



华南理工大学

现代射频滤波器理论与设计

第8讲 传输零点

陈付昌, 涂治红

华南理工大学电子与信息学院

天线与射频技术研究所

TEL: 22236201-604

Email: zhtu@scut.edu.cn

Research Institute of Antenna & RF Techniques



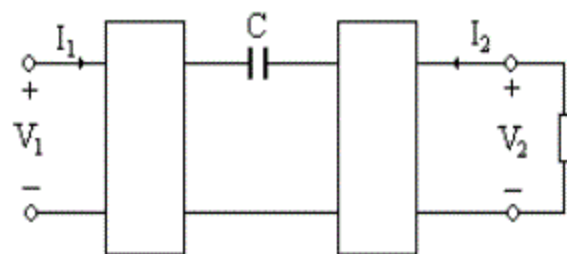
第8讲内容

- ❖ 集总电路的传输零点
- ❖ 交叉耦合滤波器的传输零点类型和运动规律
- ❖ 交叉耦合结构产生传输零点的机理
- ❖ 任意拓扑结构最大传输零点个数的确定

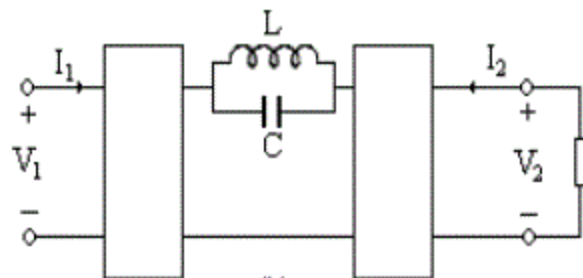


8.1 集总电路的传输零点

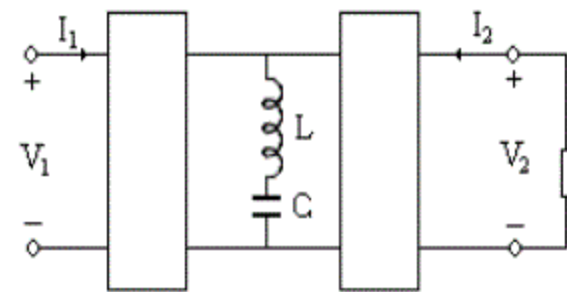
何为传输零点？



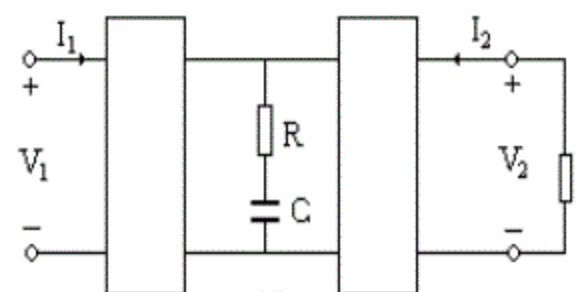
(a)



(b)



(c)



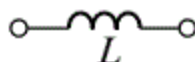
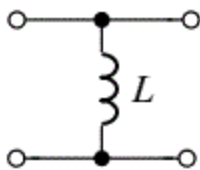
(d)



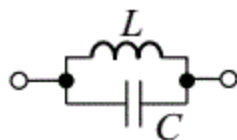
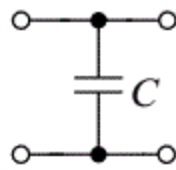
形成传输零点的基本电路节



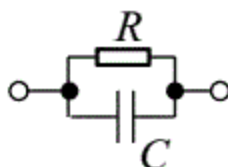
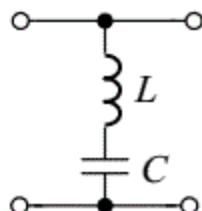
零点 $s = 0$



