

文章编号: 1672-2892(2012)02-0165-05

频率源设计中参考信号多路功分处理技术

张贵福, 黄 祥, 曾耿华

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

摘 要: 复杂频率源系统, 其参考信号需要进行多路功分处理, 该处理会对参考信号的相位噪声产生影响。文章针对参考信号功分放大带来的相位噪声恶化现象, 给予了详细的理论分析, 并结合实例, 给出适合工程需要的解决方法, 工程实践中验证了该方法的有效性。

关键词: 频率源; 相位噪声; 功分; 放大

中图分类号: TN741

文献标识码: A

Power dividing of reference signal in frequency synthesizer

ZHANG Gui-fu, HUANG Xiang, ZENG Geng-hua

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621900, China)

Abstract: In the complex frequency synthesizer design, the reference signal needs to be divided into several channels, which cause the phase noise of the reference signal degraded. A detailed theoretical analysis of the problem is presented in this paper, and a solution is given, which has been verified in engineering practice.

Key words: frequency synthesizer; phase noise; power dividing; amplification

频率源是通信、雷达、仪器、空间电子设备和电视等电子系统的核心, 其好坏直接影响电子系统的性能指标。在频率综合技术发展过程中, 随着元器件制造工艺不断发展, 频率源性能不断提高, 目前雷达系统中, 低相噪技术是频率源研究的重点之一。

对于大多数采用相干合成技术实现的频率源^[1-2], 参考信号的指标是决定其噪声性能好坏的关键因素之一, 因此, 参考信号源(一般为晶体振荡器)本身指标和传输过程中指标的变化需要重点探讨。在复杂频率源系统中, 需要参考信号的功能模块常常有多个, 每个模块对参考信号的需求各不相同, 参考信号需要功分多路。高性能参考信号功分衰减后, 各支路边带调相噪声会落在系统底噪(加性热噪声)之下, 从而导致参考信号的相位噪声质量下降, 此外为了满足支路一定的功率需求, 必须进行放大处理, 而目前市场上常用放大器的相位噪声性能均低于高性能参考信号的相位噪声性能, 这样, 功分放大后的参考信号质量就不能满足那些要求较高的模块。

目前国外针对参考信号的多路功分研究得很透彻, 并且有相应的低相噪放大器产品, 其附加相位噪声接近系统热噪声; 相比之下, 国内在此方面研究较少, 即使是几个生产晶体振荡器的主要单位, 仍没有针对此问题的公开文献。为不失一般性, 本文不单独考虑低相噪放大器。本文针对高性能参考信号在功率分配中出现的相位噪声恶化现象, 给出详细分析, 并结合具体实例给出定量的解决方案。

表 1 三种常用参考源相位噪声对比

Table 1 Phase noise of three commonly used reference sources

frequency offset/Hz	TCXO dBc/Hz	OCXO/dBc	atomic clock dBc/Hz
10	<-80	<-90	<-120
10 ²	<-110	<-120	<-135
10 ³	<-135	<-145	<-150
10 ⁴	<-145	<-160	<-160
10 ⁵	<-155	<-165	<-165

1 理论分析

1.1 参考信号衰减后相位噪声分析

频率源系统中, 能够提供高性能参考信号的产品包括晶体振荡器或者原子钟等, 其中晶体振荡器分为普通石英晶体振荡器、温补晶体振荡器(Temperature Compensate X-tal Oscillator, TCXO)、恒温晶体振荡器(Oven-Controlled Crystal Oscillator, OCXO)等; 原子钟又包括铷原子钟、铯原子钟等, 普通晶体振荡器指标较差, 一般不用作频率源(尤其是高频、高性能频率源)的参考信号。目前市场几种产品相位噪声指标如表 1 所示。

收稿日期: 2010-05-05; 修回日期: 2011-07-16

基金项目: “863” 国家高技术研究发展计划资助项目

从表 1 可以看出, 偏离中心频率在 10 kHz 以上, 3 种产品的相位噪声都很低, 尤其是 OCXO 和原子钟, 当信号功率在 0 dBm 附近时, 其相位噪声的绝对值很接近系统底噪(常温下为 -174 dBm/Hz)。

