

微波集成电路

小西 良弘

国营安昌机械厂技术情报室

一九七五年九月

毛主席语录

中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平。

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

内 容 提 要

本书系根据日本于一九七三年十二月十日出版发行的由小西良弘著的《マイクロ波集積回路》一书译出。

本书共分五章，后面载有附录。本书是从实际需要出发，着重阐述了微波混合集成电路的元件设计，微波混合集成电路的制作工艺和作者研制成的立体平面电路，同时介绍了微波混合集成电路的应用例和有关的半导体元件的制作，在附录中对设计公式进行了推导并附有设计图表。

本书可供从事微波混合集成电路和微波半导体元件的研制、生产单位的工人和科技人员参阅，也可供大专院校有关的教师和工农兵学员参考。

译 者 说 明

遵照伟大领袖毛主席关于“洋为中用”的教导，译出了《微波集成电路》这本书。由于原书是在一九七三年十二月出版的，所以对于其后的发展情况并没有包括进去。

微波集成电路的出现和应用，标志着微波技术又有了进一步的发展。因为微波集成电路具有体积小、轻量、耗能少，可靠性高，适于批量生产，成本低等优点，所以受到了人们的普遍的重视而得到迅速的发展。

本书共分五章，后面载有附录。第一章概述了微波混合集成电路的必要性、应用目的和分类；第二、三章是全书的重点，集中阐述了微波混合集成电路元件的物理意义及其设计，并且对其制作工艺作了详细的讨论；第四章介绍了最近的微波混合集成电路的应用例；第五章讨论了与微波混合集成电路有关的半导体元件及其制作工艺，同时展望了今后的发展动态。

原书虽然收集了较多的设计图表，可是作为经常应用的设计图表却没有汇聚到书中来，故译者根据有关文献将常用的设计图表载于附录后，便于应用。

原书是由一个资产阶级学者写成的。作者站在资产阶级立场上，从争夺市场和追逐利润的观点出发对待微波集成电路的发展，并对一些厂家进行吹嘘捧场。对此，在翻译过程中虽做了些删节，但为了照顾文章的完整和系统性以及便于读者查阅有关文献，有些地方未做删节，希望读者在参阅本书时，遵照伟大领袖毛主席关于“对于外国文化……应当以中国人民的实际需要为基础，批判地吸收外国文化”的教导，对本书内容应该批判地吸收。

由于译者水平有限，难免有错误之处，希望同志们给严正地批评指正。

本书在铅印出版过程中曾得到了芜湖市新华印刷全体同志的大力支持，在此表示感谢。

译 者

一九七五年六月

目 录

第一章 概 论

1.1 微波集成电路的必要性和应用目的	(1)
1.2 微波集成电路的分类和特征	(2)

第二章 混合集成电路

2.1 混合集成电路的分类	(4)
2.1.1 电路结构上的分类	(4)
2.1.2 电路功能上的分类	(5)
2.2 传输线	(9)
2.2.1 传输线的分类	(9)
2.2.2 微带线	(10)
2.2.3 悬置带状线	(22)
2.2.4 共面带状线	(25)
2.2.5 开槽线	(26)
2.3 电路元件	(27)
2.3.1 电阻元件	(28)
2.3.2 电容元件	(29)
2.3.3 电感元件	(31)
2.3.4 谐振器和滤波器	(35)
2.3.5 功率分配器、定向耦合器、桥式分路	(50)
2.3.6 非可逆元件(环流器、隔离器、非可逆移相器)	(69)
2.3.7 数字控制电路(数字移相器、开关)	(79)
2.3.8 微波声波的应用——特别是延迟元件的应用	(82)
2.4 立体平面电路	(87)
2.4.1 电感 电容	(87)
2.4.2 滤波器	(90)
2.4.3 定向耦合器	(96)
2.4.4 环流器	(97)
2.4.5 与半导体耦合的电路	(97)
2.4.6 从电磁角度分类	(98)
参考文献	(99)

第三章 混合集成电路工艺

3.1 混合集成电路的衬底	(104)
---------------------	---------

3.2 混合集成电路中的薄膜和厚膜	(107)
3.3 薄膜工艺	(108)
3.3.1 微波集成电路中使用的材料	(108)
3.3.2 薄膜生成工艺	(110)
3.3.3 薄膜图案形成工艺	(116)
3.3.4 混合集成电路中的焊接工艺	(119)
3.4 厚膜工艺	(123)
3.4.1 厚膜材料	(123)
3.4.2 厚膜集成电路制作工艺	(125)
3.5 在混合集成电路中集总参数电路元件以及分布参数电路所用材料的 制作方法	(126)
3.5.1 电阻元件	(126)
3.5.2 电容元件	(130)
3.5.3 电感元件	(133)
3.5.4 使用 Ta_2O_5 作介质的集总参数电路具体举例	(134)
3.5.5 使用 SiO_2 作介质的集总参数电路具体举例	(138)
3.5.6 使用 Ta_2O_5 和 SiO_2 作介质的集总参数电路例	(141)
3.5.7 分布参数电路	(145)
参考文献	(147)

