

微波计算机自动化测试

(CAT)

中国电子学会微波学会
上海电子学会微波专业委员会

TM 931

9

TM 931
1

前言

随着计算机在国内各部门日益广泛地使用,给微波测量技术带来了朝着自动化测量方向上的迅速发展。为了试图满足从事微波领域内工程技术人员的微波测量技术知识更新的需要,结合国内现有的测试设备,编辑出版了这本《微波计算机自动化测试(CAT)》,祈望能对微波研究、测试专业人员在技术、知识上有所积累和工作中的参考,也希望能对这一专业的技术管理干部业务上的提高有所裨益。

《微波计算机自动化测试(CAT)》分别由上海复旦大学周树同副教授、陈敏讲师、上海华东师范大学安同一教授、上海长江通信设备工程联合公司冯大棣高级工程师、上海无线电二十六厂盛福宝工程师、上海无线电仪器厂叶忠毅、欧阳莲两位高级工程师编著和上海微波技术研究所顾浩然高级工程师摘编而成。借本书出版之际,对他们的通力协作,在此深表感谢。

由于本人水平所限,错误之处,敬请读者指正。此外,出自种种原因,迟延了印刷出版时间,谨向订户表示深切歉意。



目 录

一 微波网络分析仪及其自动化技术	1 - 23
1. 微波网络分析仪历史回顾	1
2. 双通道高灵敏度检测系统	1
3. 通过改进硬件提高性能	6
4. 应用误差模型和标准件消除系统线性误差	8
5. 微波网络分析仪的全自动化	15
6. 其它种类的网络分析仪简介	19
7. 微波网络分析仪发展趋势	21
二 六端口技术	24 - 46
1. 概述	24
2. 六端口技术的基本原理	24
3. 典型的六端口电路和六端口系统	28
4. 六端口技术中值得探讨的几个问题	33
三 程控功率计介绍	47 - 62
1. 程控功率计动态	47
2. 程控功率计原理及应用	52
四 通用接口	63 - 89
1. 绪论	63
2. 通用接口母线系统结构	68
3. 信息的分类及接口信息	81
五 自动测试系统	90 - 112
1. 概要	90

目 录

2	系统硬件组成及硬件的程控性能.....	90
3	测试方法与软件形成.....	106
4	结束语.....	112
六	介绍 9515 计时/计数器.....	113-126
1	概述.....	113
2	9515 的工作特性.....	114
3	9515 的 GPIB 接口.....	120
4	其它.....	126
七	继电器综合参数自动测试系统简介.....	127-131
1	测试方案.....	127
2	系统组建.....	129
3	系统自动测试软件及其功能.....	130
85		
86		
87		
88		
89		
90		
91		
92		
93		
94		
95		
96		
97		
98		
99		
100		
101		
102		
103		
104		
105		
106		
107		
108		
109		
110		
111		
112		
113		
114		
115		
116		
117		
118		
119		
120		
121		
122		
123		
124		
125		
126		
127		
128		
129		
130		
131		
132		
133		
134		
135		
136		
137		
138		
139		
140		
141		
142		
143		
144		
145		
146		
147		
148		
149		
150		
151		
152		
153		
154		
155		
156		
157		
158		
159		
160		
161		
162		
163		
164		
165		
166		
167		
168		
169		
170		
171		
172		
173		
174		
175		
176		
177		
178		
179		
180		
181		
182		
183		
184		
185		
186		
187		
188		
189		
190		
191		
192		
193		
194		
195		
196		
197		
198		
199		
200		

一、微波网络分析仪及其自动化技术

1 微波网络分析仪历史回顾

微波网络分析仪是对微波电路和器件进行快速、精密和宽频带测量的综合性仪器，它可对两端口网络的全部4个S参数的实部和虚部进行点频或扫频测量，微波网络分析仪的出现和广泛应用是微波测量领域的一场革命。

第一台网络分析仪是在五十年代中期由伦敦的Elliott Brother公司研制成功的，其基本思想是将一个从器件反射或通过器件传输的信号进行比较，得出器件的反射系数和透射系数。具体的设计方案较多，但到目前为止应用最广泛、技术最成熟的是双通道高灵敏度检测系统，我国目前生产的微波网络分析仪和大部分进口微波网络分析仪都采用了这种系统，美国Hewlett—Packard公司在这方面的技术居世界领先地位，基本上垄断了国际市场，早在六十年代末HP公司就生产出了HP8410A微波网络分析仪，频率复盖达110MHz~12.4GHz，并具有相频、幅频和Smith圆图的显示功能。过后不久第一台具有计算机自动校正的网络分析仪EP 8540A又进入市场，它首次运用误差模型进行校正，消除了系统的线性误差对测试结果的影响，提高了测试精度。八十年代初全自动网络分析仪HP8409C问世，HP8409C在原有HP 8410系统上增加了频率合成源、同步仪、专用控制计算机和相应接口等，并在计算机的控制程序中采取了精度增强技术，成功地解决了系统误差、频率精度、谐波跳等问题，将系统分辨率提高到了0.01dB和0.1°，最近HP公司又推出了新产品HP8510S自动网络分析仪，其频率范围可扩展到40MHz~100GHz，系统分辨率达到了0.001dB和0.01°。

