

相位噪声测量方法及系统比较

Phase Noise Measurements and System Comparisons

作者：Ulrich L. Rohde, Ajay K. Poddar, Anisha M. Apte Synergy Microwave 公司

相位噪声是振荡器的重要参数之一，因为对大多数应用来说相位噪声都很关键。这里介绍一些测量相位噪声的方法，包括每种技术的利弊。我们也会比较多个系统的测量示例，包括它们的准确性和速度。

相位噪声测量的首创者是 HP。现代相位噪声系统使用相关原则但是这种方法有一些缺点。最直接灵敏的测量相位噪声谱密度 $S_{\Delta\theta}(f_m)$ 的方法需要两个源，其中一个或两个都可以是待测件，它还需要一个用作鉴相器的双平衡混频器（如图 1）。混频器的射频和本振输入应该相位正交，这表现为中频端口直流是 0V。良好的正交性确保了最大的鉴相灵敏度 K_θ 和最小的调幅灵敏度。对于一个线性混频器，当两个信号源有频率偏差时， K_θ 等于这两个源产生的正弦差拍信号的峰值。

当两个信号设置为正交时，中频端口的电压 ΔV 正比于两个信号波动的相位差。

$$\Delta\theta_{\text{rms}} = \frac{1}{K_\theta V_{\text{rms}}} \quad (1)$$

$$S_{\Delta\theta}(f_m) = \frac{(\Delta V_{\text{rms}})^2(1\text{Hz})}{V_{\text{Bpeak}}^2} = \frac{1}{2} \frac{(\Delta V_{\text{rms}})^2(1\text{Hz})}{V_{\text{Brms}}^2} \quad (2)$$

$$L(f_m) = \frac{1}{2} S_{\Delta\theta}(f_m) = \frac{1}{4} \frac{(\Delta V_{\text{rms}})^2(1\text{Hz})}{V_{\text{Brms}}^2} \quad (3)$$

其中 K_θ 是鉴相器的常数，对于正弦差拍信号它等于 V_{Bpeak} 。

波形分析器或者频谱分析仪的校准可以遵循下列方法。对于 $L(f_m)$ 的谱图，0dB 参考电平可以设置在差拍电平以上 6dB 处。这个 -6dB 补偿对于波形分析器必须要修正 +1dB，而对于带有对数放大器和平均值检波器的频谱分析仪要修正 +2.5dB。此外，也可能使用噪声带宽校正。

既然两个信号源的相位噪声都在这个系统中测量，那么为了测量另一个源，其中一个源的相位噪声性能需要已知。通常情况下，主要的源的实际的相位噪声不会比测量值偏差超过 3dB。如果有三个未知的源可用，三个不同源的三次测量相结合可以产生足够的数据来精确计算每个单独振荡器的性能。

因为源在测量阶段不能保持足够的相位稳定，图 1 中包含了保持源相位正交的窄带锁相环。两个隔离放大器防止源的注入锁定。残余相位噪声测量检测一或两个由相同的源驱动的设备，比如放大器，分配器或合成器。由于这个源的相位噪声不独立，所以要知道它作为傅立叶函数相消的程度。

这个系统的噪声基底是由混频器输出端的等效噪声电平 ΔV_n 建立。它表示混频器噪声也表示下级放大器的等效噪声电压。

$$L_{\text{system}}(f_m) = \frac{1}{4} \frac{(\Delta V_{\text{nrms}})^2(1\text{Hz})}{V_{\text{Brms}}^2} \quad (4)$$