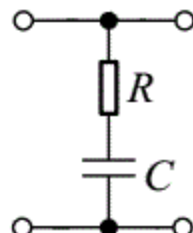
零点 $s = \infty$

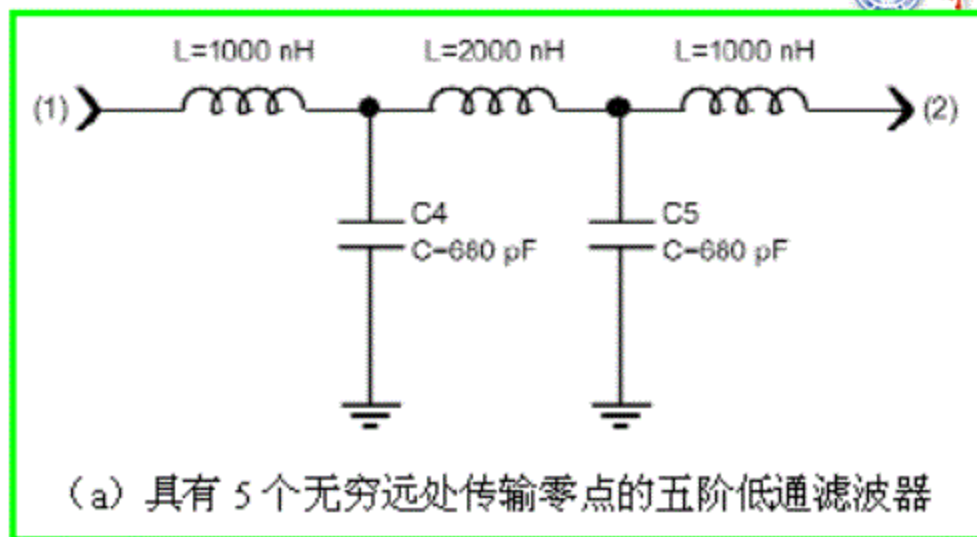


零点 $s = \pm j \frac{1}{\sqrt{LC}}$



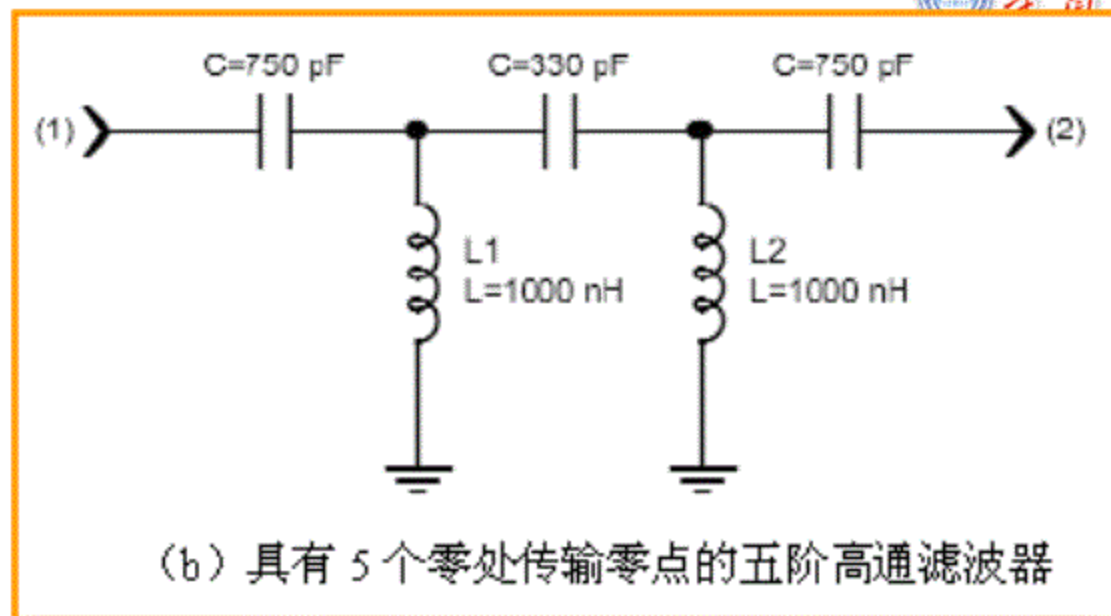
零点 $s = -\frac{1}{RC}$





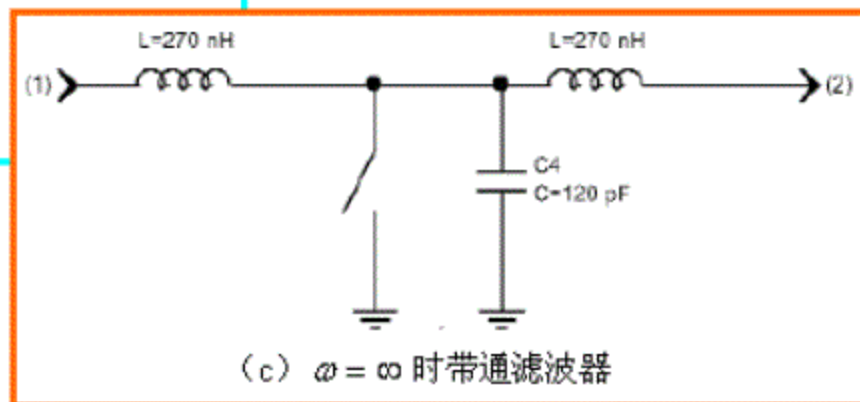
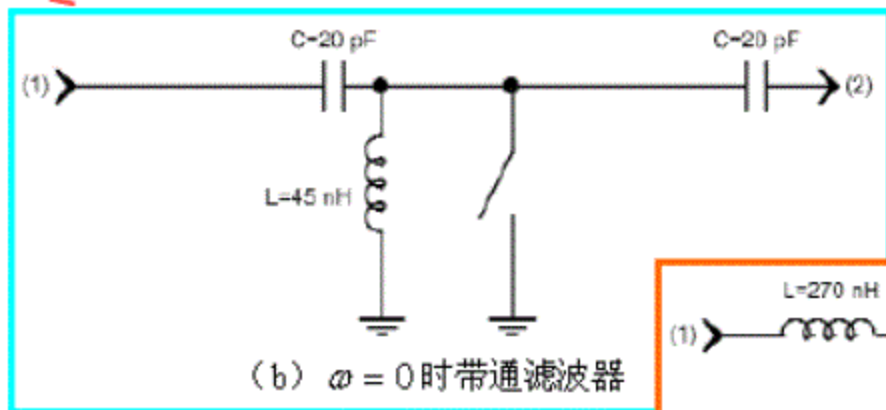
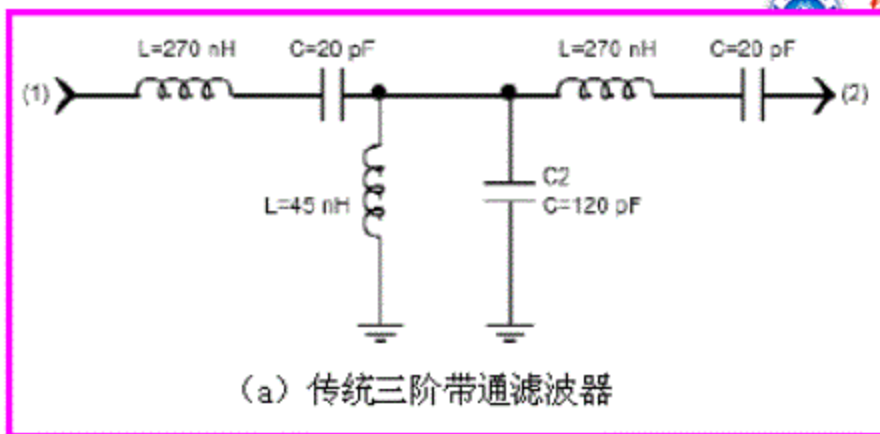
- ❖ 五阶低通滤波器所示，在 $\omega=\infty$ 上每个电感变成开路，每个电容变成短路，所以这个五阶低通滤波器有5个 $\omega=\infty$ 的传输零点，它们全部都在无穷处。





- ❖ 五阶高通滤波器所示，在 $\omega=0$ 上每个电感变成短路，每个电容变成开路，所以这个五阶高通滤波器有5个 $\omega=0$ 的传输零点，它们全部都在无穷处。



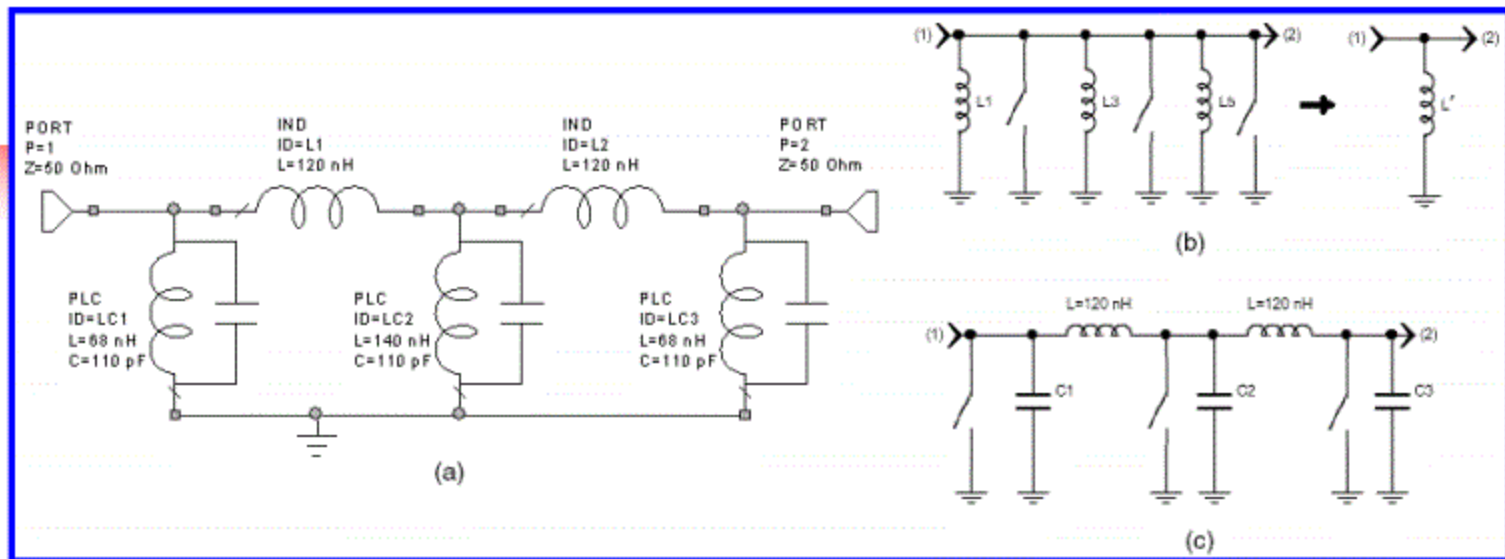




- ❖ 如何确定带通滤波器的传输零点个数呢？
- ❖ (b) 在 $\omega=0$ 处串联电感短路和并联电容开路，它们都没有起到作用，所以在 $\omega=0$ 处有三个传输零点。
- ❖ (c) 在 $\omega=\infty$ 处串联电容短路和并联电感开路，所以在 $\omega=\infty$ 处有三个传输零点。

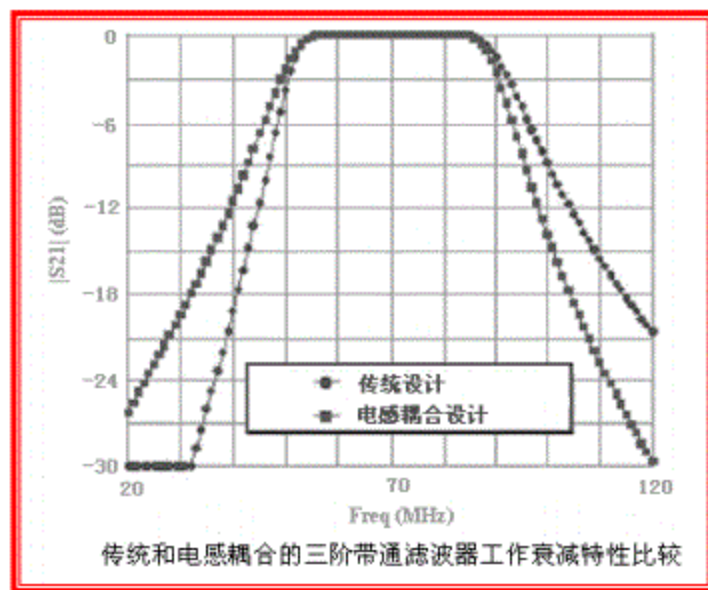


- ❖ 对于低通滤波器，无穷远处的传输零点决定滤波器选择性能。
- ❖ 对于带通滤波器，零处的传输零点决定通带外低阻带的滤波器选择性能，而无穷远处的传输零点决定通带外高阻带的滤波器选择性能。
- ❖ 如果零处和无穷远处的传输零点个数相同，则通带外的高低阻带具有相同的工作衰减特性。如果要求高阻带具有更好的衰减特性，则要求在无穷远处的传输零点个数大于零处的传输零点个数。



- ❖ 如图表示采用电感耦合的三阶带通滤波器。按照上面的判断方法知：它具有6个传输零点，1个在零处，其余5个都在无穷远处。





- ❖ 从图中可以看出它们具有相同的通带内特性，但是电感耦合的带通滤波器的高阻带衰减特性要好于传统的带通滤波器。这就是因为在电感耦合的带通无穷远处的传输零点个数大于传统带通滤波器无穷远处的传输零点个数。



