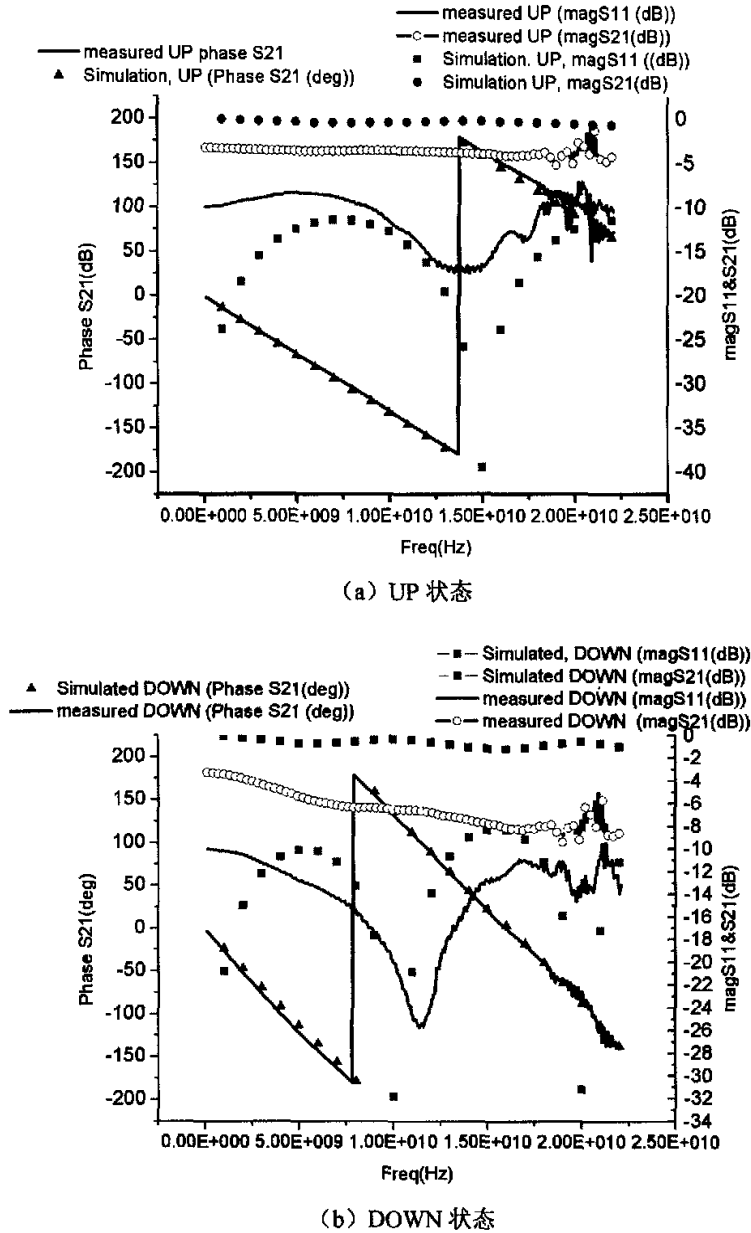


图 3.24 PSEQV 数字驱动时的仿真结果与测试结果的对比

3. 5. 1 挠性悬挂弹簧的分析

对复合的桥膜结构, 利用文献[32]推荐的、基于经典迭层理论的复合材料仿真软件 Laminator 进行了分析。结果表明, 其等效的 Young's 模量为 164GHz, 与 Si 材料的这一参数相近。因此, 相对于挠性弹簧部分, 复合桥膜可以被视为刚性板。

