



电子科技大学

University of Electronic Science and Technology of China

非线性电路与系统

电子工程学院 电磁场与微波技术

主讲人： 徐锐敏 （教授）



第十一章 微波毫米波（高频前端子）系统

1. 平衡电路



2. 微波电路部件的直接连接



3. 微波发射系统



4. 微波接收机



5. 雷达系统



6. 通信系统





第一章 微波毫米波（高频前端子）系统

element（元件）：

R、L、C、传输线、负载、定向耦合器、滤波器、铁氧体类（环行器，隔离器）

device（器件）：

电真空器件（行波管，回旋管、返波管、磁控管等）和半导体器件（二极管，三极管）

Component or circuit（部件或电路）：

器件和元件组合而成，完成某一特定的电路功能。如：放大器，混频器，振荡器等，包括MMIC。

第一章 微波毫米波（高频前端子）系统

Sub-system or subassembly（子系统或组件）：

部分元件和电路的组合，完成某一系统部分功能。如：高频发射、接收子系统，本质—混频组件，天线子系统，T/R组件等。

System（系统）

由若干元件和子系统组合，完成某一系统的全部功能。如：雷达系统、通信系统、导航系统、电子对抗系统等。



11.1 微波毫米波电桥的平衡电路

单个固态电路的不足：

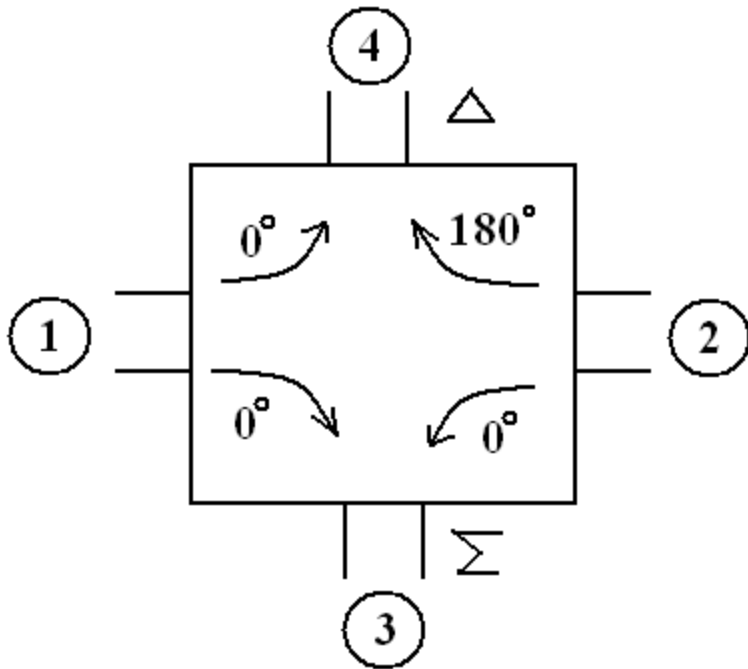
- (1) 输出功率和动态范围小。
- (2) 会产生一些无法滤除的谐波和交调分量。

