

相位噪声及其测试技术

Phase Noise and It's measurement techniques

电子科技大学 陈国龙

摘要: 本文简要阐述了相位噪声的概念及其表征,并对相位噪声和相位噪声测试方法进行了分析,并在此基础上提出了一种新的相位噪声测试方法——基于带通采样的中频频谱分析法。

关键词: 相位噪声;鉴相法;鉴频法;相噪测试;中频频谱分析法

一、引言

现代电子系统和设备都离不开相位噪声测试的要求,因为本振相位噪声影响着调频、调相系统的最终信噪比,恶化某些调幅检波器的性能;限制频移键控(FSK)和相移键控(PSK)的最小误码率;影响频分多址接收系统的最大噪声功率等。在很多高级电子系统和设备中,核心技术中往往有一个低相位噪声频率源。可见对相位噪声进行表征、测试以及如何减小相位噪声是现代电子系统中一个回避不了的问题。本文较详细的阐述了相位噪声的概念及其表征,并在分析其通用的测试技术的同时提出了一种新的测试方法——基于带通采样的中频频谱分析法。

二、相位噪声的概念及其表征

相位噪声一般是指在系统内各种噪声作用下引起的输出信号相位的随机起伏。通常相位噪声又分为频率短期稳定性和频率长期稳定性。所谓频率短期稳定性,是指由随机噪声引起的相位起伏或频率起伏。至于因为温度、老化等引起的频率慢漂移,则称之为频率长期稳定性。通常我们主要考虑的是频率短期稳定性问题,可以认为相位噪声就是频率短期稳定性。

一个理想的正弦波信号可用下式表示:

$$V(t) = A_0 \sin 2\pi f_0 t \quad (1)$$

式中, $V(t)$ 为信号瞬时幅度, A_0 为标称值幅度, f_0 为标称值频率。此时信号的频谱为一线谱。但是由于任何一个信号源都存在着各种不同的噪声,每种噪声分量各不相同,使得实际的输出成为:

$$V(t) = [A_0 + \varphi(t)] \sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (2)$$

在研究相位噪声的测量时,由于考虑振荡器的幅度噪声调制功率远小于相位噪声调制功率,所以 $|\varphi(t)| \ll A_0$,通常可以将 $\varphi(t)$ 忽略不计,而主要是对 $\varphi(t)$ 项进行测量,故可以得到:

$$V(t) = A_0 \sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (3)$$

对 $\varphi(t)$ 的测量,可以用各种类型的谱密度来表示。显然此时的相位起伏为 $\varphi(t) = \int \dot{\varphi}(t) dt$,频率起伏为 $\dot{\varphi}(t) = [d\varphi(t)/dt]/2$ 。常用的相对频率起伏:

$$y(t) = [d\varphi(t)/dt]/2\pi f_0 \quad (4)$$

由于相位噪声 $\varphi(t)$ 的存在,使频率源的频率不稳定。这种不稳定性常用时域阿仑方差 $\sigma_y^2(2, \tau)$ 及频域相对单边带功率谱(简称功率谱) $L_p(f)$ 或相噪功率谱 $S_\varphi(f)$ 来表征。它们的定义为:

$$\sigma_y^2(2, \tau) = \frac{(\bar{y}_1 - \bar{y}_2)^2}{(\bar{y}_1 + \bar{y}_2)^2} = (1/\nu^2)(1/2) \quad (5)$$

式中 \bar{y}_1, \bar{y}_2 为测量采样时间 τ 的相邻二次测量测得的频率平均值。

$$L_p(f) = [P_{SSB}(f)/P_0] \text{ (dBc/Hz)} \quad (6)$$

其中 $P_{SSB}(f)$ 为一个相位噪声调制边带在频率为 f 处的功率谱密度, P_0 为载波功率。

由(3)及(4)式得相位起伏的自

相关函数 $R_\varphi(\tau) = [\varphi(t) \varphi(t + \tau)]$ 和相对频率起伏的自相关函数 $R_y(\tau) = [y(t) y(t + \tau)]$,由维纳-钦辛定理可知自相关函数和功率谱密度间存在如下关系

$$R_\varphi(\tau) \stackrel{f}{\leftrightarrow} S_\varphi(f), R_y(\tau) \stackrel{f}{\leftrightarrow} S_y(f), \quad f \text{ 表示傅里叶变换对。通常 } \varphi(t) \ll 1, \text{ 近似有}$$