使用好的混频器和低噪放可以实

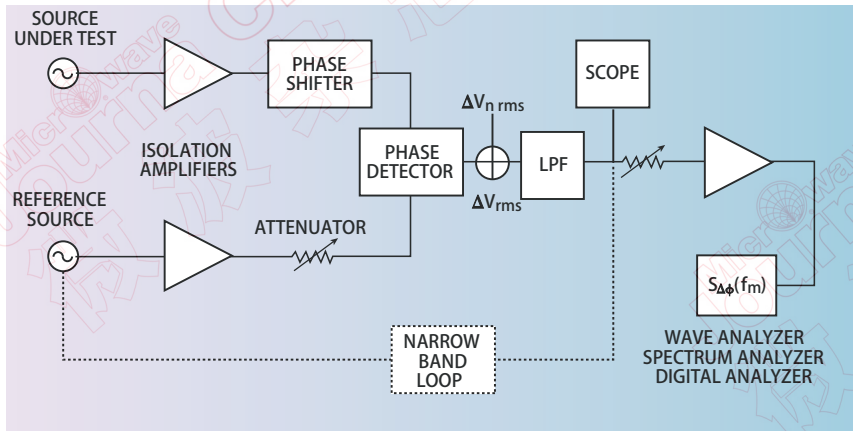


图1. 带有两个保持相位正交的信号源的相位噪声系统。

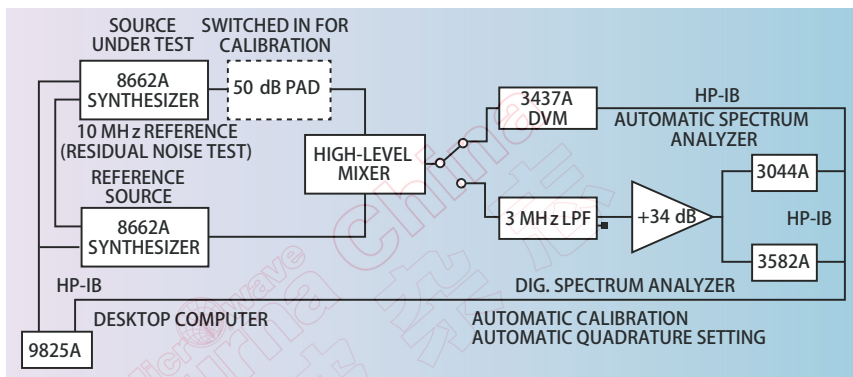


图2. 自动测量两个 8662A 合成器残余相位噪声系统。

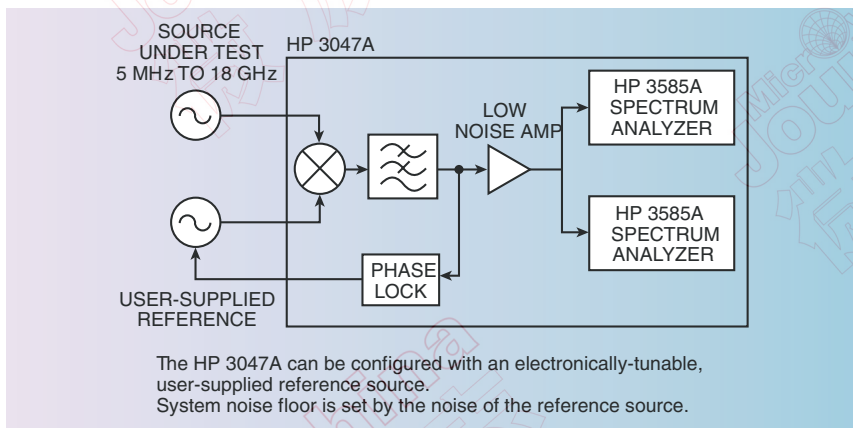


图3. HP 3047A 的框图。

现 -180dBc 的噪声基底。由于 ΔV_n 的闪烁特性，噪声基底随着 f_m^{-1} 增加。1kHz 处 -166dBc 的噪声基底已经实现，这是这种方法的极限。