如果参考源的输出信号在传输过程中遇到功率衰减, 则信号自身携带的噪声和信号一样等比例衰减, 而系统热噪声(系统底噪)却不会衰减。因此, 当参考信号衰减时, 自携带噪声随着衰减加大, 逐渐接近并低于系统底噪, 如图 1 所示。

从图 1 中可以看出, 当信号衰减较大时, 其远端边带噪声会“淹没”在系统底噪中, 这样, 由于在信号远端, 系统噪声高于信号自携带的边带噪声功率, 衰减后的信号远端噪声会以系统噪声为主。

设系统底噪(加性热噪声)为高斯白噪声(均值为零, 方差为 σ), 用 $n(t)$ (包含实部和虚部)表示, 信号自带边带相位噪声为 $n_p(t)$, 则信号的完整表达式为:

$$s(t) = re^{j(\omega t + n_p(t))} + n(t) \quad (1)$$

式中 r 为信号的幅度。当信号被衰减时, 系统底噪 $n(t)$ 的方差不变, 即 $n(t)$ 的 σ 不会降低, 而信号的边带相位噪声为:

$$r(e^{jn_p(t)} - 1) = r \left\{ jn_p(t) + \frac{1}{2} [jn_p(t)]^2 + L + \frac{1}{N!} [jn_p(t)]^N + L \right\} \approx rjn_p(t) \quad (2)$$

当信号功率被衰减时, 即信号幅值 r 下降, 这样信号自携带边带相位噪声的远端会小于系统底噪(加性热噪声), 如图 1。

作为加性噪声的系统底噪(加性热噪声)可以分为: 一半调幅(Amplitude Modulation, AM)噪声; 一半调相(Phase Modulation, PM)^[3]噪声。两部分噪声功率相等, 在常温下, 噪声谱密度均为 -177 dBm/Hz。在频率源系统中, 大部分是相位敏感电路, 如分频电路、倍频电路、混频电路等, 则 AM 分量被抑制, 而 PM 分量将作为相位噪声出现, 叠加到原有的相位噪声中, 等效为参考信号相位噪声恶化。

1.2 射频放大器中的相位噪声

实践表明, 射频放大器内部产生的相位噪声在频率偏移为 1 Hz~5 kHz 内, 谱密度呈 $1/f$ 变化, 即 $1/f$ 噪声, 是晶体管的内部噪声源对射频信号直接相位调制产生。一个简单无反馈的射频放大器 $1/f$ 噪声表达式为^[4]:

$$\alpha(f_m) = \alpha(1) - 10 \lg f_m \quad (3)$$

式中: f_m 为频率偏移; $\alpha(1)$ 为 $f_m = 1$ Hz 时的数值。

对于不同的晶体管类型, 如硅、锗、高 f_T 、低 f_T 、低直流闪烁噪声、高直流闪烁噪声、塑料、密封容器、双极型、重叠型等, $\alpha(1)$ 最多有 10 dB 的变化范围, 取值范围是 (-120, -110), 一般典型值取 -112^[5-6]。为改善 $\alpha(1)$, 只有依靠局部负反馈(如射极负反馈)。目前利用反馈技术, 一般可以使得晶体管放大器的 $\alpha(1)$ 增加 30 dB, 即 $\alpha(1) = -142$ 。若想进一步提高 $\alpha(1)$, 利用高 Q 材料, 甚至可以使 $\alpha(1)$ 的数值优于 -155, 这种技术在某些高性能的原子钟、恒温晶振上有所体现^[6]。对于通常所用的射频放大器, 其 $1/f$ 噪声可以按照无反馈的类型估算, 即 $\alpha(1) = (-120, -110)$ 。

当频偏大于 5 kHz 时, 热噪声占主要部分, 闪烁噪声影响随着频偏增加逐渐降低。在常温下, 热噪声功率谱密度取 -174 dBm/Hz, 其中影响相位噪声的是 PM 分量, 功率占一半^[7]。

