

微波源调频噪声测量^{*}

黄元福 骆永健

(中山大学无线电电子学系, 广州 510275)

摘要 分析了一种微波源调频噪声测量方法的原理. 研制了一套微波源调频噪声测量系统, 并结合实际设计出一种独特的定标方法进行定标. 使用该系统实测了一个 22.68 GHz 锁相稳频信号的调频噪声.

关键词 微波, 调频噪声, 测量方法

分类号 O 441.5

在毫米波、亚毫米波以至红外、可见光波段的频率合成和频率精密测量中, 对频率基准源不仅要求有很高的频率长稳而且还要求有很好的频率短稳^[1,2]. 为检验频率基准源的设计效果并为进一步改善短稳提供客观的依据, 需要对频率基准源的调频噪声进行实际测量. 在微波波段, 常用频域法测量调频噪声, 并用有效频偏 $\Delta f_{\text{rms}}(F)$ 来表征. 本文介绍的单一待测源延迟线法调频噪声测量系统^[3,4], 具有结构简单、无源、易实现自动化测量等特点, 可以测量能在波导管中传输的各频段微波源的调频噪声. 另外, 该系统无须作任何改动便可以直接作为一个微波波段的鉴频器使用.

1 测量原理

单一待测源延迟线法调频噪声测量系统如图 1 所示, 其核心部件是一个非匹配波导双 T (图 1 中虚线框内). 非匹配双 T 的 1 臂接待测频率源, 2 臂接一长度为 L 终端带有可调短路活塞的波导管作为延迟线. 3 臂 (E 臂) 和 4 臂 (H 臂) 分别连接终端匹配的检波架, 其检波输出分别接至差分放大器的正负输入端, 经放大后送入选频电平表测量.

非匹配双 T 是一个四端口微波网络, 可以用一个 4×4 散射矩阵 $(S_{ij})_{4 \times 4}$ 来描述其传输特性. 考虑到非匹配双 T 的互易性和对称性, 其 S 矩阵的矩阵元满足^[5]

$$S_j = S_{ji} (i, j = 1, 2, 3, 4); S_{14} = S_{24}; S_{13} = -S_{23}$$

把非匹配双 T 1, 2, 3 (E 臂), 4 (H 臂) 臂的入射波复振幅分别记为 a_1, a_2, a_3, a_4 ; 反射波复振幅分别记为 b_1, b_2, b_3, b_4 (见图 1), 则有:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & -S_{13} & S_{14} \\ S_{13} & -S_{13} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{14} & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

* 收稿日期: 1996-01-08 黄元福, 男, 38 岁, 讲师

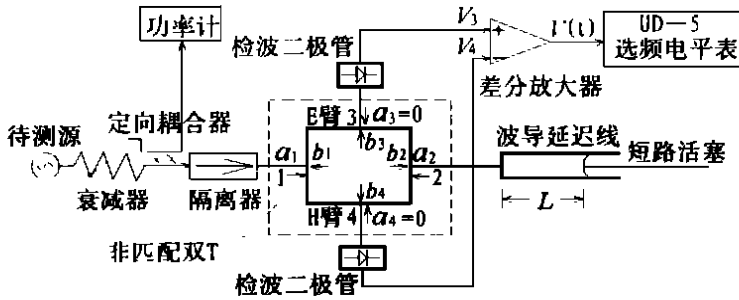


图 1 调频噪声测量系统

Fig. 1 System of FM noise measurement

现有一电场强度复振幅为 a_1 的待测信号从 1 臂进入非匹配双 T , 则分到 2 臂的信号复振幅为:

$$b_{12} = S_{12}a_1$$

该信号在延迟线中传输距离 L 后被终端的短路活塞全反射, 反方向传输同样距离回到 2 臂输入端, 假如延迟线无损耗, 则其复振幅为:

$$a_2 = -b_{12}e^{-j\beta L} = -a_1S_{12}e^{-j\beta L}$$

式中 $\beta = 2\pi f(t)/v$ 是相位常数, $f(t)$ 为被测信号的瞬时频率, v 为信号在波导中的相速度, 负号表示在短路活塞处相位突变 π .