在测量低相位噪声源时，为了避免错误的数数据，我们必须认识到以下潜在的问题：

1. 如果两个源相位保持锁定到

相互正交，必须要保证跟踪带宽明显低于感兴趣的最低傅立叶频率。

2. 即使没有明显的相位反馈，两个源有可能相位锁定（注入锁定）从而抑制接近载波频率处的相位噪声。

3. 如果不能充分保证正交性，射频信号的调幅噪声可能会通过。

4. 正交性设置偏离也会降低有效鉴相常数。

5. 混频器的非线性会导致校准误差，同时会增加噪声。

6. 一个非正弦射频信号会导致 K_θ 偏离 V_{Bpeak} 。

7. 在校准或者采用像多行频等高杂散信号时，放大器或者频谱分析仪的输入端可能会饱和。

8. 当频谱分析仪分辨率不足并且使用平均值时 间隔较近的杂散信号比如 60Hz 的倍频可能会产生连续的相位噪声。

9. 在校准和测量时，阻抗的界面应当保持不变。

10. 在残余相位测量系统中，由于两条支路的较高的延迟时间差，源的噪声可能不会被完全消除。

11. 被测件供电或者窄带锁相环的噪声可能是相位噪声的重要组成部分。

12. 外围的设备比如示波器、分析仪、计数器或者数字电压表可能注入噪声。

13. 颤噪噪声可能会激发出设备中显著的相位噪声。

尽管有以上的缺点，自动测试系

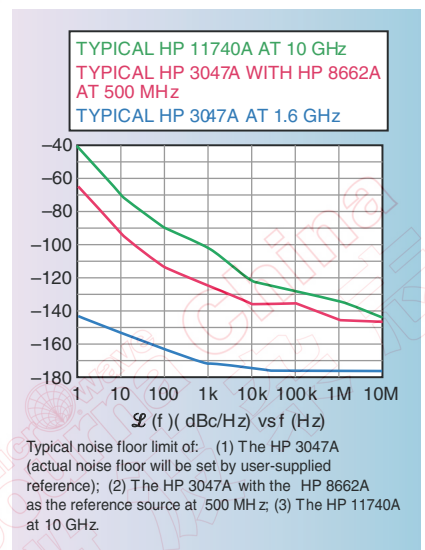


图4. 典型的噪声基底限制。

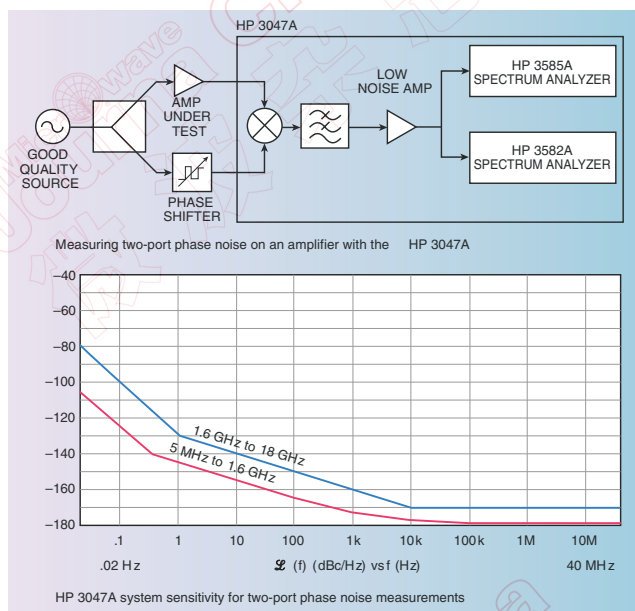


图 5. HP3047A 残余相位噪声测量，而不是振荡器噪声。

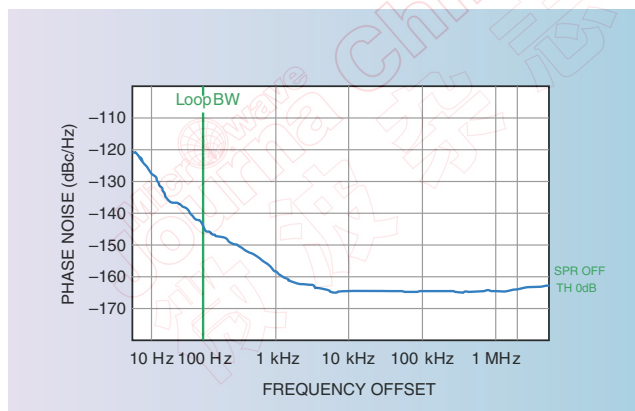


图 6. HP10811B 测量 10MHz 信号的结果。

统已经发展并使用了很多年。图 2 显示了一个自动测量 8662A 合成器残余相位噪声的系统。由于所有的设备都使用同一个 100MHz 的参考振荡源，所以它是一个残余测试。正交保持可以方便地通过用数字电压表探测差拍信号并且当差拍信号电压非常接近零时停止一个合成器的相位超前的方法来实现。

测量

如图 3 所示，HP 的测试设备 HP3074A 采用了一个可以处理 +23dBm 功率的双平衡混频器。尽管这个 HP 设备已经不再生产，并且已经被安捷伦 E5052A 和 E5052B 替代，这个系统依然显示了一些我们感兴趣的特点。

1. 噪声基底大约是 -177dBc/Hz，分辨率（如图 4）大约是 -180dBc/Hz。

2. 动态范围的限制是 $(P_{out}(dBm) + kT - NF)$ ，（其中 $NF = NF_{osc} + NF_{amp}$ ）在振荡源是 0dBm 的条件下，应该是 -174dBc 或者相对应的单边带是 -177dBc-NF。假设信号是 +20dBm，那么动态范围大约是 200dBc-NF。

3. NF_{osc} 这一项表示振荡源的大信号噪声系数，它可以从 10MHz 处 2dB 变化到 100MHz 处 6dB 或者在 1000MHz 处更大的值。例如，输出功率 5dBm 时在 1000MHz 处的远端单边带噪声是 -172dBc/Hz。

4. 混频器和后级的放大器会进入压缩点从而抬高噪声基底。在这个系统的早期版本中，这个影响没有被考虑。人们发现有时用这个系统测量低频信号时会有偏差，晶振实际上会更好。

从系统的角度来看，数值并不乐观，正如在图 5 中看到的。出现这种情况的原因是振荡器使用的晶体管有它们自身的噪声贡献。这个系统是用来测量放大器或者开关的残余相位噪声的。所以这是系统计划中要重要考虑的一部分。

HP3047A 有一块内建的晶振，它的相位噪声显示在图 6 中。这些测量比 HP 的好一些但还是不像现代测量系统那么好。

由于上面这些原因，Synergy 公司保留原来的 HP 系统的硬件。这个系统的软件是使用一个 FFT 分析仪，在那个时代，它是最好的系统，但是测量会花费大量的时间。现代的测试设备使用互相关方法至少可以提快 20 倍的速度。

电路和半导体中的噪声

微波应用一般使用双极型晶体管，下面列出它们的噪声来源。

1. 约翰森噪声

约翰森噪声（热噪声）是由于固体设备中分子布朗运动而产生的。它被表示为

$$v_n^2 = 4kT_0RB(emf) \left(\frac{v_{olt}^2}{Hz} \right) \quad (5)$$

功率可以写为

$$Noisepower = \frac{v_n^2}{R} = 4kT_0B \left(\frac{W}{Hz} \right) \quad (6)$$

其中 $B=1\text{Hz}$ ， $Noise\ Power=4kT_0$ ， $T=290\text{K}$ ， k 是玻尔兹曼常数 1.38×10^{-23} ， $Noise\ Power=1.38 \times 10^{-23} = 4 \times 10^{-23}\text{W}$ ，

$$L(\omega) = 10 \log \left(\frac{v_n^2/R}{1dBm} \right) = -173.97\text{dBm} \text{ 或者 } -174\text{dBm}.$$