平衡电路的优点：

- (1) 输出功率和动态范围大
- (2) 改善带宽及输入、输出驻波系数
- (3) 对谐波和交调分量有**一定**的抑制作用

11.1.1 理想电桥特性

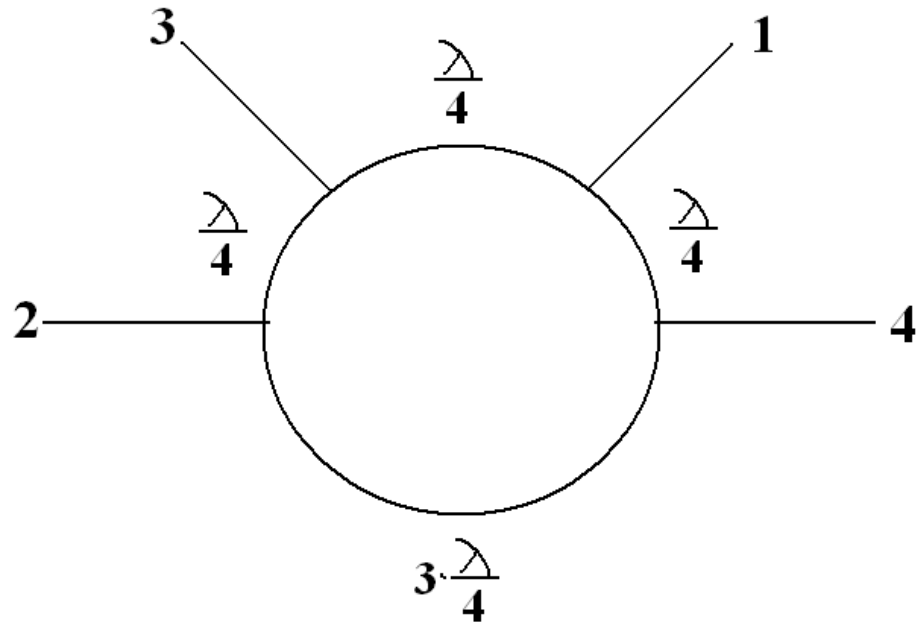
1. 3dB 180°电桥



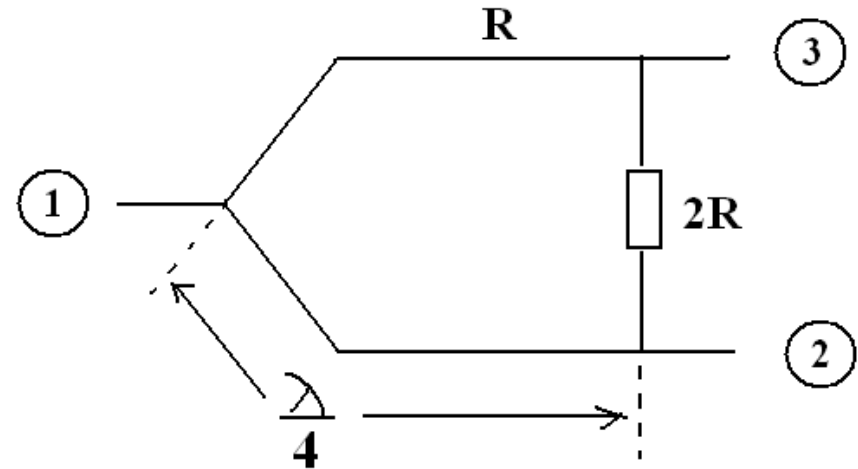
$$S_{180^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