a_2 的大部分从 2 臂进入双 T , 还有一小部分经 2 臂反射又进入延迟线, 其复振幅为:

$$b'_{12} = S_{22}a_2 = -S_{22}b_{12}e^{-j\beta L}$$

非匹配双 T 的 S 参数的典型值为^[5]

$$|S_{11}| \approx |S_{22}| = 0.08 \sim 0.10; \quad |S_{13}| = 0.65 \sim 0.60;$$

$$|S_{14}| = 0.60 \sim 0.54; \quad |S_{12}| = 0.46 \sim 0.52$$

由于 $|S_{22}|$ 很小, 故 $|b'_{12}|$ 比起 $|b_{12}|$ 小很多, 可忽略不计, 而认为 2 臂入射波的复振幅就是

$$a_2 = -a_1S_{12}e^{-j\beta L}$$

若 3 臂 (E 臂) 和 4 臂 (H 臂) 是匹配的, 则

$$a_3 = a_4 = 0$$

于是 (1) 式成为

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & -S_{13} & S_{14} \\ S_{13} & -S_{13} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{14} & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ -a_1S_{12}e^{-j\beta L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

得到加在 E 臂和 H 臂检波二极管上的电场强度复振幅分别为:

$$\begin{aligned} b_3 &= a_1S_{13}(1 + S_{12}e^{-j\beta L}) \\ b_4 &= a_1S_{14}(1 - S_{12}e^{-j\beta L}) \end{aligned} \quad (3)$$

若检波二极管符合平方律检波, 且 E 臂和 H 臂检波二极管的检波灵敏度分别为 V_{d_3} 和 V_{d_4} , 则 E 臂和 H 臂的检波输出电压为:

$$V_3 = V_{d_3}|b_3|^2$$

$$V_4 = V_{d_4}|b_4|^2$$

设差分放大器的电压放大倍数为 K_1 , 则其输出电压为:

$$V(t) = K_1(V_3 - V_4) = K_1(\sqrt{V_{d_3}}|b_3|^2 - \sqrt{V_{d_4}}|b_4|^2)$$

将 (3) 式代入上式并整理得:

$$V(t) = K_1|a_1|^2 [(\sqrt{V_{d_3}}|S_{13}|^2 + \sqrt{V_{d_4}}|S_{14}|^2)|S_{12}|2\cos(U_2L - h_2) + (\sqrt{V_{d_3}}|S_{13}|^2 - \sqrt{V_{d_4}}|S_{14}|^2)(1 + |S_{12}|)^2] \quad (4)$$

这里 h_2 是 S_{12} 的相角。

对一个实际的非匹配双 T, $|S_{13}|$ 和 $|S_{14}|$ 可能略有不同, 可以适当选择 V_{d_3} 和 V_{d_4} 使

$$\sqrt{V_{d_3}}|S_{13}|^2 - \sqrt{V_{d_4}}|S_{14}|^2 = 0 \quad (5)$$

则 (4) 式简化为:

$$V(t) = 2K_1|a_1|^2(\sqrt{V_{d_3}}|S_{13}|^2 + \sqrt{V_{d_4}}|S_{14}|^2)|S_{12}|2\cos[4^cLf(t)lv - h_2] \quad (6)$$

设待测源受一角频率为 K 的单频正弦波调频, 其瞬时频率为

$$f(t) = f_0 + \Delta f \sin Kt$$

式中 f_0 是待测源的中心频率, Δf 是最大频偏。将上式代入 (6) 式, 并在实验中适当调节 L 使

$$\cos(4^cLf_0lv - h_2) = 1 \quad (7)$$

则 $V(t) = 2K_1|a_1|^2(\sqrt{V_{d_3}}|S_{13}|^2 + \sqrt{V_{d_4}}|S_{14}|^2)|S_{12}|^2 J_1(4^cL\Delta f lv) \cos Kt$

当 $4^cL\Delta f lv \ll 1$ (8)

时, 一阶贝塞尔函数可被简化为

$$J_1(4^cL\Delta f lv) = 2^cL\Delta f lv$$

最后得到

$$V(t) = 8K_1|a_1|^2(\sqrt{V_{d_3}}|S_{13}|^2 + \sqrt{V_{d_4}}|S_{14}|^2)|S_{12}|(2^clv)L \cdot \Delta f \cos Kt = V_0 \cos Kt \quad (9)$$