$$L_p(f) = (1/2) S_\varphi(f) \quad (7)$$

三、相位噪声的测试技术

传统的测试方法主要有直接频谱仪法、基于低通采样的鉴频法和鉴相法,另外一种就是本文提到的基于带通采样的中频频谱分析法。

1. 直接频谱仪法

将未调制的高频或者微波载频信号直接加到频率范围及性能适合的高频或者微波频谱仪上,显示出该信号的频谱,便可观测出该被测信号的噪声。目前常用的谱分析仪一般分为两类:一类是频谱分析仪,它允许输入信号具有很宽的频率范围,且具备中等程度的分析带宽。以HP 8568A为例,其工作频率范围为100Hz~1.5GHz,最小分析带宽为10Hz。另一类称为波形分析仪,它一般工作在较低的频段,但具有很高的频率分辨率。以HP 3582A为例,其工作频率范围为0.02Hz~25.599Hz,频率分辨率为0.02Hz。

直接频谱仪法是一种最容易、最简单的相位噪声测量技术,它可以直接显

示单边带相位噪声 $L_p(f)$,精确地显示两边带上的离散信号。该方法最适宜测量漂移较小但相位噪声相对较高的信号源。其缺点是不能测量频谱纯净的源,这主要是受频谱仪的动态范围和最小分辨带宽的限制;不能分辨调幅噪声和相位噪声,故对调幅噪声严重的源不能直接测得相位噪声 $L_p(f)$,也不适于测量漂移严重的源的 $L_p(f)$ 。

2. 鉴频法

鉴频法也称单源法。就是将被测信号源的频率起伏 f 由某种微波鉴频器变为电压起伏 V ,用基带频谱仪进行测量,直接得出 $S_v(f)$,进而也可求出 $S_\phi(f)$ 或者 $L_p(f)$ 。一种常用的延迟线鉴频器电路组成如图1所示。

系统工作原理如下:将被测源信号经功分器分两路,一路经宽带延迟线时延 t_d ,以便将频率起伏变为相位起伏 $\Delta\phi$ 后进入鉴相器,另一路信号经宽带可变移相器移相后进入鉴相器进行正交鉴相。由鉴相器将相位噪声转换为电压噪声,经A/D、FFT和功率谱估计等信号处理后,测得被测信号的相位噪声功率谱 $S_\phi(f)$ 和相对单边功率谱 $L_p(f)$ 。

$$L_p(f) = (1/2)S_\phi(f) = S_v(f)/f^2 = [S_v(f)]/K_d^2 f^2$$

$$K_d = 2\pi f K_\phi$$

式中 $S_v(f)$ 为被测源信号频率起伏功率谱, $S_\phi(f)$ 为鉴相器输出电压功率谱, K_d 为鉴频系数, K_ϕ 为鉴相器系数。

鉴频法具有不需要参考频率源、低的宽频带噪声底部、抑制调幅、结构简单等特点。但是该方案在近载频处系统灵敏度低 $S_\phi(f) \propto 1/f^2$;宽带延迟线、宽

带移相器制作困难,只适宜于测量近载频噪声电平较高,即频率随机漂移较大振荡器。

3. 鉴相法

鉴相法也称相位检波法,这种方法是将被测信号与一同频高稳定的参考源进行正交鉴相,该法的脉冲调制波频稳测试系统方框图如图2所示。

在此方案中,采用外差方式将被测源信号降至中频,在中频用晶体滤波器和含VCXO(压控晶体振荡器)的PLL提纯,以获取被测信号的连续载波信号,该信号经移相后与被测信号鉴相器中正交鉴相,提取被测信号的相位噪声。提纯载波信号的目的是为了与被测信号中的相位噪声与载波信号在鉴相器中互相抵消,造成测试误差。鉴相器将被测信号的相位噪声转换为电压噪声。经A/D、FFT、功率谱估计等信号处理后,测得 $S_\phi(f)$ 或 $L_p(f)$ 。如果用于连续波相噪测试,则该测试系统的相位提纯支路可进一步简化。

该方案的优点是采用外差方案,被测信号频率范围宽,系统灵敏度较高。缺

点是载波提纯,移相器的研制较困难,而且相晶体滤波器特性、鉴相增益 K_ϕ 等受温度和噪声大小等诸多因素的影响而变化,不易实现自动化测量。

4. 中频谱分析法

中频频谱分析法频稳测试实验系统方框图如图3所示。

在图3系统中,被测源信号与参考源信号混频后产生一个中频信号,该信号经声表(SAW)滤波器,低噪声放大后进入A/D变换器,A/D变换器的采样频率需满足带通采样定理,采样频率信号由DDS和PLL产生,采得的数据经高速缓存送入PC进行数据处理,经FFT、功率谱估计等,获得的 $S_\phi(f)$ 或 $L_p(f)$ 可直接在PC屏幕上显示。