为了减小这种噪声,唯一的选择是降低温度,因为噪声功率与温度直接成正比。约翰森噪声决定了热噪声基底。

2. 普朗克辐射噪声

有效的噪声功率不取决于电阻值而是温度 T 的函数。噪声温度因此可被用作一个描述一个单端有耗网络的噪声表现的数值。

对于高频或者低温情况,量子力学的因素必须被考虑在方程中。这个影响因素是由于适用于黑体辐射的普朗克辐射定律得到的。

$$P_{av} = kT\Delta f \quad (7)$$

$$P_{av} = kT\Delta f \cdot p(f, T)$$

$$p(f, T) = \left[\frac{\frac{hf}{KT}}{e^{\frac{hf}{KT}} - 1} \right]$$

其中 $h=6.626 \text{ J/s}$ 是普朗克常数。

3. 肖特基 / 散弹噪声

肖特基噪声发生在电子自由运动的 PN 结 (半导体器件) 处。噪声电流均方根 (RMS) 由下式给出

$$i_n^2 = 2qI_{dc}; P = i_n^2 Z \quad (8)$$

其中 q 是电子的电荷量, P 是噪声功率, I_{dc} 是直流偏置电流, Z 是终端阻抗 (可以是复数)。既然这种噪声的起源是不同的,那么它们是相互独立的。

4. 闪烁噪声

表面和边界层的电学性质受状态的很大影响,这种状态服从统计波动规律,导致了电流流动的闪烁噪声或者 $1/f$ 噪声。

$1/f$ 噪声在低频是可被观察到。它随着频率 f 的增加而按照 $1/f$ 的规律降低直到它被像热噪声或者散弹噪声等与频率无关的噪声覆盖掉。

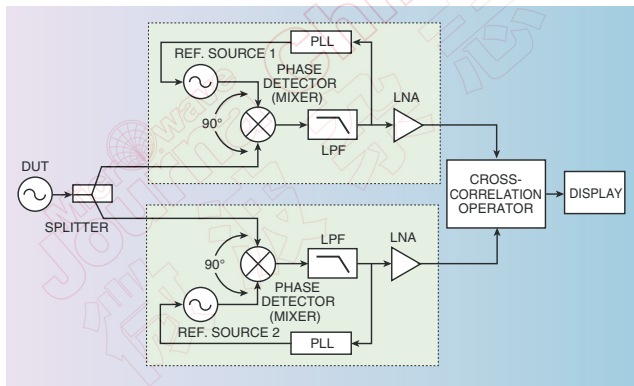


图 7. 噪声相关方法的框图。

例如:二极管的噪声与偏置有关,用 AF 和 KF 表示如下

$$\langle i_{Dn}^2 \rangle_{AC} = 2qI_{DC}B + KF \frac{I_{DC}^{AF}}{f} B \quad (9)$$

AF 取值范围是 1~3,是用和偏置有关的曲线拟合的数值,一般取 2。KF 的取值范围从 $1E^{-12}$ ~ $1E^{-6}$,它决定了闪烁频率。

5. 渡越时间和复合噪声

当载流子穿越势垒区的渡越时间和周期信号可比时,一些载流子会反向散射,产生噪声。这可以在 NPN 晶体管的集电极中看到。

电子和空穴的运动产生了这种噪声。它的物理机制还没用被完全建立起来。

6. 雪崩噪声

当一个反向偏置加在半导体结上时,通常很小的耗尽区会快速展宽。

自由的空穴和电子会和耗尽区的原子碰撞,从而使它们电离,产生大的雪崩电流。

雪崩噪声的谱密度几乎是平的。在较高频段,结电容和引线电感可看作低通滤波器。

齐纳二极管被用作电压参考源并且雪崩噪声要用大的旁路电容来减小。

7. 相位噪声的预测

在设计一个振荡源时,我们需要有一个怎么做和怎么验证的概念。计算相位噪声的基本等式如下

$$L(f_m) = 10 \log \left\{ \left[1 + \frac{f_0^2}{[2f_m Q_0 m(1-m)]^2} \right] \cdot \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \frac{FKT}{2P_0} + \frac{2kTRK_0^2}{f_m^2} \right\} \quad (10)$$

其中 $L(f_m)$, f_m , f_0 , f_c , Q_L , Q_0 , F , k , T , P_0 , R , K_0 和 m 分别是 f_m 处 1Hz 的单边带功率与总功率的比值 (用 dB 表示), 频率偏移量, 闪烁拐角频率, 有载 Q 值, 空载 Q 值, 噪声系数, 玻尔兹曼常数, 开氏温度, 平均输出功率, 调谐二极管的等效噪声电阻, 电压增益和有载空载的 Q 值的比值。

在过去,这可用 Leeson 公式计算,其中包括一些近似,有输出功率,闪烁拐角频率和有载 Q 值。现在,我们可以假设实际的相位噪声不会比下式给出的大信号噪声系数 F 更好:

$$F = 1 + \frac{Y_{21}^+ C_2 C_C}{(C_1 C_2) C_1} \left[r_b + \frac{1}{2r_c} \left(r_b + \frac{(C_1 + C_2) C_1}{Y_{21}^+ C_2 C_C} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{\beta^+} + \frac{f^2}{f_r^2} \right) + \frac{r_c}{2} \right] \quad (11)$$