第四章 混合集成电路的应用例

4.1 集总参数型晶体管放大器	(151)
4.2 分布参数型放大器	(154)
4.2.1 4 GHz平衡型晶体管放大器	(154)
4.2.2 C-波段GaAs肖脱基雪崩反射型放大器	(156)
4.2.3 使用了立体平面电路的超高频变频器	(158)
4.3 微带线、共面带状线、开槽线变频器	(159)
参考文献	(161)

第五章 半导体集成电路

5.1 半导体衬底的特性	(162)
5.2 单片集成混频二极管	(164)
5.3 $GaAs$ 肖脱基势垒场效应晶体管	(166)
5.3.1 微波GaAs肖脱基势垒场效应晶体管的必要条件	(166)
5.3.2 实际举例	(169)
5.4 硅单片集成毫米波移相器和调制器	(171)
参考文献	(173)
附录	(174)

第一章 概 论

1.1 微波集成电路的必要性和应用目的

过去,在电子电路中都把电子管作为有源元件来使用,由于晶体管等半导体元件的出现,大幅度地缩小了电路体积。近年来,半导体元件业已广泛地被应用到计算机、通讯机、电视接收机和发射机等电子设备上。其中,特别是在最近,信息产业急需以更快的速度处理更多的信息,为此,许多的半导体元件和较多的电子电路需要一起应用。因此,也就必然地减小了电路体积。

可是,这并不意味着特意减小了体积的半导体元件和体积较大的电路挤用。这就是需要超小型电路的理由之一。

那末,在使这种电路实现小型化的过程中,如果用半导体材料制作所有的半导体元件,属于这种电路的无源元件也都用半导体材料来制作,那是可行的,这就是所谓的半导体集成技术。

还有这样一种情况,就是无论有源元件还是无源元件都用同一种材料来制作,我们称之为单片集成技术。

上述均为半导体元件的制作情况,但无源元件除了用半导体材料制作外,还有象电容器用绝缘材料来制作,电阻用电阻材料制作等,在电特性方面也均能获得良好的特性。在这种情况下,只是有源元件使用半导体元件,除此以外都使用其他材料来制作,象这样地组合起来而制作成的集成电路,我们称其为混合集成电路。

以上,我们是从电子计算机应用的需要讨论了集成电路的发展,可是使体积降得这样小的电路集成就是频率极高的微波电路也是需要的。譬如雷达,需要排列成千上万个天线单元,如果在电气上适当改变这些天线阵的相位量,就会使天线的波束方向在电气上得到改变。这就是所谓的相控阵天线的应用例。在这种情况下,因为同一种结构的移相控制电路就需要成千上万个,所以仍然和电子计算机一样,需要缩小电路体积。从这种角度来看,微波电路也需要集成。需要实现小型化的电子设备有移动式通讯机、雷达、医用电子设备、电视接收机等。

为了适应上述小型化的要求,需要一种工艺能够保证制作出精度相当高的电路,这就需要使用掩模、淀积、溅射等工艺。近年来,这些工艺也有了飞跃的发展。因此,这些工艺也就能应用到毫米波电路的制作中去。也就是,毫米波电路本来频率极高,波长又在毫米以下,作为电路元件几乎不需要减小体积,可是把半导体元件和体积又那样小的电路元件精密地装在一起使用就有了问题。因此,为解决毫米波和亚毫米波应用半导体元件和微小电路元件而出现的问题,莫如使用集成技术。这样,可以提高电路元件的精确度。

总之，以上我们阐述了采用集成技术可以减小电路尺寸以及有关应用方面的问题。但是，集成电路的必要性并不专指小型而言。因为集成这一概念是实现单一整体的技术，所以它具有除上述之外的许多优点。譬如把具有各种性质的电路可在单个整体上实现，并且能够达到理想的特性，适合于批量生产，经济。

因为在单个整体上能够实现各种电路，所以各电路元件间的接点少，具有提高电路可靠性的优点。因此，许多电子设备的电路大都需要用集成技术来制作。例如移动式电子设备、车载多卜勒雷达等，其电路是从可靠性来考虑而采用集成技术制作的，而电视接收机和将来具有发展前途的超高频技术需要集成电路的重要理由是经济。

综上所述，集成技术包括半导体集成技术和混合集成技术，而混合集成如第2章所述，它有各种各样的电路。因此，重要的是应该反复研究为什么要使用集成技术这个问题，然后根据应用目的来选择电路制作技术。例如可以把电路体积减小，或者也可以把电路体积增大，但都必须根据成本高低和电路特性好坏来选择电路。