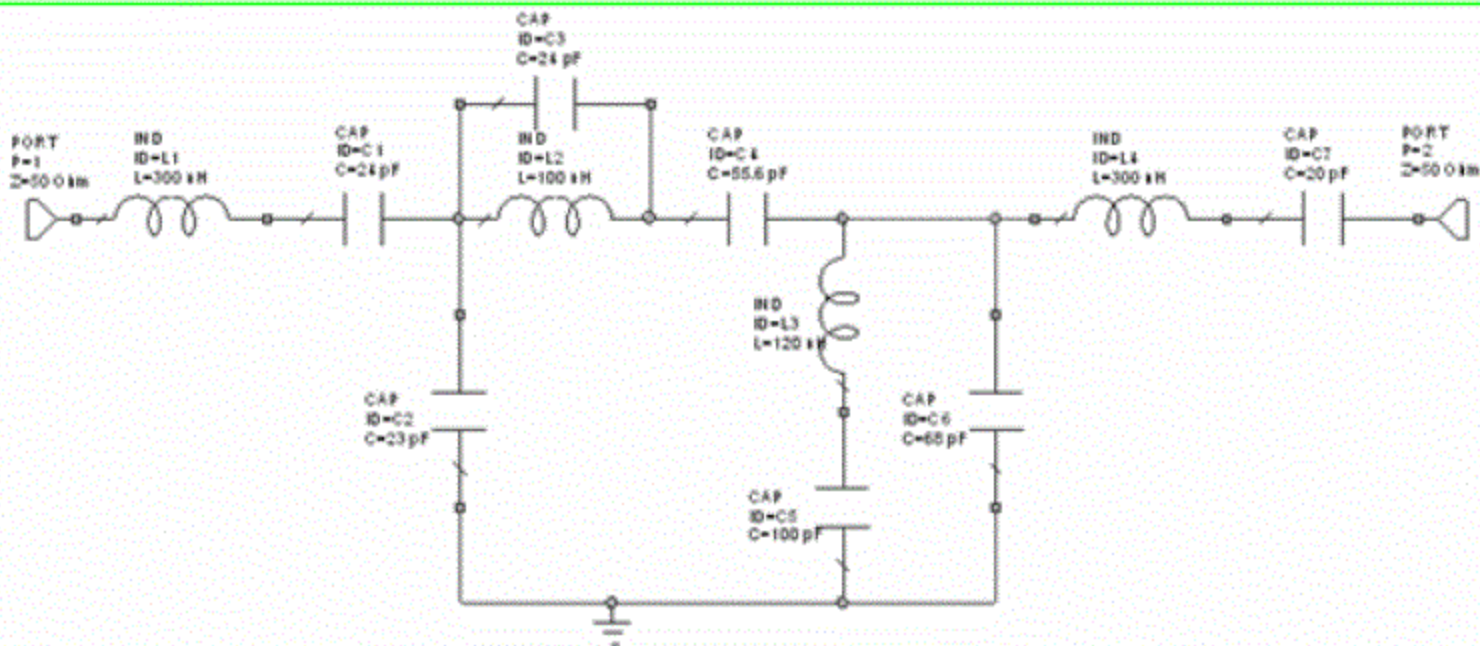


- ❖ 无穷远处传输零点个数和零处传输零点个数能够分别独立的控制通带外低阻带和高阻带的选择性能。
- ❖ 那么如何能够获得对称的工作响应呢？
- ❖ Carassa已经证明无穷远处传输零点的个数如果是零处传输零点个数的三倍，则可获得对称的工作衰减特性。即使增加有限位置的传输零点，这个定律依然成立。

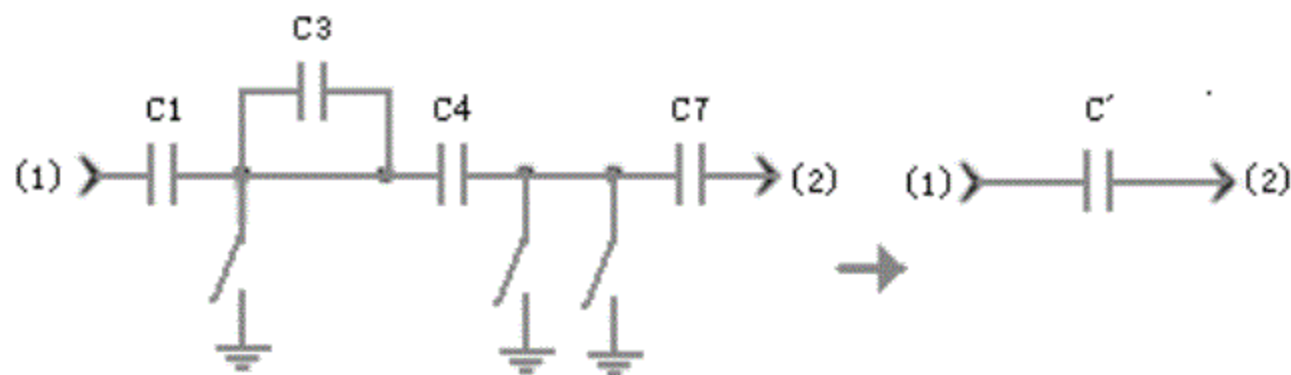




- ❖ 下图表示具有有限位置传输零点的六阶带通滤波器，即这个传输零点即不在零处也不在无穷远处。



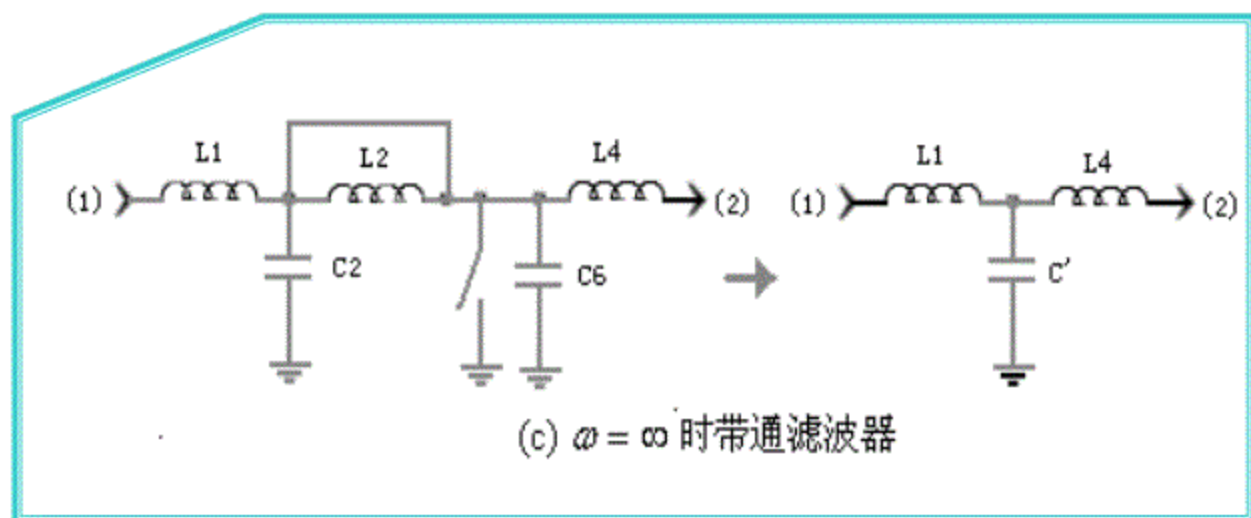
❖ 图中C3和L2谐振在103MHz，它们在高阻带产生一个传输零点。



(b) $\omega = 0$ 时带通滤波器

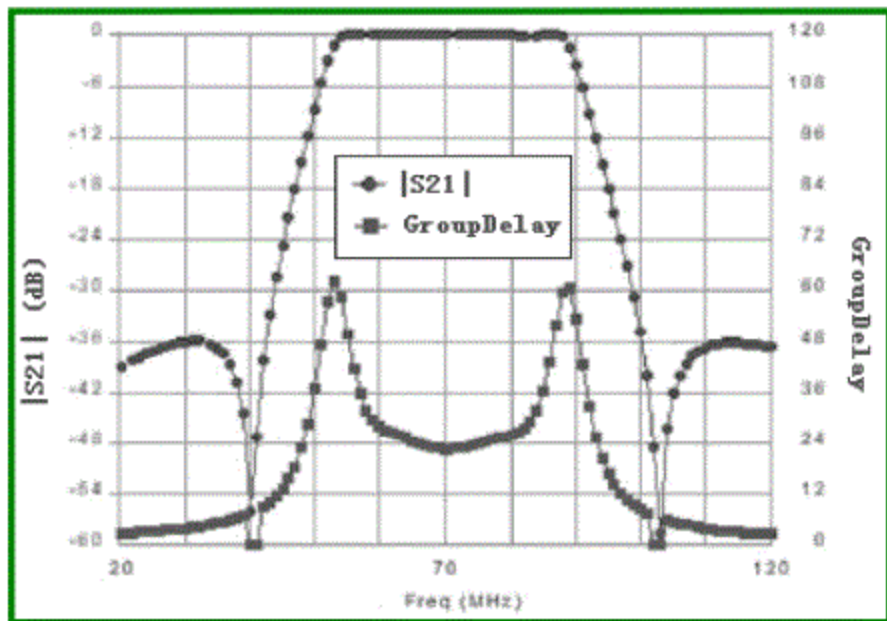


- ❖ 同时，C3和L3谐振在40MHz，它们在低阻带产生一个传输零点。这个滤波器在零处有1个传输零点，在无穷远处有3个传输零点。





- ❖ 由于它们满足Carassa定律，所以这个带通滤波器在通带外具有对称工作衰减特性和对称的群延迟特性。下图表示其工作衰减特性和群延迟特性。通过下图也可以看出这个滤波器具有对称工作衰减特性和对称的群延迟特性。





8.2 交叉耦合滤波器中传输零点类型和运动特性

- ❖ 带通滤波器的交叉耦合结构是指非相邻谐振器之间的耦合，这种耦合结构能够产生有限的传输零点。
- ❖ 通过比较交叉耦合滤波器设计和传统级联滤波器设计，从电路结构上可以看出交叉耦合滤波器中传输零点难于控制。这种现象随着滤波器带宽的增加会变得更加复杂。即使在相对带宽较窄的条件下，窄带原型电路也已经不能精确描述电路工作情况。



8.2.1 传输零点运动规则和类型

❖ 传输零点运动必须遵守如下三个规则：

- 规则1：在复平面上，所有的传输零点必须是象对称。
- 规则2：“扰动”一个电路元件引起的传输零点的运动路径是连续的，即传输零点不会从一个位置跳跃到一个新的位置。
- 规则3：“扰动”一个电路元件不会造成相邻传输零点之间的相对运动，即传输零点之间只能相互靠拢或者相互分离，而不是同时朝一个方向运动。