应用互相关技术

以前的系统使用 FFT 分析仪进行近载波时的噪声计

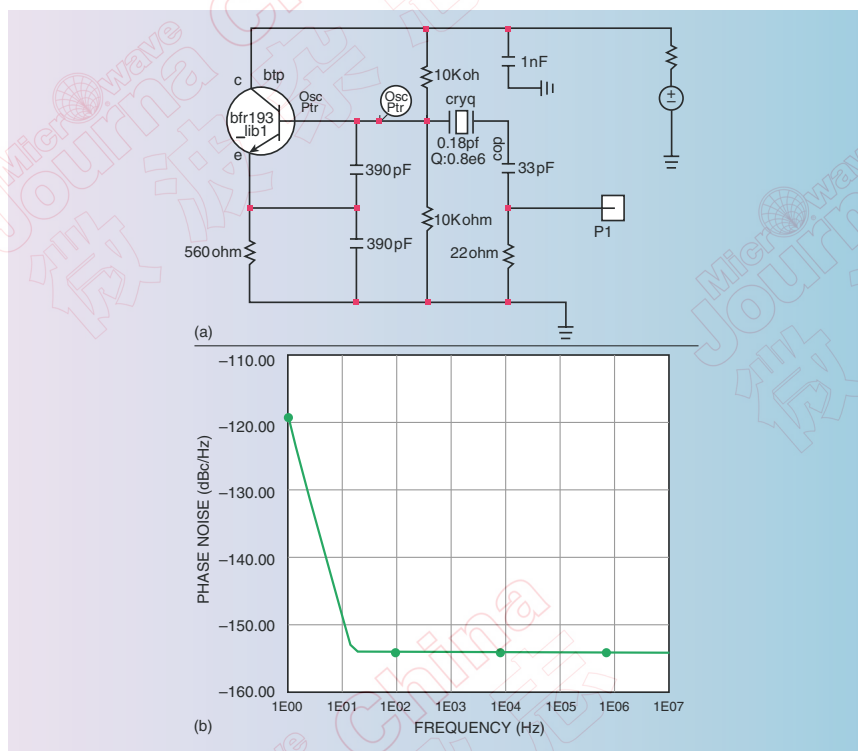


图 8. 4MHz 低噪声晶体振荡器 (a) 模拟相位噪声 (b)。

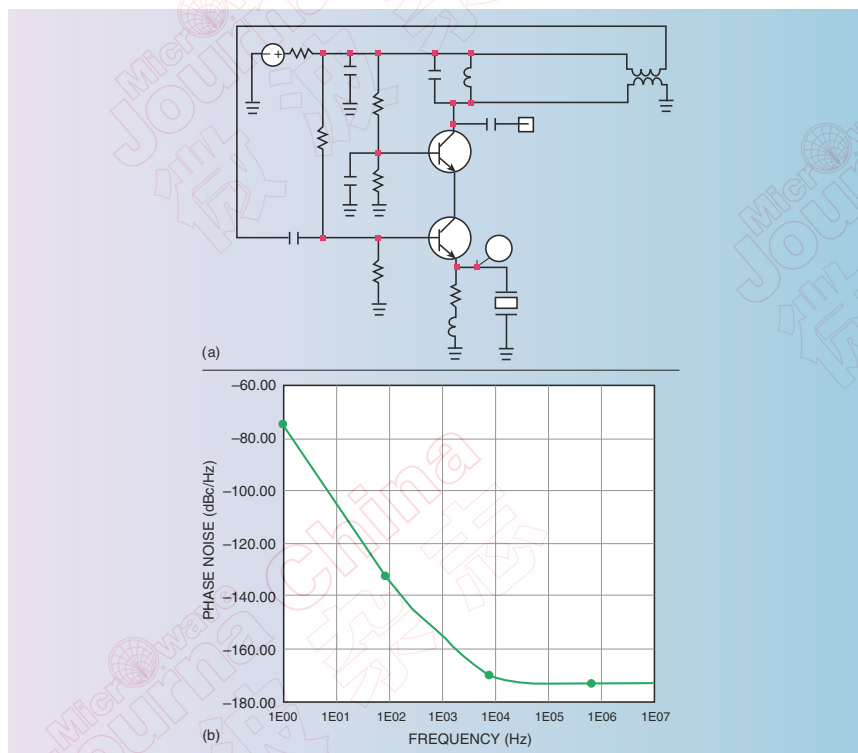


图 10. Driscoll 振荡器 (a) 模拟相位噪声 (b)。

算，它的速度较慢。现代设备使用噪声相关方法。互相关方法流行的原因是大多数振荡源都有 0~10dBm 的输

出范围，更重要的是只需要一个源。使用延迟线的方法实际上需要一个可变延迟线提供频偏函数正确的相位噪

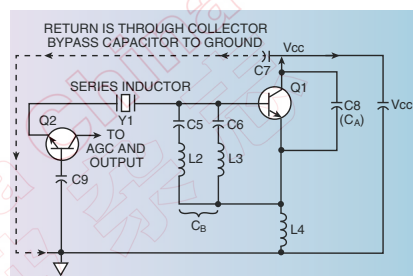


图 9. HP 完善后的 Rohde 的设计。

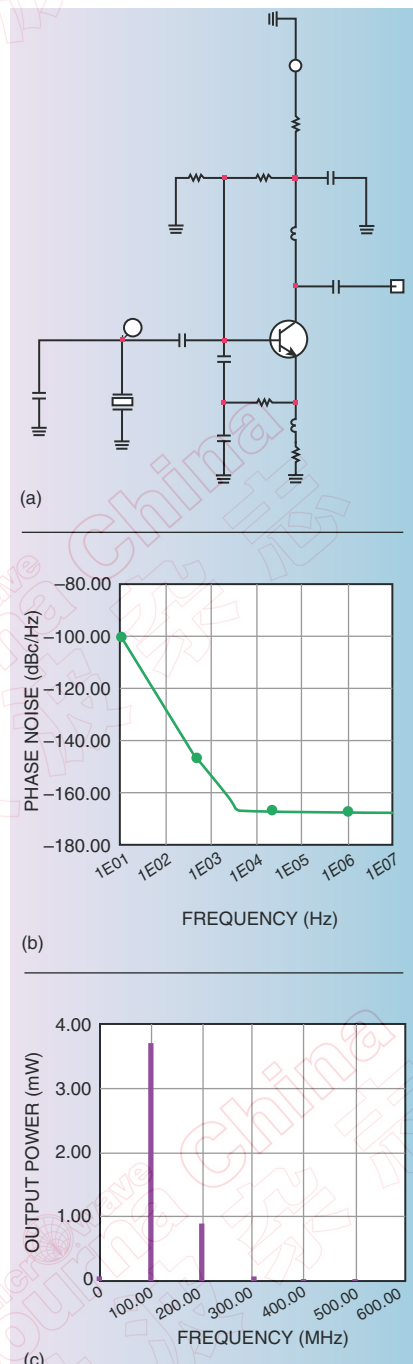


图 11. 带有输出缓冲级的 100MHz 晶体振荡器 (a) 模拟相位噪声 (b) 输出功率 (c)。

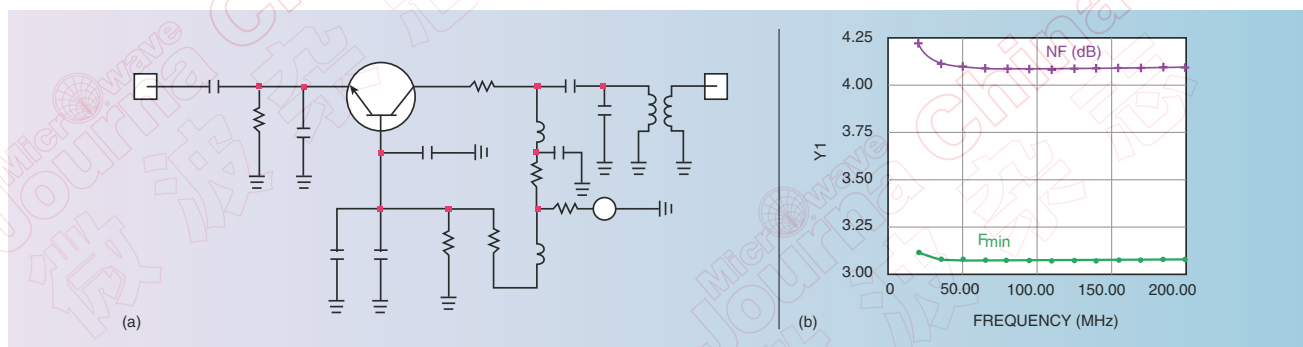