11.1.1 理想电桥特性

环行电桥

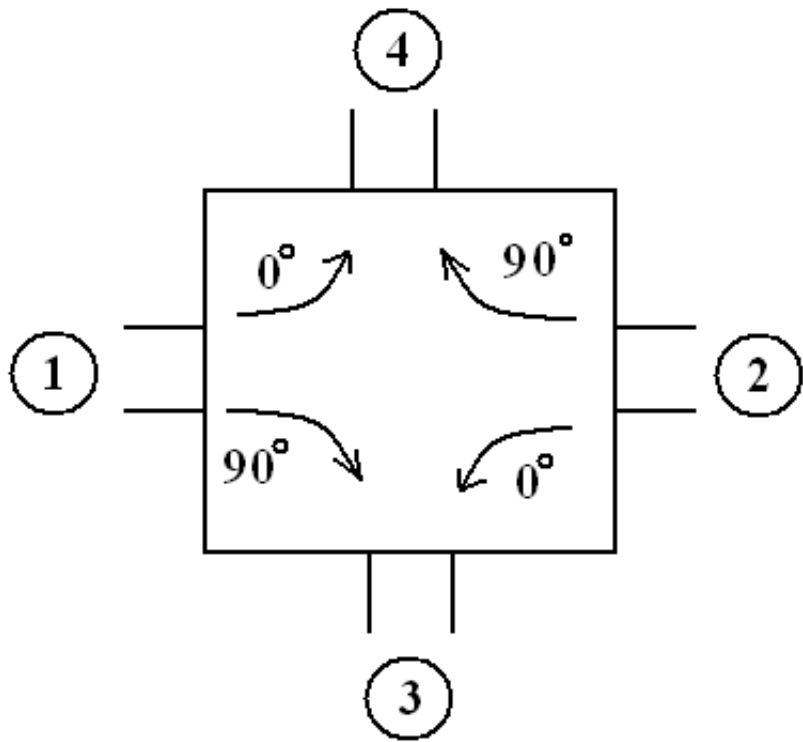


功分器



11.1.1 理想电桥特性

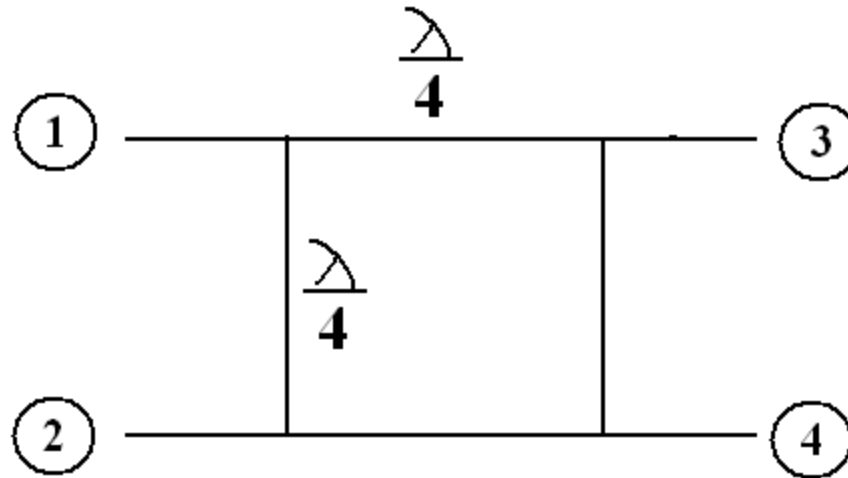
2. 3dB 90°电桥



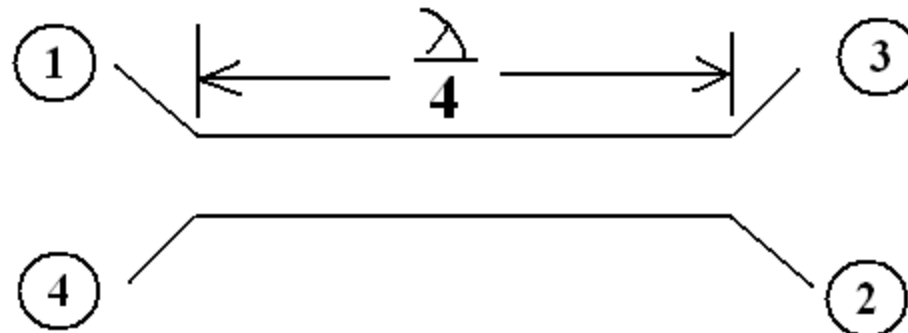
$$S_{90^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -j \\ -j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