2 双通道高灵敏度检测系统

整个系统如图1所示，下面分别说明。

2.1 微波信号源

现在国内进口的微波信号源大多是HP8620和HP8350B，而以后者居多，这二种型号信号源都可以进行程控，绝大部分的功能可以通过IEEE-488总线进行程控，频率范围由插件决定，各个插件的性能指标略有不同，但差别不大，以HP83525B插件为例：

· 仪器频率范围：0.01~8.4GHz

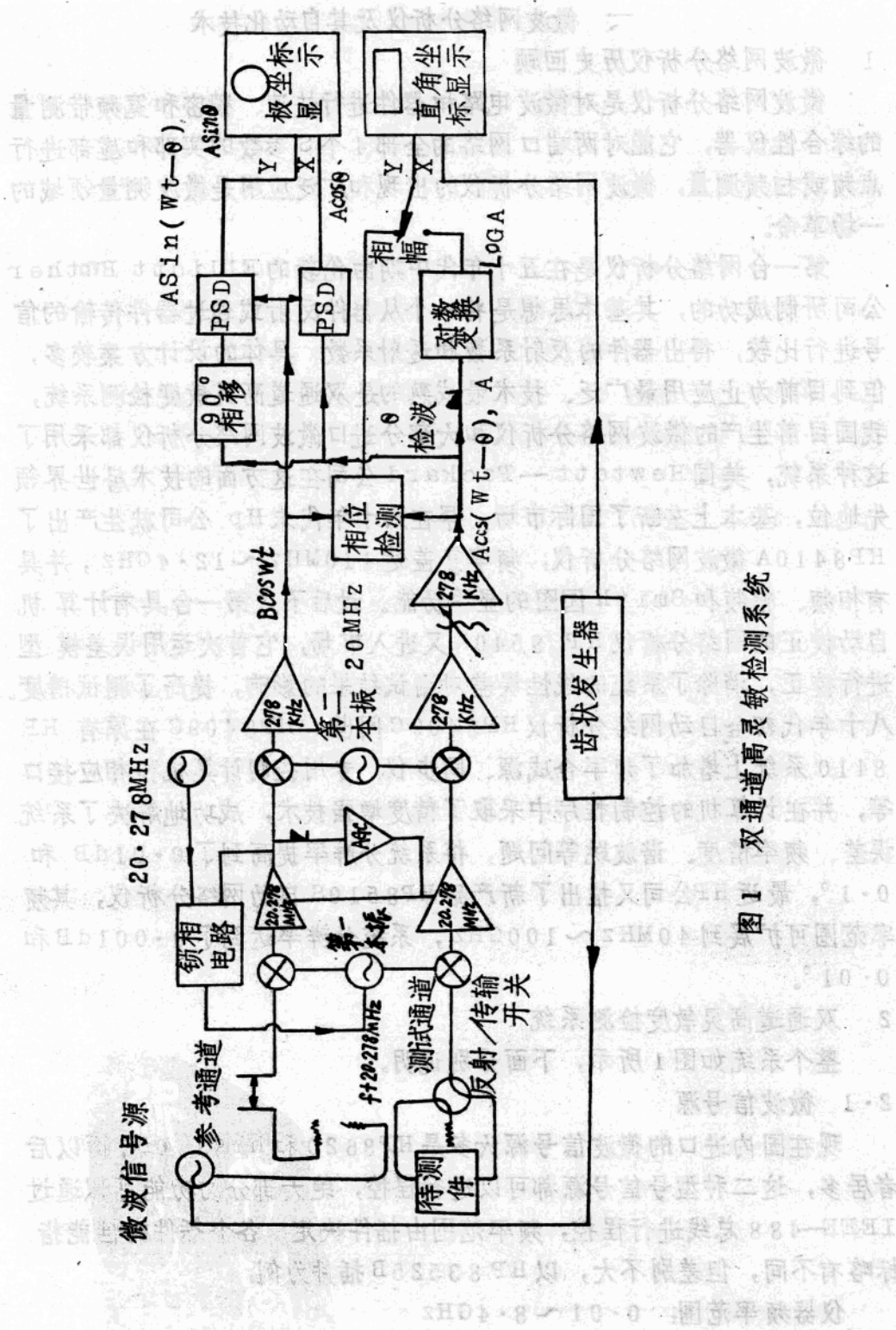


图 1 双通道高灵敏检测系统

频率精度(点频): $\pm 5\text{MHz}$ ($0.01 \sim 2\text{GHz}$)

$\pm 8\text{MHz}$ ($2 \sim 8.4\text{GHz}$)