其中 $V_0 = K \cdot \Delta f$ (10)

是差分放大器输出电压的振幅,

$$K = 8K_1|a_1|^2(\sqrt{V_{d_3}}|S_{13}|^2 + \sqrt{V_{d_4}}|S_{14}|^2)|S_{12}|(2^c lv)L \quad (11)$$

为系统常数。

从 (9) 和 (10) 式看到, 待测源受一角频率为 K 的单频正弦波调频时, 差分放大器的输出电压为同一角频率的正弦波, 其振幅 V_0 正比于最大频偏 Δf 。若待测源受频率 $F (= K/2^c)$ 连续分布的基带噪声调频, 则

$$V_0(F) = K \cdot \Delta f(F) = K \cdot \sqrt{2} \cdot \Delta f_{\text{rms}}(F)$$

式中, $\Delta f_{\text{rms}}(F)$ 是频率为 F 的基带噪声对待测源调频引起的有效频偏。用选频电平表测出不同基带频率 F 处的 $V_0(F)$, 又通过定标得到系统常数 K , 则表征待测源调频噪声的有效频偏由下式给出:

$$\Delta f_{\text{rms}}(F) = V_0(F) / (\sqrt{2} \cdot K) \quad (12)$$

一般来说, 频率基准源的调频噪声是较小的。为提高测量灵敏度, 据 (11) 式, 可适当增加延迟线长度 L , 提高输入功率 $P(\propto |a_1|^2)$, 或选择检波灵敏度 V_d 较高的检波二极管。

2 测量系统的调试和定标

根据我们测量 22.68 GHz (1.25 cm 波段) 注入锁相固态微波稳频源参考频率信号调频噪声的实际需要, 按图 1 研制了一套调频噪声测量系统

2.1 测量系统的调试

(1) 为保证 E 臂和 H 臂是匹配的,可分别把 E 臂和 H 臂的检波输出先接至微安表,分别调节 E 臂和 H 臂检波架的短路活塞使检波电流均为最大,这时可认为匹配情况最佳.

(2) 为保证检波二极管符合平方律检波,待测源输入测量系统的功率不宜过大,以免进入检波二极管的线性检波区,这可用衰减器控制输入功率并由功率计监测(见图 1).

(3) 保证 (7) 式成立是很重要的. 如果 (7) 式没有满足,将会使测量灵敏度下降,测量结果出现误差,甚至可能测到的不是调频噪声而是调幅噪声. 可以证明,在待测源调幅噪声比调频噪声小很多的情况下,调节延迟线终端短路活塞使 V_0 为最大便可满足 (7) 式的条件.

(4) 如果 (5) 式未满足,由 (4) 式可知,此时输出电压 $V(t)$ 中将含有直流成分,这只要在差分放大器的输入端加入隔直流电容(即采用交流耦合)便可解决问题.

(5) 至于 (8) 式则很容易满足,对于我们的实际测量系统, $L \approx 1.85 \text{ m}$, $v = 3.75 \times 10^8 \text{ m/s}$, Δf 最大(定标时)为 5.4 kHz ,故 $4cL\Delta f/v = 3.3 \times 10^{-4} \ll 1$.

2.2 系统常数 K 的定标

为了得到待测源调频噪声的绝对数值,需要对调频噪声测量系统进行定标,即确定出系统常数 K . 用一频率为 F_m 的单频正弦波对待测源进行调频,若已知待测源的最大频偏为 Δf_c ,又测得输出电压振幅为 V_{oc} ,根据 (10) 式,则由 $K = V_{oc} \Delta f_c$ 可定出系统常数 K .

结合我们研制的 22.68 GHz 注入锁相微波稳频源的实际结构,我们设计了一种独特的定标方法. 图 2 是这种定标方法的原理方框图.