11.1.1 理想电桥特性

分支线电桥

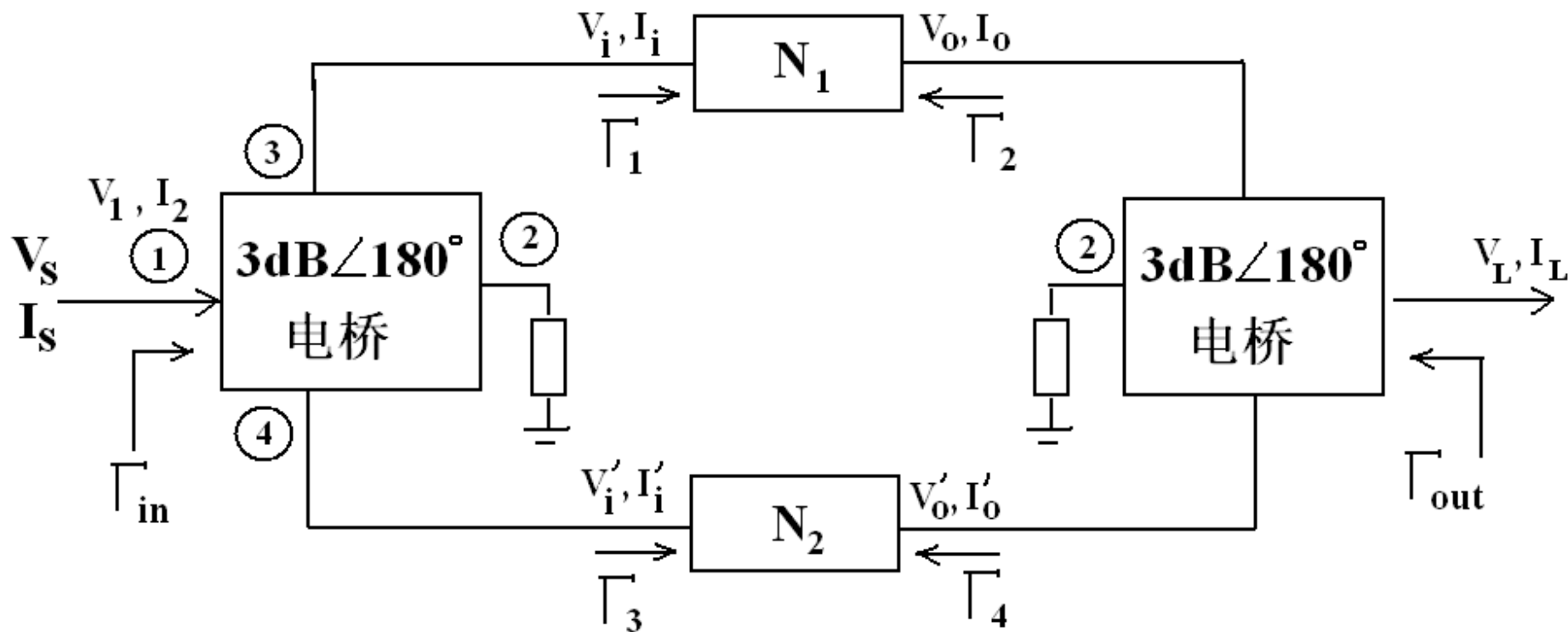


定向耦合器
(耦合线电桥)