1.2 微波集成电路的分类和特征

正如1.1节所述，大体上可分为半导体集成电路和混合集成电路。

半导体集成电路是在小的半导体（例如硅）片上制作成晶体管、二极管、电容器及电阻等电路，晶体管有双极性晶体管和场效应晶体管。作为电容器，是向半导体的PN结加反偏压时而产生的过渡层电容，电阻是向N型半导体扩散P型杂质而得到的。

这样制作成的晶体管、电容器和电阻等各种元件，因为在电气上需要互相绝缘（把它叫做隔离），所以在这些元件绝缘中通常使用把 SiO_2 嵌入硅衬底上的方法，也还经常使用第4章说明的那种梁式引线法（在低频段上，当向PN结加反偏压时便产生一个过渡层，虽然可以采用这个过渡层来绝缘，可是，一旦频率增高，因为过渡层大，不能起隔离作用，因此也就不能使用过渡层来绝缘）。

那末，当使用上述半导体集成电路制作微波电路，特别是在制作线性电路（不是开关用的数字电路）时，首要的问题是制作不出精密的电阻和电容，以及电阻、电容值将随温度而改变。制作不出Q值高且稳定的电感，这也是其致命的弱点。在制作电感过程中虽然可以使用晶体管，但这种晶体管的相位和增益稍有变化，电感也随之而变，致使Q值下降。

考虑上述缺点，只好用介质、电阻、金属膜等来制作无源元件，也就是不得不采用把晶体管、二极管等半导体元件与无源元件连接起来的混合集成电路。

还有一个问题，就是如果半导体集成电路使用Si作衬底的话，那就如第5章所述，因为Si的电阻系数低，传输线上的Q值将要降低，如果使用第2章所述的分布电路结构的话，电路损耗又要增加，从这种意义来看，现阶段仍以使用了介质衬底的混合集成电路为主。

可是将来的问题又怎样呢？最近正在加紧研究在微波和毫米波段上使用砷化镓肖脱基场效应晶体管半导体放大元件。这种砷化镓肖脱基场效应晶体管不仅能用到对噪声系数要求小的小信号放大器上，就是用到输出高达几百毫瓦的微波放大器上也能获得良好

的特性。有关这方面的资料已经公布出来。从场效应晶体管的结构也能看得出来，在半导体表面上用2维图案构成源、漏、栅极，所以具有工程量小且容易制作的优点。

如果用砷化镓肖脱基二极管来变频的话，和硅及锗相比，因为它的截止频率非常高，特别是在微波和毫米波波段上作为变频损耗小的变频器是不可缺少的元件。与硅不同，砷化镓具有 $10^7 \Omega \text{cm}$ 的电阻，而硅至多才有 $10^3 \Omega \text{cm}$ ，由此看来，砷化镓具有极好的特性。

因此，在砷化镓衬底上就是用分布电路制作无源电路也能得到高Q值、高性能的电路。而在毫米波段上，因为也能将其无源电路元件缩小，所以使用砷化镓衬底为宜。基于上述理由，最近正在研制用砷化镓作衬底的单片集成电路，估计这种集成技术是将来用到毫米波段上的一项重要技术。

刚才我们已经指出了硅的电阻系数小，但截止最近，在一九七三年五月的国际微波会议上发表了利用硅的单晶体把硅的电阻系数增加一个数量级的事例。一旦实现这个数量级，将来就可以再恢复使用硅来制作单片集成电路。

譬如把PIN二极管等扩散电容大的半导体元件用硅来制作，这种元件就具有完全不同于砷化镓元件的优点，所以我们估计，在毫米波段上作为近似于单片控制元件来用将占居重要位置。

基于上述理由，虽然单片集成电路现在还没有被使用，可是在将来，特别是在制作毫米波段上的集成电路时会发挥它的作用的，这一点应引起我们的重视，所以在第5章介绍了目前的研究动向。

第二章 混合集成电路

2.1 混合集成电路的分类

混合集成电路也正如第1章所述，它是把无源电路制作成单个整体，然后再装配有源元件的一种集成电路。因而，可以从这种无源元件的构成方法对混合集成电路进行分类。

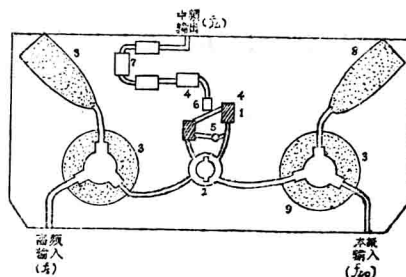
2.1.1 电路结构上的分类

首先我们试从无源元件的构成方法对混合集成电路进行分类。使用最多的混合集成电路如图2.1所示，即在一片绝缘衬底上用金属膜制作成具有传输线和电路元件功能的图案。象这样地把图案作在一个平面内的混合集成电路，本书中把它叫做平面电路结构。作为平面电路的定义，虽然也经常使用电磁场的分布在与衬底垂直的方向上保持不变这种所谓的二维模的定义，可是，后述的带状线、悬置带状线、开槽线的所有情况，尽管电磁场分布在和面垂直的方向上都是变化的，本书仍然决定使用这样的定义。