频率稳定度:

$\leq \pm 20\text{KHz}$ ($0.01 \sim 8.4\text{GHz}$, 电源变化
 $+5\% \sim -10\%$)

$\leq \pm 100\text{KHz}$ ($0.010 \sim 2.0\text{GHz}$, 10dB
输出功率变化)

$\leq \pm 1\text{MHz}$ ($2.0 \sim 8.4\text{GHz}$, 10dB 输出功率
变化)

$\leq \pm 10\text{KHz}$ ($0.01 \sim 2.0\text{GHz}$

$3:1\text{Load SWR}$)

$\leq 250\text{KHz}$ ($2.0 \sim 8.4\text{GHz}$

$< 5\text{KHz}$ ($0.01 \sim 2.0\text{GHz}$

$< 7\text{KHz}$ ($2 \sim 8.4\text{GHz}$

剩余调频)

$\pm 200\text{KHz}/^\circ\text{C}$ (温度变化)

从上面性能指标可以看出, 信号源的频率精度不高, 而且受电源电压、环境温度等影响, 当待测件的幅度或相移对频率很敏感时, 将会产生偏差。

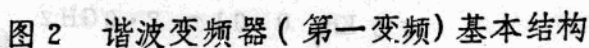
2.2 测试单元

测试单元的作用是将信号源输入的部分信号取出作为参考信号, 而另一部分信号经待测器件反射或传输后作为测试信号, 这二个一起输出至第一变频级。

因为在测试单元中, 信号的分离都是通过定向耦合器完成的, 而定向耦合器的方向性和通常频率跟踪特性不可能是理想的, 并且信号源与测试单元, 测试单元与待测件都可能失配, 就给测量带来了误差, 所幸的是这种误差是可以表征的, 建立相应的误差模型后, 通过校正就可以消除这种误差, 本文 § 4 将作详细介绍。

2.3 谐波混频器

从测试单元输出的是微波信号, 在许多情况下是在极宽的频带内进行扫频测量, 这时直接进行幅相比较, 并且达到快速、精确是困难的, 因此要进行混频得到中频信号, 目前使用最多的双通道高灵敏度的方案就是采用了谐波混频和锁相技术相结合的方法, 使作为谐波混频用的本振信号能自动跟踪 $0.11 \sim 18.0\text{GHz}$ 频率范围内的任一正弦输入信号,



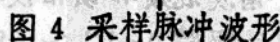
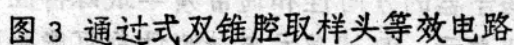
当微波信号电平比阶跃波发出的采样脉冲小得多时，可将二极管的电导看成取样脉冲重复频率的函数。

$$g(t) = \frac{1}{2} \sum_{N=-\infty}^{\infty} g_N e^{j\omega_r Nt}$$

其中 $\omega_r = \frac{2\pi}{T}$

$$g_N = g - N = \frac{2G\tau}{T} \frac{\sin N\omega_r\tau/2}{N\omega_r\tau/2}$$

- 4 -



设输入的微波信号为 $E_s(t) = \frac{1}{2} (e^{j(\omega_s t + \theta)} + e^{-j(\omega_s t + \theta)})$

流经二极管的电流为: $I(t) = E_s(t) \cdot g(t)$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{E_s}{4} \sum_{N=0}^{\infty} g_N (e^{j(\omega_s t - N\omega_r t + \theta)} + \\
 &\quad e^{-j(\omega_s t - N\omega_r t + \theta)} + \\
 &\quad e^{j(\omega_s t + N\omega_r t + \theta)} + \\
 &\quad e^{-j(\omega_s t + N\omega_r t + \theta)}) \\
 &= \frac{E_s}{2} \sum_{N=0}^{\infty} (g_N \cos(\omega_s t - N\omega_r t + \theta) + \\
 &\quad g_N \cos(\omega_s t + N\omega_r t + \theta))
 \end{aligned}$$

这个信号滤波后经过一中频放大器输至第二变频级,由于中放有选频特性,只能在通带内的中频电流才能建立电压:

$$I_{\text{中频}} = \frac{1}{2} g_N E_s \cos(\omega_s t - N\omega_r t + \theta)$$

仅当 $(\omega_s - N\omega_r) = \pm \omega_i$ 时才可能有放大,在 HP8410 中电路采取措施只选择谐波频率高于信号频率的一个中频,即选择 $\omega_i = N_1 \omega_r - \omega_s$

因为 $(N\omega_r)$ 只要满足 $N\omega_r = \omega_s + \omega_i$, 有可能出现 N_1 和 N_2 使得 $N_1 \omega_r = N_2 \omega_r = \omega_i + \omega_s$, 而 ω_r 和 ω_r 又都在压控振荡器的频率范围内,这时调谐跟踪环路就可能在谐波次数为 N_1 本振频率为 ω_r 上锁定,也可能在 N_2 、 ω_r 上锁定,而谐波次数的不同又使得变频效率发生变化,这就有可能使得二次测量的结果不重复,即产生谐波跳现象,实验证明由此引起的幅度不重复性为 $0.1 \sim 0.4 \text{ dB}$, 相位不重复性最大可达 2° , 并且出现谐波跳的频点和幅相不重复性并非每次都一样,而是随机的。