2 应用实例

下面以一个实际频率源产品为例, 论述上述理论的应用。该频率源部分输出指标见表 2。

除了表 2 所列频点需要参考信号外, 还需为整机系统提供 1 路时钟信号和为频率源内部数字模块提供数路时钟信号, 共有多于 7 个模块需要参考信号。产品选用 100 MHz 恒温晶振作为参考信号, 其指标见图 2。

该恒温晶振(OCXO)输出功率为 9 dBm, 因此其相位噪声的绝对值如图 3 所示。

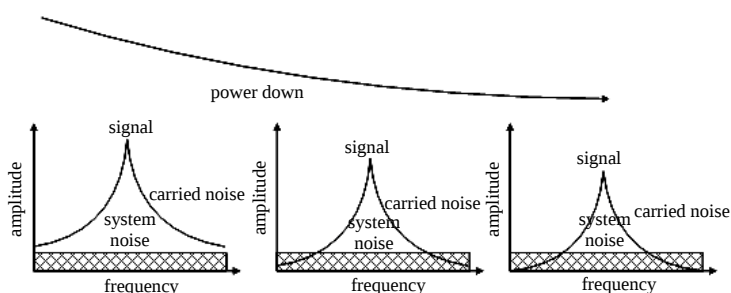


Fig.1 Relation between signal sideband noise and system noise

图 1 信号边带噪声与系统噪声关系

表2 频率源性能指标

Table2 Phase noise of three commonly used reference sources

channels	centre f /MHz	output power/dBm	phase noise/dBc/Hz@10 kHz	spurious suppression/dBc
1	14 480	10	-95	50
2	13 100	10	-95	50
3	others	>10	-100	60

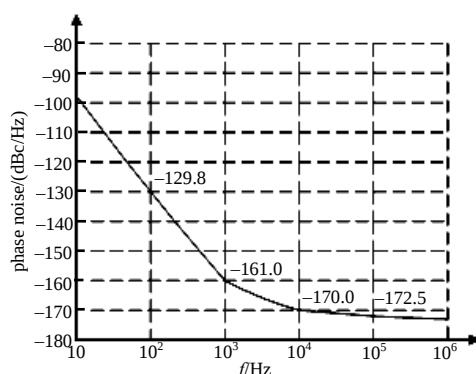


Fig.2 Phase noise of OCXO

图2 恒温晶振(OCXO)参考信号相位噪声

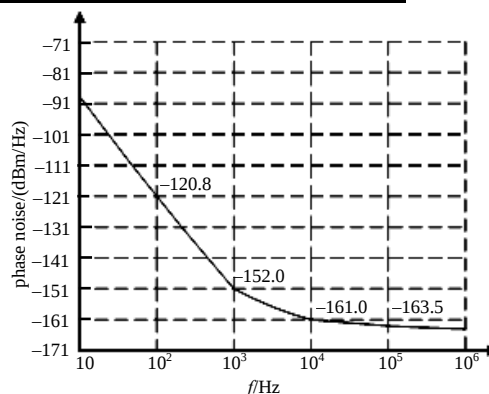


Fig.3 Absolute values of phase noise of OCXO

图3 恒温晶振(OCXO)参考信号相位噪声绝对值

2.1 功分衰减后参考信号相位噪声分析

从图3中可以看出,在偏离中心频率10 kHz处,噪声功率谱密度大约为-161 dBm/Hz,如果以常温状态为准,系统底噪为-174 dBm/Hz,二者相差13 dB。这意味着,只要参考信号被衰减大于10 dB,该处的噪声功率谱密度就低于系统底噪,并且需要强调的是,如果参考信号衰减后是送到相位敏感系统,且对幅度不敏感(如加了限幅器、鉴相等),则参考信号衰减16 dB后与系统底噪相等。