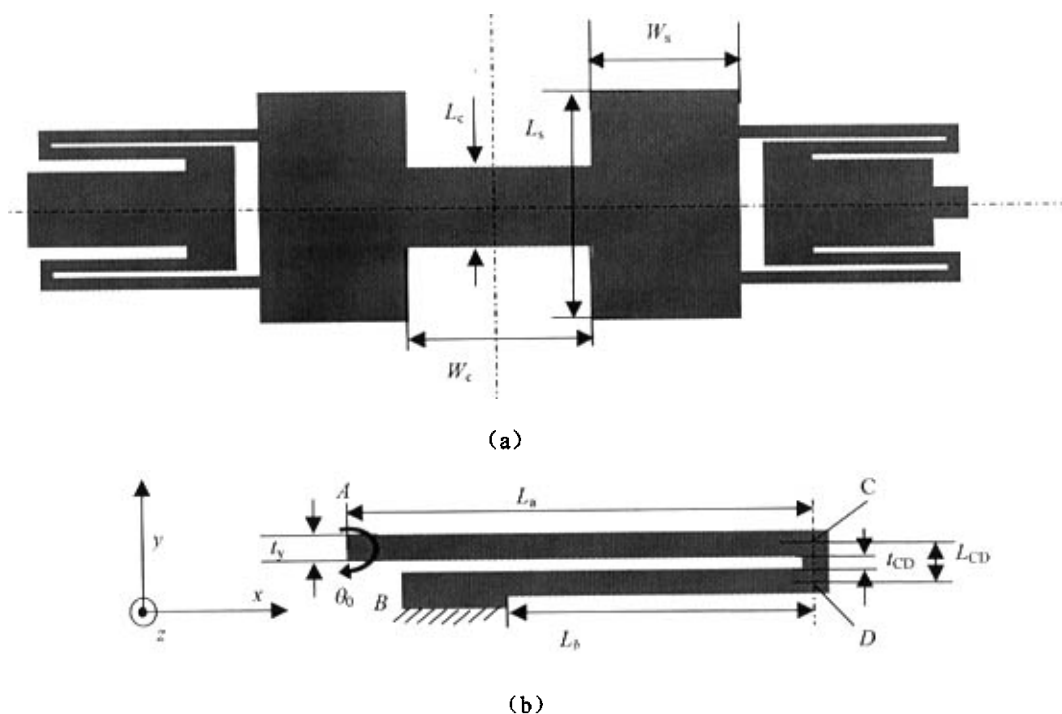


图 3.25 移相器桥膜及其挠性悬挂弹簧的尺寸

两种移相器桥膜采用相同的折叠挠性悬挂弹簧结构，其几何尺寸及边界条件如图 3.25 所示，其中弹簧 CD 段长度远小于 AC 和 BD 的。采用折叠悬挂弹簧有助于释放在 x 方向的内应力，减小应力引入的等效刚度和变形。由于桥膜结构的对称性，桥膜运动时，桥膜与弹簧连接点 A 处绕 x 、 y 、 z 轴向的转角 θ_0 以及在 x 方向上的位移 δ_x 为 0（即 Guided-end 边界条件）。

在分析中如果将 AC、CD 和 BD 段视为矩形截面的梁，而且认为弹簧为线性的，则可利用 Castigliano 第二定理推导挠性弹簧的弹簧常数，这也是许多文献所采用的解析方法。

先求 z 方向的弹簧常数。在 AC 段，不妨将广义坐标 L 原点取在 A 点，坐标轴沿 AC；在 BD 段，广义坐标原点取在 D 点。两段间连接段 CD 很短，变形很小，可认为其只起到传递弯矩和力的作用，而不会显著改变弹簧的挠曲状态。

如果令桥膜作用弹簧的力为 F_z ，桥膜上下运动引起的 A 点处弹簧受到的弯矩为 M_0 ，AC 段和 BD 段梁的弯矩（绕 y 轴）可表示为

$$M_a = M_0 - F_z L \quad (3.12)$$

$$M_b = M_0 - F_z L_a + F_z L \quad (3.13)$$

如果令各段绕 y 轴的惯性距为 I_y ， E 为 Young's 模量， EI_y 为挠曲刚度，各段的应变能可以表示为

$$U = \int \frac{M^2}{2EI_y} dL \quad (3.14)$$

根据 Castigliano 第二定理，在 A 点处的转角可表示为

$$\theta_0 = \frac{\partial U}{\partial M_0} = \frac{1}{EI_z} \int_0^{L_a} (M_0 - F_z L) dL + \int_0^{L_b} (M_0 - F_z L_a + F_z L) dL \quad (3.15)$$

根据边界条件 $\theta_0=0$ ，则可以求出

$$M_0 = \frac{\frac{F_z}{2} (L_a^2 - L_b^2) + F_z L_a L_b}{L_a + L_b} \quad (3.16)$$

再次使用 Castigliano 第二定理，将总的应变能对 F_z 取偏导数，可以求出在 F_z 作用下， z 向的位移为

$$\delta_z = \frac{1}{EI_y} \left[-\frac{F_z (L_a^2 - L_b^2 + 2L_a L_b)^2}{4(L_a + L_b)} + \frac{F_z}{3} (L_a^3 + L_b^3) + F_z L_a^2 L_b - F_z L_a L_b^2 \right] \quad (3.17)$$