❖ 传输零点运动类型包括以下两种：

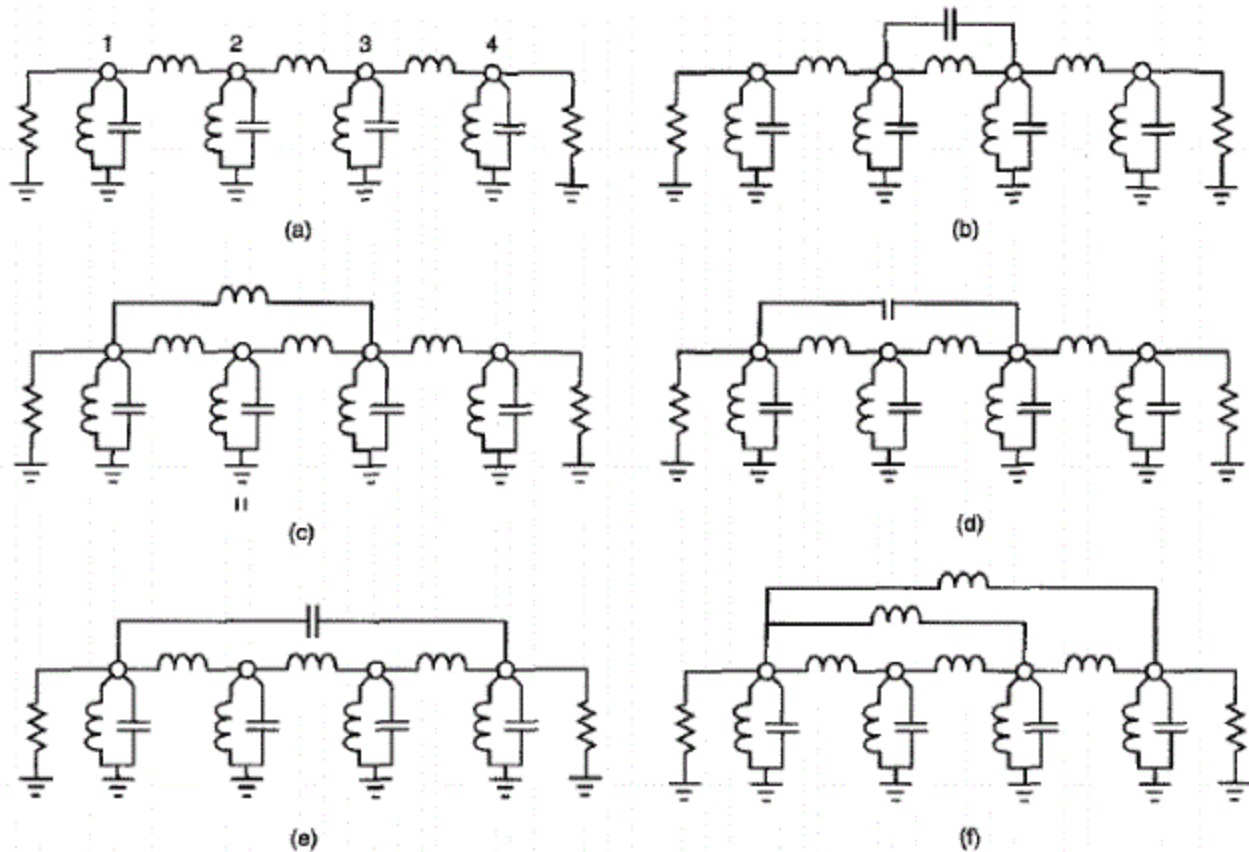
- 类型1：传输零点是实频率。
- 类型2：传输零点可以是实频率或者是复频率。

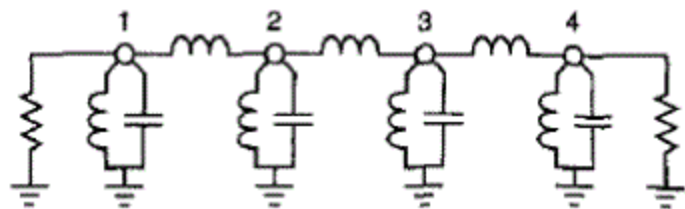
❖ 注意：对于任何已知的电路，传输零点的运动类型由电路结构和特定电路元件共同决定的。



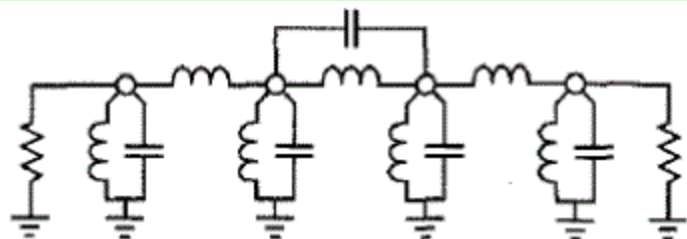
8.2.2 传输零点运动分析

电感耦合的四阶带通滤波器等效电路图





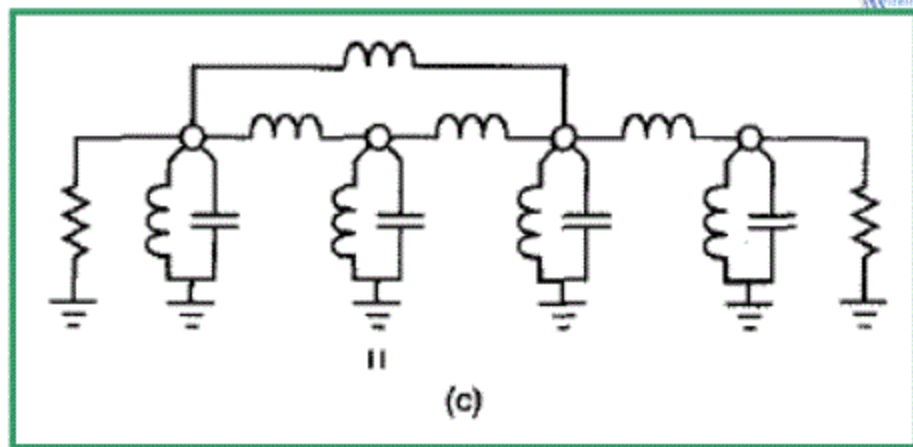
(a)



(b)

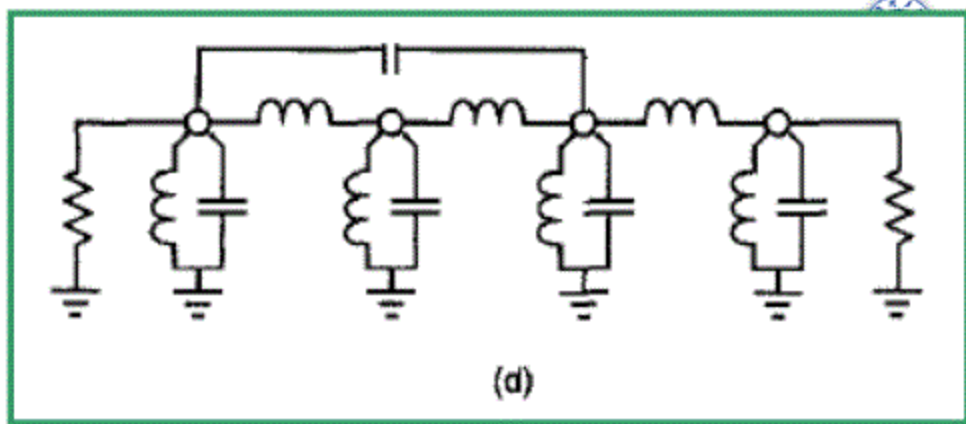
- ❖ 图 (a) 是一个四阶采用电感耦合的带通滤波器的等效电路。它具有8个传输零点，其中 $\omega = \infty$ 处有7个， $\omega = 0$ 处有1个。
- ❖ 对图 (a) 的任意一个耦合电感并联一个电容，就形成图 (b) 所示的电路。该电路能产生实频率的传输零点。这是因为耦合电感和添加上的并联电容形成一个谐振频率点。





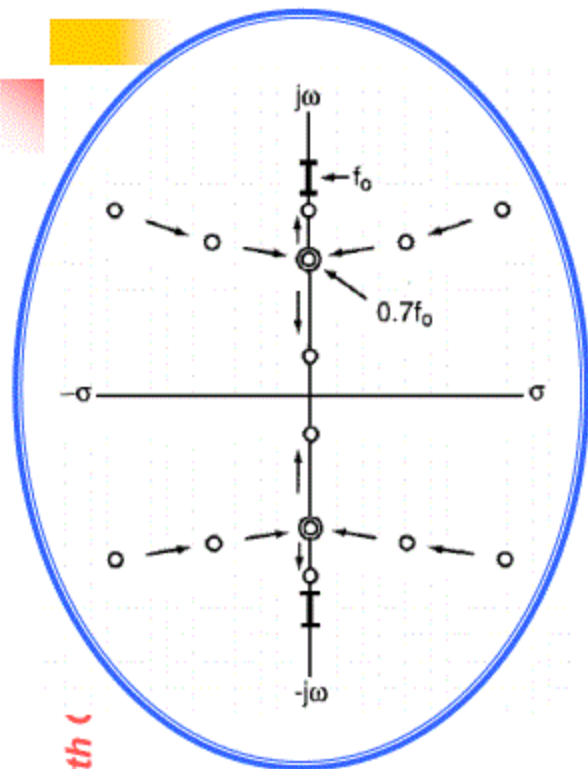
- ❖ 在图 (a) 的谐振器1和3之间并联一个电感，就形成如图 (c) 所示的电路。这是一个典型的能够在通带外的高阻带产生一个类型1的传输零点的CT(cascaded triplets)单元结构。
- ❖ 该电路有5个无穷远处、1个零处和2个位置未知的传输零点。根据规则1知这两个位置未知的传输零点必须在 σ 轴或 $j\omega$ 轴上。通过CT特性知该电路在通带外的高阻带产生1个在 $j\omega$ 轴上传输零点，且不管如何“扰动”电路中任何一个电路元件，这两个零点只能在 $j\omega$ 轴上移动。