最近笔者研制出一种如图2.2所示的电路结构。这种电路是在一片金属导体板上打孔，形成具有各种电路功能的图案，然后把金属导体板与轴平行地插入波导内而构成的。这种金属板内的图案仍然以一个整体在金属板平面内构成，只有把它插入波导内才起到一种电路的作用，这一点不同于图2.1的电路。对于这种电路我们先简述如下，至于更详细的讨论改章再述。首先把金属板和E面平行地插入TE₁₀

□波导管中心位置上，于是，这种波导管就变成了截止波导管，所以不传输电磁波。可是，如果在导体板的中心位置开条槽线，那么就使谐振电磁场全部集中在这条槽线上，这种谐振电磁场和波导管的输入输出磁场进行感应耦合，从而构成了带通滤波器。

以上是在一片金属板上打孔构成电路的方法，但象这样的图案，譬如对印刷电路板



- | | |
|--------------------------|-----------|
| (1) 二极管 | (6) 中频端 |
| (2) 混合电路 | (7) 射频滤波器 |
| (3) 环流器 | (8) 假负载 |
| (4) $\lambda_s/4$ 线路(开路) | (9) 防辐射环路 |
| (5) $\lambda_s/4$ 线路(短路) | |

衬底：氧化铝0.63mm厚

二极管：梁式引线型

频率：12GHz

变频损耗：8 dB

图2.1 混合集成电路的实例

进行光刻，然后再把它插入到波导管中心位置上，我认为这样做也是可行的。总之，如上所述，作为一个整体而在平面上形成的电路图案只有和波导管相配合才能发挥电路的作用，在本书中把按上述方法制作成的电路命名为立体平面电路。这种命名来源于把平面电路按立体电路方式装配的电路制作方法。

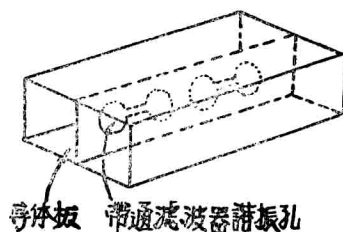


图2.2 立体平面电路例

上述的结构虽然能在一个平面内构成所有的电路图案，但在这样的结构中，例如装配串联电容，就必须装配后述的哪种片状电容，从电路体积来看，因为都是用二维电路构成的，所以面积增大。因此，最近我把这些电路重选起来，装在与衬底相垂直的方向上，利用这种方法增加了电路密度，缩小了电路体积。

综上所述，从大的方面可做如下分类：

- (i) 平面电路结构
- (ii) 立体平面电路结构
- (iii) 高密度电路结构

在下一节，我们试从电路功能上分类。

2.1.2 电路功能上的分类

和通常的微波电路一样，能够分成集总参数型和分布参数型。所谓集总参数型电路，就是使用电感、电容、电阻以及把这些元件组合起来的谐振器构成一种具有电路功能的电路。所谓分布参数型电路，就是用分布参数元件构成一种具有电路功能的电路。因为过去都是笼统、直观地来使用这种集总参数电路及分布参数电路，并没有严密的定义，所以此处对其稍加说明。

集总参数电路和分布参数电路的定义

所谓集总参数电路，其电路必须由二端网络的组合来构成，在这个二端网络中只含有磁能或电能这两者中的一个。例如只有磁能的二端网络是电感，只含有电能的二端网络为电容。可是，一般地除了直流以外，其他完全不能按上述方式划分。现在，假定有一个只含有磁能而没有电能的理想电感，在这种情况下， $H \neq 0$ ， $E = 0$ 。那末，如果用麦克斯韦尔方程式表征它，则，

$$\nabla \times E = -j\omega\mu H \quad (2.1)$$

在式(2.1)中，如果设 $\omega \neq 0$ ，就得到 $H = 0$ ，和原来的假定矛盾。因此，在二端网络中，如果把磁能的时间平均值设为 $\tilde{W}_m$ 、把电能的时间平均值设为 $\tilde{W}_e$ 时，那么当

$$\tilde{W}_m \gg \tilde{W}_e \quad (2.2)$$

时为电感，当

$$\tilde{W}_e \gg \tilde{W}_m \quad (2.3)$$

时为电容。现在，当设前者为

$$\frac{\widetilde{W}_e}{\widetilde{W}_m} = \eta_m \quad (2.4)$$

设后者为

$$\frac{\widetilde{W}_m}{\widetilde{W}_e} = \eta_e \quad (2.5)$$

时，可得 $\eta_m \ll 1$ ， $\eta_e \ll 1$ ，那么从电磁场角度对式(2.4)和(2.5)的关系再稍加以研究。现在，

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}^r + \mathbf{H}^i \quad (2.6)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}^r + \mathbf{E}^i \quad (2.7)$$