根据弹簧常数的定义可求出 4 根弹簧 z 向的总弹簧常数

$$k_z = \frac{4F_z}{\delta_z} = \frac{4EI_y}{-\frac{(L_a^2 - L_b^2 + 2L_a L_b)^2}{4(L_a + L_b)} + \frac{1}{3}(L_a^3 + L_b^3) + L_a^2 L_b - L_a L_b^2} \quad (3.18)$$

当 $L_a=L_b$ 时， $k_z = \frac{24EI_y}{L_a^3}$ 。当 $L_b=0$ （即锚点改为 C 点）时，单根弹簧的弹簧常数

为 $k_z = \frac{12EI_y}{L_a^3}$ ，这与文献[32]给出的结果一致。

y 向的弹簧常数也可以通过类似的推导得出。 y 、 z 方向的弹簧常数之比等于

$$\frac{k_y}{k_z} = \frac{I_z}{I_y} = \frac{I_y^2}{I_z^2} \quad (3.19)$$

弹簧梁在 y 向的宽度 t_y 为 z 向厚度尺寸 t_z 的 7.5 倍，故弹簧的 z 向刚度要远小于 y 向刚度。此外，由于这种弹簧在 x 方向主要发生拉伸和压缩变形，故其刚度将远远大于 x 、 y 方向上的刚度（挠曲变形），可以认为无限大。因此，桥膜的运动不容易受到除 z 以外其他方向上的力的干扰。

表 3.8 给出了根据上述公式求出的弹簧常数以及 Ansys 有限元软件仿真结果的比较，表中还列出了梁宽 t_y 为 $2\mu\text{m}$ 时的结果作为对比，该梁的其余尺寸与表 3.7 中给出的相同。以上分析所用的材料参数取自文献^[1]。从表中数据可以看出，有限元软件计算出的结果与解析公式得到的结果很接近。

表 3.8 弹簧常数的解析解与有限元仿真结果

解析解 (N/m)	$t_y=15\mu\text{m}$	k_z	3.187
		k_y	179.29
	$t_y=2\mu\text{m}$	k_z	0.425
		k_y	0.425
Ansys (N/m)	$t_y=15\mu\text{m}$	k_z	3.185
		k_y	177.62
	$t_y=2\mu\text{m}$	k_z	0.415
		k_y	0.416

3. 5. 2 桥膜结构的机械振动模态分析

表 3.9 示出利用 Ansys 软件对桥膜结构进行的振动模态分析结果，图 3.26 示出了第 1 阶到第 4 阶模态桥膜及弹簧的变形情况。从表 3.9 可以看出，所期望的 1 阶模态（z 向运动）与高阶模态在频率上有较大的间隔，因此器件的工作不易受除了 z 轴之外的其他轴向驱动力的干扰。

表 3.9 利用有限元方法进行的桥膜模态分析结果

PSEQV (Hz)	1	10050
	2	20827
	3	25787
	4	68517
	5	75403
PSVAR (Hz)	1	7570.5
	2	12444
	3	19115
	4	55248
	5	58102

3. 5. 3 桥膜结构的 Pull-in 特性分析

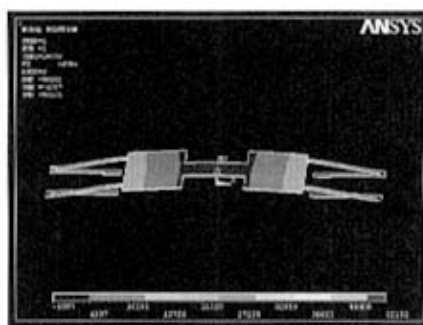
对 PSEQV 和 PSVAR 而言，如果设桥膜下表面与 CPW 间的初始间隙（即桥膜的初始高度）为 g_0 ，电介质为空气（介电常数为 ε_0 ），极板面积为 S ，且桥膜下表面与 CPW 导体的间距（或者说桥膜高度）为 g ，则此时系统的总机械能（即弹簧的储能）和桥膜 Au 层与 CPW 间的电容可以表示为

$$U_M(x) = \frac{1}{2}k_z(g_0 - g)^2, \quad C(g) = \frac{\epsilon_0 S}{g + \frac{t_{SiN}}{\epsilon_{SiN}}} \quad (3.20)$$