11.1.2 电桥耦合的电路组件特性

1. 180°电桥耦合的电路组件



注： N_1 和 N_2 完全相同， $3\text{dB}180^\circ$ 电桥为理想。



11.1.2 电桥耦合的电路组件特性

$$|V_i| = \frac{|V_s|}{\sqrt{2}}$$

$$|V_L| = \sqrt{2} |V_o|$$

$$|I_i| = \frac{|I_s|}{\sqrt{2}}$$

$$|I_L| = \sqrt{2} |I_o|$$

输入端口反射系数

$$\Gamma_{in} = \frac{(\Gamma_1 + \Gamma_3)}{2}$$

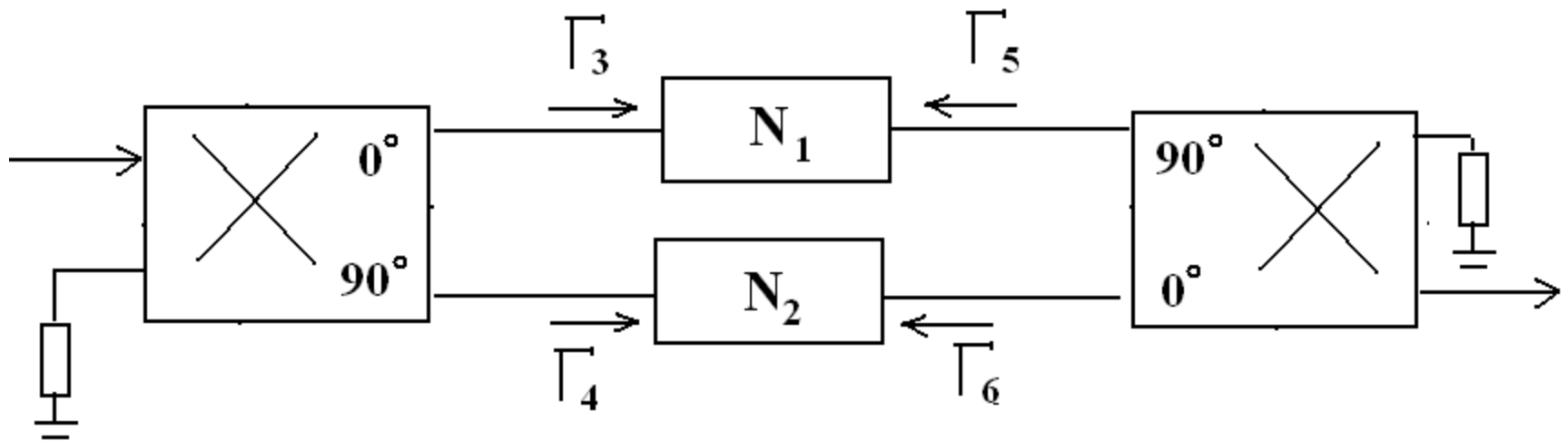
输出端口反射系数

$$\Gamma_{out} = \frac{(\Gamma_2 + \Gamma_4)}{2}$$

结论：输出功率提高3dB；输出/入阻抗同单个电路相同。

11.1.2 电桥耦合的电路组件特性

2. 90°电桥耦合的电路组件 (N₁和N₂完全相同, 3dB90°电桥为理想)



特点: (1) $\Gamma_{in} = \frac{(\Gamma_3 - \Gamma_4)}{2}$ $\Gamma_{out} = \frac{(\Gamma_6 - \Gamma_5)}{2}$

- (2) 耦合不平衡度对频响特性的影响不严重
- (3) 输出功率提高3dB
- (4) 输出、输入阻抗与单个电路相同

11.1.2 电桥耦合的电路组件特性

3. 非理想平衡的影响

(1) 等幅同相

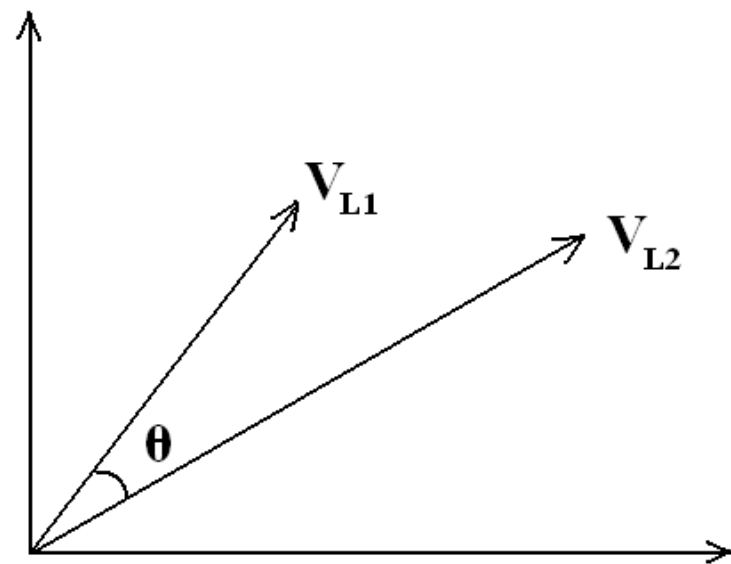
$$\theta = 0, \quad V_{L1} = V_{L2} = V_L$$

$$P_{Le} = \frac{2|V_L|^2}{R}$$

(2) 不等幅，不同相

$$\theta \neq 0, \quad \frac{V_{L1}}{V_{L2}} = \delta < 1$$

$$P_{Lu} = \frac{1}{2R} |V_{L1}|^2 (1 + 2\delta \cos \theta + \delta^2)$$





11.1.2 电桥耦合的电路组件特性

4. 谐波和交调分量的抑制能力

(1) 180°电桥

$$V_S = \sqrt{2} [V_1 \cos w_1 t + V_2 \cos w_2 t]$$

$$N_1: V_{i1}(t) = V_1 \cos w_1 t + V_2 \cos w_2 t$$

$$N_2: V_{i2}(t) = V_1 \cos(w_1 t + \pi) + V_2 \cos(w_2 t + \pi)$$

而非线性转移函数（电路） $f(v) = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + \dots$