- ❖ 在图 (a)的谐振器1和3之间并联一个电容，就形成如图 (d)所示的电路。这也是一个典型的能够在通带外的低阻带产生一个类型1的传输零点的CT单元结构。
- ❖ 并联电容后，该电路有3个无穷远处和1个零处的传输零点，剩余4个传输零点位置未知。
- ❖ 从三个传输零点运动规则和CT特性知，这个电路有1个在低阻带的传输零点。



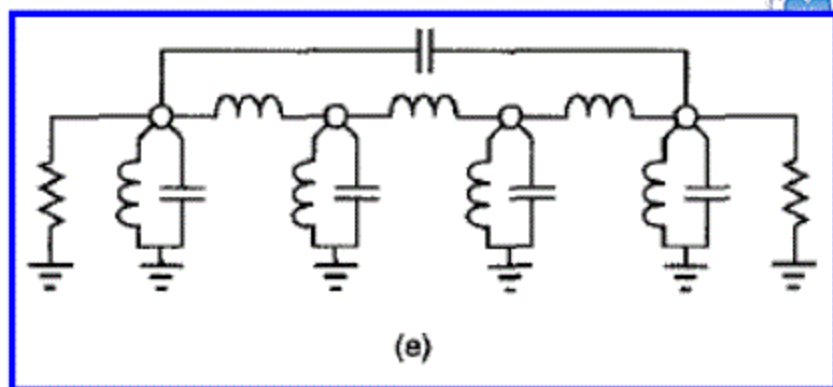


- ❖ 当添加的电容值很小时，没有实频率值的传输零点。
- ❖ 随着这个电容值的增大，其它元件值也随着调整以保证通带内等波纹效应，传输零点的运动轨迹如图3-9所示。
- ❖ 所有的无穷远处的传输零点最后都到达 $j\omega$ 轴，然后根据规则3分裂成两个沿 $j\omega$ 轴运动的有限传输零点。在 $j\omega$ 轴上这两个零点相对不受滤波器的设计参数，如通带内波纹系数和带宽的影响。





- ❖ 对于集总元件电路，这个“分裂频率点”（BF: Break Frequency）大约是中心频率的0.7倍。
- ❖ 随着滤波器带宽的增大，这个近似为常数的BF点使得阻带衰减减小。
- ❖ 当传输零点越靠近BF点时阻带衰减对滤波器调谐影响越灵敏。
- ❖ 对于窄带滤波器，低阻带的BF点离通带较远，所以传输零点在BF点分裂后，有一个零点离通带较近，而另一个则离的很远。

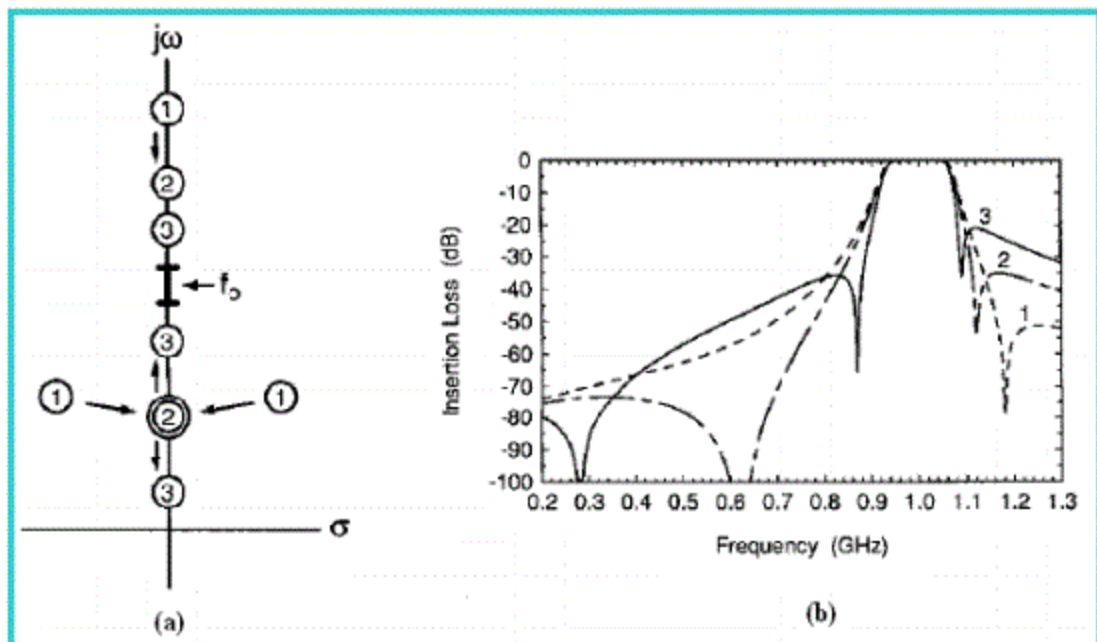


- ❖ 在(a)的谐振器1和4之间并联一个电容，就形成如图(e)所示的电路。这是一个典型的CQ (cascaded drupelets) 单元结构，能够在通带外的高低阻带产生一对有限传输零点。
- ❖ 添加电容后，该电路有1个无穷远处的传输零点和1个零处传输零点，其余6个传输零点位置未知。在通带外的高阻带有一个在上的类型1的传输零点，在低阻带有一对类型2的传输零点。





- ❖ 随着这个电容值的增大(其它元件值也随着调整以保证通带内等波纹效应), 类型1的一个传输零点的沿着 $j\omega$ 轴向通带移动, 类型2的一对传输零点向 $j\omega$ 轴移动, 会聚在 $j\omega$ 轴上的BF点, 然后沿着 $j\omega$ 轴分裂。整个运动过程和工作衰减特性如图所示。





- ❖ 如同图 (d)的情况，低阻带的传输零点相对不受滤波器的设计参数如通带内波纹系数和带宽的影响，而且越靠近BF点时对滤波器元件调谐的影响越灵敏。
- ❖ 当低阻带的传输零点在BF点时，高阻带的传输零点相对不受滤波器的设计参数如通带内波纹系数和带宽的影响，而且比BF点更靠近通带。以上的行为限制由传输零点引起的阻带衰减。低阻带BF点和高阻带传输零点偏离中心频率越远，对滤波器响应的影响就越大。



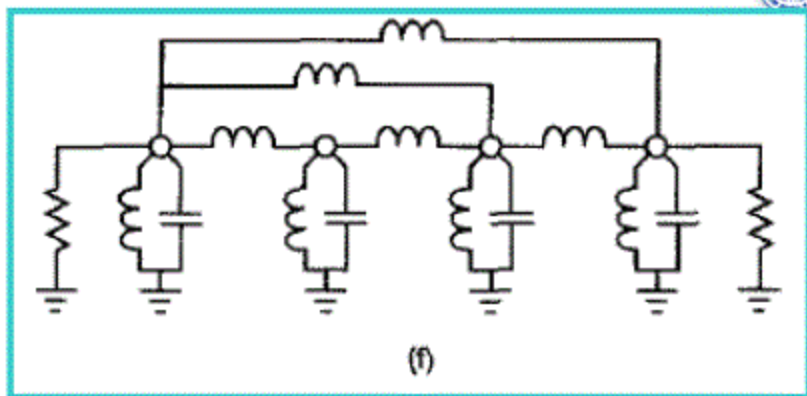
- ❖ 下面通过中心频率1GHz，相对带宽5%，回波损耗26dB的四阶通带内等波纹的梳齿滤波器说明以上的分析。
- ❖ 当高阻带的传输零点是1.12GHz时，低阻带的BF是0.624GHz。
- ❖ 当相对带宽大约是30%时，为了保证带内等波纹特性，高阻带的传输零点要大于1.12GHz。但是即使在30%的相对带宽时，低阻带BF仍然大约是0.6GHz和高阻带零点是1.18GHz，低阻带衰减值是38dB，高阻带衰减是4.7dB。



❖ 表四阶滤波器高低阻带衰减比较

带宽	分裂频率(GHz)	高阻带内传输零点(GHz)	低阻带衰减特性(dB)	高阻带衰减特性(dB)
1%	0.624	1.114	-156	-114
2%	0.624	1.114	-132	-91
5%	0.624	1.116	-98	-59
10%	0.623	1.122	-74	-35
20%	0.615	1.145	-50	-13.5
30%	0.597	1.179	-38	-4.7





- ❖ 增强非相邻谐振器间的耦合可以增加实频率传输零点。但是这些传输零点容易转成类型2的传输零点，而且更容易受滤波器元件调谐的影响。例如，在图(a)的谐振器1和4，1和3之间添加电感，如图(f)电路所示。该电路有3个无穷远处的传输零点和1个零处的传输零点，其余4个零点位置未知。如果 L_{14} 无穷大和 L_{13} 是有限值，则有在 $j\omega$ 轴上的类型1传输零点。