图 12. 缓冲放大器框图 (a) 模拟噪声系数和 fmin (b)。

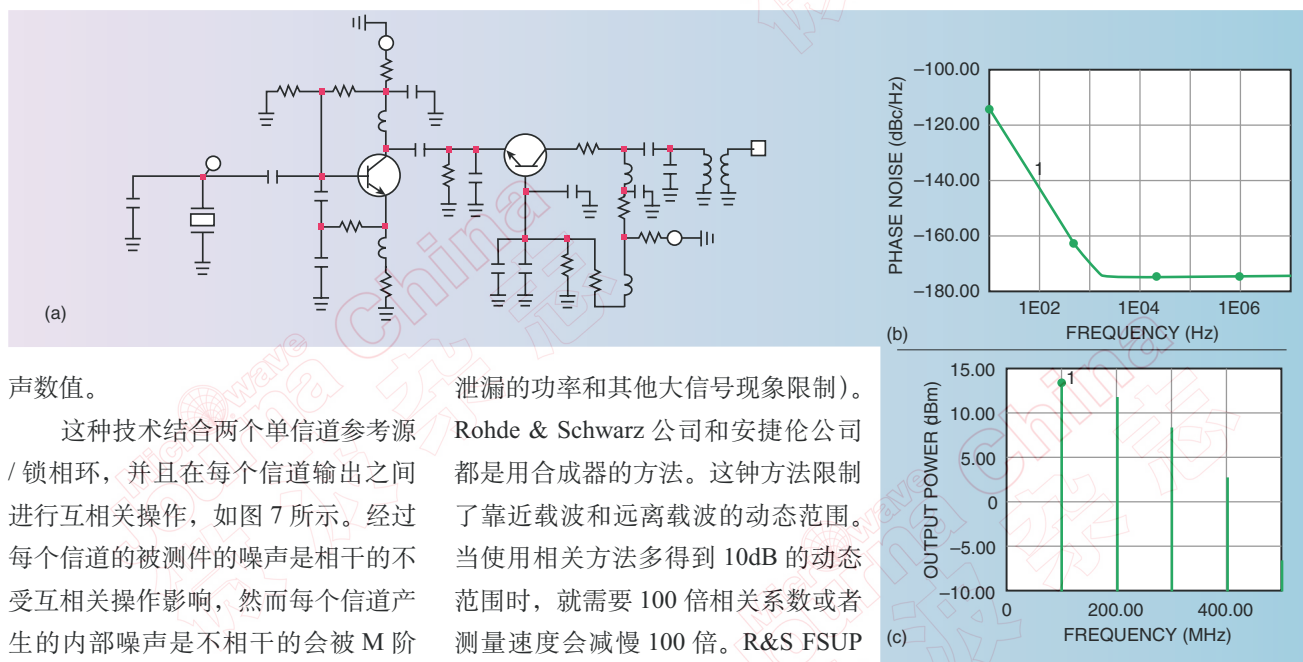


图 13. 带有共基放大器的 100MHz 晶体振荡器 (a) 模拟噪声系数 (b) 输出功率 (c)。

声数值。

这种技术结合两个单信道参考源/锁相环，并且在每个信道输出之间进行互相关操作，如图 7 所示。经过每个信道的被测件的噪声是相干的不受互相关操作影响，然而每个信道产生的内部噪声是不相干的会被 M 阶 (M 是相关系数) 的互相关操作消除。表示为下式

$$N_{means} = N_{DUT} + (N_1 + N_2) / M^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

其中 N_{means} 是测量的总噪声； N_{DUT} 是被测件的噪声； N_1, N_2 分别是信道 1 和 2 的内部噪声，M 是相关系数。

这种双信道互相关技术并不需要卓越的硬件就能实现高测量灵敏度。然而当相关系数增加时，测量速度会下降。内建的合成器限制了动态范围，这就是为什么更低频率时我们使用晶体振荡器的原因。