N1的输出频谱： $nw_1 + mw_2$

N2的输出频谱： $nw_1 + mw_2 + n\pi + m\pi$



11.1.2 电桥耦合的电路组件特性

因此：

- 1) 由于输出端口有 180° 相移，因此所有偶阶分量 ($m+n=\text{even}$) 都被抑制。
- 2) 所有奇阶分量都同相合成。
- 3) 如果输出端口用直接连接代替 180° 电桥，则情况相反。



11.1.2 电桥耦合的电路组件特性

(2) 90°电桥

90°耦合电路的假信号抑制特性与180°电桥的大不相同，采用同样的分析方法，可得：

1) 输出二阶混合分量具有90°的相差，具有3dB的抑制能力。

2) 某些（不是全部）三阶混合分量可被抑制，如 $2\omega_1 + \omega_2$ 和 $2\omega_2 + \omega_1$ 的三阶交调分量可被抑制，而 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 的三阶交调分量不被抑制。

作业：请证明之。



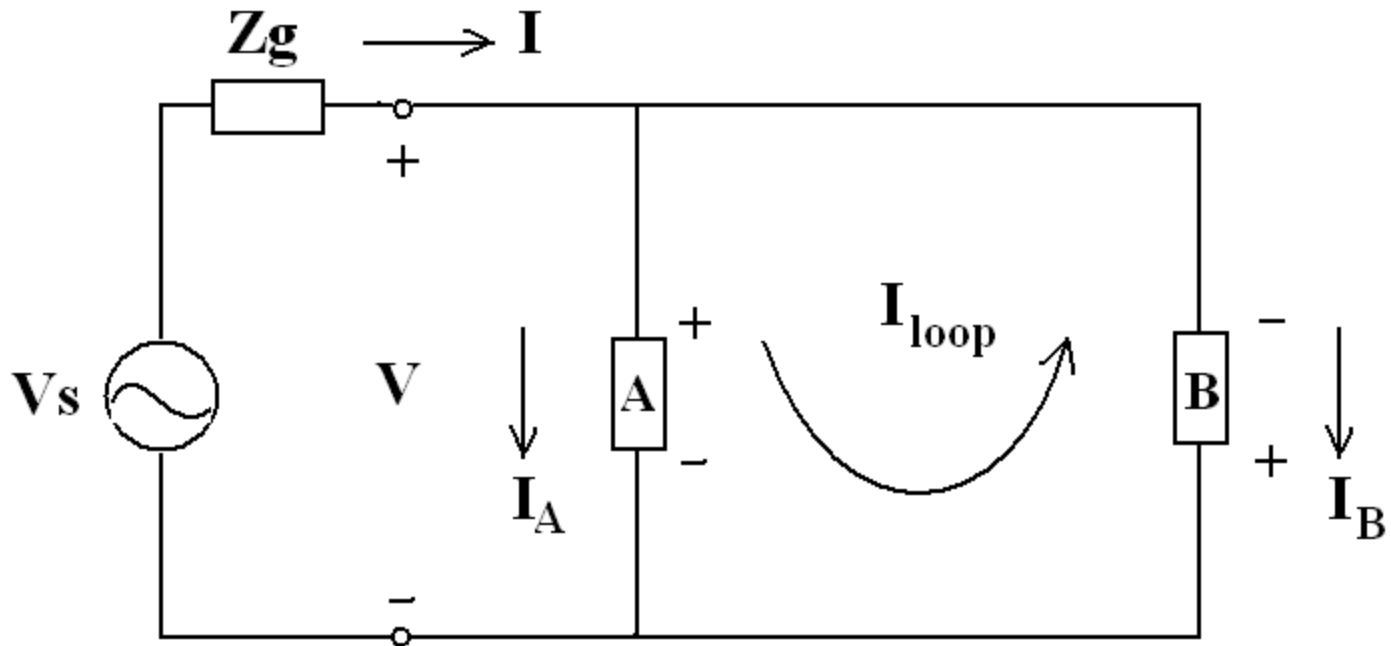
11.1.2 电桥耦合的电路组件特性

5. 交调遮断点

m 个相同电路部件合成，其遮断点增加 $10\lg m$ (dB)。
则平衡电路的遮断点比单个二端口电路的遮断点增大**3dB**，
且与阶次无关。

11.2 微波电路部件的直接连接

1. 反向并联



有
$$I_A = f(v) = av + bv^2 + cv^3 + \dots$$

$$I_B = -f(-v) = av - bv^2 + cv^3 - dv^4 + \dots$$



11.2 微波电路部件的直接连接

总的外部电流: $I = I_A + I_B = 2av + 2cv^3 + \dots$

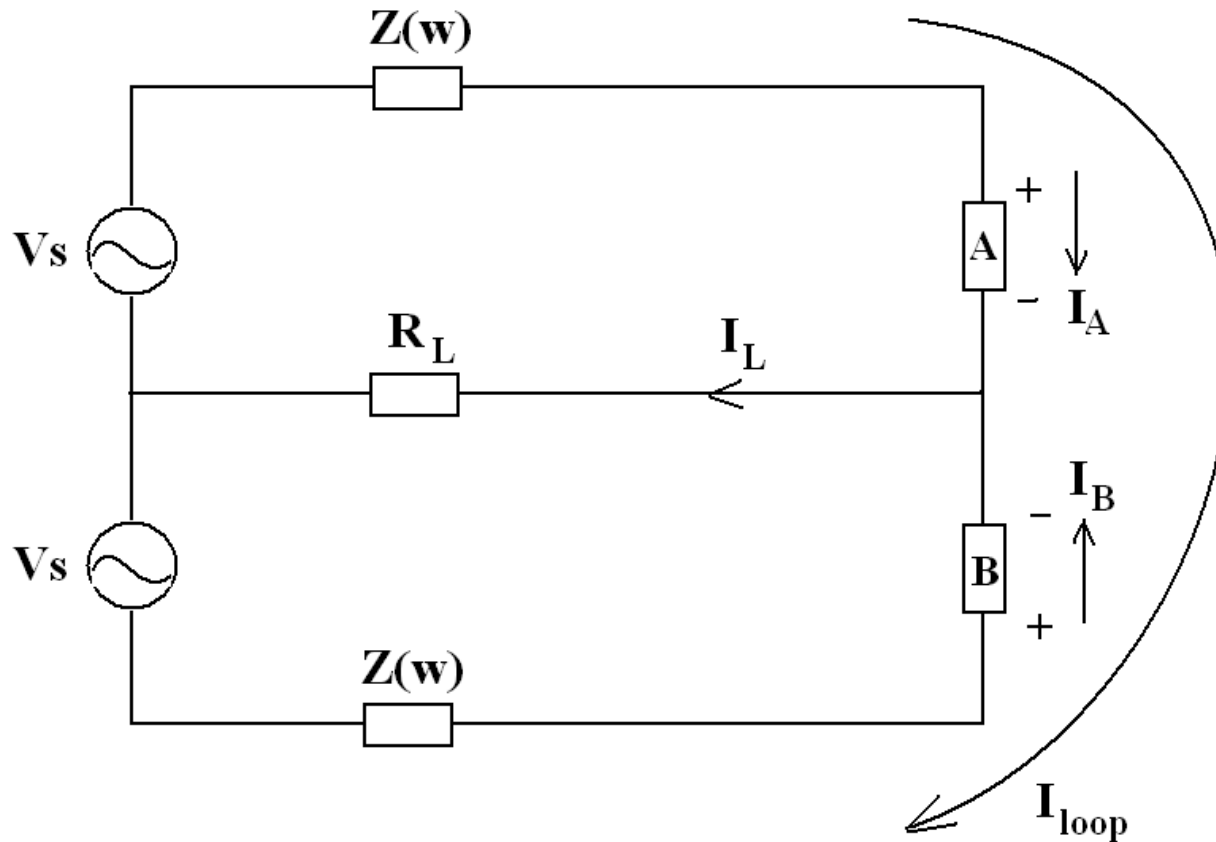
A与B之间的环流: $I_{loop} = I_A - I_B = bv^2 + dv^4 + \dots$