但是， $\mathbf{H}^r$ 及 $\mathbf{E}^r$ 代表 $\mathbf{H}$ 及 $\mathbf{E}$ 的旋转项， $\mathbf{H}^i$ 及 $\mathbf{E}^i$ 代表 $\mathbf{H}$ 及 $\mathbf{E}$ 的非旋转项。即

$$\left. \begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H}^r &\neq 0, \nabla \times \mathbf{H}^i = 0 \\ \nabla \times \mathbf{E}^r &\neq 0, \nabla \times \mathbf{E}^i = 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

因此麦克斯韦方程为

$$\nabla \times \mathbf{H}^r = j\omega\epsilon\mathbf{E} \quad (2.9)$$

$$\nabla \times \mathbf{E}^r = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (2.10)$$

那末，式(2.9)的两边若乘以 $\mathbf{E}^*$ ，则得

$$\mathbf{E}^* \cdot \nabla \times \mathbf{H}^r = j\omega\epsilon |\mathbf{E}|^2 \quad (2.11)$$

再由矢量公式

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^* \cdot \nabla \times \mathbf{H}^r &= \nabla \cdot \mathbf{H}^r \times \mathbf{E}^* + \mathbf{H}^r \cdot \nabla \times \mathbf{E}^* \\ &= \nabla \cdot \mathbf{H}^r \times \mathbf{E}^* + \mathbf{H}^r \cdot \nabla \times \mathbf{E}^* (\because \nabla \times \mathbf{E}^i = 0) \\ &= \nabla \cdot \mathbf{H}^r \times \mathbf{E}^* + j\omega\mu \mathbf{H}^r \cdot \mathbf{H}^* \end{aligned}$$

现在，包括电感在内，在金属屏蔽闭合曲面 S 内有一个 τ 区域，在这个 τ 区域上如果对上式的体积进行积分，使用高斯定理可得

$$\begin{aligned} \int_{\tau} \mathbf{E}^* \cdot \nabla \times \mathbf{H}^r d\tau &= \int_S \mathbf{H}^r \times \mathbf{E}^* \cdot d\mathbf{S} + j\omega\mu \int_{\tau} \mathbf{H}^r \cdot \mathbf{H}^* d\tau \\ &= j\omega\mu \int_{\tau} \mathbf{H}^r \cdot \mathbf{H}^* d\tau \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$(\because \text{没有从 } S \text{ 向外的辐射, 故得 } \int_S \mathbf{H}^r \times \mathbf{E}^* \cdot d\mathbf{S} = 0)$$

把式(2.11)和式(2.12)相比，得

$$\frac{\widetilde{W}_e}{\widetilde{W}_m} = \frac{\int_{\tau} \epsilon |\mathbf{E}|^2 d\tau}{\int_{\tau} \mathbf{H} \cdot \mu \mathbf{H}^* d\tau} = \frac{\int_{\tau} \mathbf{H}^r \cdot \mu \mathbf{H}^* d\tau}{\int_{\tau} \mathbf{H} \cdot \mu \mathbf{H}^* d\tau}$$

因此，如果

$$\frac{|\mathbf{H}^r|}{|\mathbf{H}|} \ll 1 \quad (2.13)$$

则 $\eta_m \ll 1$ 。这样，在电感的情况下，如果内部磁场的旋转项小于场强，这表示磁场分布

近似于静磁场分布。利用完全相同的方法，在电容的情况下可得

$$\therefore \frac{|E^r|}{|E|} \ll 1 \quad (2.14)$$

的关系，这就表明了电场分布近似于静电场分布。

此处重新强调上述定义的理由如下。也就是，当我们制作电感时经常使用充分短于波长的顶端短路的分布线路，在这种情况下，会碰到短多少才能看做是集总参数电路这个问题。对于这个问题就可以用上述定义来解决。下面就来说明它。

如图2.3(a)所示，顶端($Z=0$)被短路，在其长度为 l 的分布参数线路中，设其特性阻抗为 W ，传输系数为 β 。现在假设这种分布参数线路的电流为 I ，电压为 V ，则因

$$I = I_0 \cos \beta Z,$$

$$V = I_0 W \sin \beta Z$$

所以总磁能 $\tilde{W}_m$ 及总电能 $\tilde{W}_e$ 分别为

$$\tilde{W}_m = \int_0^l I^2 W dz$$

$$= W I_0^2 \left(\frac{2\beta l + \sin 2\beta l}{4\beta} \right)$$

$$\tilde{W}_e = \int_0^l \frac{V^2}{W} dz = W I_0^2 \left(\frac{2\beta l - \sin 2\beta l}{4\beta} \right)$$

所以

$$\eta_m = \frac{\tilde{W}_e}{\tilde{W}_m} = \frac{2\beta l - \sin 2\beta l}{2\beta l + \sin 2\beta l} = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{2\theta + \sin 2\theta} \quad (2.15)$$

[但， $\theta = \beta l = 2\pi \frac{l}{\lambda_g}$ 是表示线路长度的电气角度， λ_g 代表波导波长。]