该方案在中频进行带通采样,利用现代数字信号处理技术获得被测脉冲调制波的 $S_\phi(f)$ 或 $L_p(f)$,大大简化了脉冲调制波频稳测试系统的复杂度,并具有测试高度自动化的优点。随着高速、高精度A/D变换器技术指标的不断提升,测试系统的灵敏度将更进一步提高,并满足现代脉冲调制波频稳测试的更高要求。图3的实验系统,仅用了一个中频,由于被测源频率范围很宽,实用的测试系统应采用多中频方案。

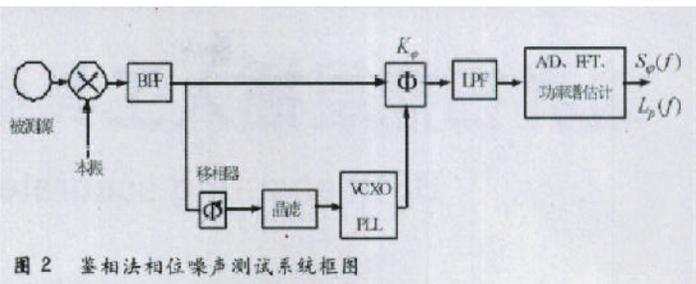


图2 鉴相法相位噪声测试系统框图

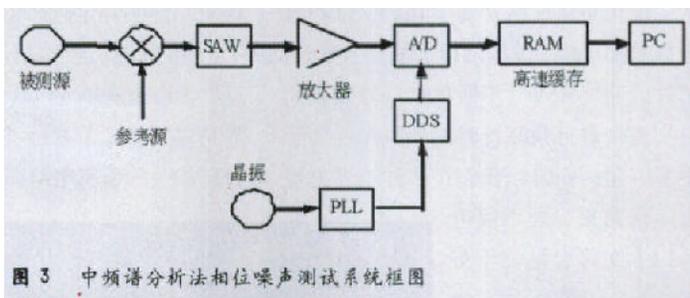


图3 中频谱分析法相位噪声测试系统框图

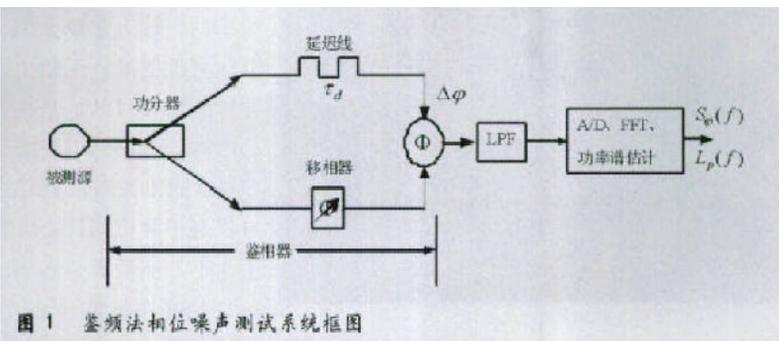


图1 鉴频法相位噪声测试系统框图

描逻辑和电平转换单元(如果不包括在缓冲器中),它改变了流程。对于双向信号,可以使用输入和输出单元的组合。在这些硬宏单元中,信号被分为单独的扫描和功能路径,从而不会由于扫描要求而影响功能路径上的定时。任何双向或三态输出缓冲器都将与一个硬宏单元相连,该单元可控制输出缓冲器的状态。可以设置为高阻抗、输出或输入模式。

一些厂商只会提供双向的I/O缓冲器,所以这种方法考虑到了信号可能只是连接相关针脚的功能输入或功能输出。I/O针脚可能是功能输入,但扫描输出或扫描输入就会自动进行。

如上所示,布局硬宏单元可以自动放置在I/O缓冲器附近,从而在传统芯

片外围I/O边界的内部(或外部)形成一个环。它可将这些单元放置在I/O缓冲器外部的没有充分利用的空间中,因而无须额外的核心空间。图2显示了成组的I/O缓冲器,其路由以紫红色显示。请注意,在这种情况下,宏单元已经放置在I/O缓冲器的外部。

边界扫描宏单元环方法的关键是“环形中继器”。其他硬宏单元由信号缓冲器组成,这些缓冲器以一定的间隔放置,可将信号从一组边界扫描宏中继到另一组宏。因为信号必须在芯片上传输的距离过长,而一个信号驱动无法全部完成,因此需要使用中继器,这就确保了将信号斜率维护到一个合理的水平,从而提高信号的完整性。如果使用大型