假设内部参考源 1 和 2 作为待测件至少在噪声贡献上相等，并且假设分频器噪声有 20dB 的相关性 (由

泄漏的功率和其他大信号现象限制)。Rohde & Schwarz 公司和安捷伦公司都是用合成器的方法。这种方法限制了靠近载波和远离载波动态范围。当使用相关方法多得到 10dB 的动态范围时，就需要 100 倍相关系数或者测量速度会减慢 100 倍。R&S FSUP 是一个频谱分析仪和相位噪声测试仪的结合，而安捷伦 E5052B 是一个专用系统，速度大约快 4 到 6 倍。

噪声相关技术的优点

1. 速度增加
2. 输入功率下降
3. 单信号源设置
4. 可以工作在从低频 1MHz~100GHz，这取决于内部的合成器。

噪声相关技术的缺点

1. 不同的生产厂家有不同的隔离方法，所以有效的动态范围难以预测。

2. 这些系统有“最佳点”，Rohde & Schwarz 公司和安捷伦公司都以衰减器作为系统的开端，为了不使两个信道过载，输入电平有 1dB 的变化就会导致测量结果非常不同。不同的系统最佳点也不同。我们需要射频衰减器来找到最佳点，它会减小系统的动态范围。

3. 振荡源的谐波分量会导致测量的错误，所以一个可开关的低通滤波器 (比如 R&S 可开关的甚高频-超高频低通滤波器 PTU-BN49130 或它替代产品) 需要被使用。

4. 当频率低于 200MHz 时，

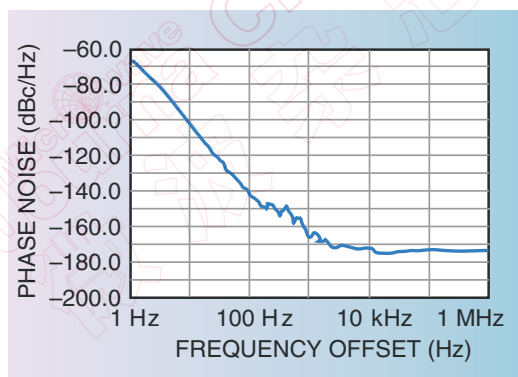


图 14. 用安捷伦 E5052B 测量的 100MHz 的晶体振荡器。

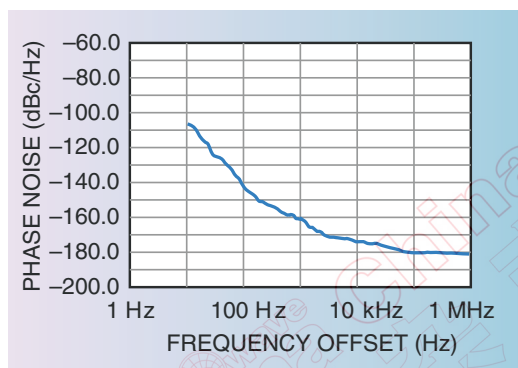


图 15. 用 FSUP 测量的 100MHz 的晶体振荡器。

AnaPico 或者 Holzworth 的系统使用两个晶振来代替合成器 (对于此类测量没有足够好的合成器)。例如 LN XO100 晶振测量受 FSUP 合成器限制大约为 -142dBc/Hz (100Hz 频偏处), 对于 Holzworth 系统为 -147dBc/Hz 。安捷伦的结果和 R&S FSUP 差不多, 只是速度快点。

5. 在偏离载波 1MHz 的频率上, 这些系统给出不同的结果。R&S FSUP 利用最佳点测得 -183dBc , 安捷伦可测量 -175dBc/Hz , 而 Holzworth 可测量 -179dBc/Hz 。

我们没有研究安捷伦和 Holzworth 的最佳点, 但是我们已经看到了它们在远离载波时测量 -190dBc/Hz 的文章。这些选择了 Wenzel 或者 Pascall 的晶振。

另外一个问题是晶振到测量系统的连接电缆的物理长度。如果这个长

度达到了 $1/4$ 波长谐振, 错误的测量就有可能出现。这种方法的缺点很多而且很难说清楚测量结果是否可信和可重复。

晶体振荡器

下列是一些重要的晶振的例子。第一个是 Rohde (1975) 提出的, 如图 8a, 图 8b 中是模拟的相位噪声。这表示没有图 8a 中缓冲放大器时晶振的相位噪声。大多数现代的设备使用 Rohde 的设计技术 (如图 9) 来使用晶体振荡器。实际的测量数据在图 6

中显示。

另一个重要的振荡器是由 Michael Driscoll 提出的。这个电路如图 10a, 它的模拟相位噪声显示在图 10b 中。这个晶体被用作到地的滤波器。已经有很多从 $10\sim 100\text{MHz}$ 采用这种设计的应用。有时共源共栅放大器的上部晶体管会有稳定性问题。另一个重要的贡献是 SC 切的压力补偿或者双旋转晶体的引入。在 AT 切后由它接管。它的缺点是可能出现杂散谐振和较高的花费, 但是实际的相位噪声是 $6\sim 10\text{dB}$ 。到目前为止对为什么出现这种情况还没有明确的解释。

100MHz 的晶体振荡器测量是最重要的, 这些振荡

器是很多测试和通信设备的支柱。图 11 显示了一个典型的简单的 100MHz 晶振和它的模拟相位噪声。它的输出功率显示在图 11c 中。这个振荡器缺少一个缓冲级。图 12a 显示缓冲放大器图 12b 显示它的模拟噪声系数和。低于 50MHz 时噪声系数的上升是因为耦合电容的出现。一个带有共基放