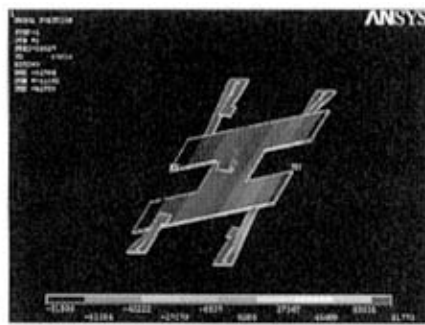
将其带入式 (2.31)，则可以求出发生 Pull-in 的位置和发生 Pull-in 的阈值电压

$$g_{PI} = \frac{2g_0 - \frac{t_{SiN}}{\epsilon_{SiN}}}{3}, \quad V_{PI} = \sqrt{\frac{8k_z \left(g_0 + \frac{t_{SiN}}{\epsilon_{SiN}}\right)^3}{27S\epsilon_0}} \quad (3.21)$$

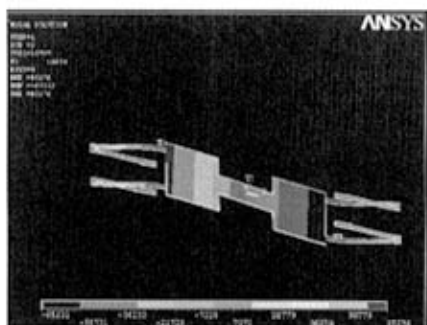
式 3.21 求出的 V_{PI} 实际上是 Au 层的电压。驱动电压是施加在 Si 层上的，因此，考虑到符合桥膜中 Si-SiO₂-Au 和 Au-SiN-空气-CPW 这两层电容间的分压关系，发生 Pull-in 时施加在桥膜 Si 层和 CPW 间的驱动电压为



(a) 一阶模态 (沿 z 方向, 器件工作时的方向)



(b) 二阶模态 (绕 x 轴的扭转)



(c) 三阶模态 (绕 y 轴的扭转)



(d) 二阶模态(波浪型)

图 3.26 PSEQV 桥膜的 1~4 阶模态。PSVAR 的模态与之类似。

$$V_{th} = \frac{\frac{1}{g_{PI} + \frac{t_{SiN}}{\epsilon_{SiO_2}}} + \frac{\epsilon_{SiO_2}}{t_{SiO_2}}}{\frac{\epsilon_{SiO_2}}{t_{SiO_2}}} V_{PI} \quad (3.22)$$

考虑到在本设计中 $\frac{t_{SiN}}{\epsilon_{SiN}} \ll g_0$ ，式 (3.21) 可简化为

$$g_{PI} = \frac{2g_0}{3}, \quad V_{PI} = \sqrt{\frac{8k_z g_0^3}{27S\epsilon_0}} \quad (3.23)$$

而且有 $V_{th} \approx 1.037V_{PI}$ 。

将 3.3 节给出的数据带入上式，可以得出 Pull-in 阈值电压与 g_0 间的关系。图 3.27 给出了 PSEQV 和 PSVAR 的 Pull-in 电压与 g_0 间的关系。当初始间隙为 $2\mu\text{m}$ 时，两者的 Pull-in 电压分别为 5.2V 和 4.6V。但是实际加工出的桥膜在内应力和内应力梯度作用下会发生形变（参见图 3.22），其阈值（图 3.22 中的第一次 Pull-in）升高到 40V 左右。

由于未计及边缘电场的影响，通过解析方法求出的 Pull-in 电压将偏高。更精确的预测应该通过有限元方法来求出。

3. 5. 4 移相器的静态驱动特性分析

移相器的静态驱动特性由相移量与准静态变化的驱动电压间的关系来描述。目前器件模拟工作时的这一关系的解析表达式尚未见报道。下面针对 PSEQV 型移相器的模拟驱动来进行分析。为了简单起见，忽略加载电容中的边缘电场引入的电容分量。另外，由于 g 在 g_0 和 g_{PI} 间变化时，施加在 Si 层与 CPW 间的驱动电压 V_{drive} 和 Au 层与 CPW 间的电压 V_{Au} 相差不大（两者的比值在 1.037 和 1.025 之间变化），下面的分析中将忽略两者的差别。根据文献[1]，发生 Pull-in 前，桥膜所受静电力与悬挂弹簧的恢复力间存在如下平衡关系。