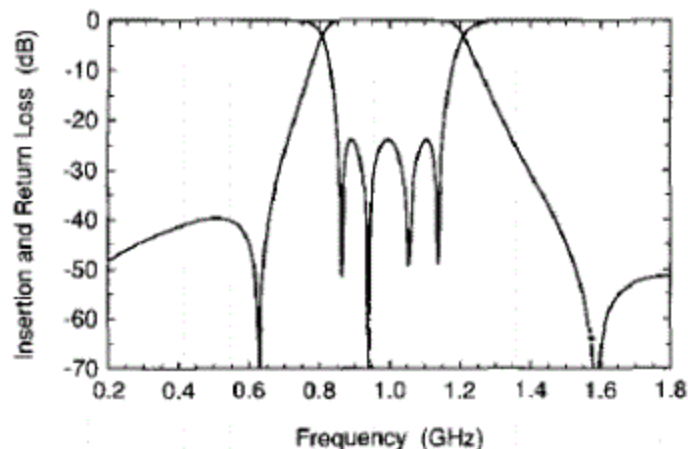
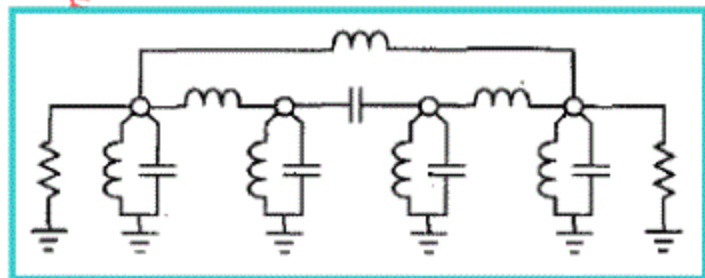
- ❖ 随着 L_{14} 变得有限，运动规则1要求传输零点必须保持象对称，运动规则2要求四个未知传输零点不能跳跃变成象对称，运动规则3要求1个新的传输零点必须在 $j\omega$ 轴上，已经存在的传输零点必须远离通带向新的传输零点靠拢。
- ❖ 随着我们调节 L_{14} 和 L_{13} (其它元件值也随着调整以保证通带内等波纹特性)，我们可以任意设置这两个传输零点位置。在窄带滤波器里，我们设置它们在通带附近且相互很近。





- ❖ 假设设计一个滤波器，要求相对带宽30%，通带外的高低阻带各有1个传输零点，带外衰减要求大于40dB。图(e)结构的滤波器已经不能满足这种设计要求。

- ❖ 在图(a)的谐振器2和3之间采用电容耦合，谐振器1和4之间采用电感耦合。该电路具有3个无穷远处传输零点和1个零处传输零点，2个类型1的传输零点，分别位于高低阻带。这两个零点都锁定在轴上。尽管这个结构的工作衰减特性不是很对称，但比图(e)更具有实用价值。





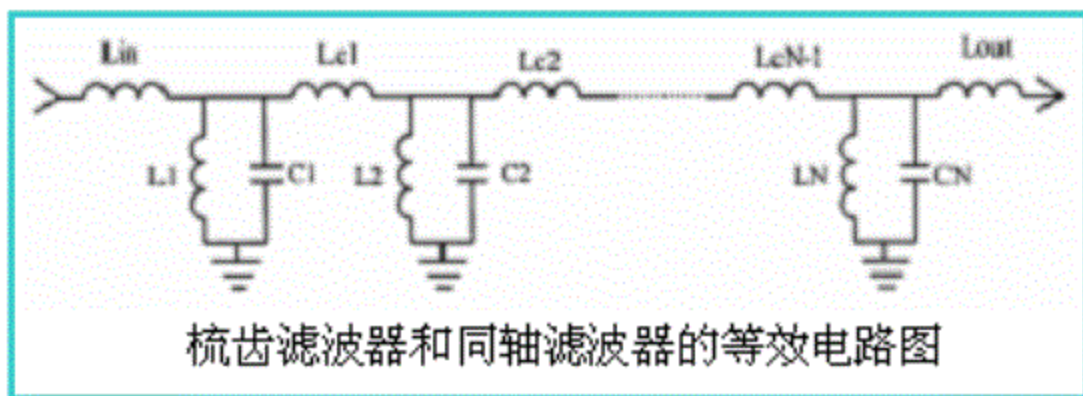
8.3 交叉耦合产生传输零点的机理

- ❖ 相位分析
- ❖ CT和CQ滤波器多路信号耦合路径
- ❖ 嵌套结构滤波器多路耦合路径



8.3.1 相位分析

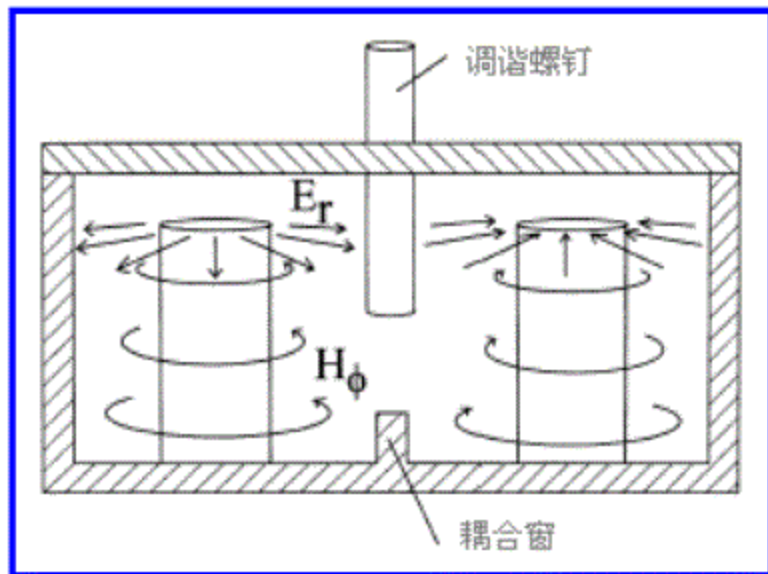
- ❖ 下图是典型的梳齿滤波器和同轴腔滤波器的等效电路图，其中每一对并联电感电容表示单个谐振单元，串联电感表示在谐振器之间的占主要地位的磁场耦合。





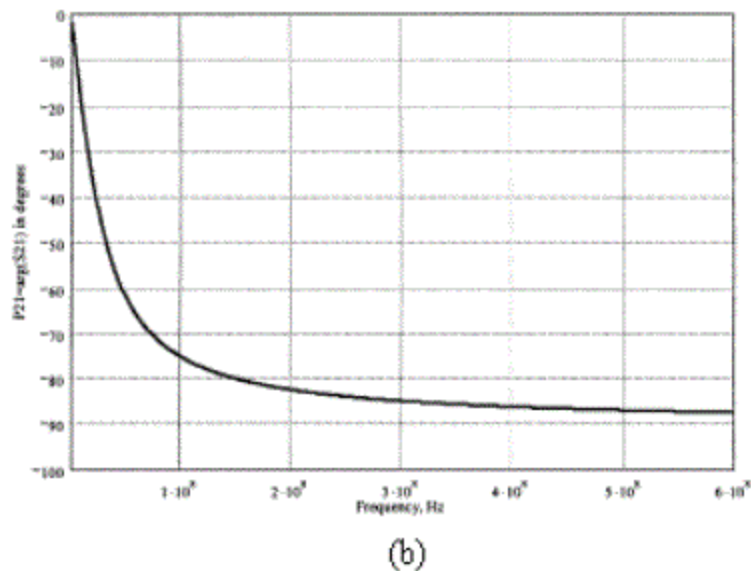
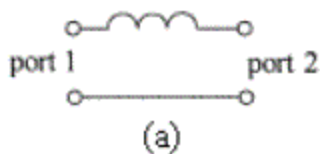
- ❖ 相邻谐振器间的总耦合是磁耦合和电耦合的混合耦合。
- ❖ 从耦合结构对相邻谐振器内电磁场的影响来看，磁耦合结构主要是通过谐振器之间的占主要地位的耦合磁场进行能量传递，所以可等效为在相邻谐振器之间存在一个串联电感；
- ❖ 同理，电耦合结构主要是通过相邻谐振器之间的占主要地位的耦合电场进行能量传递，所以可等效为在相邻谐振器之间存在一个串联电容。

- ❖ 所以为了增强总耦合，需要将调谐螺钉放置在两个谐振器间开路面上，如下图所示。增加的调谐螺钉虽然能够减小电耦合量，但却增强总耦合量。同样在两个谐振器间短路面设置耦合窗能够减小磁耦合量，进而减小总耦合量。





- ❖ 用 Φ_{11} 和 Φ_{12} 分别表示微波网络特性和参数的相位。将下图所示串联电感看成一个二端口网络。



$$A = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$S_{21} = \frac{2}{2 + j\omega L}$$

$$\Phi_{21} = -\arctan \frac{\omega L}{2}$$



- ❖ 当频率很高时， $\Phi_{12} \approx -90^\circ$ 。
- ❖ 所以经过该网络的信号会产生一个 -90° 的相位偏移。
- ❖ 同理一个串联电容也可以看成一个二端口网络，当频率很高时， $\Phi_{12} \approx +90^\circ$ ，所以经过该网络的信号会产生一个 $+90^\circ$ 的相位偏移。