驱动,信号在驱动附近会很强,但在绕芯片传输了几十毫米后,可能会更加不稳定。此外,由于在源自身附近的信号路由上使用了大型驱动,可能会发生串扰现象。使用这些自动放置的环中继器,在顶层就没有任何浮动的缓冲器单元了。

边界扫描链(相关的信号)在特殊宏的环路周围有效运行,在连接中,边界扫描测试时钟沿着与边界扫描链相反的方向运行,从而避免了扫描链中的潜在保持错误问题。测试时钟连接,使边界扫描链中的最后一个单元和边界扫描控制器位于环路的相同部分,以避免任何定时问题。

一些芯片厂商强制要求包含IDDQ针脚。IDDQ信号也在环路周围中继,可以禁用任何上拉/下拉,双向缓冲器可以进入输入模式。

由于增加了中继器的环路,功能没有受到影响,所以生成原始边界扫描的测试向量可以重新使用,无须更改。

在过去3年中,此方法已经在杰尔Ascot设计中心制造的每个芯片上使用,包括带有LVDS(低压差信号)、SSTL(线脚系列终端逻辑)和GTL(发射接收逻辑)缓冲器的芯片。

总之,此方法提供了一种自动化方式,插入必要的缓冲器宏单元,以维护芯片周围的信号完整性,使信号能在整个芯片布局上无缝传输。它还具备其他一些优点,例如可以分开功能路径和扫描路径,使功能定时不受影响。一旦芯片制造出来,就要首次生成边界扫描向量,从而降低整个生产的调试时间和成本。EPC

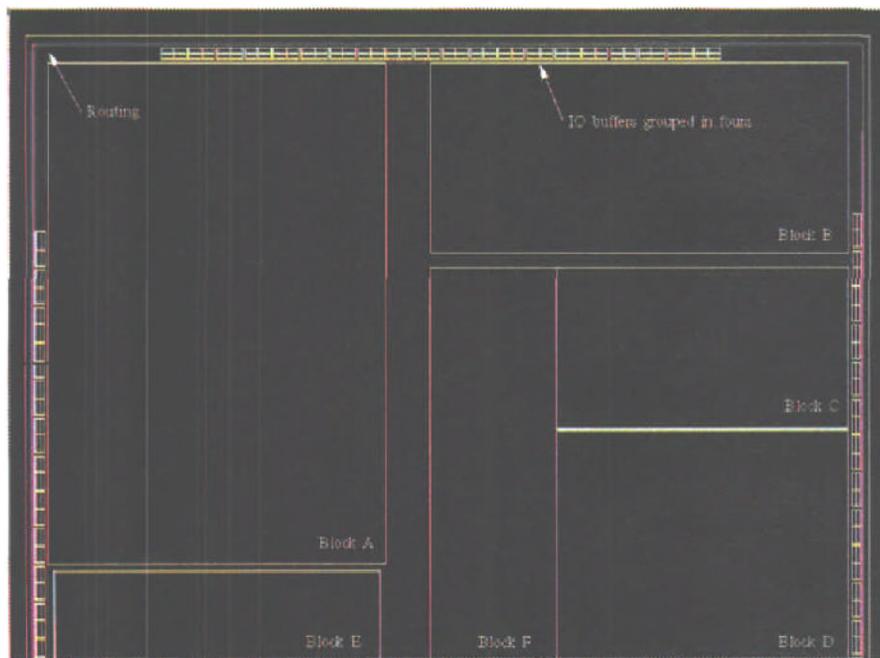


图2 成组的I/O缓冲器

(上接第41页)

四、结束语

相位噪声是许多现代电子系统和设备(包括测控、雷达、通信、导航、干涉仪、射电天文、电子测量和近代物理实验等)的一项重要技术指标和关键性技术问题,通过相位噪声的表征和测试的研究,找到影响频率源稳定性的因素,可应用于频率源的设计和研制提高频率源的质量。

参考文献

- 1 郭衍莹. 现代电子设备的频率稳定度. 宇航出版社, 1989
- 2 罗宾斯(Robins, W.P.). 相位噪声. 人民邮电出版社, 1988
- 3 张海明. 频率源相位噪声特性分析. 无线电通信技术, 1999年第25卷第一期
- 4 Jolie A. Key-Bolotin. . Measuring Phase Noise at K-band, IEEE 1998
- 5 Amoroso, F. The bandwidth of digital data signals. IEEE Communications magazine, November, 1980
- 6 Dowsett, J. Short-term frequency stability and phase noise. Communication Systems Design 2(May) 1996
- 7 Bennett, W.R., characterization of frequency stability, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 20 (May) 1971

EPC