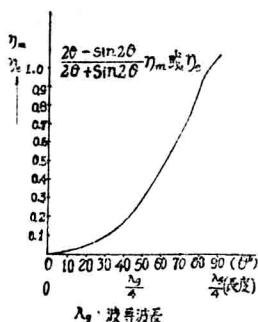


图2.4 在分布参数线路上制作电导元件时内部所包含的电能和磁能的比例图

分布参数电路的集总参数等效电路

在设计电路过程中，如果用集总参数电路来设计将要便利得多。因此，在使用频率

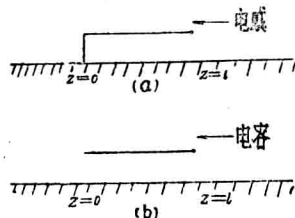


图2.3 在线路长度短的分布线路上制作电感及电容的例子

如果用图示出 θ 和 η_m 的关系，那就是图2.4。例如

在 $l = \frac{\lambda_g}{8}$ 的点上， η_m 为0.2(20%)。当然， $\theta = \frac{\pi}{2}$ 为谐振点，所以 $\tilde{W}_e = \tilde{W}_m$ ，即 $\eta_m = 1$ ，这种关系能够从该图得到。从图2.4可知，如果 l 比波长短，则 $\eta_m \ll 1$ ，作为集总参数电路使用。同样地如图2.3(b)所示，在顶端开放的情况下，把式(2.15)的 η_m 改为 η_e ，如果 l 短，则为容性的。这在图2.4中是 η_e 和 θ 的关系。由此可知，假设 η_m 、 $\eta_e = 0.1 \sim 0.2$ ，那么 θ 就为 $30^\circ \sim 40^\circ$ 。

附近,把分布参数电路近似为集总参数电路这是可行的。现在,当把图2.5(a)示出的分布参数电路两个端子阻抗用图2.5(b)示出的C和L并联电路来表示时,由于图2.5(a)的两个端子的导纳 y 变化和角频率变化从而得到一个导纳变量比 $\frac{\partial y}{\partial \omega}$,如果按照这个导纳变量比和图2.5(b)的导纳变量比相等这个条件来确定L和C的话,那么,必须满足

$$y = j\omega C_p - j\frac{1}{\omega L_p}$$

$$\omega \frac{\partial y}{\partial \omega} = j\omega C_p + j\frac{1}{\omega L_p}$$

因此,从上式可得

$$j\omega C_p = \frac{1}{2} \left(y + \omega \frac{\partial y}{\partial \omega} \right), \quad j\omega L_p = \frac{2}{y - \omega \frac{\partial y}{\partial \omega}} \quad (2.16)$$

在用图2.5(c)的等效电路表示、并且设图2.5(a)的输入阻抗为 Z 时,由

$$z = j\omega L_s - j\frac{1}{\omega C_s}$$

$$\omega \frac{\partial z}{\partial \omega} = j\omega L_s + j\frac{1}{\omega C_s}$$

可得

$$\left. \begin{aligned} j\omega L_s &= \frac{1}{2} \left(z + \omega \frac{\partial z}{\partial \omega} \right) \\ j\omega C_s &= \frac{2}{z - \omega \frac{\partial z}{\partial \omega}} \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

下面,我们再讨论L和C与刚才所述的 $\tilde{W}_m$ 、 $\tilde{W}_e$ 的关系。首先用1伏的恒定电压激励图2.5(a)的端子时,把此时电路内的磁能及电能设为 $\tilde{W}_{mp}$ 及 $\tilde{W}_{ep}$,则有

$$y = 2j\omega(\tilde{W}_{ep} - \tilde{W}_{mp}) \quad (2.18)$$

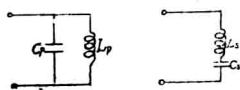
$$\omega \frac{\partial y}{\partial \omega} = 2j\omega(\tilde{W}_{ep} + \tilde{W}_{mp}) \quad (2.19)$$

的关系(参照附录1)。因此,

$$2j\omega \tilde{W}_{ep} = \frac{y + \omega \frac{\partial y}{\partial \omega}}{2}, \quad -2j\omega \tilde{W}_{mp} = \frac{y - \omega \frac{\partial y}{\partial \omega}}{2}$$

把上式与式(2.16)相比而得

$$\left. \begin{aligned} \omega C_p &= 2\omega \tilde{W}_{ep} \\ \frac{1}{\omega L_p} &= 2\omega \tilde{W}_{mp} \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$



(b) (a)的并联 等效电路 (c) (a)的串联 等效电路

图2.5 分布参数二端网络及其集总参数等效电路

由此可知, 当用恒定电压激励时, 把相当于电路内含有电能的哪部分电路设为具有电容量为 C_p 的电容, 把相当于磁能的哪部分电路设为具有电感量 L_p 的电感, 把电容和电感并联起来, 这样就构成了一个等效电路, 即是图2.5(b)的等效电路。与上完全相同, 当我们用 1 安培的恒定电流去激励图2.5(a)的端子时, 把电路内所含有的磁能及电能分别设为 W_{ms} 及 W_{es} , 则得

$$\begin{aligned}\omega L_s &= 2\omega \widetilde{W}_{ms} \\ \frac{1}{\omega C_s} &= 2\omega \widetilde{W}_{es}\end{aligned}\quad (2.21)$$