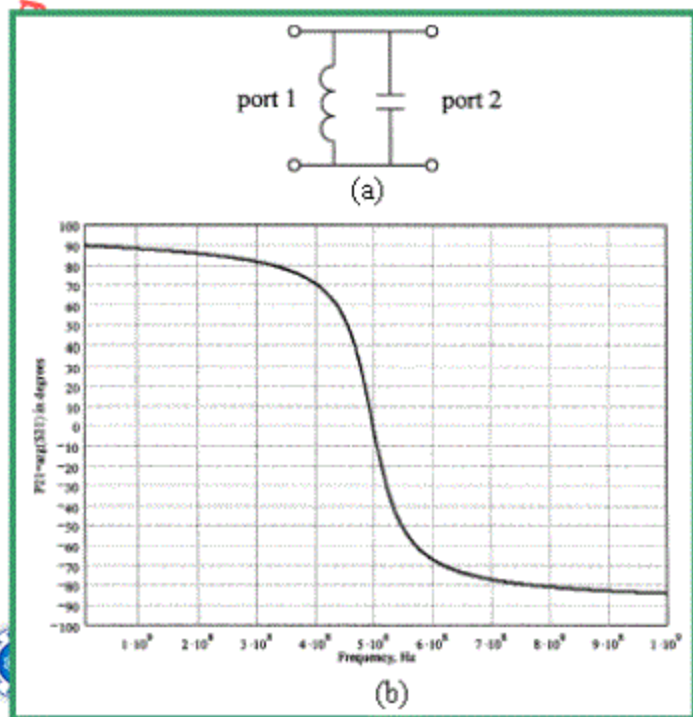


❖ 下图所示并联电容电感也可以看成一个二端口网络。分析方法同上一样，有：

$$\Phi_{21} = \arctan \frac{1 - \omega^2 CL}{\omega L}$$

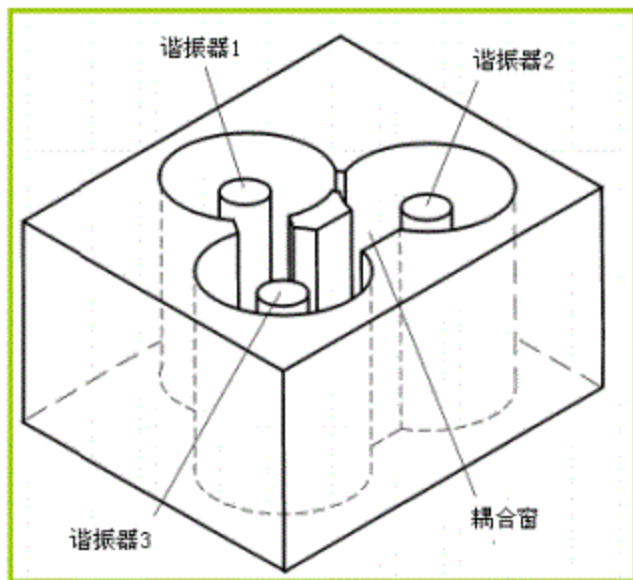
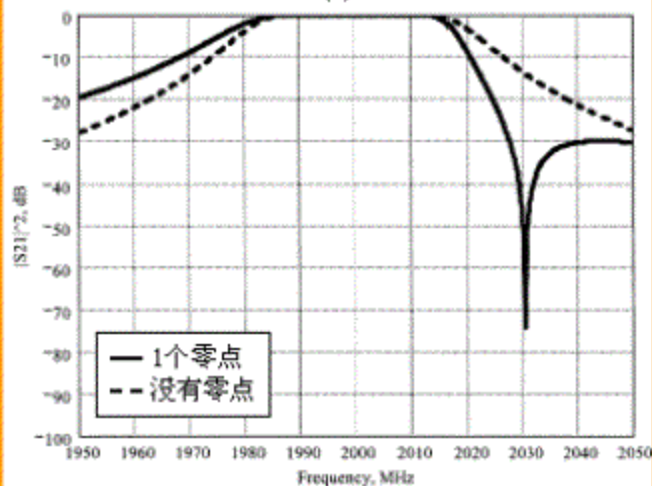
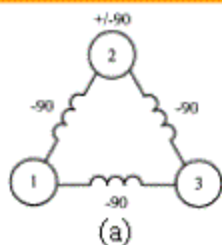
➤ 注意，非谐振频率处的相位偏移取决于经过的信号是否高于或低于谐振频率。在谐振频率处相位偏移为零；对于低于谐振频率的信号，该二端口网络呈现容性，将会产生+90°的相位偏移；对于高于谐振频率的信号，该二端口网络呈现感性，将会产生-90°的相位偏移。所以有：

$$\begin{cases} \Phi_{21} \approx +90^\circ & (f < f_0) \\ \Phi_{21} \approx -90^\circ & (f > f_0) \end{cases}$$





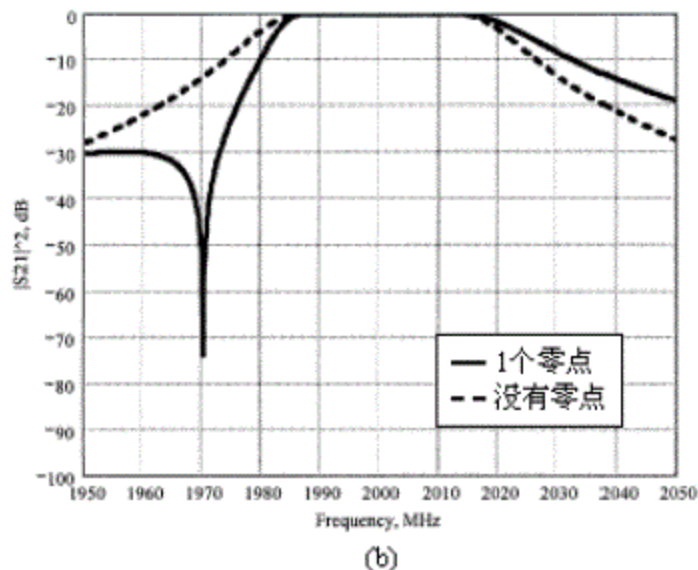
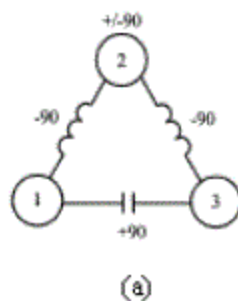
8.3.2 电感交叉耦合的CT滤波器



	低于谐振频率	高于谐振频率
路径 1-2-3	$-90^\circ + 90^\circ - 90^\circ = -90^\circ$	$-90^\circ - 90^\circ - 90^\circ = -270^\circ$
路径 1-3	-90°	-90°
结果	相移相同	相移不相同



8.3.3 电容交叉耦合的CT滤波器

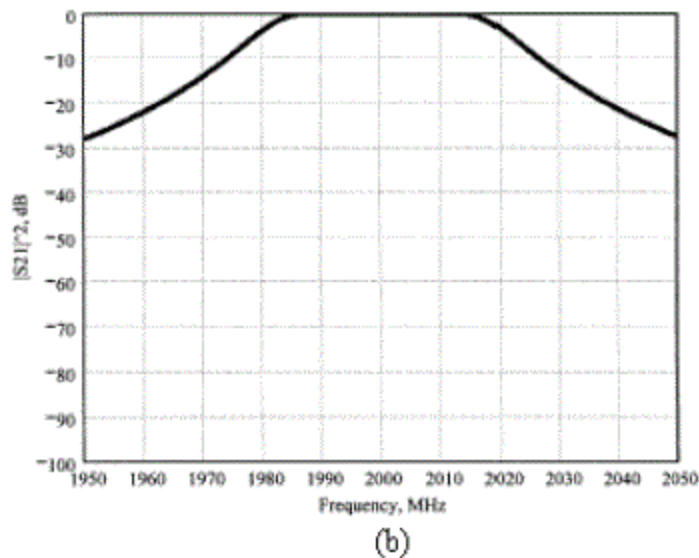
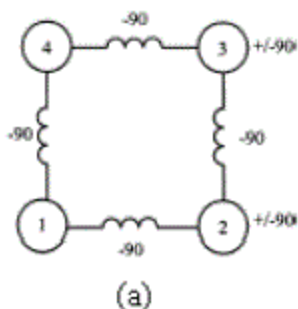


	低于谐振频率	高于谐振频率
路径 1-2-3	$-90^\circ + 90^\circ - 90^\circ = -90^\circ$	$-90^\circ - 90^\circ - 90^\circ = -270^\circ$
路径 1-3	$+90^\circ$	$+90^\circ$
结果	相移不相同	相移相同