2.4 第二变频及幅相比较

20.278MHz 左右的中频信号再经过第二次变频,使频率进一步下降至 278KHz 左右,然后经过选频放大,再进行相位比较。

相位比较就是对测试和参考通道二个信号进行相位差的检测。

幅度比较是在参考通道内设一个 AGC 电路,同时调整参考和测试通道的中频放大倍数,使参考通道输出电平保持不变,这样测试通道输出

的信号电平实际上等于输入的测试通道和参考电平之比。

最后可进行极坐标 (Smith 园等) 和直角坐标 (相频、幅频) 显示。

综上所述, 手动微波网络分析仪如 HP8410, 存在着系统误差、谐波跳、频率精度、温度漂移等方面的误差, 影响了测试结果的准确性, 以下的 3 和 4 将分别从硬件和软件角度来改进网络分析仪, 使其达到较高的性能。

3 通过改进硬件提高性能

3.1 消除谐波跳

谐波跳直接影响到系统的重复性, 谐波跳问题不解决, 就不能进行精密测量, 方法之一是 HP8409C 采用的, 经过改进的第一变频级结构如图 5 所示。

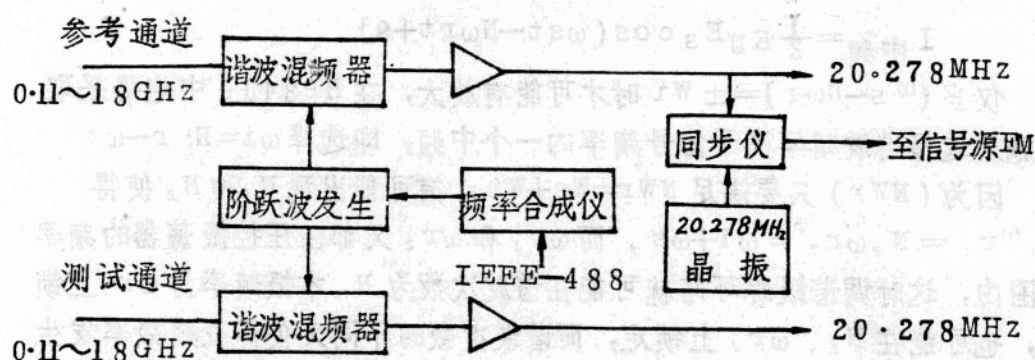


图 5 HP8409C 第一变频级

它用程控的频率合成仪作为本振进行谐波混频, 代替原来的压控振荡器, 系统实际上工作在点频状态, 在每一待测频率点, 计算机先算出一个最低的谐波次数 N , 然后用频率合成仪准确地合成本振频率 ω_r , ω_r 精度一般为 $10^{-6}/\text{day}$, 另外用一晶振和一个同步仪将微波信号频率锁定于 $\omega_s = N\omega_r - 20\text{MHz}$

采取上述电路后,在同一频率点每次测量时的谐波次数都相同,也就不存在谐波跳了。另一方面由于系统测试的速度很快,可以在计算机控制下以极小的频率间隔进行点频测试,在显示屏上就可以看到近乎连续的幅频或相频特性。

还有一种比较简便的方法是在我们对HP8410C改装自动化过程中找到的能有效地消除谐波跳的措施。

设压控振荡器的搜索电压如图6所示, $K, K+1, \dots, K+3$ 如对应于这时的压控振荡器频率的谐波次数在整个搜索范围内有不止一个锁定点,整个环路可能在 $K+3$ 次谐波锁定,也可能在 $K+2$ 或 $K+1$ 次、 K 次谐波锁定,为了避免这种情况发生,在每个频率点测量前让跟踪环路失锁,使搜索电压重新开始搜索,