仍然把相当于各电路含有磁能及电能的哪部分电路设为 L_s 及 C_s , 那么把 L_s 及 C_s 串联起来而构成的等效电路就是图2.5(c)的等效电路。至于图 2.5(b)和(c) 的等效电路究竟使用哪个好? 对于这个问题, 首先应画出图2.5(a)的导纳或阻抗的频率曲线图, 由图可知, 如果导纳和频率的关系比阻抗和频率的关系更趋近于线性, 那么选用图2.5(b)为宜, 反之, 阻抗和频率的关系比导纳和频率的关系更趋近于线性, 此时选用图2.5(c)为好。其理由来自于这些等效电路近似于 $\frac{\partial y}{\partial \omega}$ 或 $\frac{\partial z}{\partial \omega}$ 。 $\frac{\partial y}{\partial \omega}$ 或 $\frac{\partial z}{\partial \omega}$ 是依赖于频率的导纳 y 或阻抗 z 的变量和频率变量的比值。我们现在举一实例来说明它。把顶端短路的分布线路输入导纳和阻抗的频率特性示于图2.6内。由该图可知, 长度在 $\frac{(2n+1)\lambda_g}{4}$ 附近, 因为 y 的频率按线性变化, 所以选用图2.5(b)为宜, 而

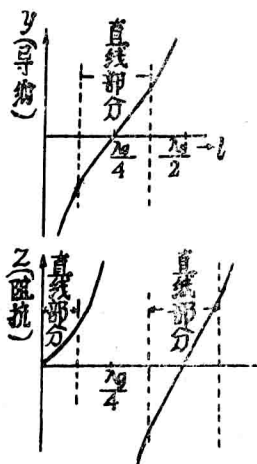


图2.6 长度为 l 的顶端短路分布参数线路的 y 及 z

$$l \ll \lambda_g \text{ 或在 } l \cong \frac{m\lambda_g}{2} \text{ 附近}$$

Z 的频率按线性变化, 所以选用图2.5(c)为好。

2.2 传输线路

2.2.1 传输线的分类

在混合集成电路中, 需要使用传输线把具有各种功能的电路元件连接起来。现在所

用的传输线有以下四种。

- (1)非平衡型带状线(微带线)[图2.7(a)]
- (2)悬置传输线[图2.7(b)]
- (3)共面传输线[图2.7(c)]
- (4)开槽线[图2.7(d)]
- (5)镜像线[图2.7(e)]
- (6)介质传输线[图2.7(f)]

现在,应用最广的是(1),即微带线,当需要增大Q值时可以使用(2)的悬置传输线。

(3)的共面传输线是把中心导体置于接地板的同一个平面上,(4)的开槽线也是把线路导体板置于同一个平面内。这两种传输线和(1)、(2)两种传输线在结构上有很大的不同。在(3)及(4)的结构中,特别是当把半导体元件接在传输线间的端子上时,便于在同一个平面内连接半导体元件。最近,平面型半导体元件也被制作出来,由于有了上述的优点,(3)及(4)传输线将得到广泛的应用。(5)和(6)传输线最近正在毫米波段上进行实验研究,将被应用到硅单片集成电路器件上,但还没有达到实际应用的阶段。对此,将在第5章加以说明。

还因为这种传输线周围不屏蔽,所以特别成问题的是弯曲部分向外幅射能量,现在正对此进行研究(2-73)。以下,我们将要说明图2.7中的各种传输线的电特性。

2.2.2 微带线

(1) 电磁场分布和电流分布

在低频情况下,在具有图2.8(a)那种电磁场分布的断面处为近似于TEM波的模,而且频率为零。也就是,在直流情况下变为无论是电场还是磁场都完全处于同中心导体相垂直的面内的TEM模。可是,如果频率增高,正如后节所述,在介质衬底上激励起表面波,因为与这个表面波进行模耦合,所以成为在行波方向上具有电场和磁场分量的混合模。在实际应用的场合里,因为避免了由于和表面波进行模耦合所形成的损耗,又因为是在耦合弱的低频中使用,因此,可以大体上当作TEM波使用。这样,我们把近似于TEM波的模称为准TEM模。下面再来讨论电流分布。电流分布如图2.8(b)所示,