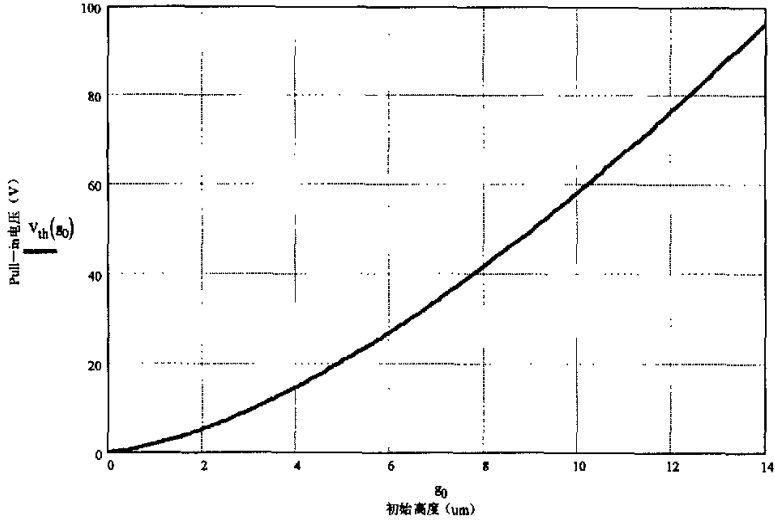
$$\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S V_{drive}^2}{g^2} = k_z (g_0 - g) \quad (3.24)$$

经过移项，该式可以变成一个关于 g 的 3 次方程。对其求解可得到当 V_{drive} 变化时， g 的变化情况。

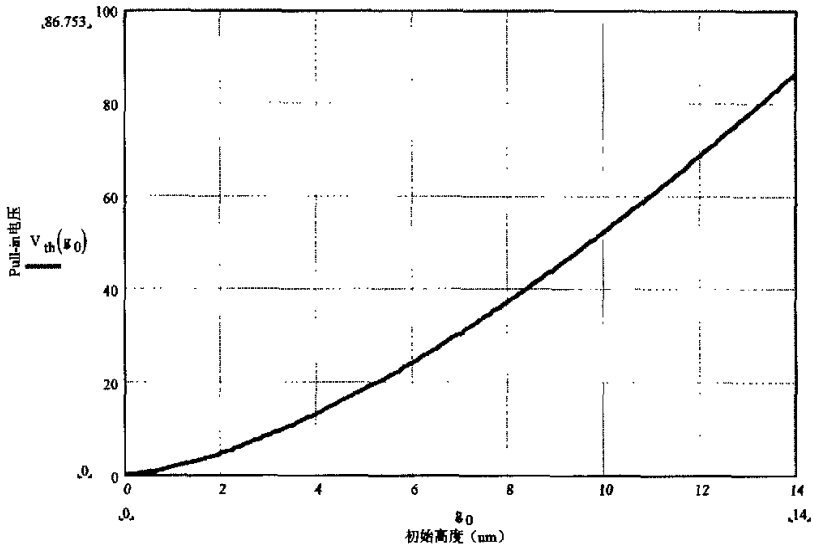
$$g = \left[\frac{-q}{2} + \sqrt{\left(\frac{q}{2}\right)^2 + \left(\frac{p}{3}\right)^3} \right]^{\frac{1}{3}} + \left[\frac{-q}{2} - \sqrt{\left(\frac{q}{2}\right)^2 + \left(\frac{p}{3}\right)^3} \right]^{\frac{1}{3}} + \frac{g_0}{3} \quad (3.25)$$

式中, $p = -\frac{g_0^2}{3}$, $q = -\frac{2}{27}g_0^3 + \frac{1}{2}\frac{\varepsilon_0 S V_{\text{drive}}^2}{k_z}$ 。图 3.28 示出用 Mathcad 软件绘出的 g 随 V_{drive}

的变化情况。当 $V_{\text{drive}} \leq 5.2\text{V}$ 时, g 为实数; 当 $V_{\text{drive}} > 5.2\text{V}$ 时, g 变为复数, 软件不能绘出相应的数据点。这说明在曲线的中断点 ($V_{\text{drive}} = 5.2\text{V}$) 发生了 Pull-in 现象, 5.2V 正是桥膜的 pull-in 电压, 这一数值与 3.5.3 节求出的 pull-in 电压一致。