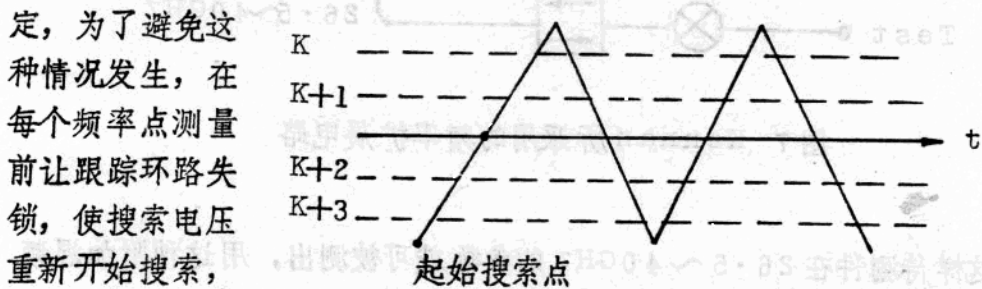


图6 压控振荡器搜索电压

在遇到这一个锁定点如 $K+3$ 时就让环路锁定,

在同一频率点每次测量时的谐波次数就相同,实验表明采取此项措施后基本上消除了谐波跳的影响。

这种方法比前一种方法简便,成本低,基本上不需要增加硬件,但下文说明前一种方法在增加硬件后可提高频率精度,后一种方法则不能。

3.2 频率精度的提高,频率范围的扩展

如2.1所述HP8350B频率精度不高,大约为几个MHz左右,而HP8409C让信号源锁定于 $N\omega_r - 20.278\text{MHz}$, 由于 ω_r 和 20MHz 精度很高约 $10^{-6}/\text{day}$, 因此系统锁定后信号源的频率精度也能达到此水平,HP8409C的频率精度为 $\pm 5\text{KHz}$ 。

由于双锥腔取样头的限制,进行谐波混频的微波频率很难超过 18GHz ,为了在更高频段内进行测量, W、Kennan 采用了如图7所示的改进。

在器件到达待测件前先进行变频,使频率上升至 $26.5 \sim 40\text{GHz}$, 经过待测件反射或传输后再混频,回到 $4.5 \sim 18\text{GHz}$, 进入网络分析

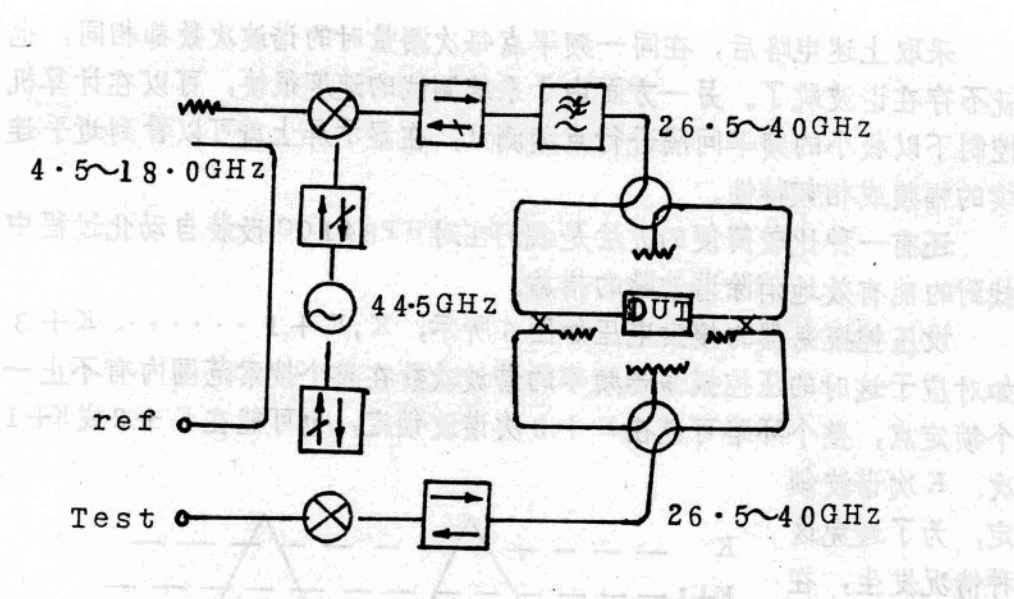


图7 Kennan所采用的频率扩展电路

仪，这样待测件在 $26.5 \sim 40\text{GHz}$ 的参数就可被测出，用这种附加混频方法，目前 HP8510 可测频率已高达 100GHz 。

4 应用误差模型和标准件消除系统线性误差

系统的线性误差主要由测试单元中微波定向耦合器不理想性，信号输入、输出端口的失配以及参考和信号通道之间的泄漏等因素引起的。

就微波定向耦合器而言，其理想特性应是：通带极其平坦，带内波动应小于整个系统的分辨率，还要求有极大的隔离度，实际上这是很难实现的，所幸的是由此以及失配、泄漏等原因引起的误差不是随机的，而是可表征的，即可以建立适当的模型来消除这种误差。