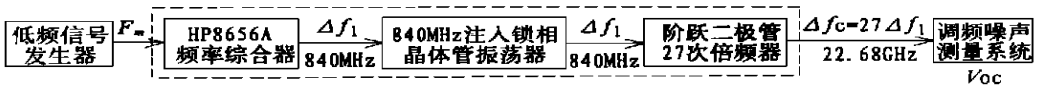


图 2 定标方框图

Fig. 2 Block diagram of calibration

图 2 中虚线框内部分是一个 22.68 GHz 注入锁相微波稳频源. HP8656A 频率综合器输出一个频率长稳很高的 840 MHz 信号注入到自由振荡频率在 840 MHz 附近的晶体管振荡器进行锁相. 两者相位锁定后,晶体管振荡器的输出是一个功率较大 (300 mW), 具有与前者相同频率长稳的 840 MHz 信号. 该信号经阶跃二极管高次倍频器^[6] 27 倍频成为 $22.68 \text{ GHz} (= 27 \times 840 \text{ MHz})$, 频率长稳与 HP8656A 频率综合器相同的微波信号源.

定标时,用低频信号发生器输出一频率为 F_m (音频) 的单频正弦波对 HP8656A 频率综合器的 840 MHz 信号进行调频,其最大频偏 Δf_1 可直接从 HP8656A 频率综合器的面板上读得. 设 840 MHz 注入锁相晶体管振荡器的环路带宽为 K_c , 同步带宽为 Δk_H , 则当

$$2cF_m \ll K_c \quad \text{及} \quad 2\Delta f_1 < \Delta k_H \quad (13)$$

时, 840 MHz 注入锁相晶体管振荡器将跟踪注入的 840 MHz 调频信号,其输出将是一个载波频率 840 MHz , 调制频率 F_m , 最大频偏为 Δf_1 的调频波. 阶跃二极管高次倍频器将其 27 倍频成为载波频率 22.68 GHz , 调制频率仍是 F_m , 而最大频偏则为 $\Delta f_c = 27 \Delta f_1$ 的微波调频信号. 这个微波调频信号被送入调频噪声测量系统,测出对应的输出电压 V_{oc} , 于是系统常数 K 由下式算出:

$$K = V_{oc} \Delta f_c = V_{oc} / (27 \Delta f_1)$$

需要注意的是,定标时选取的 Δf_c 应比待测源实际的调频噪声大很多,以便忽略后者的

影响,使定标结果更为准确可靠.

我们实际的定标数据和结果如下: $P=2.5\text{ mW}$ (送入测量系统的微波功率); $K_c=\Delta k_H=2^\circ/124\text{ kHz}$; $F_m=10\text{ kHz}$; $\Delta f_l=0.2\text{ kHz}$; $\Delta f_c=5.4\text{ kHz}$; $V_\alpha=81\text{ mV}$; $K=1.5 \times 10^{-5}\text{ V/Hz}$. 显然满足 (13) 式的条件.

定标完成后,撤去人为的调频,即可开始正式测量待测源的调频噪声.

3 实际测量结果及讨论

检波二极管和差分放大器存在一定的本底噪声电压 V_{0b} , 为提高测量结果的准确性,应从实际测量电压 V_0 中将本底噪声电压 V_{0b} 扣除. 设待测源调频噪声引起的电压为 V_α , 考虑到噪声的统计独立性, 应有

$$V_0^2 = V_\alpha^2 + V_{0b}^2 \tag{14}$$

于是 $V_\alpha = \sqrt{V_0^2 - V_{0b}^2}$

由 (14) 式可知, 若将待测源关闭, 则测得的电压即为本底噪声电压 V_{0b} .

由于 UD-5 型选频电平表有一定的带宽 B , 为便于测量结果的互相比较, 将 Δf_{rms} 折合成每平方根 Hz 带宽的 Δf_{rms} . 考虑了上述因素之后, 调频噪声的计算公式如下:

$$\Delta f_{\text{rms}} / \sqrt{B} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{K} \cdot \frac{\sqrt{V_0^2 - V_{0b}^2}}{B} \tag{15}$$

图 3 是用我们研制的测量系统对图 2 虚线框内所示 22.68 GHz 注入锁相稳频微波源调频噪声的实际测量结果. 从图上可以看到, 注入锁相后的调频噪声与无注入锁相时的调频噪声相比得到明显的改善.