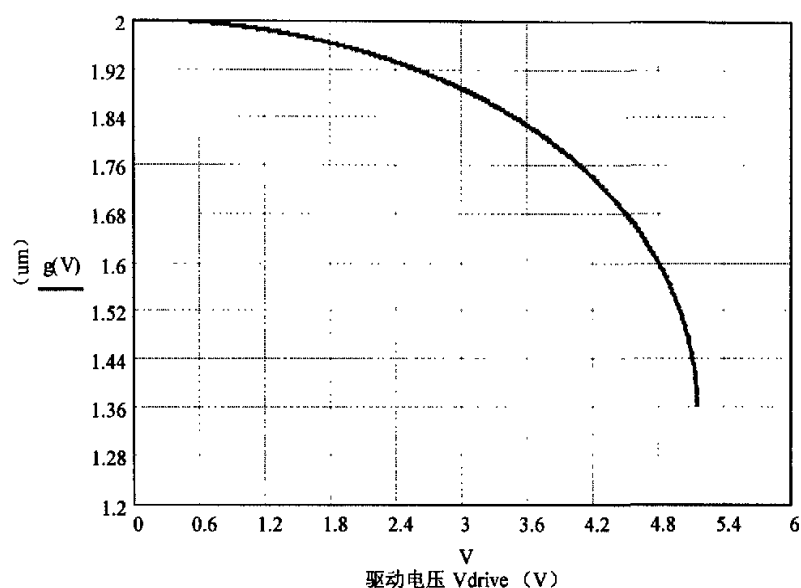


(a) PSEQV 的 Pull-in 电压



(b) PSVAR 的 Pull-in 电压

图 3.27 利用解析方法得到的 Pull-in 电压与桥膜初始高度 g_0 间的关系。


 图 3.28 桥膜高度 g 随 V_{drive} 的变化情况 (PSEQV)。

根据 g 的变化可以求出加载电容的变化情况, 从而最终得到移相器相移量与驱动电压 (即偏置电压) 之间的关系。随着驱动电压的连续增加, 电容值连续增加, 其量值 C_{bd} 与 g 有关, $C_{\text{bd}}(g)$ 与未加驱动电压时的初始电容之比 C_{bu} 则决定了相移量, 这一比值可以表示为

$$C_r = \frac{C_{\text{bd}}(g)}{C_{\text{bu}}} = \frac{g_0}{g} \quad (3.26)$$

将式 (3.26) 带入式 (2.26), 并考虑到 NDL 的总长度, 就可以得到相移与驱动 (偏置) 电压间的关系。图 3.29 示出了这一关系。

从图中可以看出, 频率为 20GHz 时, 相移量的大小随着驱动电压的增加而上升, 而且驱动电压越大, 上升速率就越快。当驱动电压超过 5.2V 时, 曲线中断, 中断点处曲线的切线斜率变为无穷大, 说明桥膜发生 Pull-in。从曲线可以看出, 移相范围是 $0 \sim 26.95^\circ$ (用“合成传输线”模型分析的结果为 $0 \sim 26.0^\circ$; 用 Microwave Office 软件对电路模型进行仿真结果为 $0 \sim 28.137^\circ$)。

PSVAR 的静态驱动特性与 PSEQV 的类似, 在此不再给出。

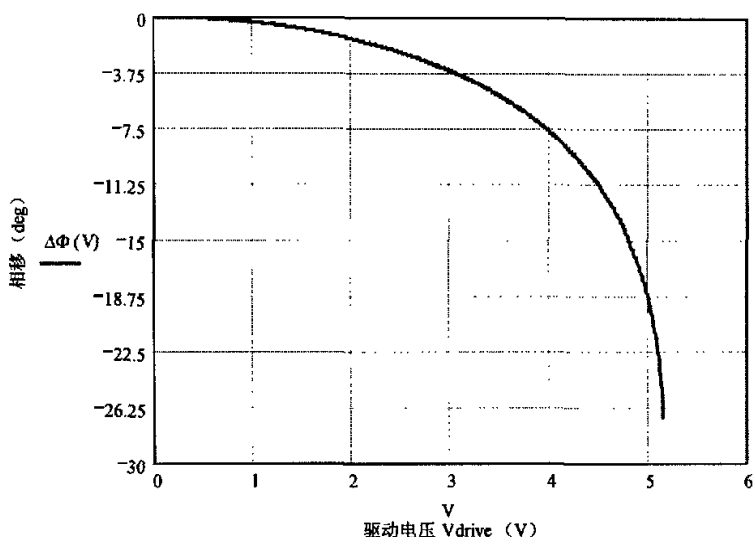


图 3.29 移相器相移量随 V_{drive} 的变化情况 (PSEQV, 20GHz)。

3.6 小 结

本章主要介绍和讨论了微机械分布式移相器的总体方案、互联传输线、微机械加载单元、器件电路参数、机械结构的具体设计，并给出了器件射频特性与机械特性的仿真结果。

本章完成的主要工作包括：

1. 在对国内外研究情况进行充分调研和比较的基础上，提出了一种用于分布式移相器的、由单晶硅/ SiO_2 / Au / SiN 多层薄膜构成的蝶形复合桥膜加载结构，并确定了移相器设计的总体方案。