4.1 误差模型的建立

HP的微波测试单元的结构大致有三类，典型代表为 HP8745、HP8746 和 HP8743。

(1) HP8745A, ($0.11 \sim 2.0\text{GHz}$) 结构如图 8 所示。

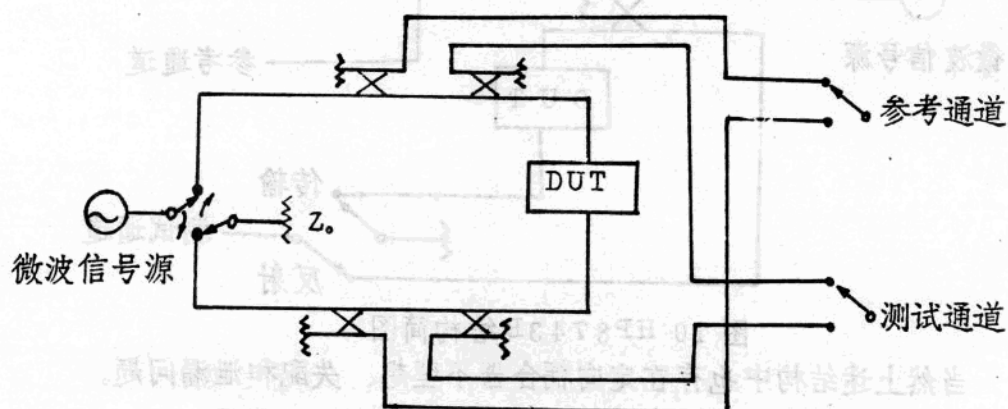


图 8 HP8745A 结构简图

上图中开关打在不同位置时, 将分别测试四个不同的 S 参数。测正向参数 S_{11} , S_{21} 时结构可简化如图 9 所示。

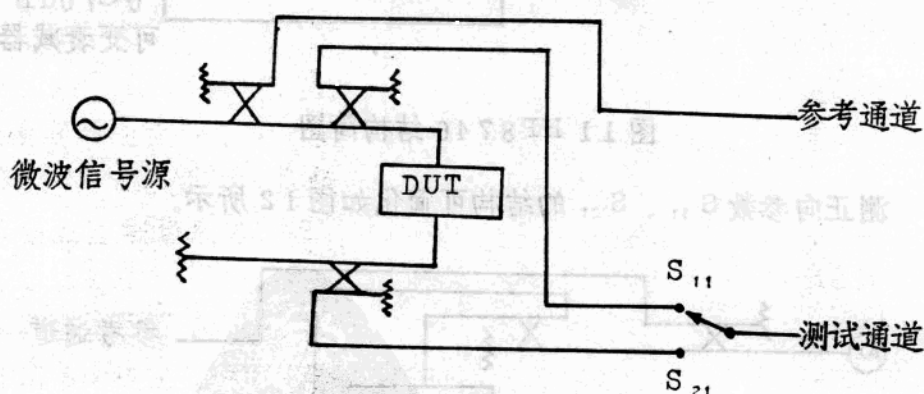


图 9 HP8745 测正向参数简图

需注意的是上图中定向耦合器并非理想, 而且存在失配、泄漏等。

(2) HP8743B ($2 \sim 18\text{GHz}$) 结构如图 10 所示。

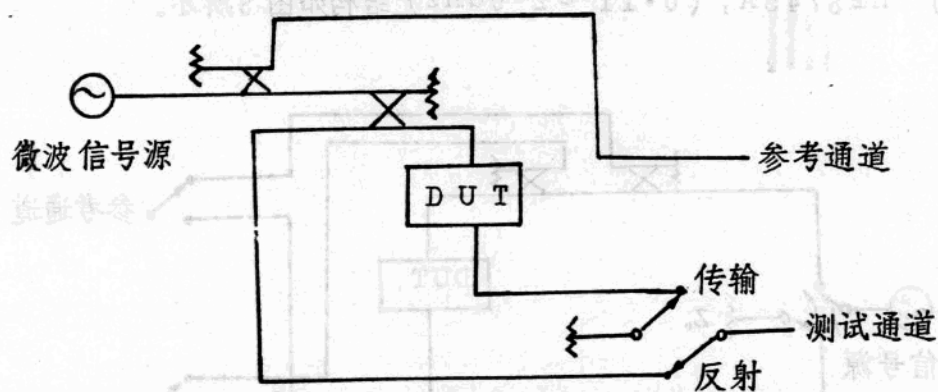


图 10 HP8743B 结构简图

当然上述结构中也存在定向耦合器不理想、失配和泄漏问题。

(3) HP8746 (0.5~12.4GHz) 结构如图 11 所示。