根据该频率源指标要求,2个最高输出频率与参考信号100 MHz不是整数倍关系,需采用双环实现,2个双环电路采用同一个高频率的频标信号。为了保证频标信号质量,其参考信号尽量由恒温晶振直接提供,不衰减,故采用了10 dB耦合器对参考信号进行分路,主路输送给频标信号产生电路,衰减约1 dB,副路衰减约10 dB,然后分成6路,送给其他支路,功分框图见图4。

根据现有器件,6路功分能够带来的最大衰减约为8 dB,考虑5 dB余量(一般支路信号需要放大,而放大器存在一定的噪声系数),每个支路有18 dB的功率衰减。因此,噪声功率谱密度小于-154 dBm的频段,都将淹没于系统底噪,对应图3的1 kHz以外频段。本例中,功分后的各个支路信号功率为-14 dBm。

根据上述数据,只考虑系统底噪PM分量(占总底噪功率的一半),则支路的相噪基底相对值变为-163 dBm/Hz,这样各个支路相位噪声如图5所示。

2.2 放大后参考信号相位噪声分析

常用的射频放大器都不采用反馈技术。根据图2和式(3),放大器带来的相位噪声在偏离载频1 kHz以外高于参考信号本身自带相位噪声,因此当参考信号输出功率较高,自带相位噪声基底的绝对值大于系统底噪,且满足数个模块对参考信号功率需求时,不必放大;相反,参考信号输出功率很低,此时就要考虑放大问题。

根据图2所示指标,考察射频放大器对参考信号相位噪声的影响。根据式(3),在1 kHz处,为-142 dBc/Hz;在5 kHz处,为-149 dBc/Hz。取放大器的噪声系数为5 dB,则频偏大于5 kHz的热噪声底线为-169 dBm/Hz,调相分量为-172 dBm/Hz。假定参考信号相位底噪绝对值(对应图3为-163.5 dBm/Hz)接近系统底噪(热噪声)-174 dBm/Hz,对应参考信号的功率为-1.5 dBm,则图2所示的参考信号放大后相位噪声变为图6。

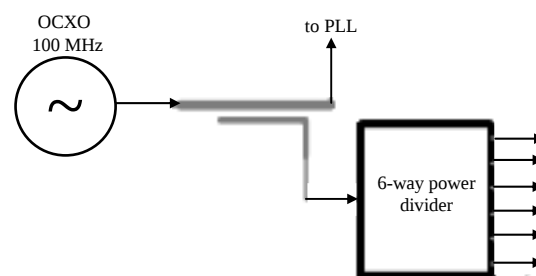


Fig.4 Block diagram of reference signal power divider

图4 参考信号功分网络

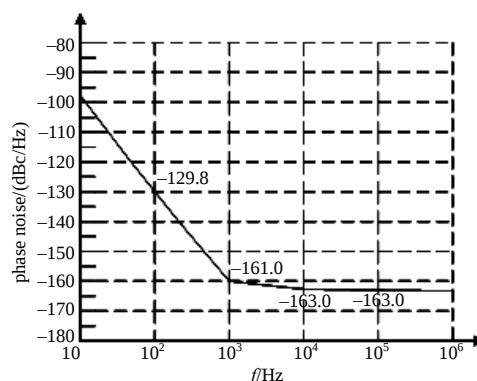


Fig.5 Phase noise of each reference signal branch

图5 各支路参考信号相位噪声

2.3 功分和放大顺序的选取

一般锁相环环路带宽在几百 kHz 以内, 比较图 5 和图 6 可以看到, 在环路带宽内图 5 指标优于图 6, 故参考信号选用先功分后放大处理方式, 放大后各支路相位噪声由图 5 变为图 7。

如果参考信号需要分路更多, 或者参考信号源本身输出功率很低, 导致图 5 指标在环路带宽内劣于图 6, 则需要按如下步骤处理:

- 确定初次功率分配路数, 使图 5 指标优于图 6(所需带宽内);
- 对每个支路信号进行功率放大;
- 再次对每个支路进行功分;
- 每个支路再重复上述步骤。