- 结论:
- 1) 偶阶和奇阶混合分量被分开, 偶阶电流在环路内环流, 而奇阶电流在外电流中环流。
 - 2) 奇阶介入阻抗为真实值的两倍, 而偶阶介入阻抗为0。



11.2 微波电路部件的直接连接

2. 反向串联（反向并联的对偶形式）





11.2 微波电路部件的直接连接

$$V_A = V_B = V$$

则

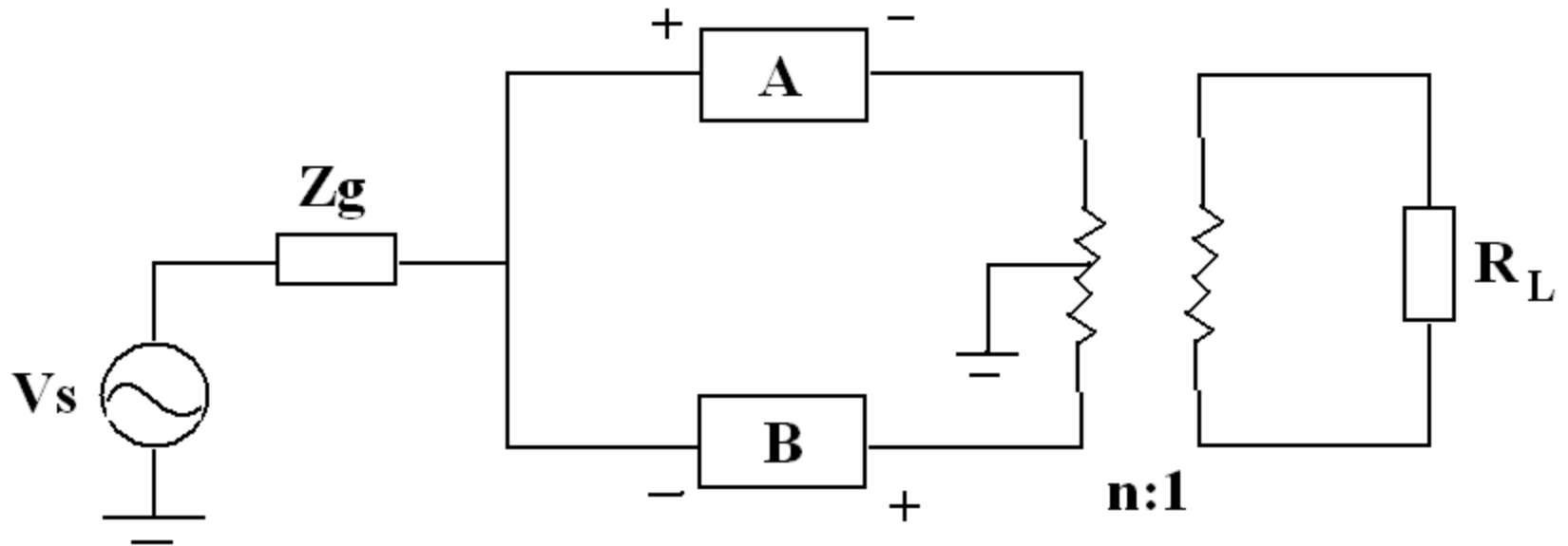
$$I_L = I_A + I_B = 2bv^2 + 2dv^4 + \dots$$

$$I_{loop} = I_A - I_B = 2av + 2cv^3 + \dots$$

- 结论:**
- 1) 奇阶电流在环内，偶阶电流在外电路中
 - 2) 偶阶介入阻抗为 $Z(\omega) + 2R_L$ ，而奇阶为 $Z(\omega)$

11.2 微波电路部件的直接连接

3. 串联连接



类似于反向并联电路，只是串联电路输出的是偶阶分量，而不是奇阶分量

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/516141124230011005>