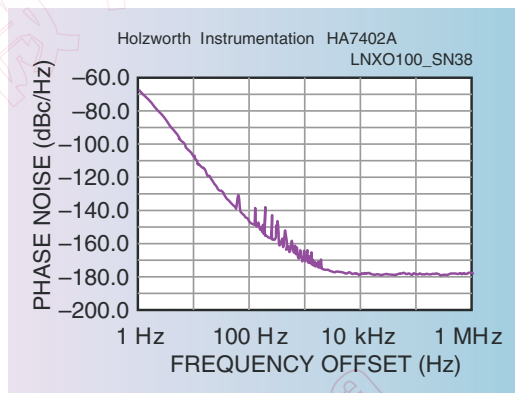


图 16. 用 Holzworth 相位噪声测量仪测量的 100MHz 的晶体振荡器。

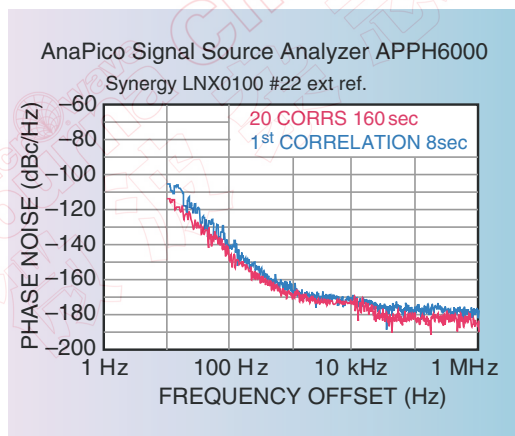


图 17. 用 AnaPico 测量的 100MHz 的晶体振荡器。

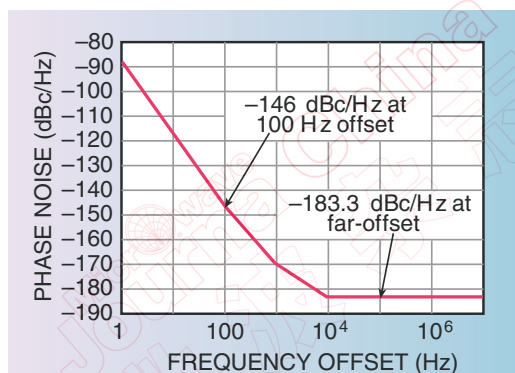


图 18. 计算的 100MHz 晶体振荡器的相位噪声谱。

大器的 100MHz 晶体振荡器显示在图 13a, 模拟的相位噪声和输出功率分别显示在图 13b 和图 13c 上。

图 14~ 图 17 分别显示使用安捷伦公司、Rohde&Schwarz 公司、Holzworth 公司和 AnaPico 公司对 100MHz 晶体振荡器的测量结果。

附录 1 (在网上可以登录这个网站 www.mwjourn.com/synergyappendix 查看) 显示了这个振荡器的相位噪声的计算方法。计算出来的频偏 100MHz 的相位噪声是 -146dBm/Hz, 远离载波的相位噪声是 -183.3dBc/Hz (如图 18)。这些数据与 FSUP 的测量数据吻合良好。安捷伦的结果非常接近但是由于没有找到最佳点导致系统不是最优的。这可能是与频率和功率电平相关的。Holzworth 公司的设备测试结果最接近正确的相位噪声

电平, 但是我们没有找到合适的关系系数。AnaPico 测试设备似乎有驼峰, 但是大致上来说和计算值吻合。Holzworth 公司的设备进行测量大约耗时 3~4 分钟 (相关系数是 5), 不使用相关性方法时时耗时 1 分钟并且相位噪声恶化 3dB。

物理定律告诉了我们什么呢? 像指出的这样, 下面是 LNXO100 的计算方法, 单边带噪声 = $P_{out} (dBm) + 177 (dB) - NF$ (缓冲放大器的大信号噪声系数)。在我们的条件下, 我们得到 $14 + 177 - 7.7 = 183.3 \text{ dBc/Hz}$ 。这说明远离载波处单边带相位噪声是 -183.3dBc/Hz。

结论

在这篇文章中, 我们看到了典型的振荡器电路和它们的一些设计规

则。回顾了相位噪声的计算以及多种 100MHz 晶振测试系统。相位噪声方程给出了有可能实现的最佳的相位噪声。如果设备经过多次相关性操作, 得到比理论值还好的结果, 这违反了我们认知的物理规律; 如果得到比理论值差的结果, 要么是相关性设置还需要修正要么是动态范围不够。我们认识到这个方法是彻底的, 但是我们认为解释事情为什么这样也是必须的。在 20dBm 输出时, 输出放大器当然有较高的噪声系数因为它被更大的功率驱动并且没有可行的改进措施。有一个最佳的状态并且已经有些测量显示 -190dBc/Hz 似乎与理论计算不符。相关性方法允许我们得到比 KT 更低的噪声, 但是 KT 以下的噪声贡献和找到身体血液里的一个金原子一样, 都是没有任何用处的。■

俊科 SHX

上海华湘计算机通讯工程有限公司

3G, TD-SCDMA, LTE, WLAN等
射频器件和射频系统测试解决方案制造商



40GHz 同轴衰减器/负载

2W、5W 频率到 26.5GHz/40GHz
2.92mm精密衰减器

50KW高功率衰减器/负载

低互调

40G 1-1000W

5W 2.92mm

2W 2.92mm

DC-4GHz 1KW-50KW

2-18 GHz

可控测试子系统

可调/步进/程控衰减器

功分器/耦合器/精密测试附件

6-110dB DC-18GHz 1-100W

地址: 上海市田州路99号13号楼3层
电话: 86-21-54451396 54451395 传真: 86-21-64958230
网址: www.shx-sh.com 邮箱: shx@shhuaxiang.sina.net