根据这些步骤安排无源功分和放大器的布局, 确保设计出最优的功分、放大网络。

3 试验结果

本文所举实例最终结果见表 3, 测试仪器为 Agilent 公司的 E5052B 和 E5053A。表 3 所示结果包含了频率源内部其他器件的影响, 包括倍频器、鉴相鉴频器、运算放大器和电源等影响, 部分电路影响超过了参考信号的功分放大电路。

表 3 测试结果

Table 3 Measure results

channels	centre frequency/MHz	output power/dBm	phase noise/dBc/Hz@10 kHz	spurious suppression/dBc
1	14 480	10	-101	52
2	13 100	10	-99.3	58
3	others	>10	<-110	60

4 结论

本文给出了一种实用的参考信号功分放大技术, 并通过工程实例进行验证。该技术随着参考信号功分路数增加而变得愈发重要, 当频率源内部需要参考信号的功能模块数达到十个乃至数十个时, 按照本文所述方法可设计出较为优化的功分放大网络。

当某些模块同时要求很高的参考信号功率和相位噪声指标时, 如梳状谱发生器等产品, 可以选择带负反馈的放大器或者放大后接窄带的滤波器(如晶体滤波器、声表面波滤波器等) 改善参考信号指标。

总之, 在高性能参考信号多路分配时, 要同时关注系统底噪、有源器件噪声、参考信号功率等因素, 合理规划, 方能设计出符合系统需求的分配网络。

参考文献:

- [1] 廖梁兵, 邓贤进, 张红雨. 低相噪毫米波频率合成器设计[J]. 信息与电子工程, 2010, 8(1): 33-35.
- [2] 邓贤进, 李家胤, 张健. C 波段频率合成器设计[J]. 电讯技术, 2006, 46(3): 22-23.
- [3] Halford D, Wainwright A E, Barnes J A. Flicker Noise of Phase in RF amplifiers and Frequency Multipliers: Characterization, Cause, and Cure[C]// Proceeding of 20th Annual Symposium on Frequency Control. Washington: [s.n.], 1968: 340-341.
- [4] Halford D. Phase Noise in RF amplifiers and Frequency Multipliers[C]// U.S. Government Memorandum to J A Barnes, Washington: [s.n.], 1967.

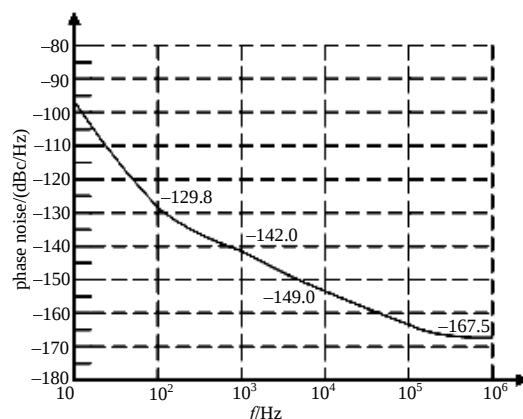


Fig.6 Phase noise of each reference signal branch after amplification

图 6 直接放大后支路相位噪声

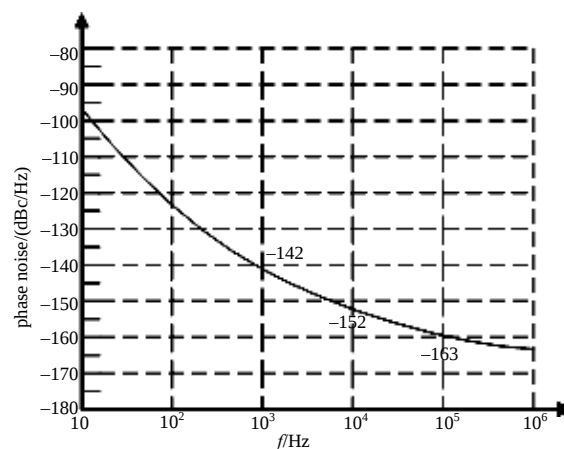


Fig.7 Phase noise of each reference signal branch after power divider and amplification

图 7 功分放大后支路相位噪声