2. 完成了对 CPW 传输线的设计以及准静态与高频全波分析。

3. 分别用“合成传输线”模型、Microwave Office 软件和高频仿真工具 HFSS 对所设计的移相器的相移和损耗特性进行了分析。分析结果表明设计的移相器具有一定的模拟移相能力，同时具备良好的回波损耗和插入损耗特性。

4. 对桥膜的数字式驱动过程进行了分析，并进行了高频仿真。仿真结果中，插入相移与实测值符合得较好，回波损耗结果也能反映出实际的变化趋势，但插入损耗与实测值存在一定的差异。

5. 对桥膜的机械和静态驱动特性进行了分析，其结果令人较为满意。

在本章中有创新性的主要成果包括：

1. 提出了一种通过体硅工艺加工而成的以单晶硅为骨架的蝶形多层复合桥膜结构。这种结构和相应的移相器单元除了因采用单晶硅材料而具有机械特性好、结构温度稳定性

好等优点外，还具有其他的一些特点，如：(a) 侧翼尺寸大，有助于降低驱动电压；(b) CPW 的所有导体可以始终保持为同一直流电位，多位的移相器的串联组合变得方便，偏置电阻线无需穿越 CPW GND 导体与 S 导体相连，而且 CPW 的导体还可以用来为有源电路供电；(c) 可利用重掺杂的硅层来作为偏置电阻，简化了工艺。这种结构也存在内应力大的问题。

2. 提出了一种 VAR CPW，其特点是 CPW 中心导体在桥膜下方部分的宽度小于其他部分的宽度，这种 CPW 可以减小每个移相器单元的插入和回波损耗。

3. 针对移相器设计提出了一种用于高频结构电磁仿真的实体模型和仿真方法，基于该模型，通过 HFSS 软件首次实现了对移相器的高频结构有限元全波仿真。

4. 推导出移相器的相移与驱动电压（偏置）间的解析关系。

第四章 用于反射式、加载线式和开关网络式移相器的微机械开关器件的设计

微机械分布式移相器虽然有带宽大、可扩展性好等优点,但人们并未停止对其他类型微机械移相器的研究。与分布式移相器相比,这些移相器有自己的特点。反射型和加载线型移相器的工作带宽虽受到开关带宽、耦合器和 $1/4$ 波长线以及谐振结构有效带宽的限制,但所用的桥膜与分布式移相器相比要少得多,工艺难度较低。而开关网络型移相器则具有结构紧凑,可产生与频率无关的相移等特点。

开关型器件在分布式和非分布式移相器中都有着重要的应用^[1]。它们的阻抗可以在很大范围内变化,故除了在数字式分布移相器用作开关变容器件外(参见图 2.7),还可以用作加载线式移相器的负载(控制器件),以及用作反射式、开关线式、开关网络式移相器的路径控制器件。

本章介绍可用于反射式、加载线式和开关网络式移相器的微机械开关器件的设计以及相应的仿真结果。这些开关式器件是在第三章中提出的移相器桥膜结构基础上设计的,包括微机械串联和旁路开关。它们可以采用与第三章提出的分布式移相器相同的工艺进行加工,如果按照图 1.13 中的结构对 CPW 进行重新设计的话,就可以制成各种反射式、加载线式等非分布式的移相器。这样本论文所开发的桥膜结构及工艺流程不但可以用于分布式移相器,而且可以推广到非分布式移相器,这些设计工作也就可以为下一步的移相器开发工作打下一定的基础。

4.1 基于体硅工艺的微机械串联与旁路开关

在第三章提出的蝶形复合桥膜加载结构的基础上,可以设计出各种能利用同一体硅工艺完成加工的开关结构。图 4.1 示出所设计的串联与旁路开关结构。其设计频段均为 X 波段(中心频率 10GHz)。

所设计的串联开关的电路原理与图 2.10 中示出的串联开关类似,但整个器件可以利用大面积的侧翼作为静电驱动,从而减小 Pull-in 电压。

旁路开关的电路模型与图 3.7 所示的模型相同,其桥膜等效加载电容可以表示为

$$C_b = \frac{2C_c C_s}{C_c + 2C_s} \quad (4.1)$$

C_s 和 C_c 在开关处于 DOWN 和 UP 态时的量值之比均等于 C_r , 该参数可以由 2.4.2 节中的式 (2.46) 求出。忽略边缘电场,各层材料的厚度与表 3.7 给出的数据一致、且桥膜不发生较大变形时,这一比值可达 76:1。 C_b 在开关 DOWN 态与 UP 态时的量值之比也等于 C_r 。这样在开关的 DOWN 态,CPW 的 S 导体和 GND 导体间形成低阻抗旁路,CPW 传输的信