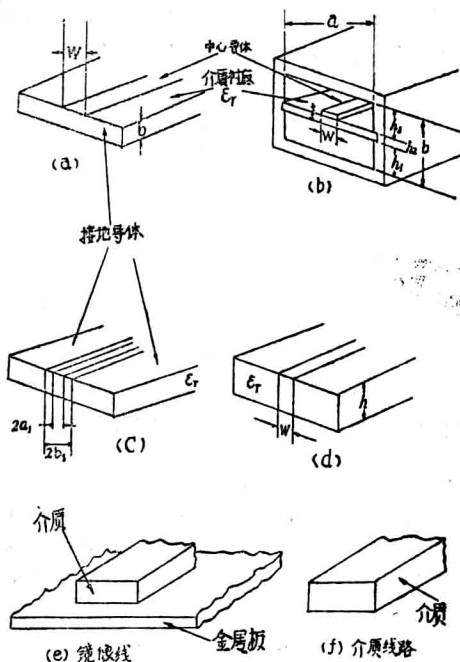
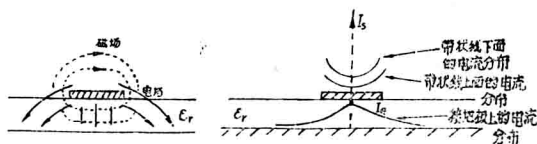


图2.7 各种传输线的结构



(a) 电磁场分布 (b) 电流分布

图2.8 微带线的电磁场分布和电流分布

电流在中心导体的上下流动，且集中在带状线的边缘上。在接地板的中心部位上电流最大，尔后从最大位置逐渐衰减下来而向两边伸延。电流集中在边缘上的理由可从静电场想像到，因为电场集中在导体板的边缘上。这可从行波电场的断面分量和磁场的断面分量成正比、且传输方向上的电流密度等于磁场的断面分量来理解。

(2) 频率充分低时传输特性（有效介电常数、相位常数、特性阻抗）的无损项

现在，如果假定为 TEM 模，那么就能够把电场及磁场的问题作为静电场及静磁场的问题来进行计算。

从图2.8(a)可知，电场分量存在于具有介电常数 ϵ_r 的介质中和空气中。现在为了简单起见，我们来研究图2.9示出的电容器，面积为 A 的两片平行板，其间隔极窄，取为 d ，在其中一片填充一块介电常数为 ϵ_r 的介质，它在该片中所占的面积为 qA 。这种情况下的电容器容量表征如下。

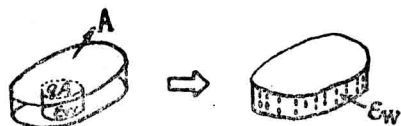


图2.9 有效填充系数 q 的说明图

$$\begin{aligned} \frac{\epsilon_0 q A \epsilon_r}{d} + \frac{\epsilon_0 A (1-q)}{d} &= \frac{\epsilon_0 A}{d} \cdot \{1 + q(\epsilon_r - 1)\} \\ &= \frac{\epsilon_0 A \epsilon_w}{d} \end{aligned}$$

$$\epsilon_w = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.22)$$

有效介电常数 ϵ_w 用 q 和 ϵ_r 表示，把 q 叫做填充系数。那末，如果把图 2.8 的微带线切成适当的长度，在带状线和接地板间形成的静电容如果设为 C ，再把该带状线衬底的 ϵ_r 为 1 时的静电容设为 C_0 ，那么 ϵ_w 就能够定义为

$$\frac{C}{C_0} = \epsilon_w$$

称这个 ϵ_w 为有效介电常数，由惠勒用保角变换法求得(2-1)。

再利用式(2.22)从 ϵ_w 求出 q ，该 q 被称为有效填充系数。 ϵ_w/ϵ_r 是 W/h 和 ϵ_r 的函数，如果用图表示它，则为图2.10。作为特殊情况，当 $W/h \rightarrow \infty$ 时，因为电场都集中在介质中，所以 $q \rightarrow 1$ ，由式(2.22)

$$\begin{aligned} \epsilon_w &\rightarrow \epsilon_r & \epsilon_w/\epsilon_r &\rightarrow 1 \\ &: W/h \rightarrow \infty \end{aligned}$$

而在 $W/h \rightarrow 0$ 的情况下，电场都集中在中心导体周围，并且其分布以空气和介质的临界面为中心完全对称。因而， $q \rightarrow \frac{1}{2}$ ，由式(2.22)得

$$\begin{aligned} \epsilon_w &\rightarrow \frac{\epsilon_r + 1}{2} & \epsilon_w/\epsilon_r &\rightarrow \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\epsilon_r} \right) & : W/h \rightarrow 0 \end{aligned}$$

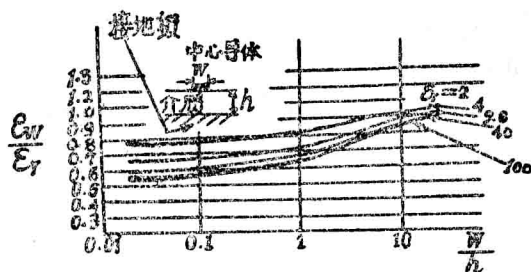


图2.10 介带线的准 TEM 模的有效介电常数 ϵ_w 和 W/h 的关系