8.3.4 电感交叉耦合的CQ滤波器

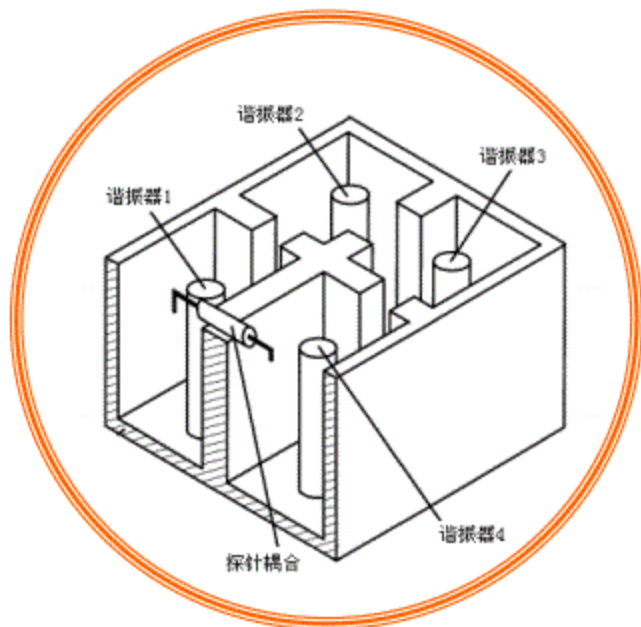
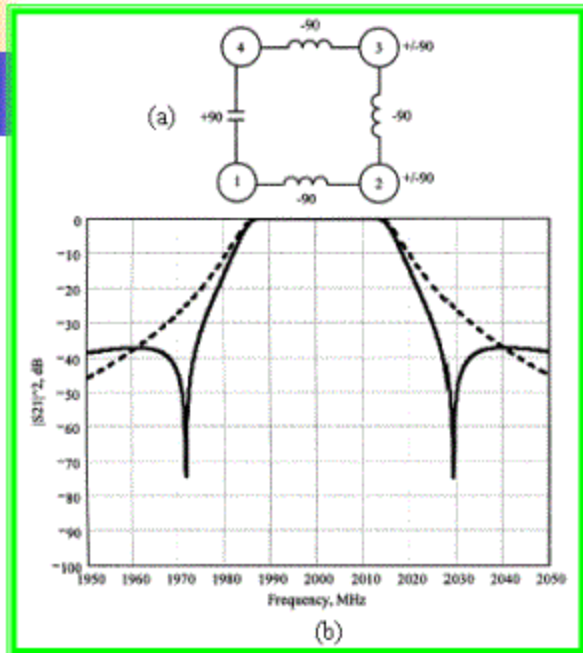


	低于谐振频率	高于谐振频率
路径 1-2-3-4	$-90^\circ + 90^\circ - 90^\circ + 90^\circ - 90^\circ = -90^\circ$	$-90^\circ - 90^\circ - 90^\circ - 90^\circ - 90^\circ = -450^\circ$
路径 1-4	-90°	-90°
结果	相移相同	相移相同





8.3.5 电容交叉耦合的CQ滤波器

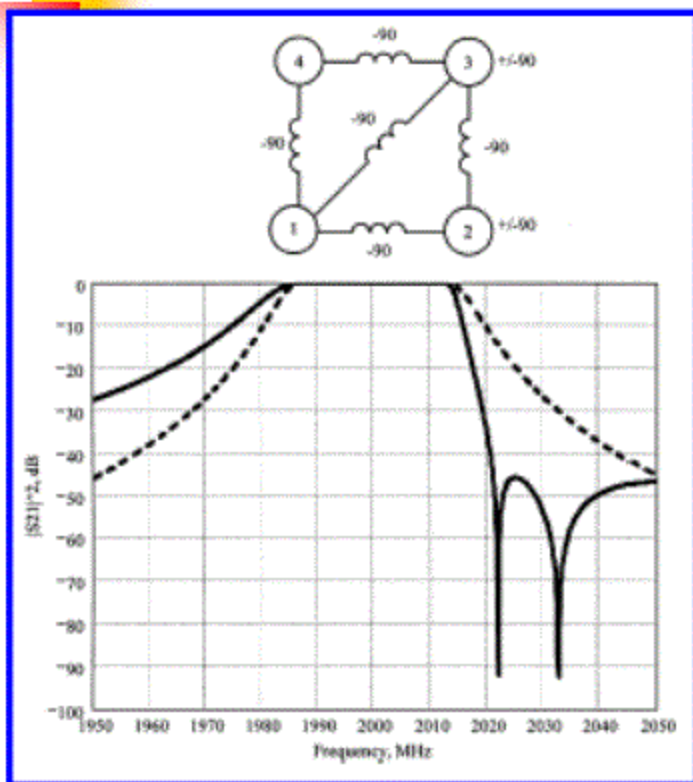


	低于谐振频率	高于谐振频率
路径 1-2-3-4	$-90^\circ + 90^\circ - 90^\circ + 90^\circ - 90^\circ = -90^\circ$	$-90^\circ - 90^\circ - 90^\circ - 90^\circ - 90^\circ = -450^\circ$
路径 1-4	$+90^\circ$	$+90^\circ$
结果	相移不相同	相移不相同





8.3.6 嵌套结构滤波器多路耦合路径



	低于谐振频率	高于谐振频率
路径 1-2-3	$-90^\circ + 90^\circ - 90^\circ = -90^\circ$	$-90^\circ - 90^\circ - 90^\circ = -270^\circ$
路径 1-3	-90°	-90°
结果	相移相同	相移不相同
路径 1-3-4	$-90^\circ + 90^\circ - 90^\circ = -90^\circ$	$-90^\circ - 90^\circ - 90^\circ = -270^\circ$
路径 1-4	-90°	-90°
结果	相移相同	相移不相同





低于谐振频率

高于谐振频率

路径
1-2-3

$$-90^\circ + 90^\circ - 90^\circ = -90^\circ$$

$$-90^\circ - 90^\circ - 90^\circ = -270^\circ$$

路径
1-3

$$+90^\circ$$

$$-90^\circ$$

结果

相移不相同

相移相同

路径
1-3-4

$$+90^\circ + 90^\circ - 90^\circ = +90^\circ$$

$$+90^\circ - 90^\circ - 90^\circ = -90^\circ$$

路径
1-4

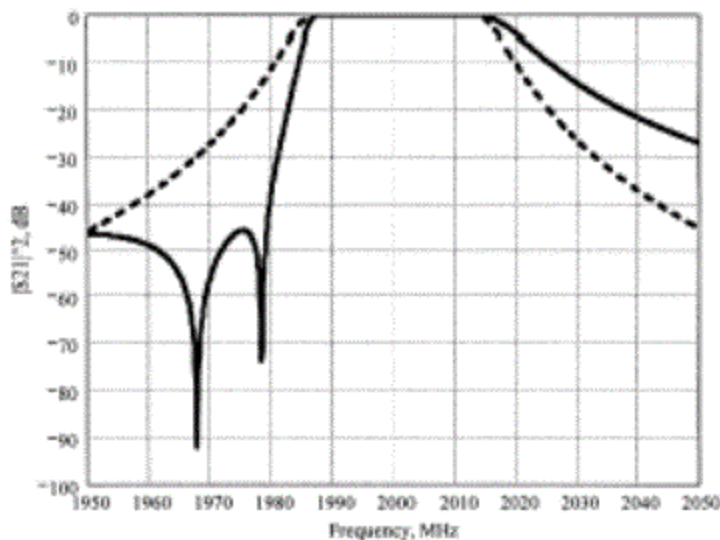
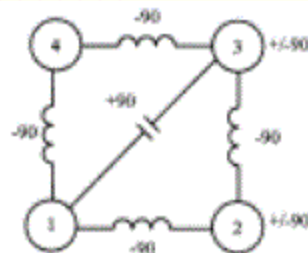
$$-90^\circ$$

$$-90^\circ$$

结果

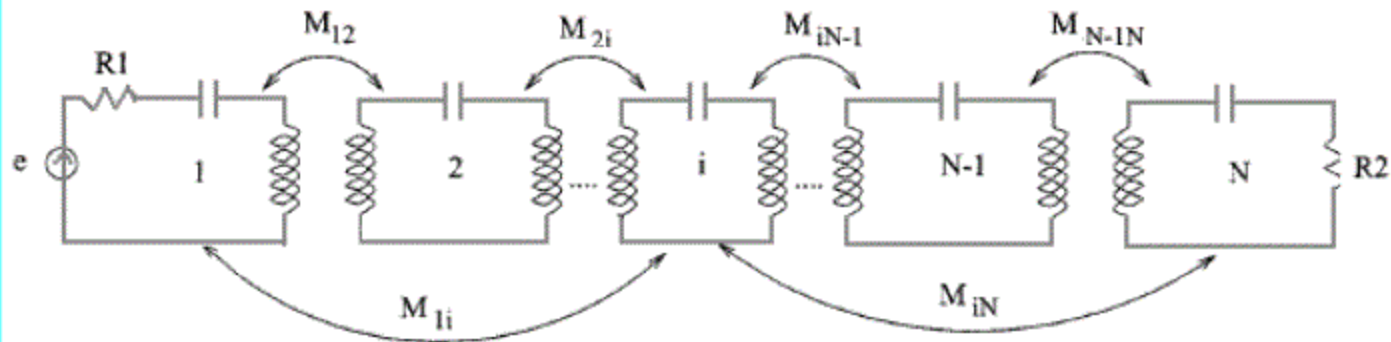
相移不相同

相移相同





8.4 任意结构最大传输零点个数的确定



$$[\Omega U - jR + M][I] = [A][I] = -j[e] \quad j^2 = -1, \quad \Omega = \omega - \frac{1}{\omega}$$

$$S_{21} = 2\sqrt{R_1 R_2} I_N = -2j\sqrt{R_1 R_2} [A^{-1}]_{N1}$$





定律：由拓扑矩阵决定的有限传输零点最大个数 $n_{zm} = N - 1 - k$ 。其中 k 是 $[P^k]_{N1}$ 不为零值的最小正整数。 $[P^k]$ 表示 k 第阶拓扑矩阵 $[P]$ 。

$$\begin{cases} P_{ij} = 1 & (M_{ij} \neq 0) \\ P_{ij} = 0 & (M_{ij} = 0) \end{cases}$$

举例：设一个六腔同轴滤波器，其中谐振器1和谐振器4耦合，谐振器3和谐振器6耦合。

$$[P] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$6 - 1 - 3 = 2$$