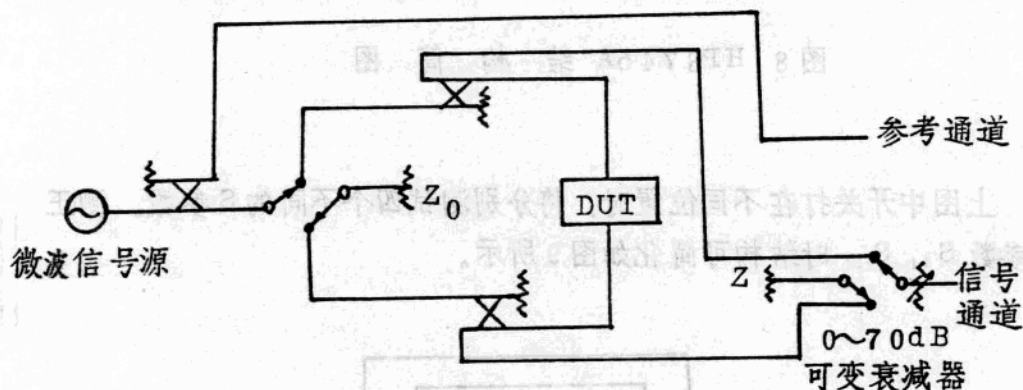


图 11 HP8746 结构简图

测正向参数 S_{11} 、 S_{21} 的结构可简化如图 12 所示。

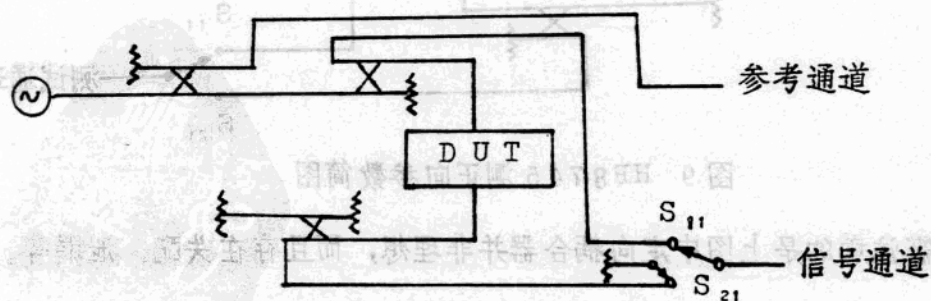


图 12 HP8746 测 S_{11} 、 S_{21} 简图

上图中的定向耦合器不理想性、失配和泄漏也都存在。

从网络等效而言，可以将不理想器件等效成理想器件和误差网络二部分，而不影响器件的外部特性，例如13(a)所示不理想的反射计，可以等效成图13(b)的理想的反射计和一个误差网络的串接。

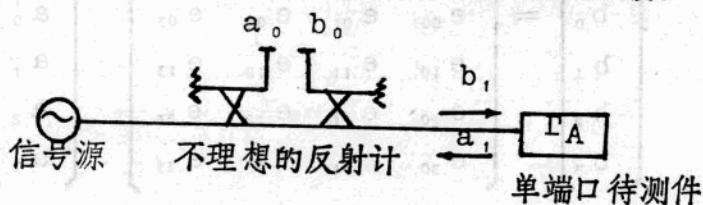


图 13 (a)

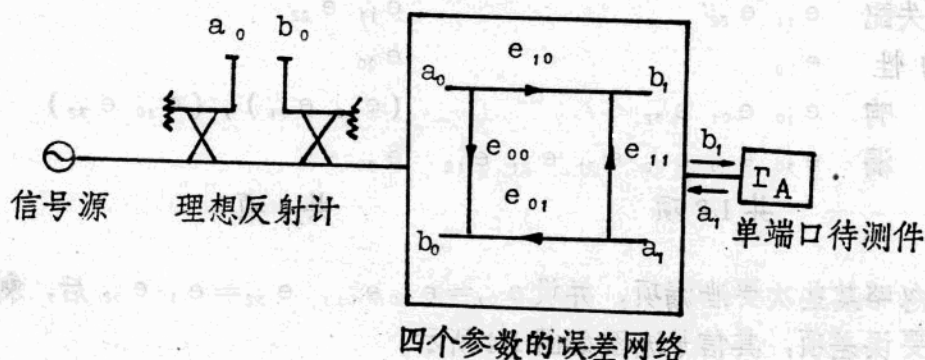


图 13 (b)

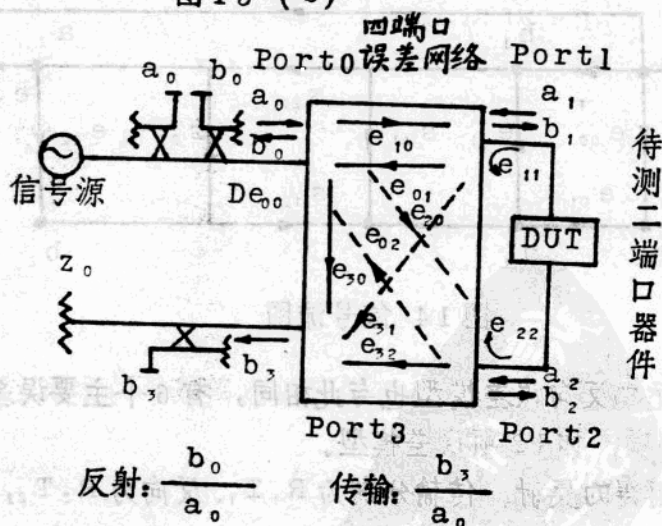


图13 (c) 测试单元正向 (或反向) 等效结构

同样, 前面所述的 3 类测试二端口器件参数的不理想单元, 也可等效成图 13(c) 的理想的测试单元和一个误差网络的串接, 误差网络为四端应有 16 个误差参数:

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{00} & e_{01} & e_{02} & e_{03} \\ e_{10} & e_{11} & e_{12} & e_{13} \\ e_{20} & e_{21} & e_{22} & e_{23} \\ e_{30} & e_{31} & e_{32} & e_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}$$

但由于 Port 3 无输入, $a_3 = 0$, 故只需要 12 个参数。

所有误差项

主要误差项

端口失配 $e_{11} \ e_{22}$

$e_{11} \ e_{22}$

方向性 e_{00}

e_{00}

频响 $e_{10} \ e_{01} \ e_{32}$

$(e_{10} \ e_{01}), (e_{10} \ e_{32})$

泄漏 $e_{30} \ e_{20} \ e_{02} \ e_{31} \ e_{21} \ e_{12}$

e_{30}

共 12 项

共 6 项

忽略某些次要泄漏项, 并设 $e_{01} = e_{10} e_{01}$, $e_{32} = e_{10} e_{32}$ 后, 剩 6 项主要误差项, 其信号流图如图 14 所示。

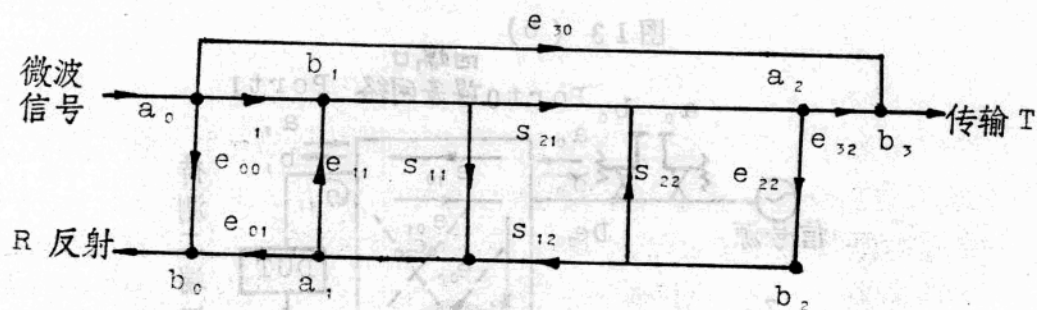


图 14 信号流图

测试单元的反向误差模型也与此相同, 有 6 个主要误差项, 正、反向总共有 12 项, 称 12 项误差模型。

设正向测得的反射、传输分别为 R_1, T_1 , 反向为 R_2, T_2 , 误差分别为 e^1_{ij} 和 e^2_{ij} , 并令 $I = \frac{T_2 - e^2_{30}}{e^2_{32}}$, $J = \frac{T_1 - e^1_{30}}{e^1_{32}}$,

$$K = \frac{R_1 - e_{00}^1}{e_{01}^1}, \quad L = \frac{R_2 - e_{00}^2}{e_{01}^2}$$

由此可得出待测二端口网络的 S 参数为:

$$S_{11} = [K(1 + e_{11}^2 L) - e_{22}^1 I J] / N$$

$$S_{12} = [I(1 + e_{11}^1 K) - e_{22}^2 I K] / N$$

$$S_{21} = [J(1 + e_{11}^2 L) - e_{22}^1 J L] / N$$

$$S_{22} = [L(1 + e_{11}^1 K) - e_{22}^2 I J] / N$$

其中 $N = (1 + e_{11}^1 K)(1 + e_{11}^2 L) - e_{22}^1 e_{22}^2 I J$

对 HP 8743 而言器件在测试了正向参数后需再倒向测反向参数, 但误差模型是同一个, 故 $e_{ij}^1 = e_{ij}^2$ 。

12 项误差模型的校正步骤为:

(1) 端口接匹配终端测反射: $e_{00} = M_1$,
对 2GHz 以上频率需用滑动负载, 一般需拉 6 次得到 M_1 ,

(2) 无传输连接时的传输测量: $e_{30} = M_2$

(3) 短路时反射测量: $e_{00} - \frac{e_{01}}{1 + e_{11}} = M_3$,

(4) 不同电长度短路时的反射测量: $e_{00} + \frac{\Gamma s e_{01}}{1 - \Gamma s e_{11}} = M_4$,

一般用开路, 但要考虑终端电容 C_0 , 则 $\Gamma s = e^{j2tg^{-1}(\omega Z_0 C)}$

(5) 直接连接时测反射: $e_{00} + \frac{e_{22} e_{01}}{1 - e_{11} e_{22}} = M_5$,

(6) 直接连接时测传输: $e_{30} + \frac{e_{32}}{1 - e_{11} e_{22}} = M_6$

从 $M_1 \sim M_6$ 可解得:

$$e_{00} = M_1$$

$$e_{11} = \frac{\Gamma s (M_1 - M_3) + (M_1 - M_4)}{\Gamma s (M_5 - M_1)}$$