号受到很强的反射,从而实现开关的关断作用。旁路开关的中心极板与侧翼间还有由细的 Au 导线 ($10\mu\text{m}$ 宽) 形成的电感段,其作用是降低开关桥膜的谐振频率,使旁路开关能工作在 X 波段上。开关下方的 CPW 的中心导体与 GND 导体间的距离被加大,以在一定程度上抵消桥膜加载后特性阻抗的降低,减小开关导通时的回波损耗。

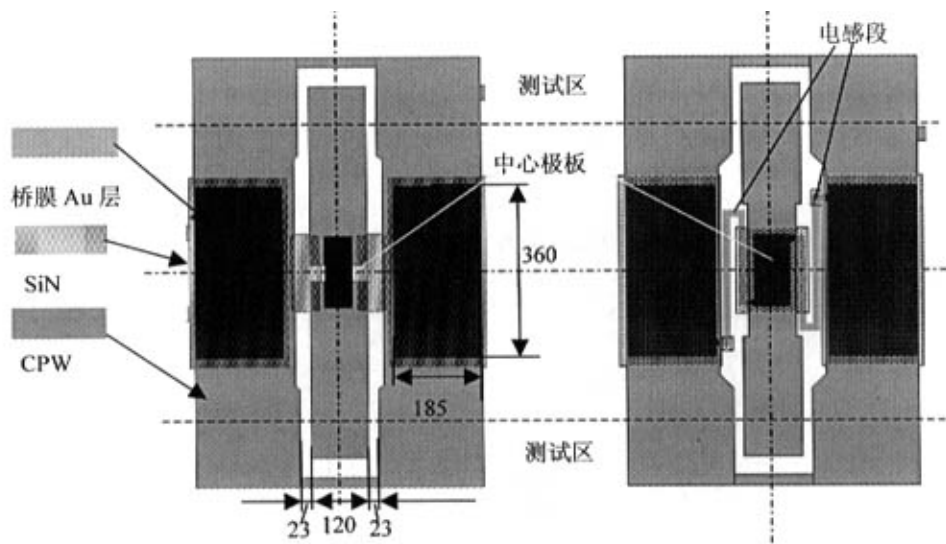


图 4.1 串联开关和旁路开关的版图设计 (尺寸单位: μm)。左: 串联开关; 右: 旁路开关。

两种开关结构的侧翼及悬挂弹簧的尺寸相同。其悬挂弹簧与前述分布式移相器的相似。有效驱动极板为侧翼部分。为了保证总的驱动极板面积不至于减少太多,侧翼部分的尺寸比移相器的侧翼尺寸有所增加,而且悬挂弹簧的长度 L_a 和 L_b 增加到 $280\mu\text{m}$ 和 $200\mu\text{m}$ 。利用 Ansys 求出等效的弹簧常数后,再利用 3.5 节中示出的解析方法,可以求出:当桥膜初始高度 g_0 为 $2\mu\text{m}$ 、 $4\mu\text{m}$ 、 $6\mu\text{m}$ 和 $8\mu\text{m}$ 时,阈值电压分别为 4.5V 、 12.7V 、 23.3V 和 35.9V 。

图 4.2 分别示出利用高频结构电磁仿真工具 Ansoft HFSS 软件 (有限元方法) 进行仿真时所建立的两两种开关的模型。仿真所采用的 3D 实体模型与第三章中用于移相器仿真的模型类似,也采用了集总的间隙源作为端口,并添加了校准线。建模时,认为两种开关桥膜平坦,未因应力作用而变形。所建立的 3D 实体模型保证了端口阻抗为标准的 50Ω ,与测试时的实际条件保持一致,其四周和上边界可以采用辐射边界条件,下表面为金属边界,从而能更好的反映器件的实际工作情况。

图 4.3 和图 4.4 示出这两种开关在 UP 态和 DOWN 态时的 $|S_{11}|$ 和 $|S_{21}|$ 参数仿真值。

从图 4.3 中可以看出,串联开关处于 UP 态 (关断态) 时,其隔离度在 12GHz 以下较好,优于 -20dB ;随着频率的增加,中心极板与两段分离的 CPW S 导体间的电容耦合增强,隔离度开始减小。串联开关处于 DOWN 态 (导通态) 时,其插入损耗在 $1\sim 40\text{GHz}$