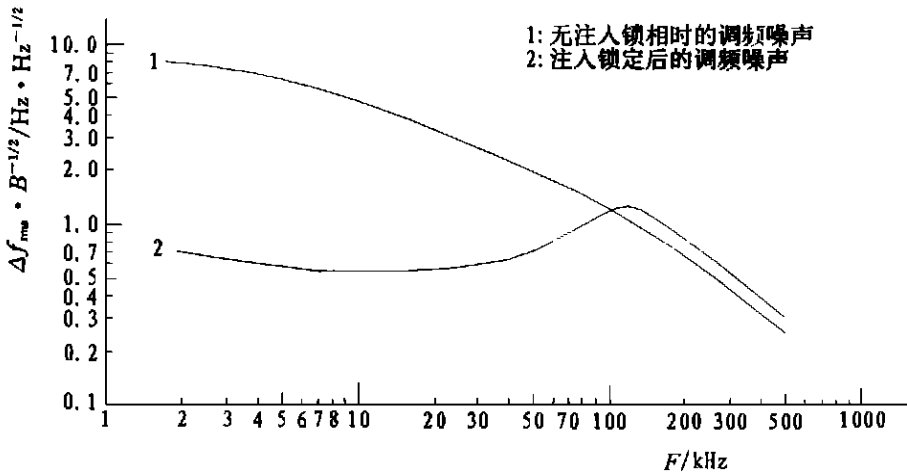


图 3 22.68 GHz 注入锁相稳频源调频噪声实测结果

Fig. 3 Measured FM noise data of the 22.68 GHz phase-locked source

考虑到阶跃二极管 27 次倍频器在将晶体管振荡器输出的 840 MHz 信号倍频 27 次的同时, 也将晶体管振荡器的调频噪声扩大 27 倍. 所以, 若将图 3 纵坐标的刻度缩小 27 倍, 则曲线 1 实际上就是 840 MHz 晶体管振荡器的固有 (无注入锁相时) 调频噪声, 而曲线 2 则

是注入锁定后晶体管振荡器的调频噪声。

注入锁相振荡器的调频噪声在环路带宽内主要由注入参考信号的调频噪声决定,而在环路带宽外则主要由振荡器的固有调频噪声决定。对于我们的 840 MHz 注入锁相晶体管振荡器来说,用频率表示的环路带宽 F_c 约为 124 kHz,这样,在 $F < 124$ kHz 范围其调频噪声主要由 HP8656A 频率综合器提供的 840 MHz 注入参考信号的调频噪声决定,由于 HP8656A 频率综合器的调频噪声比晶体管振荡器的固有调频噪声小很多,故注入锁相后的调频噪声(曲线 2)比无注入锁相时(曲线 1)小了很多;而在 $F > 124$ kHz 范围,其调频噪声则主要由晶体管振荡器的固有调频噪声(曲线 1)决定,故注入锁相前(曲线 1)后(曲线 2)相差很小。这意料中的结果反过来也说明测量结果是准确可靠的。

单一待测源延迟线法调频噪声测量系统是一种操作方便、工作稳定、测量灵敏度和精度都较高的测量系统,特别适合于测量微波波段频率源的调频噪声。另外,由(9)和(10)式可知,该系统实际上是一个微波波段的鉴频器(系统常数 K 即为鉴频灵敏度),无须下变频即可直接对微波调频信号进行鉴频。

参 考 文 献

- 1 Risley A S. Frequency Stabilization of X-Band Sources for Use in Frequency Synthesis into the Infrared. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 1974, IM-23(3): 187
- 2 Jimenez J J. Recent Progress in Laser Frequency Synthesis. Infrared Physics, 1977, 17(6): 541
- 3 Lance A L. Automated Phase Noise Measurement. Microwave Journal, 1977, 20(6): 87
- 4 Esdale D J. Automatic Oscillator FM Noise Measurements. Microwave System News, 1981, 11(6): 124
- 5 Nigrin J. Single Hybrid Tee Frequency Discriminator. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1975, MTT-23: 776
- 6 罗桂样,黄元福. K 波段阶跃二极管高次倍频器. 微波, 1987(3): 44

FM Noise Measurement for Microwave Sources

Huang Yuanfu* Luo Yongjian

Abstract A method of FM noise measurement is introduced. A system of FM noise measurement for microwave sources is established. The adjustment steps to keep high accuracy of measurement are detailed. A special calibration of measurement system is developed. The FM noise of a 22.68 GHz phase-locked source is measured by this system and the measured data are discussed.

Keywords microwave, FM noise, measurement method

* Department of Radio and Electronics, Zhongshan University, Guangzhou 510275.